

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN OUTAOUAIS

**Conception de nouvelles topologies de métasurfaces par l'application de
techniques à sauts d'impédances**

Salem Bousnadj

Département d'informatique et d'ingénierie

Thèse

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

Philosophiae Doctor

en Sciences et technologies de l'information

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN OUTAOUAIS

**Conception de nouvelles topologies de métasurfaces
par l'application de techniques à sauts d'impédances**

par

Salem Bousnadj

Thèse présentée au

Département d'informatique et d'ingénierie

Pour l'obtention du grade de

Philosophiae Doctor (Ph.D.)

en Sciences et technologies de l'information

Membres du jury :

Président

Prof. Michael L. Korwin-Pawlowski, UQO

Examineur externe

Dr. Jafar Shaker, Carleton University, Ottawa

Examineur interne

Prof. Halim Boutayeb, UQO

Directeur de thèse

Prof. Larbi Talbi, UQO

Co-directeur

Dr. Khelifa Hettak, CRC, Ottawa

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et gratitude au Professeur Larbi Talbi et au Docteur Khelifa Hettak, mes deux Directeurs de thèse, qui m'ont proposé ce thème de recherche, pour leur soutien, leurs encouragements, et leur support constant durant mes travaux de recherche. Je leur suis particulièrement reconnaissant pour leur patience, leurs conseils, leurs commentaires et leur aide, et toutes les connaissances qu'ils m'ont prodiguées pendant la période de préparation de ma thèse.

Je tiens à remercier Dr Alireza Ghayekhloo pour son aide précieuse, ses conseils, et pour son soutien continu et sa contribution durant la préparation de ma thèse.

Je voue ma profonde gratitude à Dr Yassine Zouaoui, pour son aide, ses précieux conseils et sa contribution durant la phase de fabrication des structures ayant fait l'objet de cette présente thèse.

RÉSUMÉ

Les avancées technologiques rapides et l'invention d'équipements intelligents a permis l'interconnexion d'une multitude d'appareils. Cette connectivité inter-équipements et d'autres technologies telles que l'Internet des objets (IoT), la communication spatiale et radars a augmenté les interférences électromagnétiques. La 5G permet d'obtenir un débit de données énormes avec moins de latence, augmentant ainsi l'interférence électromagnétique. Les Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS) sont des structures typiquement composées de cellules résonantes périodiquement imprimées sur un substrat diélectrique. Ces éléments sont conçus tels que la structure se comporte comme un filtre spatial électromagnétique, coupe-bande ou passe-bande, selon que ces éléments résonants sont des patches métalliques ou des ouvertures, respectivement, et sont imprimés sur un substrat diélectrique. Ces structures périodiques peuvent contrôler la transmission et la réflexion des ondes électromagnétiques incidentes et ont donc la capacité de bloquer le signal électromagnétique indésirable provenant de la bande de fréquence limitrophe, et de permettre la transmission des bandes de fréquence de communication spécifiques. Il est préférable d'avoir une taille de cellule miniature car une cellule de faible taille engendre une transmission avec moins de distorsions et donne ainsi de meilleurs résultats en termes de paramètres de transmission de la structure FSS. Plusieurs approches ont été proposées pour la miniaturisation de structures FSS. L'objectif de ma thèse est de concevoir des structures FSS miniaturisées en appliquant les concepts de Résonateurs à Saut d'Impédances (RSI), et de Résonateurs à Double Sauts d'Impédances (RDSI) utilisés dans les filtres analogiques. Cette technique est basée sur le rapport d'impédances $K = Z_2/Z_1$ des segments de lignes pour déterminer les fréquences de résonance fondamentale et des harmoniques. En considérant la structure « Four-Legged Unloaded Element » (FLUE), la taille de la nouvelle structure obtenue peut être réduite de 45%, et la première harmonique peut être éloignée de trois fois la fréquence fondamentale. Ces techniques permettent d'avoir un très grand degré de liberté lors de la synthèse d'une structure, on peut ainsi concevoir plusieurs topologies différentes avec les mêmes caractéristiques de transmission. Selon les contraintes de fabrication rencontrées, il est plus judicieux de sélectionner une topologie par rapport à d'autres, ce qui rend cette approche exceptionnellement intéressante. Cette technique a été validée par des résultats de simulation en utilisant le logiciel Ansys HFSS [1]. Plusieurs structures de topologies différentes ont été fabriquées et simulées.

ABSTRACT

In Rapid technological enhancements and the invention of smart devices have connected several devices with each other. This device-to-device connectivity and various other technologies like the Internet of Things (IoT), space communication and radars have increased the electromagnetic interference. 5G also aims to provide a huge data rate with less latency, increasing the electromagnetic interference. X-Band (8-12 GHz) is one of the major contributors to increasing electromagnetic interference. Frequency selective surfaces (FSS) are structures typically composed of periodic arrays of resonant elements printed on a dielectric substrate. These elements are designed so that the circuit behaves like a spatial electromagnetic wave stop-band or band-pass filter, depending on whether these resonant elements are metallic patches or apertures, respectively, and are printed on a dielectric substrate. These periodic structures can effectively control the transmission and reflection of incident electromagnetic waves, and have the capability to block the undesirable electromagnetic signal from the nearby frequency band and allows to pass only specified frequency communication bands. Unit cell is mostly preferred to have miniaturized elements since small unit cell element offers lesser distortions in transmission and thus gives better results in terms of the FSS transmission parameters. Several approaches have been proposed to design miniaturized FSS. My thesis' purpose is to conceive miniaturized FSS structures by using the Stepped Impedance Resonator (SIR), and Double Stepped Impedance Resonator (DSIR) concepts used in analog filters. By considering the "Four-Legged Unloaded Element" (FLUE) structure, the size of the new structure obtained can be reduced by 45%, and the first spurious can be put off by three times the fundamental resonance frequency. These techniques provide a greater degree of liberty for synthesizing a structure, we can generate many different topologies with the same transmission features. When we consider the fabrication constraints, it is better to opt for a topology among others, which makes this approach particularly interesting. This technique has been validated by simulation results using the Ansys HFSS software [1]. Many structures with different topologies have been fabricated and verified by simulation.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT	V
TABLE DES MATIÈRES	VI
LISTE DES TABLEAUX.....	IX
LISTE DES FIGURES.....	X
LISTE DES SYMBOLES ET ABBREVIATIONS	XVI
CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
1.1 Introduction	1
1.2 Objectifs de la thèse	3
1.3 Contribution	3
1.4 Articles	4
1.5 Structure de la thèse	4
CHAPITRE 2 STRUCTURES SÉLECTIVES EN FRÉQUENCE ET FILTRES SIR	6
2.1 Introduction	6
2.2 Définition et principe de fonctionnement.....	6
2.3 Différents types de structures FSS	7
2.4 Lobes discordants	9
2.5 Résonateurs à un saut d'impédance (RSI) [27] [61-62]	10
2.6 Résonateurs à double sauts d'impédances (RDSI) [63].....	13
2.7 Etat de l'art des techniques de miniaturisation des structures FSS	19
2.7.1 Maillage.....	20
2.7.2 Convolution.....	21

2.7.3	Application du concept RSI	23
2.8	Conclusion.....	26
CHAPITRE 3 SYNTHÈSE D'UNE CELLULE "FOUR-LEGGED UNLOADED ELEMENT" (FLUE) A BASE DE RESONATEURS A SAUT D'IMPEDANCES (RSI)..... 27		
3.1	Introduction	27
3.2	Structure « Four-Legged Unloaded Element » (FLUE).....	27
3.3	Détermination de l'impédance caractéristique et de la permittivité relative d'une ligne CPS sans plan de masse	28
3.4	Application du concept RSI aux structures dipôles parallèles et FLUE	32
3.4.1	Application à la structure dipôles parallèles	32
3.4.2	Application à la structure FLUE	34
3.5	Réduction de l'effet capacitif inter-éléments	39
3.5.1	Structure FLUE-RSI-ARROW	40
3.5.2	Structure FLUE-RSI-INV-ARROW	43
3.6	Résultats expérimentaux	46
3.6.1	Structure FLUE conventionnelle.....	47
3.6.2	Structure FLUE-RSI.....	48
3.6.3	Structure FLUE-RSI-ARROW	49
3.6.4	Structure FLUE-RSI-INV-ARROW	50
3.7	Conclusion.....	51
CHAPITRE 4 APPLICATION DU CONCEPT DE RESONATEURS A DEUX SAUTS D'IMPEDANCES (RDSI) A LA CELLULE FLUE		
4.1	Introduction	53
4.2	Description de la méthode de synthèse	53
4.3	Quelques exemples de structures FLUE-RDSI.....	54

4.3.1	Exemple 1 : Topologie de taille minimale	54
4.3.2	Exemple 2.....	58
4.3.3	Exemple 3.....	61
4.3.4	Comparaison des 3 structures.....	64
4.4	Nouvelle méthode de synthèse de topologies multiples.....	65
4.5	Détermination des harmoniques supérieures :	70
4.6	Résultats expérimentaux	72
4.6.1	Structure FLUE-RDSI-MIN.....	73
4.6.2	Structure FLUE-RDSI-MOD1	75
4.6.1	Structure FLUE-RDSI-MOD2	76
4.7	Conclusion.....	77
CHAPITRE 5 CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES		79
5.1	Conclusion.....	79
5.2	Perspectives.....	79
REFERENCES.....		81

LISTE DES TABLEAUX

Table 3.1 Simulation de la structure RSI formée de deux dipôles parallèles.....	33
Table 3.2 Variation de la fréquence de résonance vis-à-vis du rapport d'impédances K pour la structure FLUE-RSI	35
Table 3.3 Ajustement des paramètres physiques de la structure FLUE-RSI	36
Table 3.4 Variation de la fréquence de résonance vis-à-vis du rapport d'impédances K pour la structure FLUE-RSI-ARROW	40
Table 3.5 Variation de la fréquence de résonance vis-à-vis du rapport d'impédances K pour la structure FLUE-RSI-INV-ARROW	43
Table 4.1 Détermination des paramètres théoriques pour la structure FLUE-RDSI-MIN	55
Table 4.2 Ajustement des paramètres physiques pour la structure FLUE-RDSI-MIN.....	55
Table 4.3 Détermination des paramètres théoriques pour la structure FLUE-RDSI-MOD1	59
Table 4.4 Ajustement des paramètres physiques pour la structure FLUE-RDSI-MOD1	59
Table 4.5 Détermination des paramètres théoriques pour la structure FLUE-RDSI-MOD2.....	62
Table 4.6 Ajustement des paramètres physiques de la structure FLUE-RDSI-MOD2.....	62
Table 4.7 Comparaison des 3 structures FLUE-RDSI	64
Table 4.8 Exemple de paramètres physiques permettant d'avoir deux topologies FLUE-RDSI...	66
Table 4.9 Calcul des paramètres physiques des deux topologies FLUE-RDSI	66
Table 4.10 Calcul des paramètres physiques des deux topologies FLUE-RDSI	70

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Différents motifs utilisés dans les FSS	7
Figure 2.2 Réflexion spéculaire	9
Figure 2.3 Description des lobes discordants.....	9
Figure 2.4 Ligne de transmission de longueur $l = \lambda/2$ ($\theta_0 = \pi$) à extrémités ouvertes.....	10
Figure 2.5 Deux types de résonateurs à un saut d'impédances (RSI) (a) taille minimale et (b) taille maximale	10
Figure 2.6 Condition de résonance d'une ligne de transmission RSI	12
Figure 2.7 Rapport des 3 premières harmoniques par rapport à la fréquence fondamentale pour le cas d'une ligne de transmission RSI	12
Figure 2.8 Résonateur à double sauts d'impédances (RDSI).....	13
Figure 2.9 Modes pair (a) et impair (b) du résonateur à double sauts d'impédances (RDSI).....	13
Figure 2.10 Résonateur RDSI de taille minimale et condition de résonance.....	15
Figure 2.11 Résonateur RDSI de taille maximale et condition de résonance	16
Figure 2.12 Topologie du résonateur RDSI avec $K_1 < 1$ et $K_2 > 1$	16
Figure 2.13 conditions de résonance pour les cas $K_1 \times K_2 \leq 1$ et $K_1 \times K_2 > 1$	16
Figure 2.14 Topologie du résonateur RDSI avec $K_1 > 1$ et $K_2 < 1$	17
Figure 2.15 conditions de résonance pour les cas $K_1 \times K_2 \leq 1$ et $K_1 \times K_2 > 1$	17
Figure 2.16 Simplification de la structure RDSI.....	17
Figure 2.17 Simulation des fréquences de résonances des harmoniques de la structure RDSI	19
Figure 2.18 Structure proposée par Sarabandi	20
Figure 2.19 Géométrie de la cellule FSS miniaturisée proposée : vue 3-D (gauche) ; vue de dessus (droite).....	21

Figure 2.20 (a) Structure proposée par S. N. Azemi et Al. (b) Circuit équivalent pour une cellule	22
Figure 2.21 Géométrie de l'élément FSS 2.5-D proposé. Gauche : vue 3-D. Droite : vue de dessus	22
Figure 2.22 Les éléments sont placés orthogonalement l'un par rapport à l'autre sur chaque couche. Une forte capacité existe entre les deux couches.	23
Figure 2.23 Structure du FSS coupe-bande miniaturisé. (a) Vue 3-D. (b) Vue du dessus. (c) Vue de côté de la cellule	24
Figure 2.24 Structure FSS proposée utilisant un résonateur en boucle circulaire.....	25
Figure 2.25 Structure FSS proposée utilisant un résonateur en boucle semi-circulaire.....	25
Figure 2.26 Structure FSS proposée utilisant une boucle semi-elliptique avec un résonateur RSI	25
Figure 2.27 Réalisation de la structure elliptique utilisant les résonateurs RSI.....	25
Figure 2.28 Application du concept RSI à la structure en croix (a) Cellule unitaire inférieure et extérieure (b) Structure 3-D	26
Figure 3.1 Structure "Four-Legged Unloaded Element" (FLUE).....	27
Figure 3.2 deux dipôles parallèles, horizontale et verticale	28
Figure 3.3 ligne CPS sans plan de masse ; (a) vue schématique, (b) distribution du courant au niveau de la ligne pour le mode pair, et pour le (c) mode impair	29
Figure 3.4 (a) ligne CPS sans plan de masse, (b) Configuration des ports « wave » de la simulation d'une ligne CPS.....	29
Figure 3.5 (a) Variation de Z_{0e} en fonction de W , (b) Variation de ϵ_{effe} en fonction de W , (c) Distribution du champs électrique d'une ligne CPS, pour le mode pair	30
Figure 3.6 (a) Variation de Z_{0o} en fonction de W , (b) Variation de ϵ_{effo} en fonction de W , (c) Distribution du champs électrique d'une ligne CPS, pour le mode impair.....	31
Figure 3.7 (a) Structure fondamentale formée de deux dipôles parallèles, et (b) application du concept RSI	32

Figure 3.8 Simulation de la structure RSI formée de deux dipôles parallèles	33
Figure 3.9 Application du concept RSI à la structure conventionnelle, (a) structure conventionnelle, et (b) structure FLUE-RSI	34
Figure 3.10 Variation du coefficient de transmission de la structure conventionnelle FLUE...	36
Figure 3.11 Variation du coefficient de transmission de la structure FLUE-RSI.....	37
Figure 3.12 Variation du coefficient de transmission de la structure conventionnelle FLUE en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TE	37
Figure 3.13 Variation du coefficient de transmission de la structure conventionnelle FLUE en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TM.....	38
Figure 3.14 Variation du coefficient de transmission de la structure FLUE-RSI en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TE	38
Figure 3.15 Variation du coefficient de transmission de la structure FLUE-RSI en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TM	39
Figure 3.16 Inclinaison des extrémités de la structure FLUE-RSI	39
Figure 3.17 Paramètres physiques de la structure FLUE-RSI-ARROW	40
Figure 3.18 Comportement large bande de la structure FLUE-RSI-ARROW	41
Figure 3.19 Comportement de la structure FLUE-RSI-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE.....	42
Figure 3.20 Comportement de la structure FLUE-RSI-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM.....	42
Figure 3.21 Paramètres physiques de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW.....	43
Figure 3.22 Comportement large bande de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW	44
Figure 3.23 Comportement de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE	45
Figure 3.24 Comportement de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM	45

Figure 3.25 Prototypes fabriqués (a) structure FLUE conventionnelle, (b) structure FLUE-RSI, (c) structure FLUE-RSI-ARROW, (d) structure FLUE-RSI-INV-ARROW	46
Figure 3.26 Configuration utilisée pour les mesures des paramètres de transmission des structures fabriquées	47
Figure 3.27 Cellule de la structure FLUE conventionnelle fabriquée.....	47
Figure 3.28 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE conventionnelle	48
Figure 3.29 Cellule de la structure FLUE-RSI fabriquée.....	48
Figure 3.30 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI	49
Figure 3.31 Cellule de la structure FLUE-RSI-ARROW fabriquée	49
Figure 3.32 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI-ARROW	50
Figure 3.33 Cellule de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW fabriquée.....	51
Figure 3.34 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI-INV-ARROW	51
Figure 4.1 Application du concept RDSI à la structure FLUE, (a) structure conventionnelle, (b) structure FLUE-RDSI	53
Figure 4.2 Exemple 1 : Structure de taille minimale FLUE-RDSI-MIN.....	54
Figure 4.3 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour la structure FLUE-RDSI-MIN	56
Figure 4.4 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MIN, pour le mode TE	57
Figure 4.5 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MIN, pour le mode TM	57
Figure 4.6 Exemple 2 : Structure de l'exemple 2 FLUE-RDSI-MOD1.....	58

Figure 4.7 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1	60
Figure 4.8 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1, pour le mode TE.....	60
Figure 4.9 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1, pour le mode TM.....	61
Figure 4.10 Exemple 3 : Structure de l'exemple 3 FLUE-RDSI-MOD2.....	61
Figure 4.11 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour la structure FLUE-RDSI-MOD2.....	63
Figure 4.12 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD2, pour le mode TE.....	63
Figure 4.13 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1, pour le mode TM.....	64
Figure 4.14 Paramètres de la structure FLUE-RDSI utilisée pour la synthèse de topologies multiples	65
Figure 4.15 Condition de résonance de la structure FLUE-RDSI pour les paramètres de la table 4.8.....	66
Figure 4.16 Deux topologies obtenues des paramètres de la table 4.8, (a) topologie 1, (b) topologie 2.....	67
Figure 4.17 Coefficient de transmission des deux topologies obtenues avec les paramètres de la table 4.8, - topologie 1, - topologie 2	67
Figure 4.18 Variation du coefficient de transmission de la topologie 1 vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE	68
Figure 4.19 Variation du coefficient de transmission de la topologie 2, vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE	68
Figure 4.20 Variation du coefficient de transmission de la topologie 1 vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM	69

Figure 4.21	Variation du coefficient de transmission de la topologie 2, vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM	69
Figure 4.22	Différentes variantes la topologie de la structure FLUE-RDSI-MOD1	70
Figure 4.23	Cellule de la structure FLUE-RDSI-MIN fabriquée.....	73
Figure 4.24	Résultats de simulation et de mesure de la structure FLUE-RDSI-MIN (a) mode TE, et (b) mode TM	74
Figure 4.25	Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence de la structure FLUE-RDSI-MIN (a) mode TE, et (b) mode TM.....	74
Figure 4.26	Structure FLUE-RDSI-MOD1 fabriquée.....	75
Figure 4.27	Résultats de mesure da la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1	76
Figure 4.28	Structure FLUE-RDSI-MOD2 fabriquée.....	77
Figure 4.29	Résultats de mesure da la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD2.....	77

LISTE DES SYMBOLES ET ABBREVIATIONS

4G	Système de Communication de 4 ^{ème} Génération (4 th Generation system)
5G	Système de Communication de 5 ^{ème} Génération (5 th Generation system)
MIMO	Entrées Multiples Sorties Multiples (Multiple-Input Multiple-Output)
λ_0	Longueur d'onde dans le vide
TE	Transverse électrique (Transverse Electric)
TM	Transverse magnétique (Transverse Magnetic)
VoIP	Voix sur IP (IP telephony)
IoT	Internet des objets (Internet of Things)
FSS	Surfaces sélective en fréquence (Frequency Selective Surface)
θ	Angle d'incidence (Angle of incidence)
ε	Constante diélectrique (Dielectric constant)
\vec{m}	Courant magnétique (Magnetic Current)
\vec{E}	Champ électrique (Electrical Field)
\vec{n}	Vecteur unitaire (Unitary Vector)
Γ	Coefficient de réflexion (Reflection Coefficient)
T	Coefficient de transmission (Transmission Coefficient)
E^t	Champ électrique transmis (Transmitted Electrical Field)
E^r	Champ électrique réfléchi (Transmitted Electrical Field)
E^i	Champ électrique incident (incident Electrical Field)
η	Angle d'incidence (Angle of incidence)
η_g	Angle discordant (Grating Angle)
λ_g	Longueur d'onde du lobe discordant (Grating wavelength)
f_g	Fréquence du lobe discordant (Grating frequency)

f_0	Fréquence de résonance fondamentale (Fundamental Resonance Frequency)
f_s	Fréquence de résonance des harmoniques (Spurious Resonance Frequency)
D_x	Périodicité des cellules (Unit cell periodicity)
θ_0	Longueur de la ligne de transmission à la résonance (length of the transmission line at resonance)
θ_1	Longueur de la ligne de transmission (length of the transmission line)
θ_2	Longueur de la ligne de transmission (length of the transmission line)
θ_3	Longueur de la ligne de transmission (length of the transmission line)
RSI	Résonateur à Saut d'Impédances (Step Impedance Resonator)
RDSI	Résonateur à Deux Saut d'Impédances (Two Step Impedance Resonator)
Z_{in}	Impédance d'entrée (Input impedance)
Z_{in1}	Impédance d'entrée (Input impedance)
Z_{in2}	Impédance d'entrée (Input impedance)
Z_{in3}	Impédance d'entrée (Input impedance)
Y_{in}	Admittance d'entrée (Input admittance)
Y_{in1}	Admittance d'entrée (Input admittance)
Y_{in2}	Admittance d'entrée (Input admittance)
Y_{in3}	Admittance d'entrée (Input admittance)
Z_1	Impédance caractéristique (Characteristic impedance)
Z_2	Impédance caractéristique (Characteristic impedance)
Z_3	Impédance caractéristique (Characteristic impedance)
Y_1	Admittance caractéristique (Characteristic admittance)
Y_2	Admittance caractéristique (Characteristic admittance)
Y_3	Admittance caractéristique (Characteristic admittance)

K	Rapport d'impédances (Impedance ratio)
θ_{s1}	Longueur de la ligne de transmission correspondant à la 1 ^{ière} harmonique (length of the transmission line for the first spurious)
θ_{s2}	Longueur de la ligne de transmission correspondant à la 2 ^{ième} harmonique (length of the transmission line for the second spurious)
θ_{s3}	Longueur de la ligne de transmission correspondant à la 3 ^{ième} harmonique (length of the transmission line for the third spurious)
θ_{s4}	Longueur de la ligne de transmission correspondant à la 4 ^{ième} harmonique (length of the transmission line for the fourth spurious)
f_{s1}	Fréquence de résonance de la 1 ^{ière} harmonique (Resonance frequency of the first spurious)
f_{s2}	Fréquence de résonance de la 2 ^{ième} harmonique (Resonance frequency of the second spurious)
f_{s3}	Fréquence de résonance de la 3 ^{ième} harmonique (Resonance frequency of the third spurious)
f_{s4}	Fréquence de résonance de la 4 ^{ième} harmonique (Resonance frequency of the fourth spurious)
Z_{ine}	Impédance d'entrée du mode pair (Input impedance of the even mode)
Z_{ino}	Impédance d'entrée du mode impair (Input impedance of the odd mode)
K_1	Rapport d'impédances (Impedance ratio)
K_2	Rapport d'impédances (Impedance ratio)
L	Inductance (Inductance)
C	Capacité (Capacitance)
ω_0	Fréquence angulaire (Angular frequency)
ε_r	Permittivité relative (Relative permittivity)

P	Périodicité d'une cellule (Unit cell periodicity)
h	Épaisseur du substrat (Substrate thickness)
t	Épaisseur des pistes en cuivre (Copper thickness)
FLUE	Structure « Four-Legged Unloaded Element »
g	Espace entre les pistes adjacentes (Gap between the adjacent strips)
S	Espace inter-éléments (Inter-element distance)
CPS	Ligne Coplanaire (Coplanar stripline)
ϵ_{eff}	Permittivité effective (Effective permittivity)
w	Largeur de piste (Strip width)
w_1	Largeur de piste (Strip width)
w_2	Largeur de piste (Strip width)
w_3	Largeur de piste (Strip width)
l_1	Longueur de piste (Strip length)
l_2	Longueur de piste (Strip length)
l_3	Longueur de piste (Strip length)
Z_{0o}	Impédance caractéristique pour le mode impair (Strip impedance for odd mode)
Z_{0e}	Impédance caractéristique pour le mode pair (Strip impedance for even mode)

CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 Introduction

Depuis l'avènement de la communication numérique dans les années 1990, l'évolution des technologies cellulaires a été dictée par le besoin de capacités toujours plus grandes et des données plus rapides. La technologie 5G est la cinquième génération de standards pour la téléphonie mobile faisant suite à la 4G. Cette technologie devra desservir beaucoup plus d'utilisateurs et d'appareils qu'aujourd'hui et transmettre davantage de données à tout instant [2-4]. L'arrivée de nouvelles technologies de station de base telles que le « massive MIMO » [5] laisse entrevoir une amélioration de la consommation énergétique et du débit [6], et une plus faible latence [7-8]. Les stations de base massive MIMO incluent des centaines d'éléments d'antenne destinés à optimiser la consommation d'énergie par utilisateur [9] et, à terme, à augmenter le débit et à améliorer la qualité des liaisons de communication [10], en particulier sur les pourtours des cellules [11]. Les systèmes de communication 5G utilisent les ondes millimétriques (30GHz-300GHz) qui sont très élevées. Plus les fréquences sont grandes et moins la portée du signal est élevée, et les ondes millimétriques ont la réputation de mal supporter la pluie et de ne pas traverser les murs [12]. L'utilisation des structures FSS dans de tels environnements pourra favoriser la communication des données, et ce, en contrôlant l'amplitude, la phase, et la polarisation des ondes électromagnétiques [13-14].

Les filtres et leurs méthodes de conception ont une longue histoire [15-18]. Les filtres sont devenus des dispositifs indispensables non seulement dans le domaine des télécommunications, mais aussi dans bon nombre d'équipements électriques [19-20].

Les résonateurs à base de lignes de transmission sont très utilisés du fait de leur simplicité de leur structure et leur facilité d'utilisation, cependant, de tels résonateurs ont un certain nombre d'inconvénients, tels que des paramètres de conception limités et des harmoniques correspondant à des multiples de la fréquence de résonance.

Les premières méthodes de développement des filtres consistaient en une combinaison d'inductances L et de capacités C [21]. Ceux-ci peuvent être utilisés uniquement en basse fréquence, leurs tailles en fonction de la longueur d'onde augmentent en haute fréquence et de ce

fait perturbe leurs fonctionnalités. En haute fréquence, on a plutôt recours à des lignes de transmission, ou circuits distribués [22-26].

Les Résonateurs à Saut d'Impédances (RSI ou SIR Step Impedance Resonators) ont l'avantage de réduire la taille du filtre et de contrôler les harmoniques et la perte d'insertion en changeant la structure du résonateur [27]. Du point de vue pratique, la miniaturisation est un enjeu important, en particulier dans les FSS. La réduction de la taille continue à être un objectif de recherche important car il permet d'obtenir une meilleure stabilité de la résonance avec l'angle d'incidence de l'onde.

Les surfaces sélectives en fréquences (FSS) consistent en des matériaux conducteurs arrangés périodiquement suivant une ou deux directions. Pour les bandes micro-onde et millimétrique, les FSS sont utilisés pour purifier le signal reçu, le gain, la directivité d'une antenne et d'un radôme etc. Ces structures permettent également le contrôle et la transmission et réception du signal à un niveau désiré.

La méthode de conception traditionnelle des structures FSS consiste à ajuster la taille et les paramètres de la structure (type de diélectrique, dimensions), et ce, afin d'obtenir la fréquence de résonance fondamentale désirée. Les harmoniques ne peuvent cependant pas être ajustées et correspondent, pour le cas du dipôle, à des multiples de la fréquence de résonance fondamentale.

Plusieurs techniques ont été proposées ces dernières années pour réduire la taille des éléments FSS. Habituellement, la stratégie utilisée pour la miniaturisation des FSS repose sur l'augmentation de l'inductance et capacitance équivalentes, puisque la fréquence de résonance et la taille de l'élément FSS sont inversement proportionnelles à ces deux paramètres. De ce fait, l'approche la plus évidente et la plus simple consiste à introduire des composants réactifs discrets pour augmenter l'inductance ou la capacité. Aussi, des éléments FSS avec diélectriques très fin ont été proposés dans [28] pour augmenter la capacité et l'inductance de l'élément. La technique la plus commune est l'utilisation de géométries convolutées, où le patch (ou ouverture) est courbé, ondulé ou tissé pour augmenter la longueur des structures résonantes des éléments FSS avec une périodicité donnée [29-30]. Des structures fractales ont aussi été utilisées à cet effet [31]. Cette augmentation de la longueur du conducteur augmente l'inductance équivalente de l'élément tandis que la faible distance entre les différentes sections du conducteur augmente sa capacité équivalente.

1.2 Objectifs de la thèse

Dans la plupart des applications, la direction de l'onde incidente interceptant le FSS n'est pas précise. De ce fait, il est désirable d'avoir une structure présentant une réponse en fréquence indépendante de l'angle d'incidence. La réduction de la taille d'un FSS est importante car elle permet d'améliorer la stabilité de la fréquence de résonance en fonction de l'angle d'incidence.

L'objectif de cette thèse est de concevoir une structure FSS miniaturisée en utilisant le concept RSI afin d'obtenir, d'une part, une fréquence de résonance fondamentale désirée, et d'autre part, de contrôler les harmoniques. Grâce à cette méthode on peut concevoir une multitude de topologies ayant des réponses en fréquence identiques, et ce, en ajustant les paramètres physiques (longueur et épaisseur des pistes, espaces entre les segments du FSS, etc...), ce qui nous donne un très grand degré de liberté. En effet, on peut ajuster les dimensions de notre structure suivant les contraintes liées à sa fabrication. L'ajustement des harmoniques nous permettra ainsi d'avoir un meilleur contrôle de la réponse selon la bande de fréquences souhaitée. La réduction de la taille de notre structure apportera une meilleure stabilité vis-à-vis de l'angle d'incidence de l'onde incidente.

1.3 Contribution

L'originalité de notre thèse repose sur le fait de pouvoir être en mesure d'ajuster des paramètres physiques de notre structure FSS afin d'obtenir, d'une part, une fréquence de résonance fondamentale désirée, et d'autre part, de contrôler les harmoniques. En effet dans les structures FSS conventionnelles, les harmoniques ne sont pas contrôlables et dépendent de la géométrie de la structure FSS choisie.

Dans cette thèse, nous allons considérer la structure conventionnelle « Four-Legged Unloaded Element » (FLUE). À cet effet, nous appliquerons la technique des Résonateurs à Saut d'Impédances (RSI), ou Stepped Impedance Resonator (SIR), utilisée dans les filtres micro-ondes, pour la conception d'un FSS coupe-bande pour une fréquence de résonance de 10 GHz. La difficulté réside dans la détermination de l'impédance des différents segments de la cellule FSS afin de pouvoir calculer le rapport d'impédances $K = Z_2/Z_1$, Z_1 et Z_2 étant les impédances des segments de la cellule FSS. Ces impédances seront déterminées en utilisant le simulateur HFSS. Aussi, le paramètre K étant l'élément clef pour la détermination de la fréquence de résonance fondamentale, nous aurons un plus grand degré de liberté dans l'étape de fabrication, notamment

en termes de contraintes liées aux dimensions de notre structure (largeur, épaisseur, substrat), car nous pouvons avoir une multitude d'impédances Z_1 et Z_2 pour une même valeur de K .

Nous allons ensuite utiliser le concept de Résonateurs à double sauts d'impédances (RDSI), pour la synthèse de structures FSS avec cinq segments. Cette technique permet d'avoir un plus grand choix de topologies par la variation des différents segments.

Les structures ainsi obtenues présentent l'avantage d'avoir une très faible taille par rapport à la longueur d'onde. La réduction de la taille atteint 54% pour les structures RSI et RDSI, Cela nous permettra d'avoir une meilleure stabilité en fonction de l'angle d'incidence de l'onde.

Les coefficients de transmission et de réflexion, qui sont étroitement liés, permettent de caractériser les Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS). Dans notre thèse, nous allons analyser les propriétés électromagnétiques des FSS en utilisant exclusivement le coefficient de transmission.

1.4 Articles

Les articles suivants ont été soumis, et sont en cours de révision.

1. Salem Bousnadji, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Alireza Ghayekhloo. « New Class of Frequency Selective Surfaces for 6G upper mid-bands applications Using Nonresonant Subwavelength Unit Cells and Tri-section Stepped Impedance Resonator. » IEEE Journal of Antennas and Propagation.
2. Salem Bousnadji, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Alireza Ghayekhloo. « Novel Frequency Selective Surface Based on Nonresonant Subwavelength Unit Cells and Stepped Impedance Resonator. » IEEE Journal of Microwaves.

1.5 Structure de la thèse

Cette thèse est constituée de six chapitres. Dans le premier chapitre, qui est un chapitre d'introduction, nous allons définir les objectifs de la thèse ainsi que les avantages de notre approche pour la synthèse de structures FSS.

Dans le chapitre 2, nous allons donner une description générale du principe de fonctionnement des surfaces sélectives en fréquence et des résonateurs à saut d'impédances. Nous allons également décrire les différentes méthodes utilisées pour la miniaturisation des structures FSS.

Dans le chapitre 3, nous allons décrire la méthodologie de synthèse de structures FSS par l'utilisation du concept RSI. Nous considérerons le cas de la structure « Four-Legged Loaded Element » (FLUE) qui est une structure symétrique. À cet effet, la détermination de l'impédance caractéristique des segments métalliques, ainsi que la permittivité relative du substrat est nécessaire, celles-ci seront réalisées par simulation. Les résultats de la simulation de la structure obtenue par l'application du concept RSI seront présentés. On verra que la structure obtenue nécessitera l'ajustement de ses paramètres physiques pour obtenir la fréquence de résonance désirée. Nous procéderons à la modification de la structure afin d'obtenir une meilleure précision lors de l'opération de synthèse, deux nouvelles topologies seront proposées à cet effet. Une réalisation pratique sera effectuée et nous présenterons les résultats de mesure.

Dans le chapitre 4, l'application du concept RDSI à la structure FLUE sera décrite. Nous verrons que cette méthode nous permettra de concevoir plusieurs topologies, et ce, en variant soit l'espace entre les patches ou la largeur des patches. Plusieurs topologies seront présentées et fabriquées, et les résultats de mesures seront donnés.

Enfin, dans le chapitre 6, nous donnerons une conclusion concernant les résultats obtenus précédemment et les perspectives pour les travaux de recherche futurs.

CHAPITRE 2 STRUCTURES SÉLECTIVES EN FRÉQUENCE ET FILTRES SIR

2.1 Introduction

Il existe de nombreuses applications des structures périodiques dans le domaine des micro-ondes. En effet, on les retrouve dans la conception de filtres et de certains types d'antennes. Les structures périodiques sont aussi utilisées dans la conception de surfaces sélectives en fréquence ("Frequency Selective Surfaces" ou FSS) [32-34], qui sont des structures bidimensionnelles dont les coefficients de réflexion et de transmission pour une onde électromagnétique incidente varient selon la fréquence [35]. Le comportement en fréquence de la structure est dû au phénomène de résonance subie par les éléments de la cellule unitaire. Celle-ci peut être ajustée en variant la taille des éléments. Les structures FSS sont utilisées dans une large gamme d'application des plus faibles fréquences micro-onde aux térahertz et fréquences optiques [36]. Par exemple, elles peuvent être utilisées comme absorbants [37], réflecteurs [38], reflect arrays [39-40], radomes [41], convertisseurs de polarisation [42-50], filtres spatiaux [51], et dans les applications de blindage électromagnétique [52-54].

2.2 Définition et principe de fonctionnement

Les surfaces sélectives en fréquence peuvent être réalisées en assemblant des structures périodiques bidimensionnelles d'éléments métalliques de forme géométrique particulière ou en assemblant des ouvertures périodiques sur un écran métallique.

Les propriétés de transmission et de réflexion de ces surfaces dépendent de la fréquence utilisée et peut également dépendre de la polarisation et de l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique plane. Ces structures sont utilisées pour empêcher la transmission des ondes électromagnétiques pour une certaine bande de fréquences et permettre la transmission des ondes pour une autre bande de fréquences [55].

Dans un FSS passif, la puissance est fournie à partir d'une onde incidente plane, tandis que pour un FSS actif, chaque élément possède sa propre source de puissance.

La différence majeure entre le dipôle et l'ouverture est que le dipôle est excité par des courants électriques et l'ouverture est excitée par des « courants magnétiques » (les courants magnétiques sont fictifs, $\vec{m} = \vec{E} \times \vec{n}$, avec \vec{n} vecteur unitaire normal orienté vers l'intérieur du matériau).

Dans le cas d'un arrangement passif, l'onde incidente plane est en partie transmise (E^t) et en partie réfléchiée dans une direction particulière (E^r), le coefficient de réflexion est alors égal à $\Gamma = \frac{E^r}{E^i}$ et le coefficient de transmission est égal à $T = \frac{E^t}{E^i}$.

2.3 Différents types de structures FSS

Les motifs utilisés dans les FSS sont classés en quatre groupes de base (voir figure 2.1).

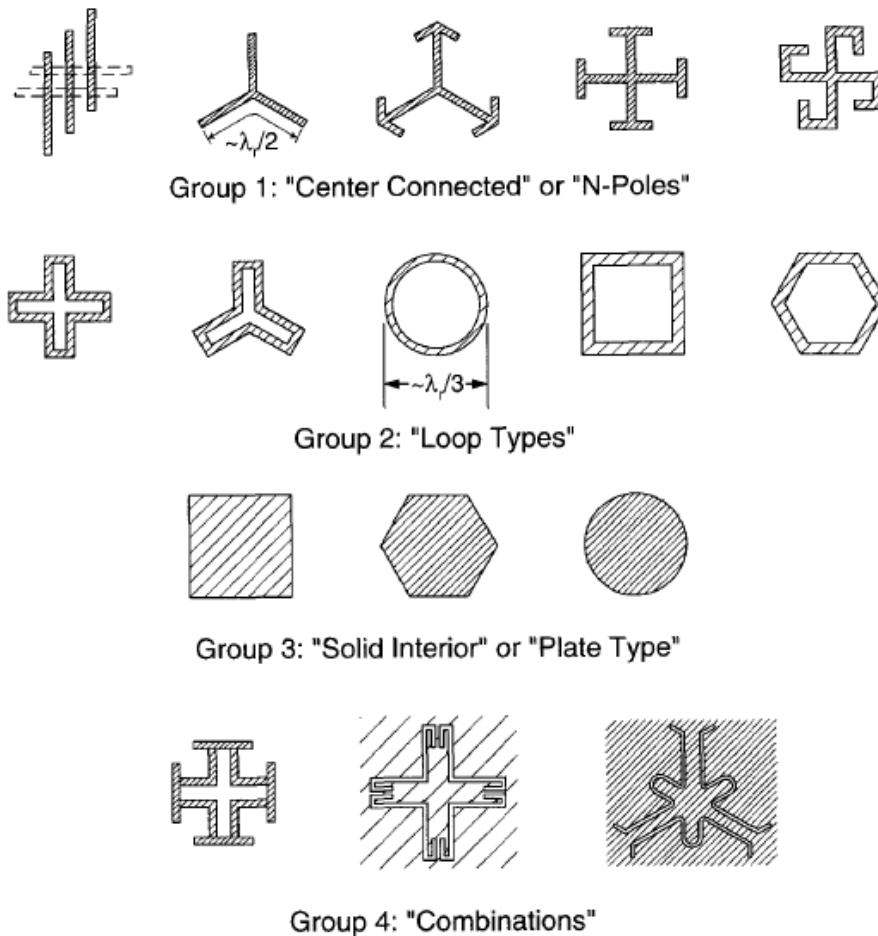


Figure 2.1 Différents motifs utilisés dans les FSS

Groupe 1 : Formé des éléments connectés au centre ayant N pôles. Les éléments les plus populaires de ce groupe sont la Croix de Jérusalem et tripodes. Certains de ces éléments ont été combinés avec d'autres types d'éléments pour produire de nouvelles configurations de FSS.

Groupe 2 : Types en anneau.

Groupe 3 : Formé par des ouvertures de forme quelconque dans un plan conducteur ou des patches de formes diverses imprimés sur du substrat. Ils peuvent apparaître dans des configurations multicouches ou à couche unique.

Groupe 4 : Combinaisons des éléments ci-dessus.

Les surfaces périodiques vues précédemment présentent une réflexion ou transmission parfaite uniquement à la résonance. Ceci peut être accompli de l'une des deux manières suivantes :

- En utilisant deux ou plusieurs surfaces périodiques superposées sans diélectriques.
- En utilisant des couches de diélectriques superposées entre les surfaces périodiques, cette disposition s'appelle surfaces périodiques hybrides.

Le plus grand problème qu'un concepteur aura à rencontrer est qu'il doit considérer des signaux avec différents angles d'incidences et différentes polarisations. Ceci résulte en des variations de fréquences de résonance et de bandes passantes ainsi que la forme des courbes de transmission et de réflexion.

Tous les éléments ne présentent pas le même type de réponse, certains ont des réponses plus large bande (ou plus bande étroite) par rapport à d'autres éléments [56-60].

La performance d'un FSS ne dépend pas uniquement des éléments. Les éléments doivent aussi être arrangés de manière adéquate.

2.4 Lobes discordants

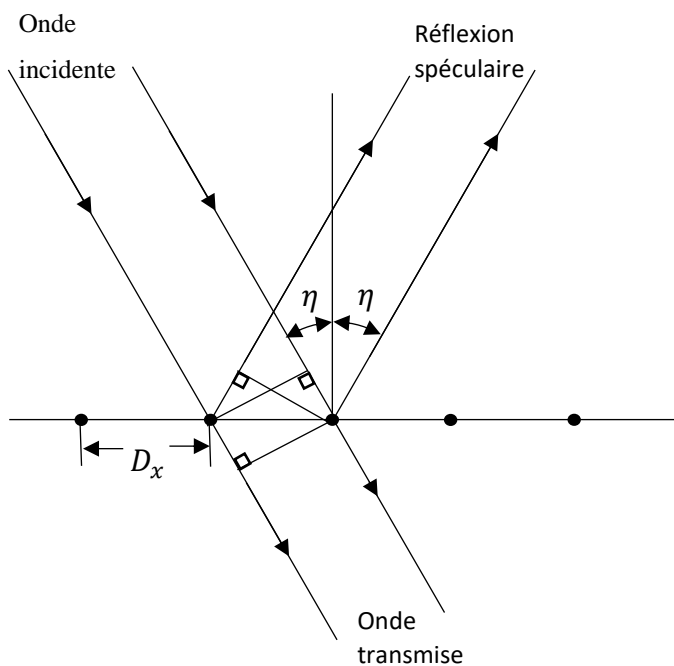


Figure 2.2 Réflexion spéculaire

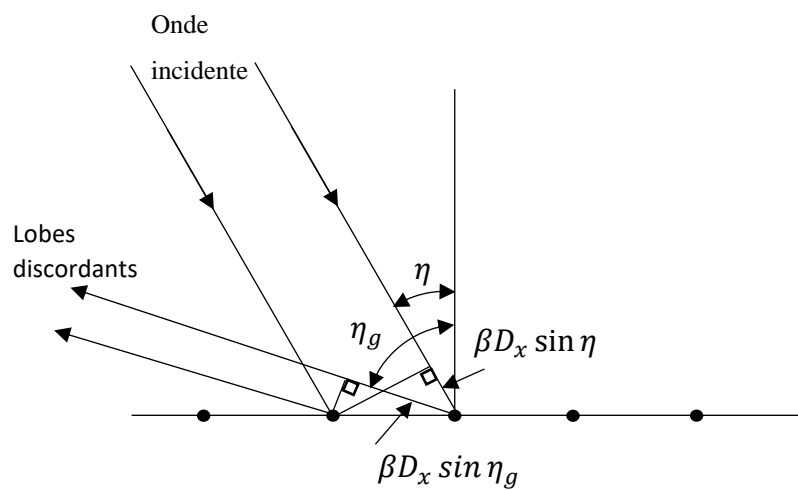


Figure 2.3 Description des lobes discordants

Dans la figure 2.2, l'onde incidente et l'onde réfléchie ont le même angle d'incidence et de réflexion η . Dans ce cas, les ondes réfléchies des deux éléments voisins (espacés de D_x) sont en phase.

Cependant, il y a toujours d'autres directions où on aura des ondes secondaires tel qu'indiqué sur la figure 2.3. Si η_g n'est pas choisi convenablement, les ondes réfléchies à partir des deux éléments voisins ne seront pas en phase.

La propagation dans la direction η_g est possible à condition d'avoir :

$$\beta D_x (\sin \eta + \sin \eta_g) = 2\pi n \quad (2.1)$$

Avec $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ et $f_g = \frac{c}{\lambda_g} = \frac{nc}{D_x(\sin \eta + \sin \eta_g)}$ (Hz), $c = 3 \cdot 10^8$ m/s

2.5 Résonateurs à un saut d'impédance (RSI) [27] [61-62]

Pour le cas d'une ligne de transmission de longueur $\lambda_0/2$ ($\theta_0 = \pi$) et terminée par un circuit ouvert, nous avons l'admittance d'entrée $Y_{in} = jY_0 \tan(\beta l)$. Dans notre cas, $l = \lambda_0/2$ on aura donc

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_0}{2} = \frac{\pi f}{f_0}. \text{ À la résonance, on a } Y_{in} = 0 \Rightarrow \tan(\beta l) = 0 \Rightarrow f_s = nf_0.$$

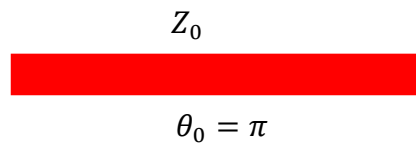


Figure 2.4 Ligne de transmission de longueur $l = \lambda_0/2$ ($\theta_0 = \pi$) à extrémités ouvertes

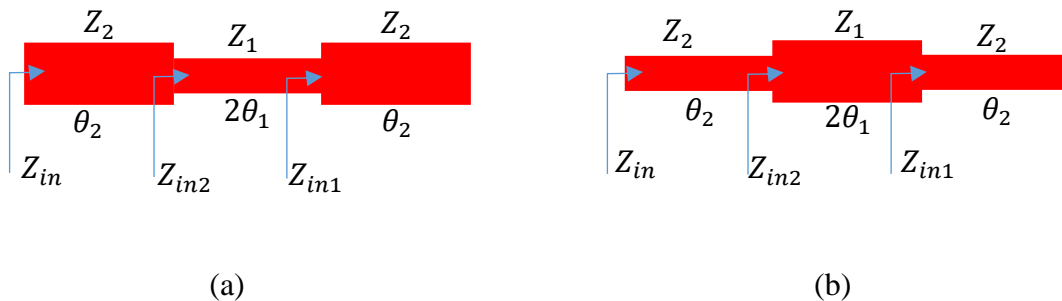


Figure 2.5 Deux types de résonateurs à un saut d'impédances (RSI) (a) taille minimale et (b) taille maximale

Pour le cas d'un résonateur RSI, l'admittance d'entrée est déterminée comme suit :

$$Y_{in1} = jY_2 \tan \theta_2 \Rightarrow Y_{in2} = Y_1 \frac{jY_2 \tan \theta_2 + jY_1 \tan(2\theta_1)}{Y_1 - Y_2 \tan(2\theta_1) \tan \theta_2}$$

Après simplification, on a :

$$Y_{in2} = jY_1 \frac{Y_2 \tan \theta_2 (1 - (\tan \theta_1)^2) + 2Y_1 \tan \theta_1}{Y_1(1 - (\tan \theta_1)^2) - 2Y_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (2.2)$$

Et l'admittance d'entrée devient

$$Y_{in} = jY_2 \frac{2Y_1 Y_2 \tan \theta_2 (1 - (\tan \theta_1)^2) + 2Y_1^2 \tan \theta_1 - 2Y_2^2 \tan \theta_1 (\tan \theta_2)^2}{Y_2 Y_1 (1 - (\tan \theta_2)^2)(1 - (\tan \theta_1)^2) - 2(Y_1^2 + Y_2^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (2.3)$$

En prenant le rapport des admittances $K = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Y_1}{Y_2}$, on obtient :

$$Y_{in} = jY_2 \frac{2(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2)(K - \tan \theta_1 \tan \theta_2)}{K(1 - (\tan \theta_2)^2)(1 - (\tan \theta_1)^2) - 2(1 + K^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (2.4)$$

La condition de résonance est $Y_{in} = 0 \Rightarrow K \tan \theta_1 + \tan \theta_2 = 0$ (1) ou $K - \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 0$ (2).

La condition (1) implique que $\tan \theta_1 < 0$ ou $\tan \theta_2 < 0 \Rightarrow \theta_1$ ou $\theta_2 > \pi/2$

La condition (2) est valide pour θ_1 et $\theta_2 < \pi/2$ donc cette condition est la condition de résonance fondamentale.

$$\text{Avec } \theta_1 = \theta_2 = \theta \quad Y_{in} = jY_2 \frac{2(1+K)(K - (\tan \theta)^2)}{K - 2(1+K+K^2)(\tan \theta)^2 + K(\tan \theta)^4} \quad (2.5)$$

$$\text{La condition de résonance nous donne } (\tan \theta_0)^2 = K \Rightarrow \theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{K} \quad (2.6)$$

Pour trouver les harmoniques, on cherche les solutions pour $Y_{in} = 0$, soit :

$$\tan \theta_{s1} = \infty \Rightarrow \theta_{s1} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \quad (2.7)$$

$$(\tan \theta_{s2})^2 = K \Rightarrow \theta_{s2} = \pi - \tan^{-1} \sqrt{K} \Rightarrow \frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{K}} - 1 = 2 \frac{f_{s1}}{f_0} - 1 \quad (2.8)$$

$$\tan \theta_{s3} = 0 \Rightarrow \theta_{s3} = \pi \Rightarrow \frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{K}} = 2 \frac{f_{s1}}{f_0} \quad (2.9)$$

Les figures suivantes montrent la variation de $\theta_T (= 2 \cdot (\theta_1 + \theta_2))$ en fonction de θ_1 à la condition de résonance, et les harmoniques en fonction du paramètre K , respectivement.

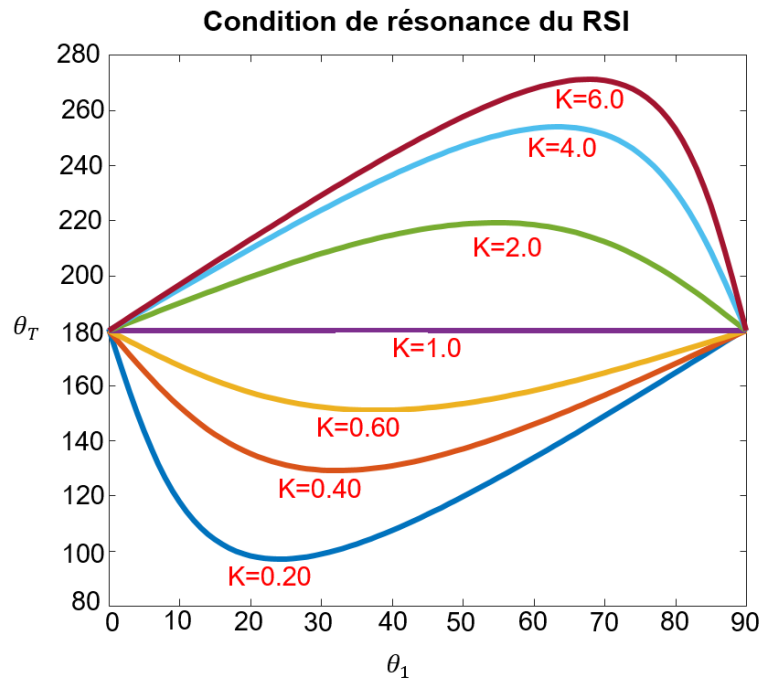


Figure 2.6 Condition de résonance d'une ligne de transmission RSI

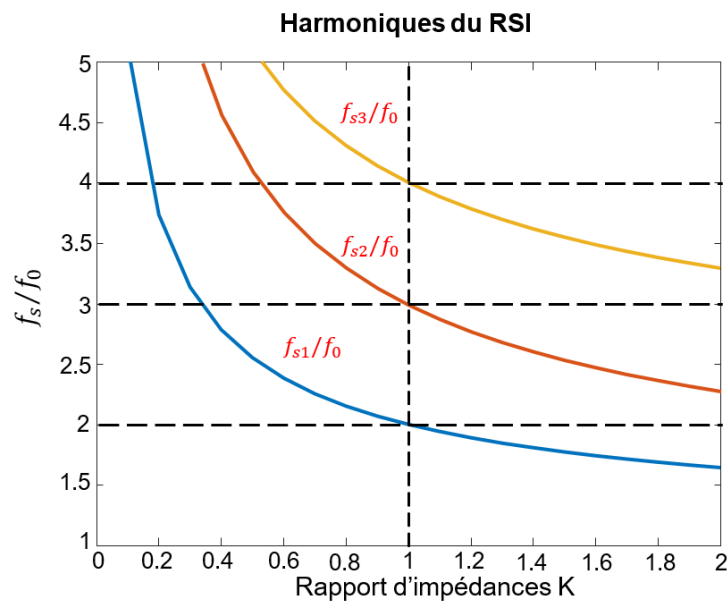


Figure 2.7 Rapport des 3 premières harmoniques par rapport à la fréquence fondamentale pour le cas d'une ligne de transmission RSI

2.6 Résonateurs à double sauts d'impédances (RDSI) [63]

Un résonateur à double sauts d'impédances (RDSI) est représenté par la figure 2.8. Il est constitué par trois segments de lignes d'impédances caractéristiques Z_1 , Z_2 et Z_3 .

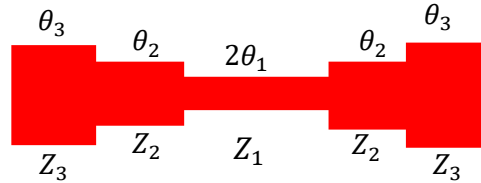


Figure 2.8 Résonateur à double sauts d'impédances (RDSI)

L'analyse de cette ligne peut être effectuée par la méthode pair/impair :

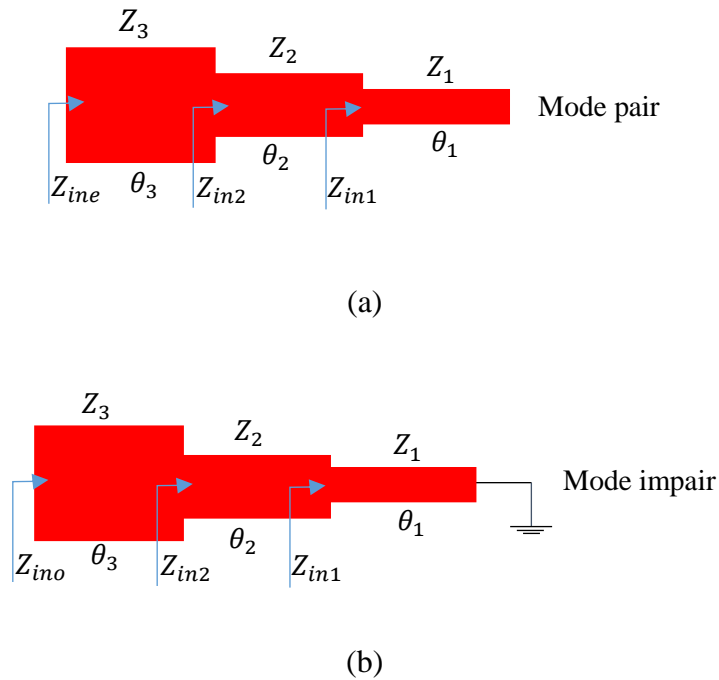


Figure 2.9 Modes pair (a) et impair (b) du résonateur à double sauts d'impédances (RDSI)

$$\mathbf{1/ Mode\ pair : } Z_{in1} = \frac{Z_1}{j \tan \theta_1} \Rightarrow Z_{in2} = Z_2 \frac{Z_1 - Z_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2}{j Z_2 \tan \theta_1 + j Z_1 \tan \theta_2}$$

$$Z_{ine} = Z_3 \frac{Z_{in2} + j Z_3 \tan \theta_3}{Z_3 + j Z_{in2} \tan \theta_3}$$

$$Z_{ine} = Z_3 \frac{Z_2(Z_1 - Z_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2) + j Z_3 \tan \theta_3 (j Z_2 \tan \theta_1 + j Z_1 \tan \theta_2)}{Z_3(j Z_2 \tan \theta_1 + j Z_1 \tan \theta_2) + j Z_2(Z_1 - Z_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2) \tan \theta_3}$$

Après simplification, on obtient :

$$Z_{ine} = jZ_3 \frac{\frac{Z_3}{Z_2} \tan \theta_3 \left(\tan \theta_2 + \frac{Z_2}{Z_1} \tan \theta_1 \right) - \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right)}{\frac{Z_3}{Z_2} \left(\tan \theta_2 + \frac{Z_2}{Z_1} \tan \theta_1 \right) + \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) \tan \theta_3} \quad (2.10)$$

En utilisant $\frac{Z_3}{Z_2} = K_1$ et $\frac{Z_2}{Z_1} = K_2$:

$$Z_{ine} = jZ_3 \frac{K_1 \tan \theta_3 \left(\tan \theta_2 + K_2 \tan \theta_1 \right) - \left(1 - K_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right)}{K_1 \left(\tan \theta_2 + K_2 \tan \theta_1 \right) + \left(1 - K_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) \tan \theta_3} \quad (2.11)$$

Si l'on considère $\tan \theta_1 = \tan \theta_2 = \tan \theta_3 = \tan \theta$:

$$Z_{ine} = jZ_3 \frac{\tan^2 \theta (K_1 + K_1 K_2 + K_2) - 1}{\tan \theta (K_1 + K_1 K_2 + 1 - K_2 \tan^2 \theta)} \quad (2.12)$$

2/ Mode impair : $Z_{in1} = j Z_1 \tan \theta_1 \Rightarrow Z_{in2} = j Z_2 \frac{Z_1 \tan \theta_1 + Z_2 \tan \theta_2}{Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2}$

$$Z_{ino} = Z_3 \frac{Z_{in2} + j Z_3 \tan \theta_3}{Z_3 + j Z_{in2} \tan \theta_3}$$

Après simplification:

$$Z_{ino} = jZ_3 \frac{\left(\tan \theta_1 + \frac{Z_2}{Z_1} \tan \theta_2 \right) + \frac{Z_3}{Z_2} \tan \theta_3 \left(\frac{Z_2}{Z_1} - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right)}{\frac{Z_3}{Z_2} \left(\frac{Z_2}{Z_1} - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) - \left(\tan \theta_1 + \frac{Z_2}{Z_1} \tan \theta_2 \right) \tan \theta_3} \quad (2.13)$$

Si l'on prend $\frac{Z_3}{Z_2} = K_1$ et $\frac{Z_2}{Z_1} = K_2$:

$$Z_{ino} = jZ_3 \frac{\left(\tan \theta_1 + K_2 \tan \theta_2 \right) + K_1 \tan \theta_3 \left(K_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right)}{K_1 \left(K_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_2 \right) - \left(\tan \theta_1 + K_2 \tan \theta_2 \right) \tan \theta_3} \quad (2.14)$$

Comme précédemment, si l'on prends $\tan \theta_1 = \tan \theta_2 = \tan \theta_3 = \tan \theta$:

$$Z_{ino} = jZ_3 \frac{\tan \theta (1 + K_2 + K_1 K_2 - K_1 \tan^2 \theta)}{K_1 K_2 - \tan^2 \theta (K_1 + K_2 + 1)} \quad (2.15)$$

La condition de résonance est $Z_{in} = \infty$ ($Z_{ine} = \infty$ ou $Z_{ino} = \infty$) :

La condition de résonance pour la fréquence fondamentale est $Z_{ino} = \infty$:

$$K_1 (K_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_2) - (\tan \theta_1 + K_2 \tan \theta_2) \tan \theta_3 = 0 \quad (2.16)$$

$$\tan \theta_2 = \frac{K_1 K_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_3}{(K_1 \tan \theta_1 + K_2 \tan \theta_3)} \quad (2.17)$$

Si $\tan \theta_1 = \tan \theta_3$:

$$\begin{aligned} \tan \theta_2 &= \frac{K_1 K_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_3}{(K_1 \tan \theta_1 + K_2 \tan \theta_3)} = \frac{K_1 K_2 - \tan \theta_1 \tan \theta_3}{(K_1 \tan \theta_1 + K_2 \tan \theta_3)} \\ \tan \theta_2 &= \frac{K_1 K_2 - \tan \theta_1^2}{\tan \theta_1 (K_1 + K_2)} \end{aligned} \quad (2.18)$$

En utilisant le fait que $\frac{\theta_T}{2} = 2\theta_1 + \theta_2$ et $\tan(A+B) = \frac{\tan(A)+\tan(B)}{1-\tan(A)\tan(B)}$, on obtient :

$$\theta_T = 2 \tan^{-1} \left(\frac{2 \tan \theta_1^2 (K_1 + K_2) + (K_1 K_2 - \tan \theta_1^2)(1 - \tan \theta_1^2)}{\tan \theta_1 (K_1 + K_2)(1 - \tan \theta_1^2) - 2 \tan(\theta_1)(K_1 K_2 - \tan \theta_1^2)} \right) \quad (2.19)$$

Nous pouvons considérer quatre cas possibles : $K_1 < 1$ et $K_2 < 1$, $K_1 > 1$ et $K_2 > 1$, $K_1 < 1$ et $K_2 > 1$, $K_1 > 1$ et $K_2 < 1$.

1^{er} cas : $K_1 < 1$, $K_2 < 1$ (taille minimale)

Le résonateur RDSI de taille minimale a la topologie de la figure 2.10. On voit bien que sa taille est toujours inférieure à 180° (taille d'un résonateur uniforme).

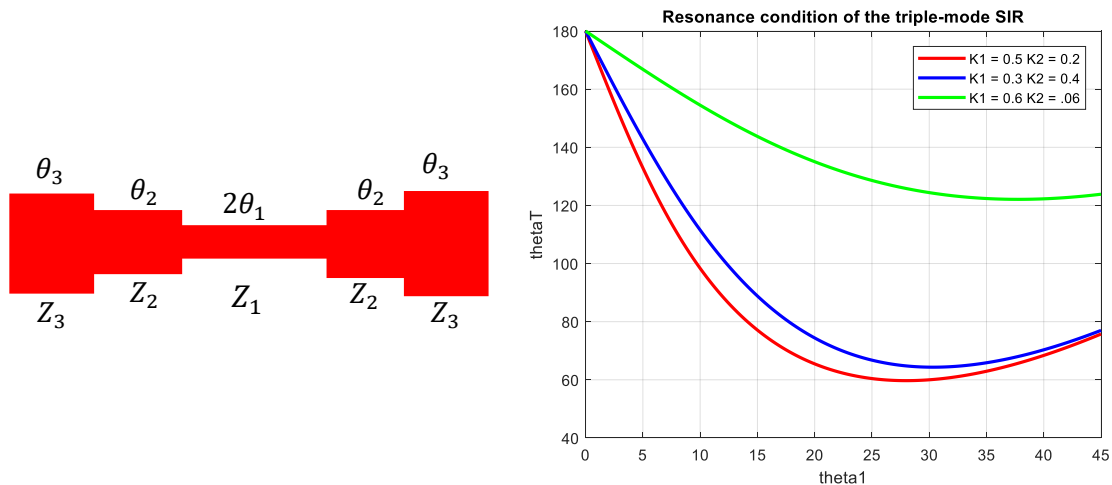


Figure 2.10 Résonateur RDSI de taille minimale et condition de résonance

2^{ième} cas : $K_1 > 1$, $K_2 > 1$ (taille maximale)

Le résonateur RDSI de taille maximale a la topologie représentée par la figure 2.11. Sa taille est toujours supérieure à 180° .

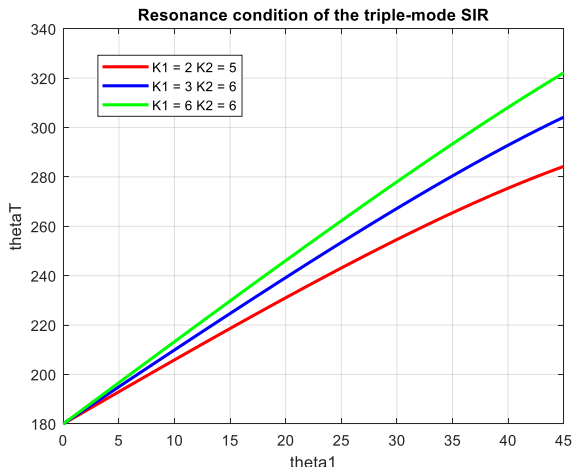
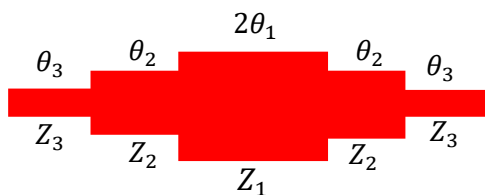


Figure 2.11 Résonateur RDSI de taille maximale et condition de résonance

3^{ème} cas : $K_1 < 1, K_2 > 1$

La topologie correspondant à ce cas est la suivante :

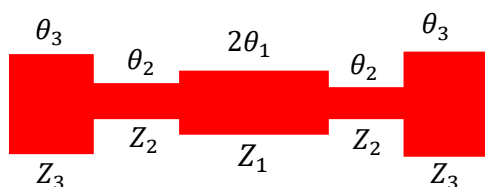
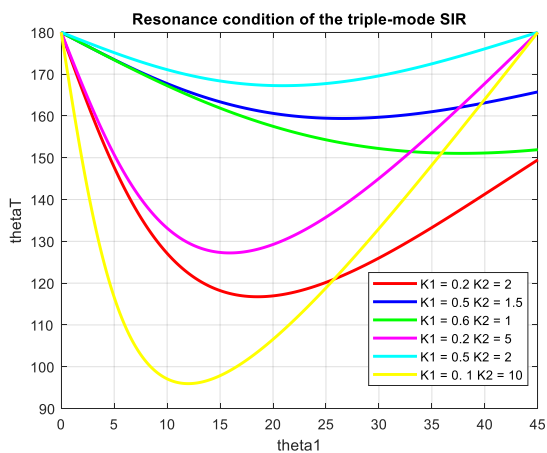
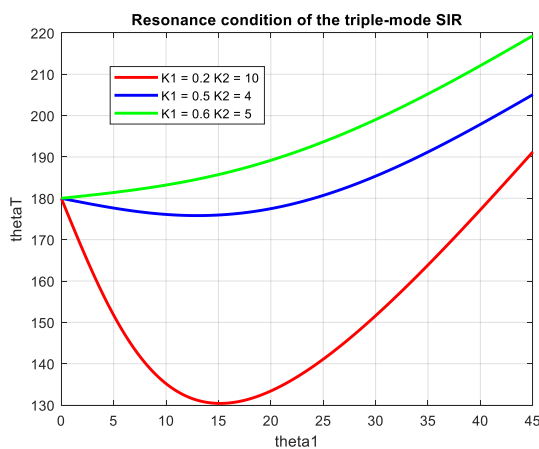


Figure 2.12 Topologie du résonateur RDSI avec $K_1 < 1$ et $K_2 > 1$

Nous avons deux cas : $K_1 \times K_2 \leq 1$ et $K_1 \times K_2 > 1$



$K_1 \times K_2 \leq 1$



$K_1 \times K_2 > 1$

Figure 2.13 conditions de résonance pour les cas $K_1 \times K_2 \leq 1$ et $K_1 \times K_2 > 1$

4^{ième} cas : $K_1 > 1, K_2 < 1$

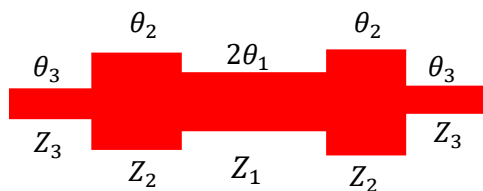
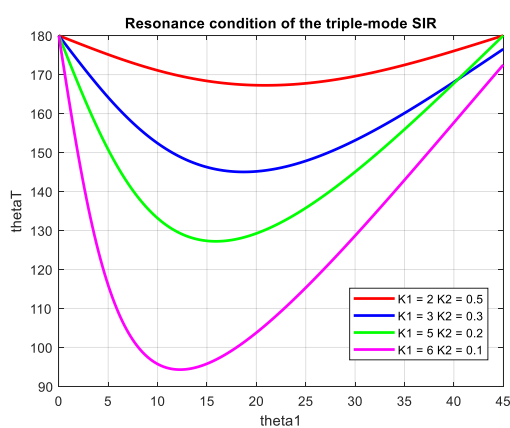
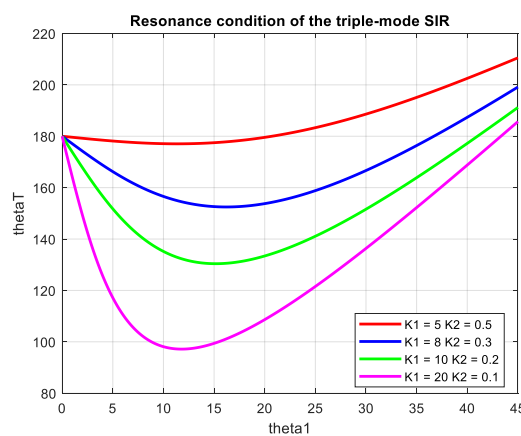


Figure 2.14 Topologie du résonateur RDSI avec $K_1 > 1$ et $K_2 < 1$

Nous avons 2 cas : $K_1 \times K_2 \leq 1$ et $K_1 \times K_2 > 1$



$K_1 \times K_2 \leq 1$



$K_1 \times K_2 > 1$

Figure 2.15 conditions de résonance pour les cas $K_1 \times K_2 \leq 1$ et $K_1 \times K_2 > 1$

Afin de déterminer les harmoniques, nous allons considérer la structure simplifiée suivante :

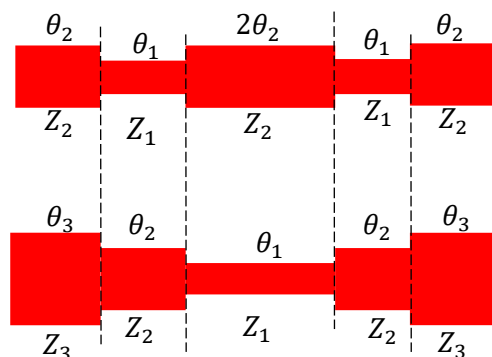


Figure 2.16 Simplification de la structure RDSI

Avec $K_1 = Z_3/Z_2$ et $K_2 = Z_2/Z_1$.

Dans notre cas, nous avons $K_1 = Z_1/Z_2 = 1/K_2 = K$ et $Z_2 = Z_3$, et en considérant $\theta_1 = \theta_2 = \theta$, les expressions précédentes deviennent ainsi :

$$Z_{ine} = jZ_2 \frac{(\tan \theta)^2(K_1 + 1/K_1 + 1) - 1}{\tan \theta (K_1 + 2 - (\tan \theta)^2/K_1)} = jZ_2 \frac{(\tan \theta)^2(K_1^2 + K_1 + 1) - K_1}{\tan \theta (K_1^2 + 2K_1 - (\tan \theta)^2)}$$

$$Z_{ine} = jZ_2 \frac{(\tan \theta)^2(K^2 + K + 1) - K}{\tan \theta (K^2 + 2K - (\tan \theta)^2)} \quad (2.20)$$

$$Z_{ino} = jZ_2 \frac{\tan \theta (2 + 1/K_1 - K_1(\tan \theta)^2)}{1 - (\tan \theta)^2(K_1 + 1/K_1 + 1)}$$

$$Z_{ino} = jZ_2 \frac{\tan \theta (K^2(\tan \theta)^2 - 2K - 1)}{(\tan \theta)^2(K^2 + K + 1) - K} \quad (2.21)$$

Les conditions de résonance sont les suivantes :

$$(\tan \theta)^2 = \frac{K}{K^2 + K + 1} \quad (2.22)$$

$$(\tan \theta)^2 = K(K + 2) \quad (2.23)$$

$$(\tan \theta)^2 = \infty \quad (2.24)$$

Ce qui nous donne une fréquence de résonance fondamentale et quatre harmoniques :

$$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{\frac{K}{K^2 + K + 1}} \quad (2.25)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \sqrt{K(K + 2)} \quad (2.26)$$

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} \quad (2.27)$$

$$\theta_3 = \pi - \theta_1 \quad (2.28)$$

$$\theta_4 = \pi - \theta_0 \quad (2.29)$$

On obtient ainsi :

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_1}{\theta_0} = \frac{\tan^{-1} \sqrt{K(K + 2)}}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K}{K^2 + K + 1}}} \quad (2.30)$$

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_2}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{K}{K^2 + K + 1}}} \quad (2.31)$$

$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_3}{\theta_0} = \frac{\pi - \tan^{-1} \sqrt{K(K+2)}}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K}{K^2 + K + 1}}} \quad (2.32)$$

$$\frac{f_{s4}}{f_0} = \frac{\theta_4}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K}{K^2 + K + 1}}} - 1 \quad (2.33)$$

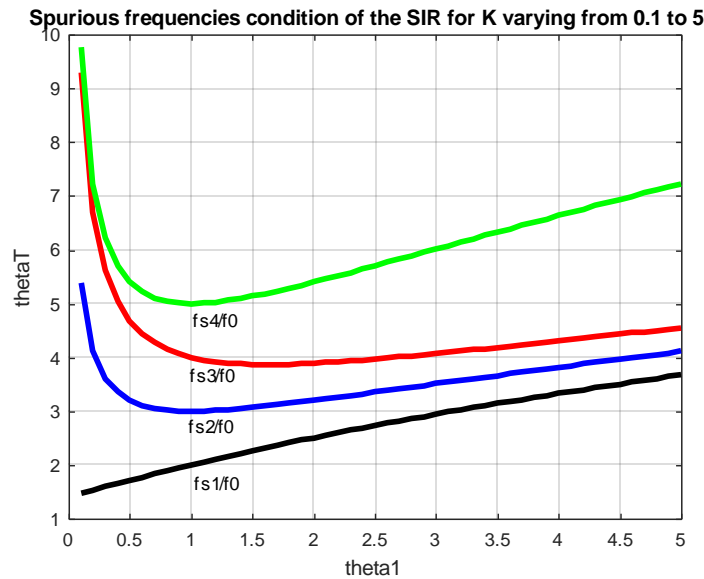


Figure 2.17 Simulation des fréquences de résonances des harmoniques de la structure RDSI

2.7 Etat de l'art des techniques de miniaturisation des structures FSS

Afin de réduire la taille des cellules FSS, plusieurs méthodes ont été proposées [64-73] telles que l'utilisation des formes spirales [74], l'utilisation de composants capacitifs ou inductifs volumineux [75], ou la fabrication de motifs complexes [76].

Les structures fractales ont la particularité de combler l'espace disponible afin de réduire la taille de l'élément, et ainsi améliorer la stabilité angulaire et repousser la bande d'utilisation loin des lobes discordants [77]. De nombreuses formes de cellules fractales ont été employées pour concevoir des FSSs dans la littérature [78-83].

La convolution est une autre technique utilisée pour réduire la taille des éléments [84-92].

Les résonateurs à saut d'impédance (RSI) ont été utilisés dans [93-96].

Un FSS miniaturisé composé d'une matrice à deux dimensions d'anneaux métalliques imprimés sur une face d'un substrat diélectrique et d'une grille métallique avec la même périodicité imprimée de l'autre côté est proposé dans [97].

Dans [98], un nouveau concept de maillage d'éléments de type anneau a été proposé, où des segments métalliques de type anneau sont placés par alternance sur les deux surfaces du substrat et interconnectés ensuite par des vias [99-103].

Une autre approche utilisée pour la miniaturisation est l'utilisation de composants actifs. Bien que la taille soit réduite, cette technique nécessite des composants encombrants et augmente le prix.

Dans cette partie, nous allons énumérer les principales techniques utilisées pour la conception de cellules miniaturisées. Nous allons donner quelques exemples pour chacune des méthodes utilisées et donner les avantages et les inconvénients de chacune.

2.7.1 Maillage

Sarabandi [104] est le premier à avoir introduit le maillage.

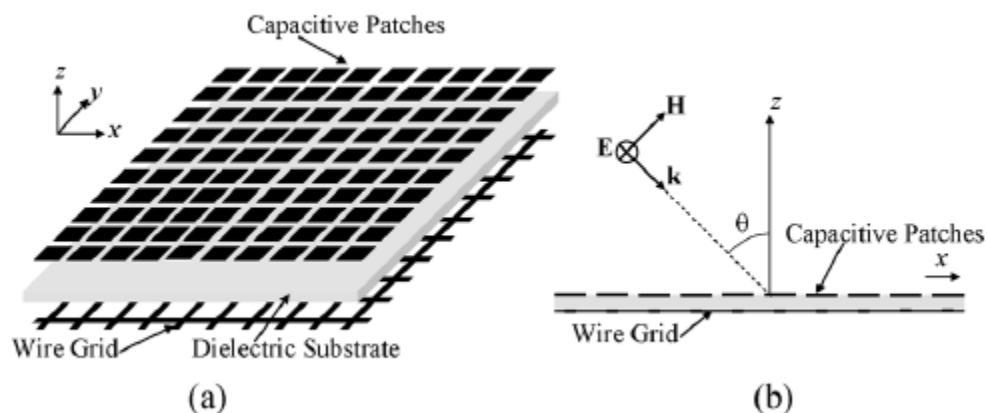


Figure 2.18 Structure proposée par Sarabandi

Afin d'augmenter la longueur d'onde λ , la longueur du dipôle doit être étendue. Selon la théorie des lignes de transmission, la première fréquence de résonance du FSS est donnée par $\omega_0 = 1/(LC)^2$, où L représente l'inductance des patches métalliques et C dénote la capacité entre deux

pistes voisines. La façon la plus simple d'augmenter L et C , est d'augmenter la longueur et de réduire la distance de séparation.

La structure proposée par Sarabandi est composée du côté supérieur, de patches métalliques espacés entre eux. Cette structure possède d'autre part une grille métallique du côté inférieur ayant la même périodicité. Le réseau de patches constitue une surface capacitive et la grille métallique, une surface inductive. L'ensemble agit comme une structure résonante pour une onde incidente plane.

2.7.2 Convolution

La convolution est une technique qui a été exploitée pour la miniaturisation des surfaces FSS. Les éléments convolutés apportent également une grande stabilité vis-à-vis de l'angle d'incidence. Récemment, des éléments convolutés maillés ont été développés.

Yongrong Shi et Al [105] proposent une nouvelle structure miniaturisée dont une cellule FSS est constituée de 2 paires d'anneaux connectés en série par une matrice composée de 4 vias (figure 2.19).

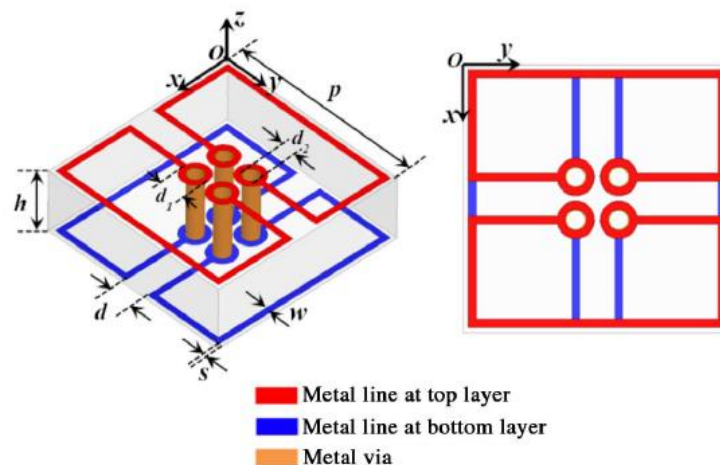


Figure 2.19 Géométrie de la cellule FSS miniaturisée proposée : vue 3-D (gauche) ; vue de dessus (droite)

Cette structure demeure insensible pour différents angles d'incidence.

La structure suivante, proposée par S.N. Azemi, K. Ghorbani et W.S.T. Rowe [67], permet une miniaturisation jusqu'à $0.067\lambda_0$. Elle est obtenue en couplant deux résonateurs sinués séparés par

une fine couche de diélectrique. Cette structure donne une réponse angulaire stable jusqu'à 80 degrés pour des angles d'incidence TE et TM.

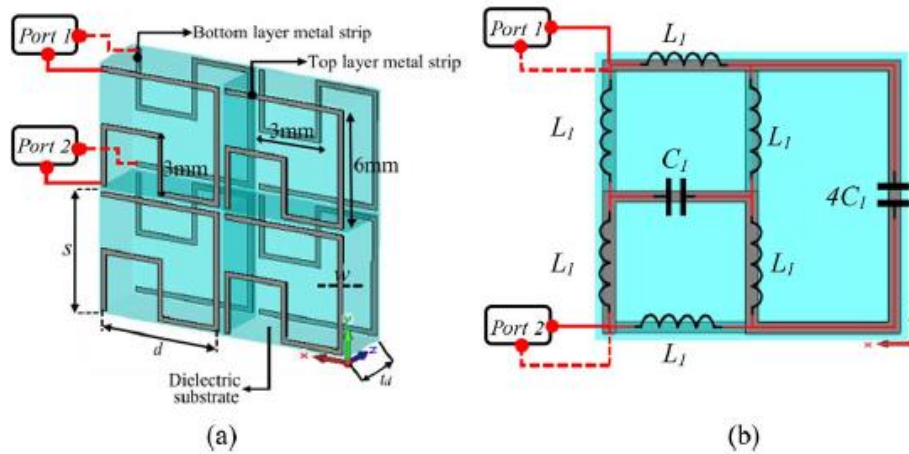


Figure 2.20 (a) Structure proposée par S. N. Azemi et Al. (b) Circuit équivalent pour une cellule

Tauseef Hussain et Al [98] proposent une nouvelle structure à base de vias. Le maillage consiste en le placement alternatif de segments sur les deux surfaces du substrat. L'introduction de vias peut grandement augmenter la stabilité angulaire de la structure [106-112].

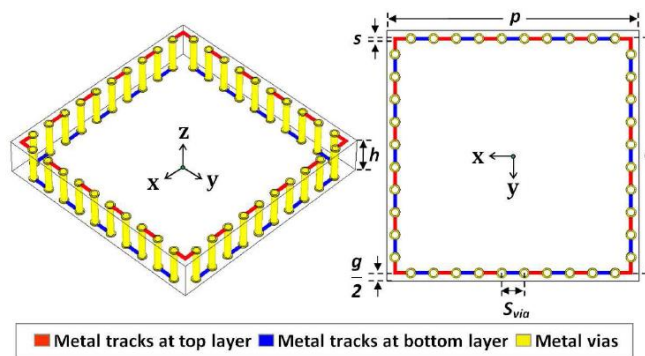


Figure 2.21 Géométrie de l'élément FSS 2.5-D proposé. Gauche : vue 3-D. Droite : vue de dessus

Muaad Naser Hussein et Al [113], proposent une autre structure en interconnectant les éléments de la structure selon une seule direction dans un FSS à deux couches. L'une des deux couches agit comme une inductance tandis que l'autre couche correspond à une capacité. Les dimensions de cette structure sont nettement plus faibles par rapport à la longueur d'onde.

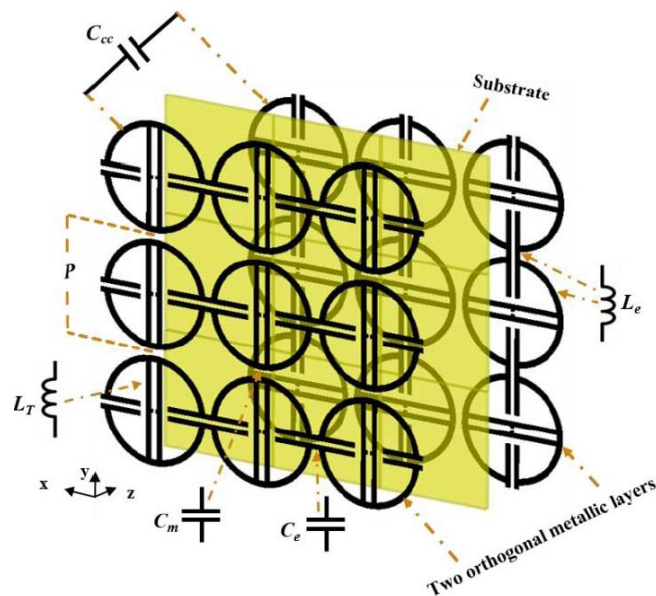


Figure 2.22 Les éléments sont placés orthogonalement l'un par rapport à l'autre sur chaque couche. Une forte capacité existe entre les deux couches.

2.7.3 Application du concept RSI

Bo Li and Zhongxiang Shen [93] décrivent une structure FSS utilisant le concept SIR, afin d'obtenir une taille plus faible et avoir une bande passante plus grande. Dans cet article, l'auteur utilise une capacité discrète afin de réduire la fréquence de résonance de la première harmonique pour élargir la bande passante. La fréquence centrale utilisée est 4,5 GHz. L'épaisseur de la structure est égale à $3/10\lambda_0$ (λ_0 étant la longueur d'onde de l'espace libre).

Cette structure diffère des autres conceptions du fait qu'elle est orientée de manière verticale : pour le mode TE le champ électrique est perpendiculaire à la structure, ce qui correspond parfaitement à une ligne de transmission.

On remarquera qu'il y a une grande similitude entre la théorie des RSI et les résultats pratiques et simulations obtenus.

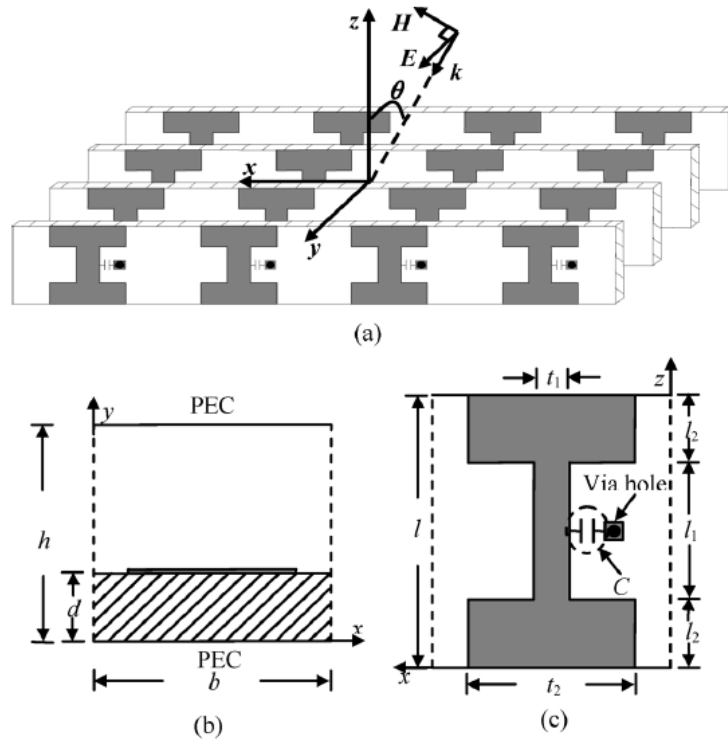


Figure 2.23 Structure du FSS coupe-bande miniaturisé. (a) Vue 3-D. (b) Vue du dessus. (c) Vue de côté de la cellule

Ahmed Abdelmottaleb Omar et Zhongxiang Shen [96] ont proposé une structure à base de résonateurs circulaires et elliptiques. En utilisant une boucle elliptique avec un résonateur à saut d'impédance, l'épaisseur de la structure peut être réduite de 80% par rapport aux structures précédentes. Cette structure fournit une fréquence stable par rapport aux différents angles d'incidence.

Trois variantes sont proposées, la première (figure 2.24) consiste en des boucles circulaires, dans la deuxième (figure 2.25), les boucles sont divisées en deux et dans la troisième (figure 2.26), le concept de RSI y est appliqué.

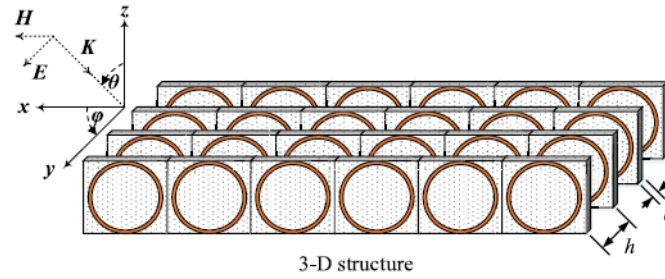


Figure 2.24 Structure FSS proposée utilisant un résonateur en boucle circulaire

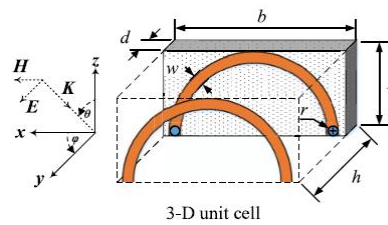


Figure 2.25 Structure FSS proposée utilisant un résonateur en boucle semi-circulaire

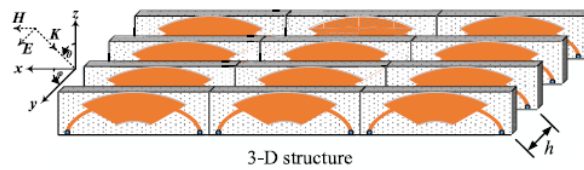


Figure 2.26 Structure FSS proposée utilisant une boucle semi-elliptique avec un résonateur RSI

La réalisation de la structure est représentée par la figure 2.27.

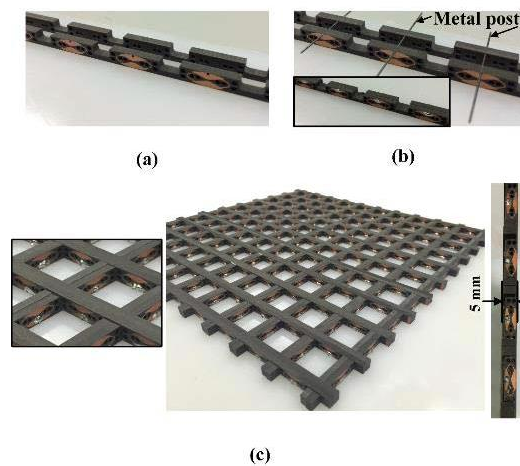


Figure 2.27 Réalisation de la structure elliptique utilisant les résonateurs RSI

Yassine Zouaoui [94-95] a appliqué le concept RSI à la structure conventionnelle en croix tel qu'indiqué par la figure 2.28, pour une fréquence de résonance de 10 GHz.

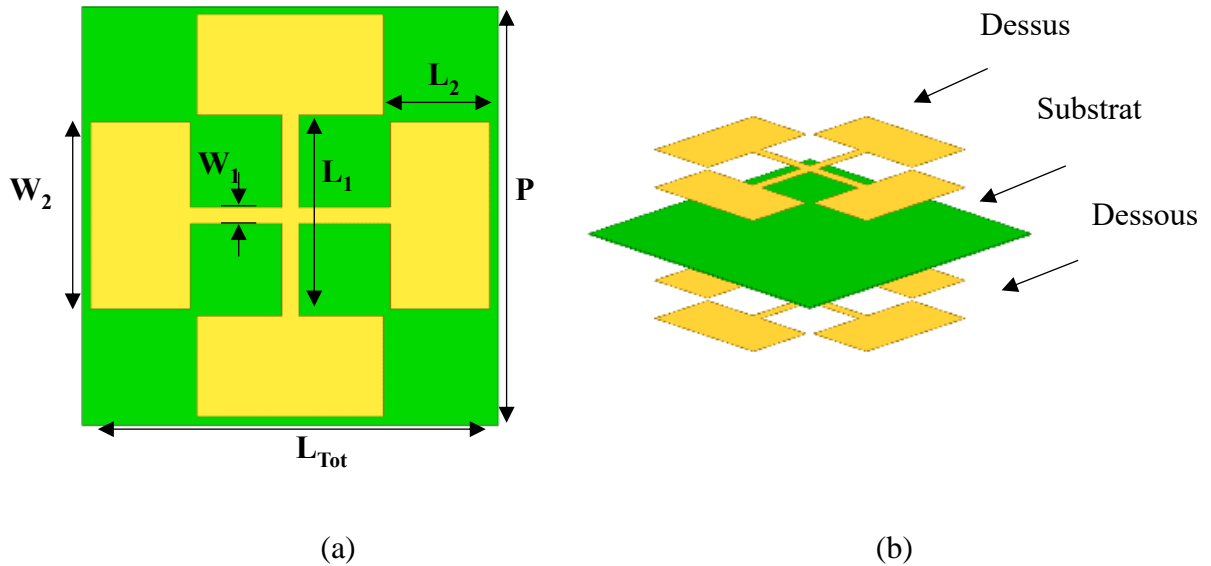


Figure 2.28 Application du concept RSI à la structure en croix (a) Cellule unitaire inférieure et extérieure (b) Structure 3-D

Le substrat utilisé est le RT/Duroid 6002 de permittivité $\epsilon_r = 2.94$ et d'épaisseur 0.13 mm. Les dimensions physiques utilisés sont : $P = 7.8$ mm, $L_1 = 3.35$ mm, $L_2 = 1.675$ mm, $W_1 = 0.2$ mm, $W_2 = 3.2$ mm, $h = 0.76$ mm. L'espace inter-éléments a été défini à 0.25 mm.

Cette structure présente une excellente stabilité vis-à-vis de l'angle d'incidence. La taille de la cellule a été réduite de 65% par rapport à la structure conventionnelle.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le principe de fonctionnement des structures FSS, leur comportement vis-à-vis de l'angle d'incidence ainsi que les différentes techniques de miniaturisation utilisées dans la littérature, ainsi que quelques exemples pour chaque technique. Les filtres SIR ont également été présentés, ainsi que leurs avantages.

CHAPITRE 3 SYNTHÈSE D'UNE CELLULE «FOUR-LEGGED UNLOADED ELEMENT» (FLUE) A BASE DE RESONATEURS A SAUT D'IMPEDANCES (RSI)

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons décrire une nouvelle méthode de synthèse de structures FSS en utilisant le concept SIR, habituellement utilisé dans les filtres analogiques. Cette méthode nous permettra d'obtenir une structure miniaturisée et modulable. L'originalité de notre approche repose sur la possibilité d'ajuster des paramètres physiques de notre structure afin d'obtenir les fréquences de résonance (fondamentale et harmoniques) désirées. La structure de référence que nous allons considérer est la cellule « Four-Legged Unloaded Element » (FLUE). Cette méthode peut être généralisée à toute autre élément constituée de deux pistes parallèles.

3.2 Structure « Four-Legged Unloaded Element » (FLUE)

La structure «Four-Legged Unloaded Element» (FLUE) est représentée par la figure 3.1.

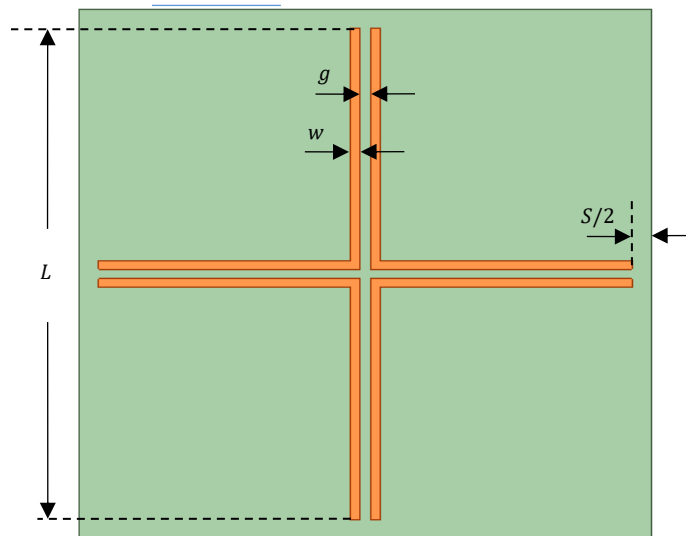


Figure 3.1 Structure «Four-Legged Unloaded Element» (FLUE).

Cette structure est une combinaison de deux cellules fondamentales formées de deux dipôles parallèles, l'une horizontale, et l'autre verticales. La cellule de base verticale est représentée par la figure 3.2 (a). Cette cellule peut être considérée comme une ligne de transmission CPS sans plan de masse (figure 3.3 (a)). La distance entre les deux patches étant très faible (0.2mm), on aura deux

modes qui se propagent, un mode pair et un mode impair. Puisque la ligne CPS ne possède pas de plan de masse, il est difficile de calculer sa permittivité et son impédance caractéristique [114].

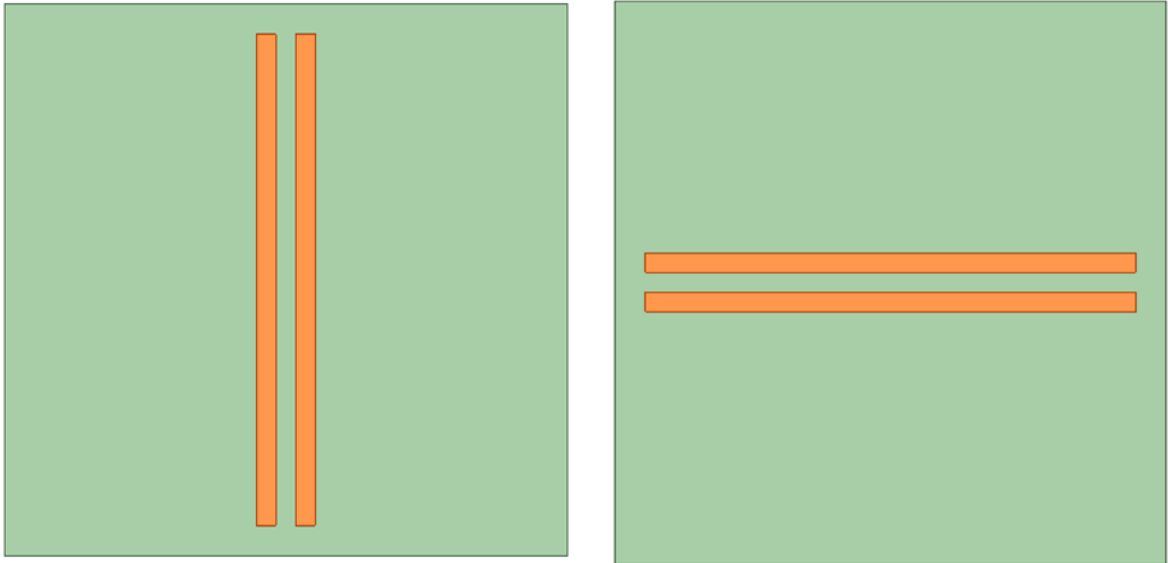
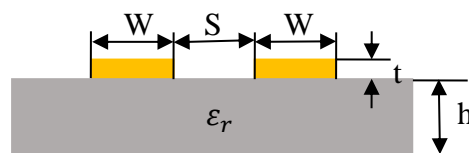


Figure 3.2 deux dipôles parallèles, horizontale et verticale

3.3 Détermination de l'impédance caractéristique et de la permittivité relative d'une ligne CPS sans plan de masse

Dans la théorie des lignes de transmission, il n'existe pas de méthode analytique explicite pour la détermination de l'impédance d'une ligne CPS sans plan de masse. Lorsqu'un champ électrique se dirige vers la structure, un courant électrique est induit sur les patches. Les figures 3.3 (b) et (c) montrent la distribution du courant sur une ligne CPS sans plan de masse, pour les modes pair et impair, de longueur d'une demi longueur d'ondes. Nous utiliserons l'outil de simulation Ansys HFSS pour déterminer l'impédance caractéristique de la ligne avec une précision élevée.

Nous avons simulé cette structure avec Ansys HFSS en la considérant comme une ligne de transmission, en utilisant la solution modale, et en spécifiant deux ports « wave » (figure 3.4), l'un dans la première extrémité et le deuxième à l'autre extrémité.



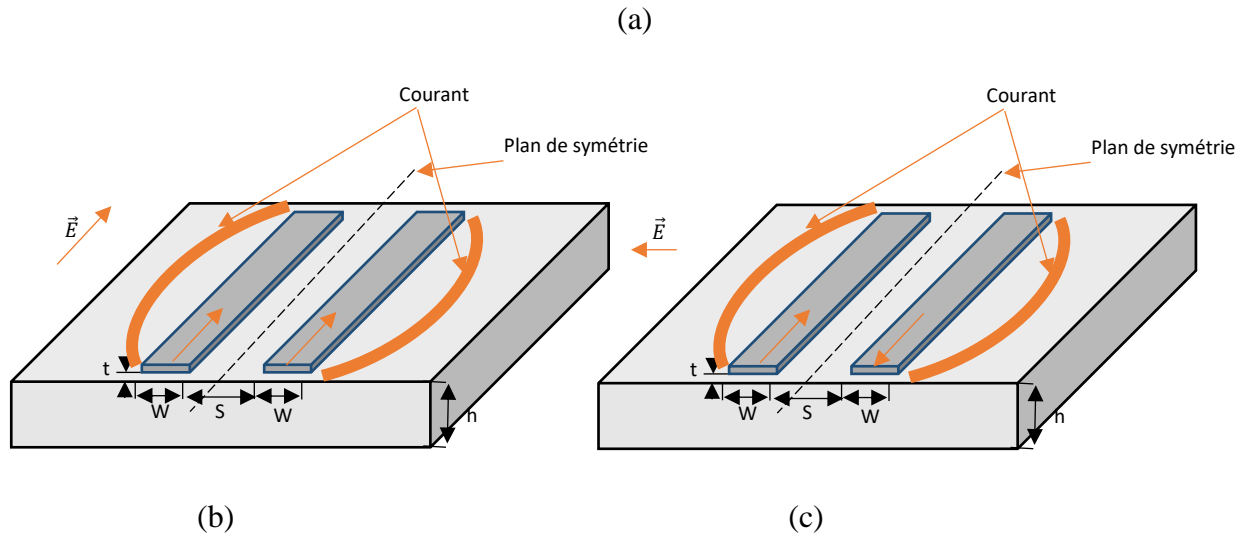


Figure 3.3 ligne CPS sans plan de masse ; (a) vue schématique, (b) distribution du courant au niveau de la ligne pour le mode pair, et pour le (c) mode impair

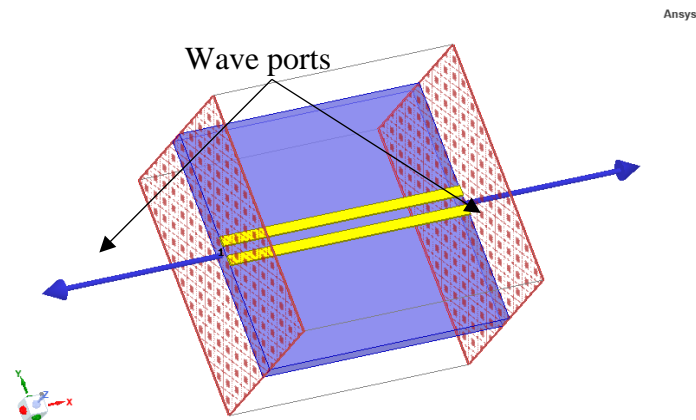


Figure 3.4 (a) ligne CPS sans plan de masse, (b) Configuration des ports « wave » de la simulation d'une ligne CPS

En variant l'épaisseur des pistes, on peut construire les courbes de variation de l'impédance caractéristique et de la permittivité relative de la ligne CPS en fonction de l'épaisseur des pistes, pour différentes valeurs de la distance S entre les conducteurs, pour le mode pair (figure 3.5), et pour le mode impair (figure 3.6). Le substrat utilisé pour notre simulation est le RT/Duroid 6002 de permittivité $\epsilon_r = 2.94$, $t = 0.0175\text{mm}$, $h = 0.76\text{mm}$.

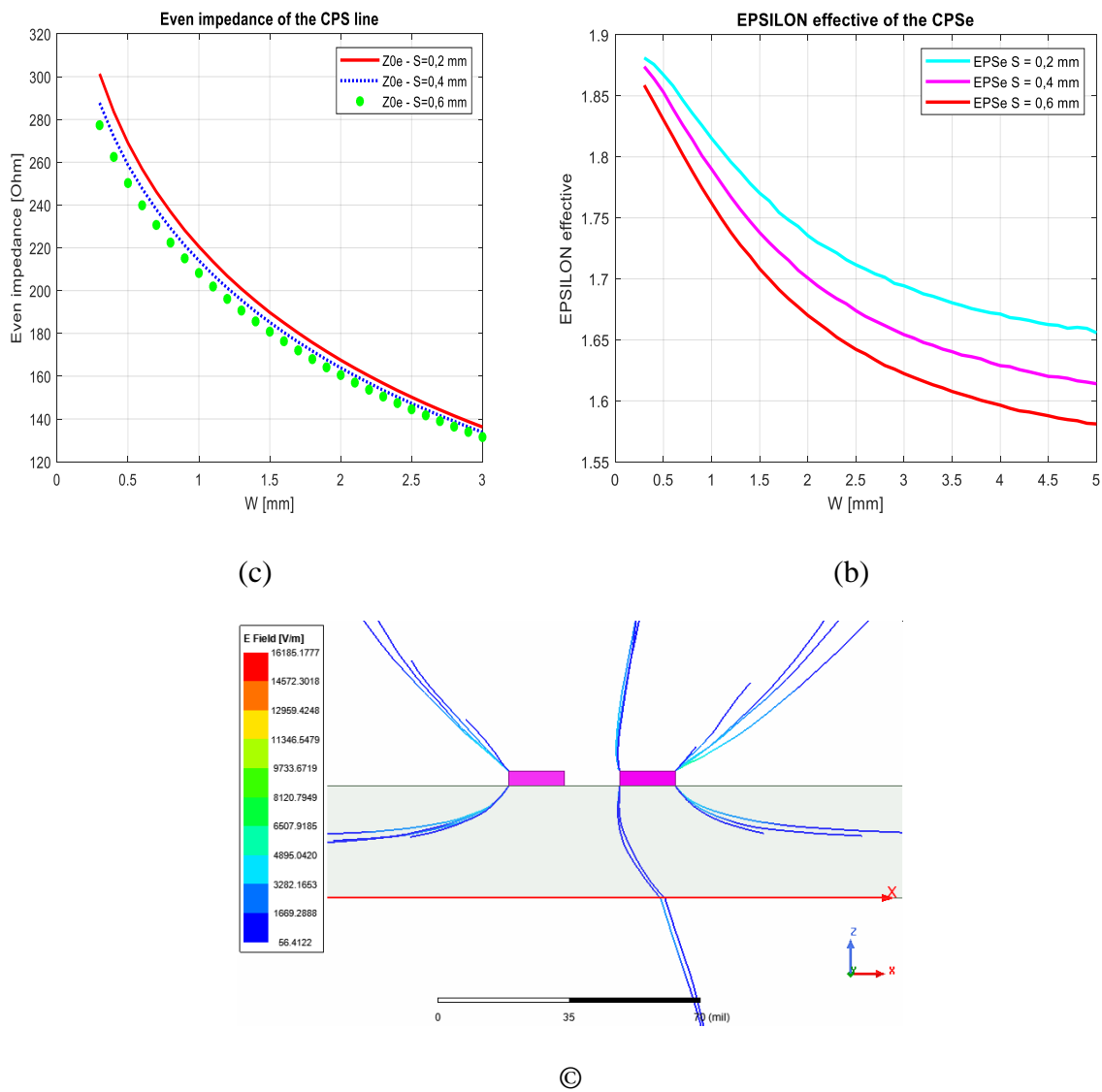


Figure 3.5 (a) Variation de Z_{0e} en fonction de W , (b) Variation de ϵ_{effe} en fonction de W , (c)

Distribution du champs électrique d'une ligne CPS, pour le mode pair

En utilisant ces courbes, on peut aisément déterminer les paramètres géométriques (W et S) du filtre spatial.

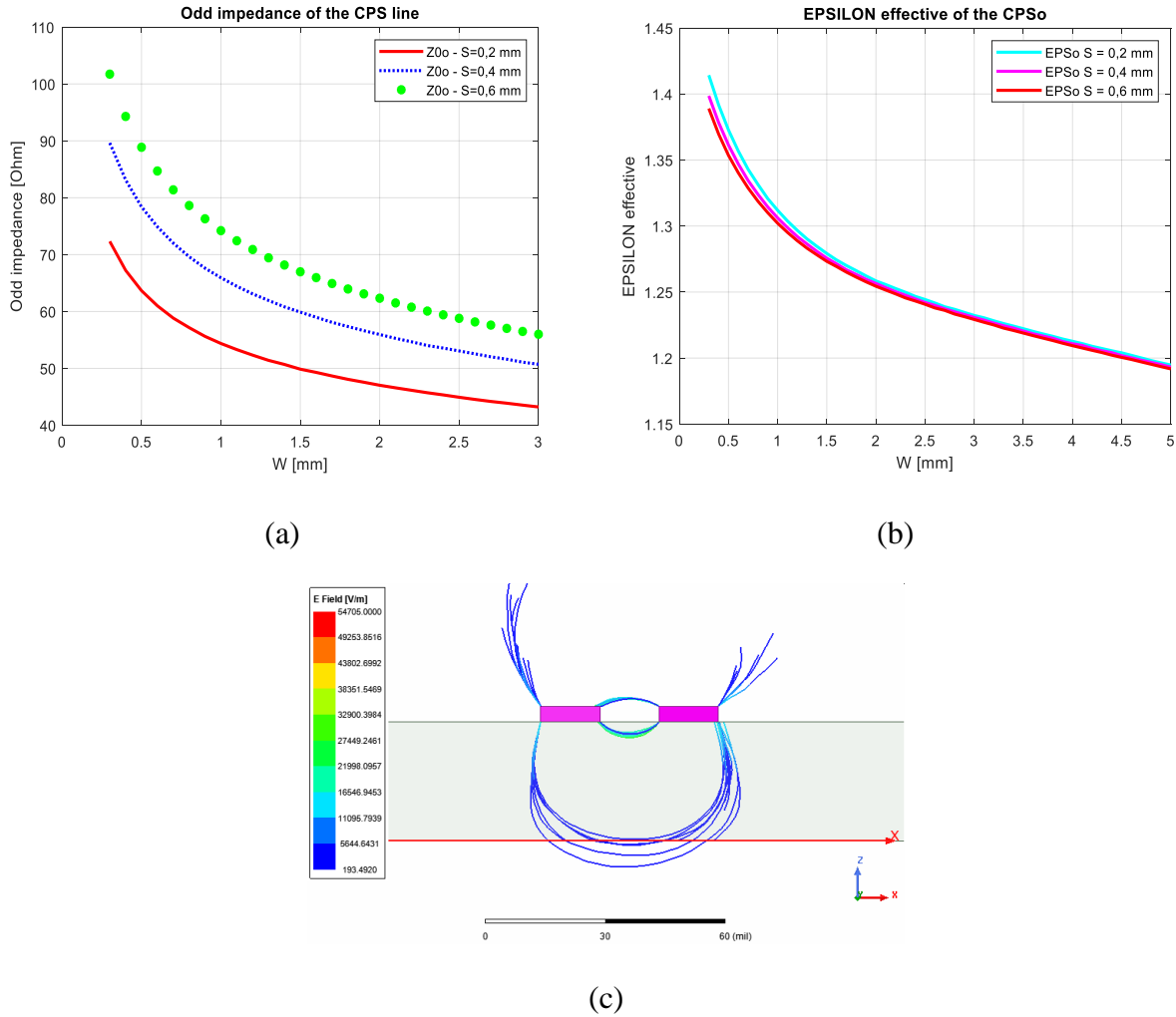


Figure 3.6 (a) Variation de Z_{0o} en fonction de W , (b) Variation de ϵ_{effo} en fonction de W , (c) Distribution du champ électrique d'une ligne CPS, pour le mode impair

Afin d'obtenir une fréquence de résonance de 10 GHz, nous avons ajusté les paramètres physiques de la structure conventionnelle (figure 3.1) comme suit : $W = g = 0.2mm$, la période $L = \lambda_g/2 = 21.86/2 = 10.94mm$.

3.4 Application du concept RSI aux structures dipôles parallèles et FLUE

3.4.1 Application à la structure dipôles parallèles

Nous avons tout d'abord appliqué le concept RSI à la structure fondamentale constituée de deux dipôles parallèles (figure (3.7 (a))), en utilisant les données de simulation de la section précédente, pour une fréquence de résonance de 10 GHz.

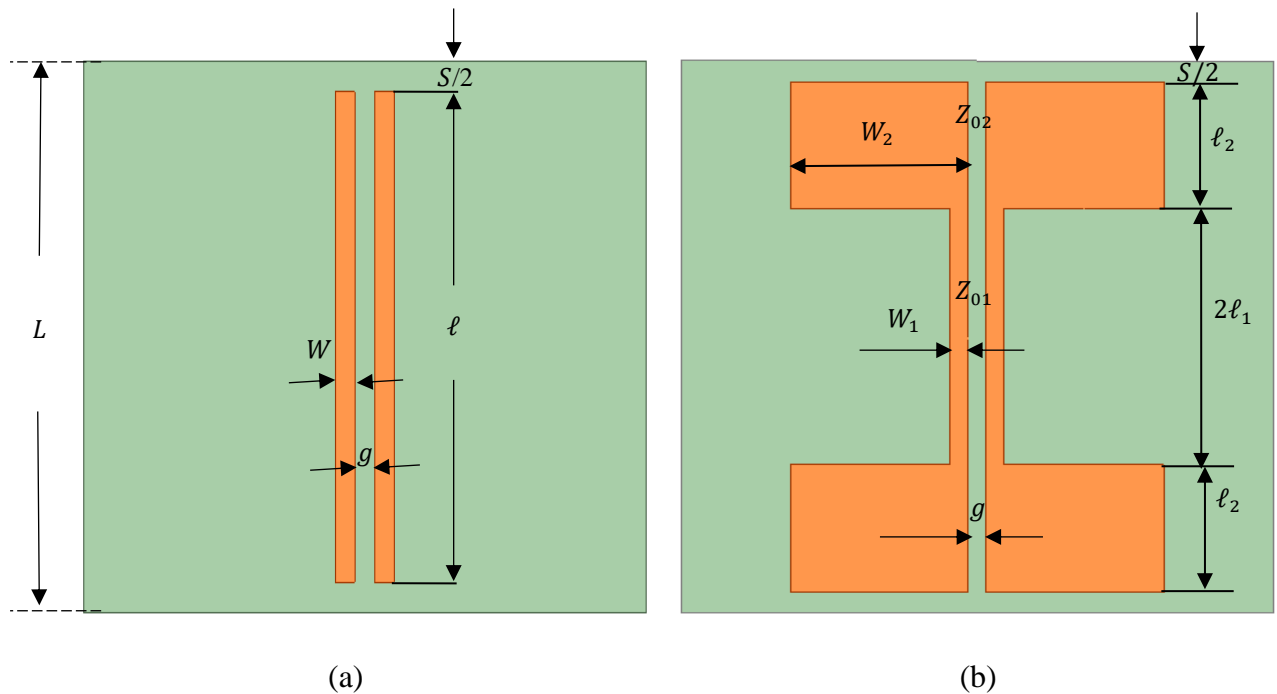


Figure 3.7 (a) Structure fondamentale formée de deux dipôles parallèles, et (b) application du concept RSI

En pratique, il est difficile de réaliser des pistes de largeur inférieures à 0.2 mm, nous avons donc fixé W_1 à 0.2 mm et S à 0.2mm, ce qui correspond à une valeur de l'impédance caractéristique $Z_{01} = 324.74\Omega$, et une permittivité effective $\epsilon_{eff01} = 1.882$. Pour chaque rapport d'impédances K , on calcule $Z_{02} = Z_{01} \cdot K$, puis on relève la valeur W_2 en utilisant les courbes de simulation précédentes. On calcule ensuite la longueur $\theta_0 [^\circ] = \tan^{-1} \sqrt{K}$ et les longueurs d'ondes $\lambda_{g1} [\text{mm}] = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff01}}}$, et $\lambda_{g2} [\text{mm}] = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff02}}}$, avec $\lambda_0 = 30\text{mm}$ (pour une fréquence de résonance $f_0 = 10\text{GHz}$) puis on détermine les longueurs réelles $\ell_{01} [\text{mm}] = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$ et $\ell_{02} [\text{mm}] = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$.

Le tableau suivant montre les résultats de simulation obtenus pour différentes valeurs de K .

Table 3.1 Simulation de la structure RSI formée de deux dipôles parallèles

K	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\theta_0 [^\circ] = \tan^{-1} \sqrt{K}$	32.3115	35.26439	37.7612	39.9179	41.8103	43.4915	45
$W_1 [mm]$	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
$Z_{01} [Ohm]$	324.74	324.74	324.74	324.74	324.74	324.74	324.74
$\lambda_{g1} [mm]$	25.84	25.84	25.84	25.84	25.84	25.84	25.84
ℓ_{01}	2.319	2.53	2.71	2.865	3	3.12	3.23
$W_2 [mm]$	3.26	2.14	1.41	0.91	0.57	0.35	0.2
$Z_{02} [Ohm]$	129.996	162.3	194.72	227.457	260.36	291.9	324.74
$\lambda_{g2} [mm]$	33.92	31.6	27.36	28	27.92	23.936	25.84
ℓ_{02}	3.04	3.095	2.87	3.1	3.24	2.89	3.23
$\ell_T [mm] = 2 \cdot (\ell_{01} + \ell_{02})$	10.718	11.25	11.16	11.93	12.48	12.02	12.92
$f_0 [GHz]$	5.02	6	7.24	7.72	8.82	8.82	10

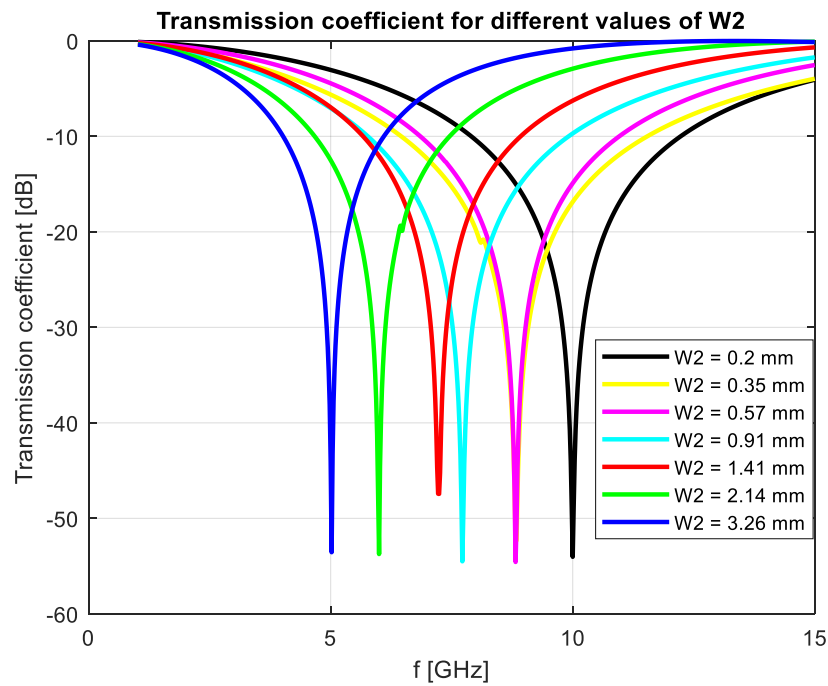


Figure 3.8 Simulation de la structure RSI formée de deux dipôles parallèles

D'après les résultats obtenus, on constate que la fréquence de résonance fondamentale obtenue diminue graduellement en fonction du rapport K . Cet effet est principalement dû à l'effet capacitif entre deux cellules adjacentes.

3.4.2 Application à la structure FLUE

Afin d'obtenir une fréquence de résonance de 10 GHz, la longueur d'une cellule de la structure conventionnelle doit être approximativement $\lambda_g/2$, avec λ_g étant la longueur d'onde de la ligne constituée par les deux pistes parallèles d'épaisseur W et séparées d'une distance g (figure 3.9 (a)).

Les paramètres physiques après ajustement sont :

Substrat Rogers RT/ Duroid 6002 ($\epsilon_r = 2.94$) d'épaisseur $H = 0.76 \text{ mm}$;

Cuivre d'épaisseur $T = 0.0175 \text{ mm}$; $W = 0.2 \text{ mm}$; $L = 10.74 \text{ mm}$; $S = g = 0.2 \text{ mm}$

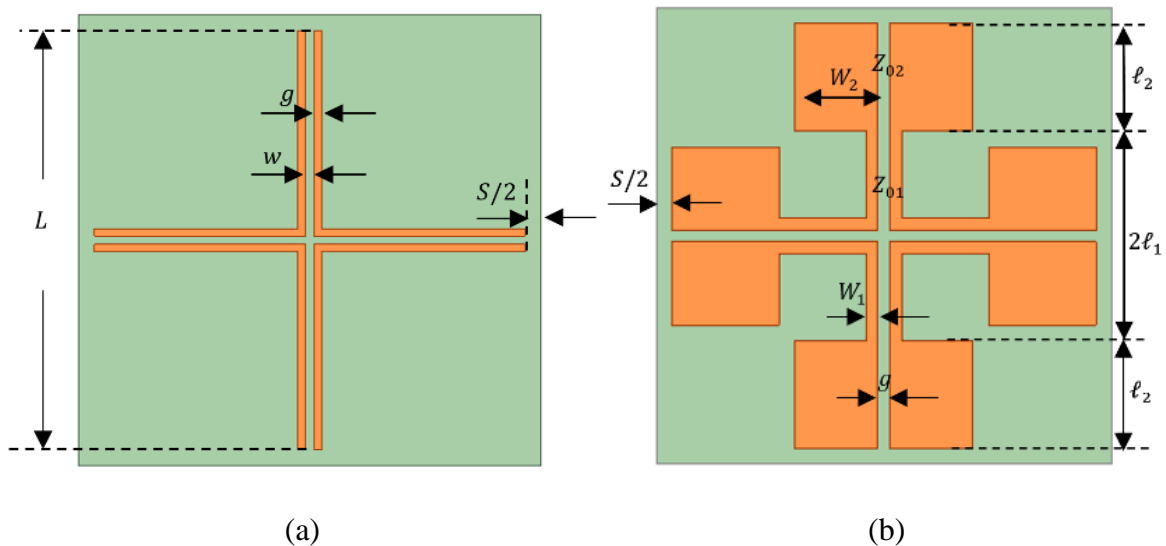


Figure 3.9 Application du concept RSI à la structure conventionnelle, (a) structure conventionnelle, et (b) structure FLUE-RSI

L'application du concept RSI à la structure FLUE (figure 3.9 (b)) en poursuivant la même démarche que pour la structure « dipôles parallèles », pour une fréquence de résonance de 10 GHz, donne les résultats de la table 3.2.

Table 3.2 Variation de la fréquence de résonance vis-à-vis du rapport d'impédances K pour la structure FLUE-RSI

W_1 [mm]	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Z_{01} [Ohm]	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6
ϵ_{eff01}	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882
λ_{g1} [mm]	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85
W_2 [mm]	2,5	2	1,8	1,4	1	0,7	0,5	0,3
Z_{02} [Ohm]	184,487	192,189	195,74	205,164	219,819	237,644	257,424	291,928
ϵ_{eff02}	1,71	1,735	1,748	1,778	1,815	1,846	1,867	1,881
λ_{g2} [mm]	22,93	22,757	22,675	22,48	22,25	22,065	21,94	21,86
K	0,5701	0,5939	0,5939	0,605	0,634	0,6793	0,7344	0,7955
θ_0 [°]	37,05	37,62	37,876	38,528	39,495	40,596	41,73	43,525
ℓ_{01}	2,25	2,28	2,28	2,299	2,338	2,397	2,464	2,53
ℓ_{02}	2,36	2,378	2,378	2,386	2,406	2,441	2,488	2,54
ℓ_T [mm]	9,22	9,316	9,316	9,316	9,37	9,488	9,676	9,904
f_0	//	6,62	6,84	7,42	8,08	8,84	9,22	9,58

D'après les résultats obtenus, on voit bien que la fréquence de résonance obtenue diminue lorsque K diminue. Ceci est justifié par le fait que l'épaisseur W_2 augmente et l'effet capacitif devient ainsi plus prononcé.

Afin de corriger le décalage de la fréquence obtenue, un ajustement des dimensions de la structure est nécessaire pour l'obtention d'une fréquence de résonance de 10 GHz. A cet effet, on modifie graduellement la longueur θ_0 jusqu'à obtenir la valeur désirée.

Table 3.3 Ajustement des paramètres physiques de la structure FLUE-RSI

θ_0	$\ell_{01} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	$\ell_{02} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	$\ell_T = 2(\ell_{01} + \ell_{02})$	f_0 [GHz]
29	1.7616	1.8123	7.1478	10.03
29.1	1.7677	1.8185	7.1724	10.00
29.5	1.7920	1.8435	7.2710	9.89
30	1.8223	1.8748	7.3942	9.76

Les figures 3.10 et 3.11 montrent les résultats de la simulation du coefficient de transmission pour les harmoniques, pour les structures conventionnelle et SIR, respectivement. On remarque que pour la structure conventionnelle, la première harmonique est à environ 20 GHz, soit approximativement deux fois la fréquence fondamentale, ce qui est prévisible. Par contre, pour la structure SIR, la première harmonique est reportée à environ 30 GHz, ce qui est très intéressant et souhaitable pour certains types d'applications.

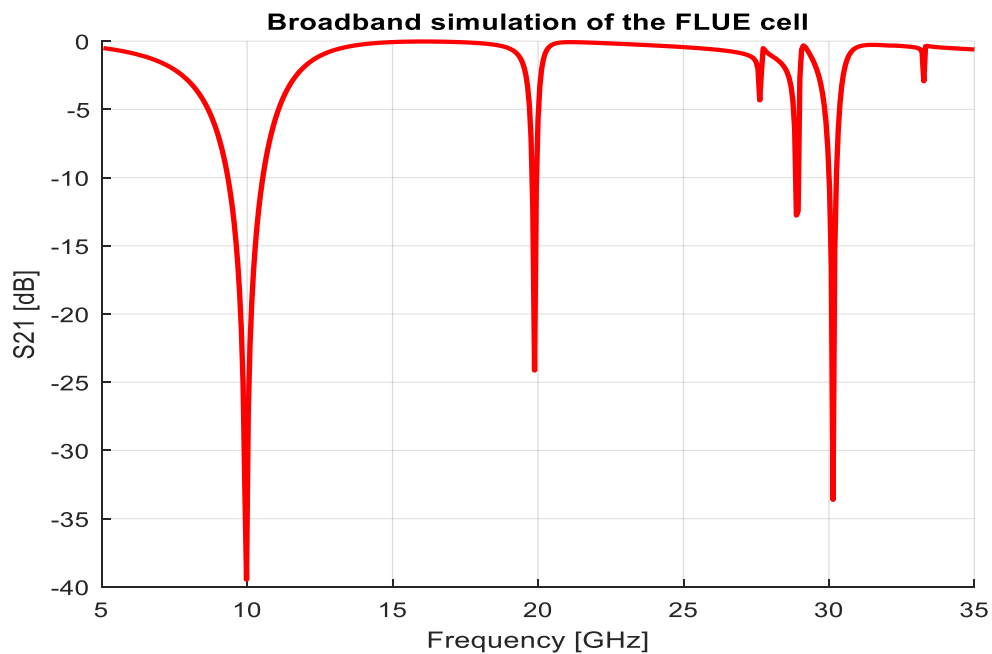


Figure 3.10 Variation du coefficient de transmission de la structure conventionnelle FLUE

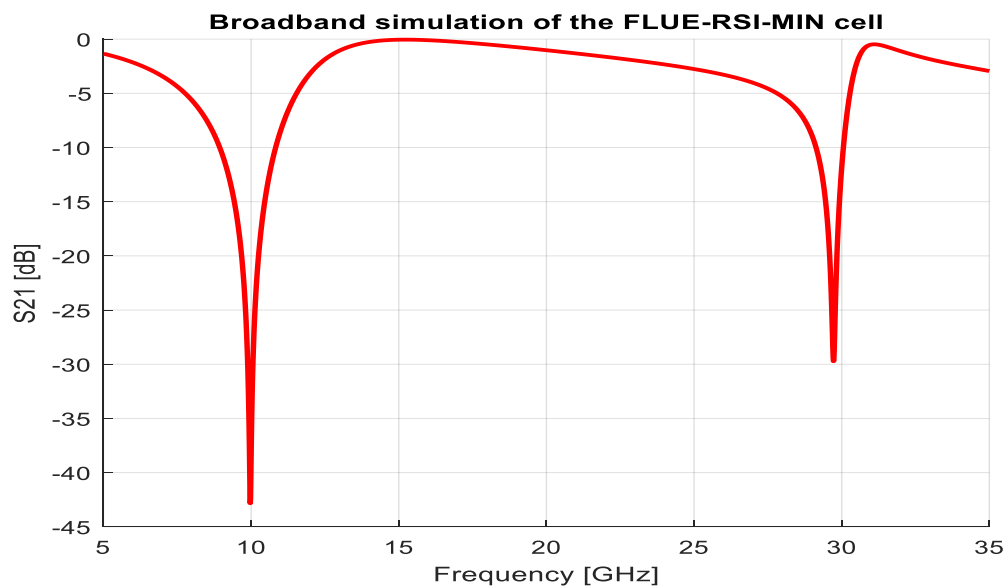


Figure 3.11 Variation du coefficient de transmission de la structure FLUE-RSI

Les figures 3.12 et 3.13 montrent la variation du coefficient de transmission vis-à-vis de l'angle d'incidence, de la structure conventionnelle, pour les modes TE et TM, respectivement.

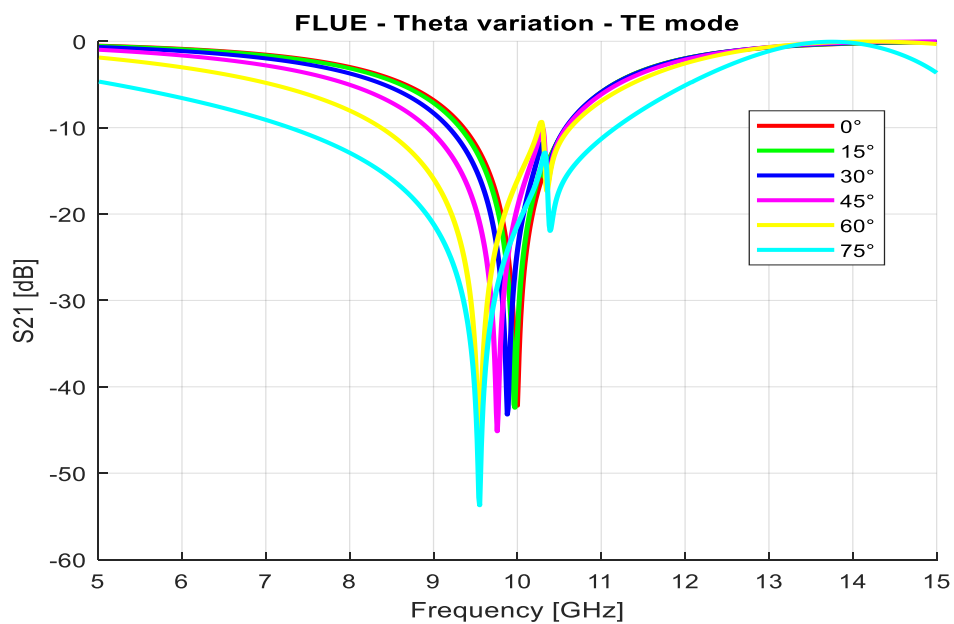


Figure 3.12 Variation du coefficient de transmission de la structure conventionnelle FLUE en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TE

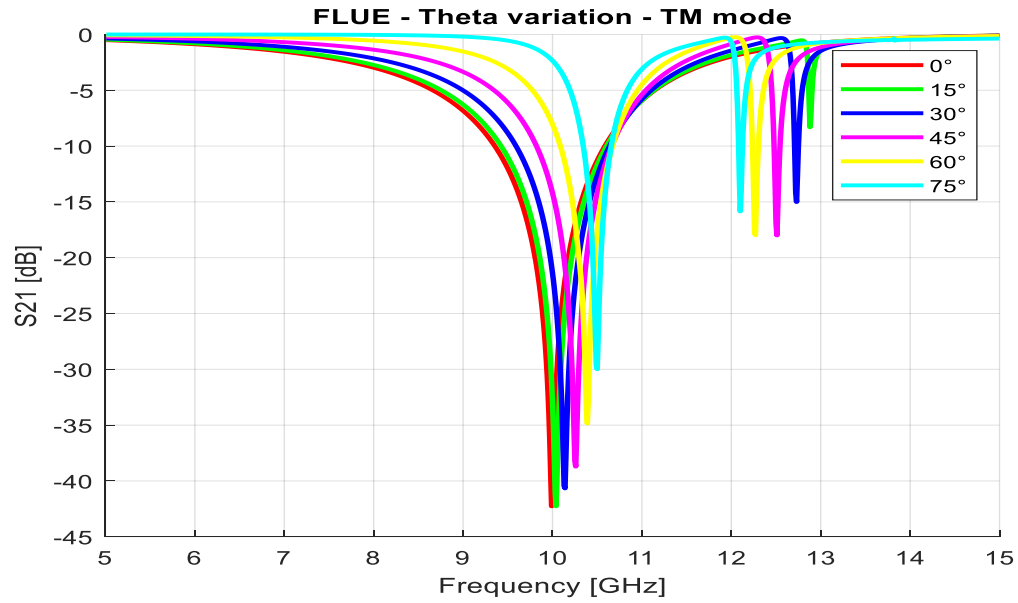


Figure 3.13 Variation du coefficient de transmission de la structure conventionnelle FLUE en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TM

Les figures 3.14 et 3.15 montrent la variation du coefficient de transmission vis-à-vis de l'angle d'incidence, de la structure FLUE-RSI, pour les modes TE et TM, respectivement. Pour le mode TE, on peut remarquer l'apparition d'une résonance proche de la résonance fondamentale, et ce, pour les angles d'incidence supérieurs à 0.

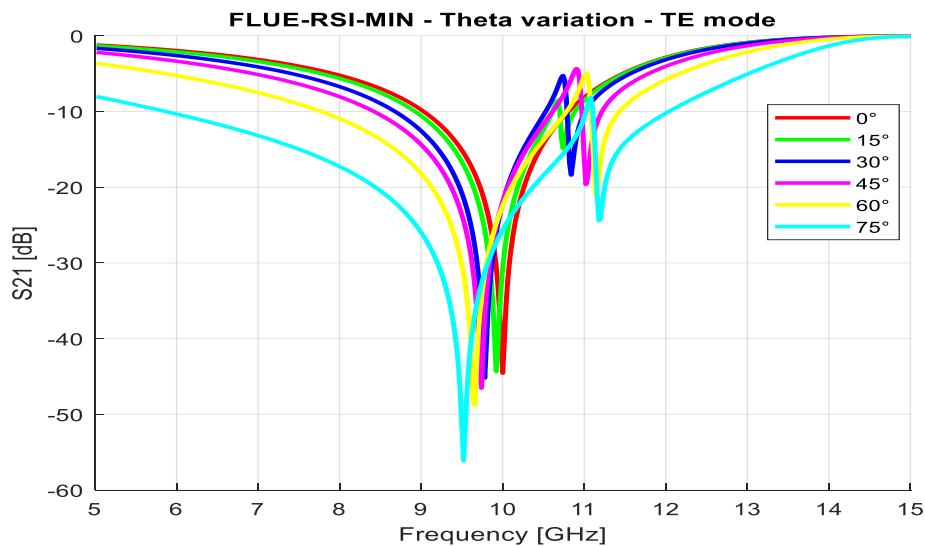


Figure 3.14 Variation du coefficient de transmission de la structure FLUE-RSI en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TE

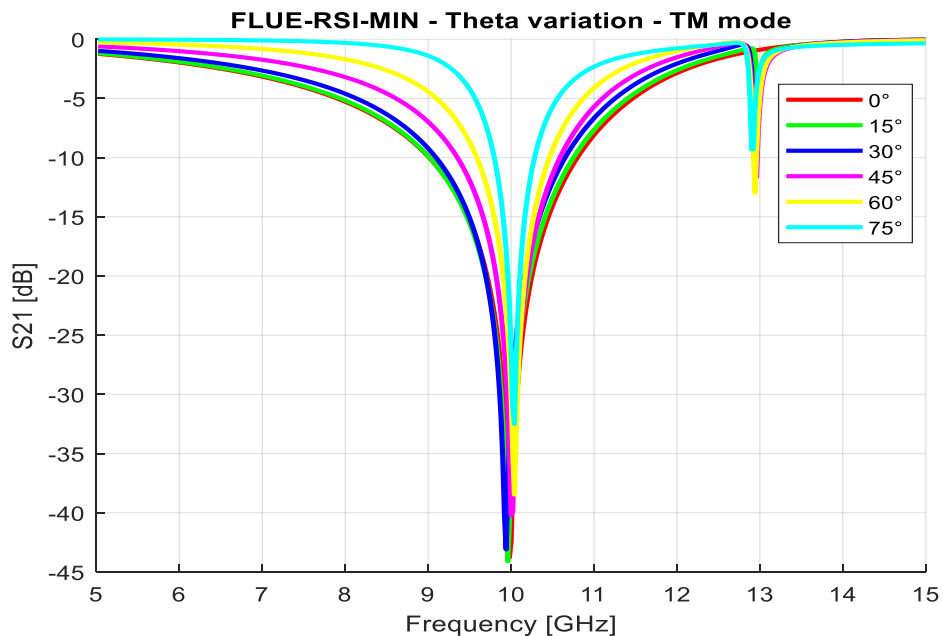


Figure 3.15 Variation du coefficient de transmission de la structure FLUE-RSI en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TM

3.5 Réduction de l'effet capacitif inter-éléments

Afin d'améliorer les performances de notre structure, nous allons effectuer une inclinaison des extrémités tel qu'indiqué par la figure 3.16. Cette modification permettra de réduire l'effet capacitif entre les cellules adjacentes.

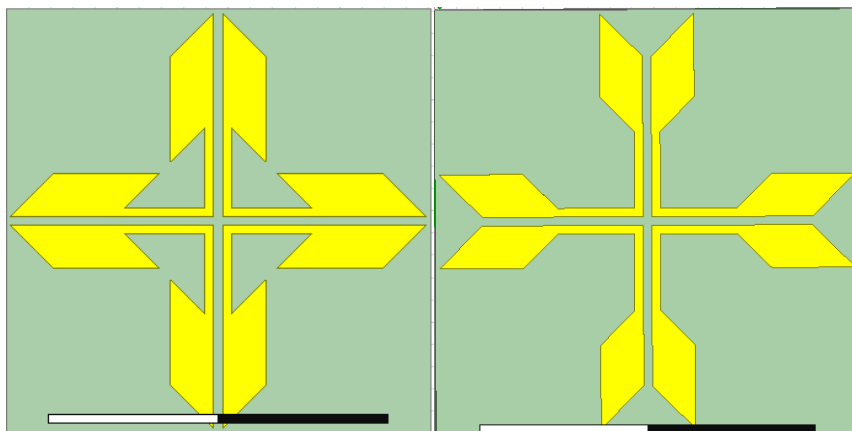


Figure 3.16 Inclinaison des extrémités de la structure FLUE-RSI

3.5.1 Structure FLUE-RSI-ARROW

Dans cette première structure, les extrémités sont inclinées d'un angle α vers l'intérieur, tel qu'indiqué par la figure 3.17.

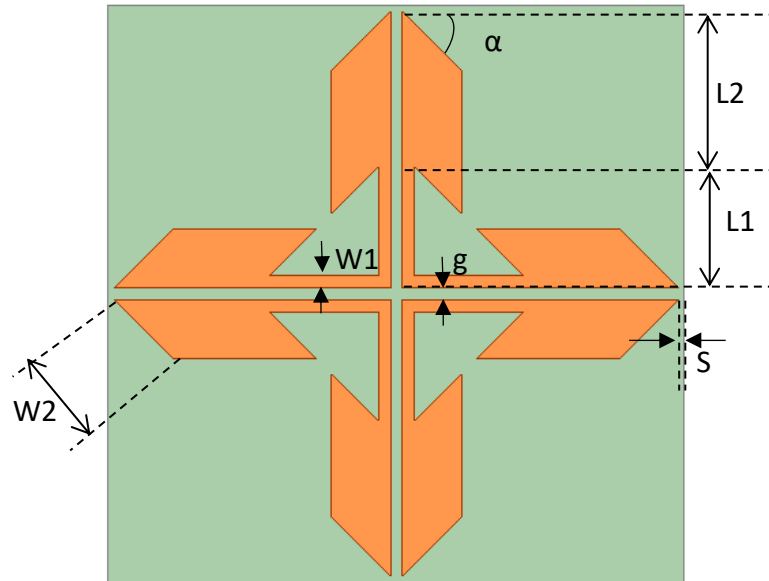


Figure 3.17 Paramètres physiques de la structure FLUE-RSI-ARROW

Le tableau suivant montre le résultat de la simulation de la structure FLUE-RSI-ARROW pour différentes valeurs de K .

Table 3.4 Variation de la fréquence de résonance vis-à-vis du rapport d'impédances K pour la structure FLUE-RSI-ARROW

W_1 [mm]	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Z_{01} [Ohm]	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6	323,6
ϵ_{eff01}	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882	1,882
λ_{g1} [mm]	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85	21,85
W_2 [mm]	2,5	2	1,8	1,4	1	0,7	0,5	0,3
Z_{02} [Ohm]	184,487	192,189	195,74	205,164	219,819	237,644	257,424	291,928

ϵ_{eff02}	1,71	1,735	1,748	1,778	1,815	1,846	1,867	1,881
$\lambda_{g2}[mm]$	22,93	22,757	22,675	22,48	22,25	22,065	21,94	21,86
K	0,5701	0,5939	0,5939	0,605	0,634	0,6793	0,7344	0,7955
$\theta_0[^\circ]$	37,05	37,62	37,876	38,528	39,495	40,596	41,73	43,525
ℓ_{01}	2,25	2,28	2,28	2,299	2,338	2,397	2,464	2,53
ℓ_{02}	2,36	2,378	2,378	2,386	2,406	2,441	2,488	2,54
$\ell_T[mm]$	9,22	9,316	9,316	9,316	9,37	9,488	9,676	9,904
f_0	Sides touching	Sides touching	Sides touching	9,96	10,26	10,46	10,5	10,46

Les résultats obtenus montrent que la fréquence obtenue est nettement plus précise que pour la structure FLUE-RSI, l'effet capacitif étant dans ce cas minimisé. On remarque également que l'on ne peut pas aller au-delà de 1,4 mm pour W_2 , car dans ce cas, les extrémités se touchent et affectent ainsi la structure.

La figure suivante montre le résultat de la simulation de la structure FLUE-RSI-ARROW pour une large bande. On remarque que dans ce cas, la première harmonique n'est pas aussi éloignée que celle de la structure FLUE-RSI, mais se rapproche de la valeur théorique.

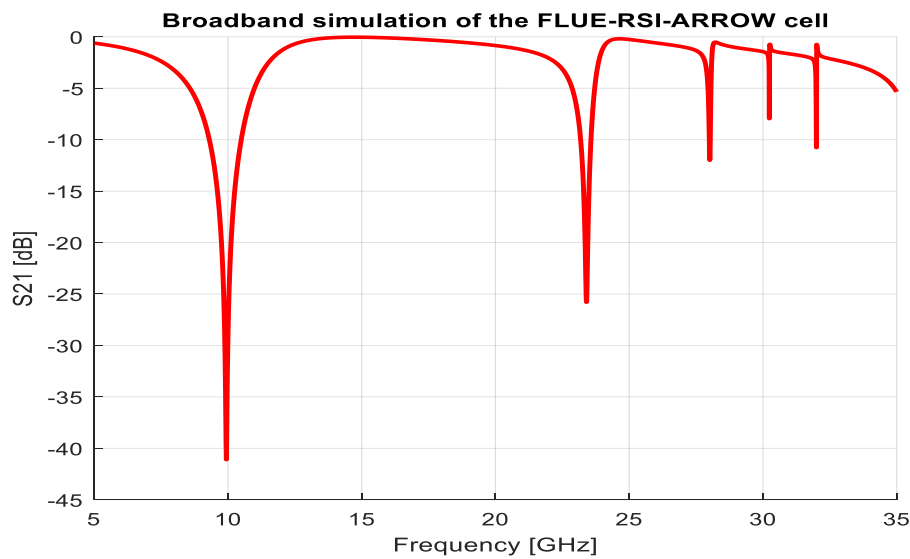


Figure 3.18 Comportement large bande de la structure FLUE-RSI-ARROW

Les figures 3.19 et 3.20 montrent le résultat de la simulation de la structure FLUE-RSI-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence pour les modes TE et TM, respectivement. On voit bien que pour le mode TE, la seconde résonance est pratiquement inexistante.

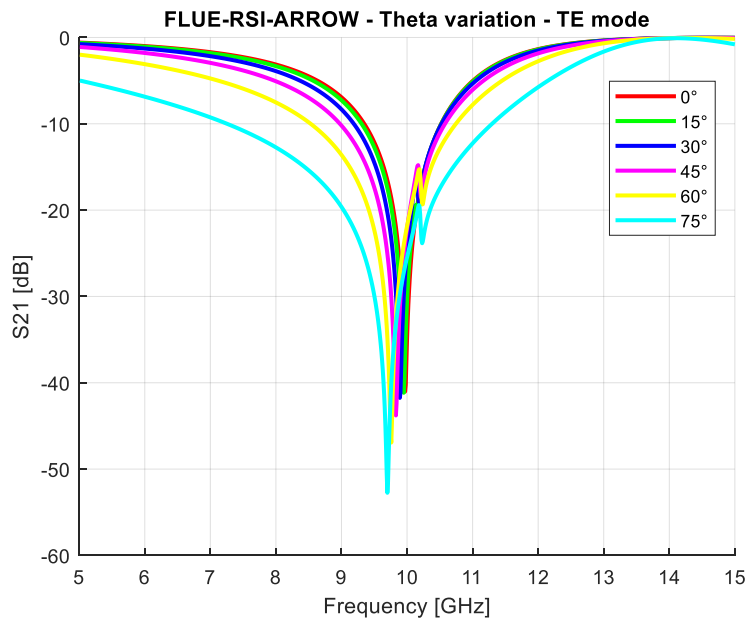


Figure 3.19 Comportement de la structure FLUE-RSI-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE

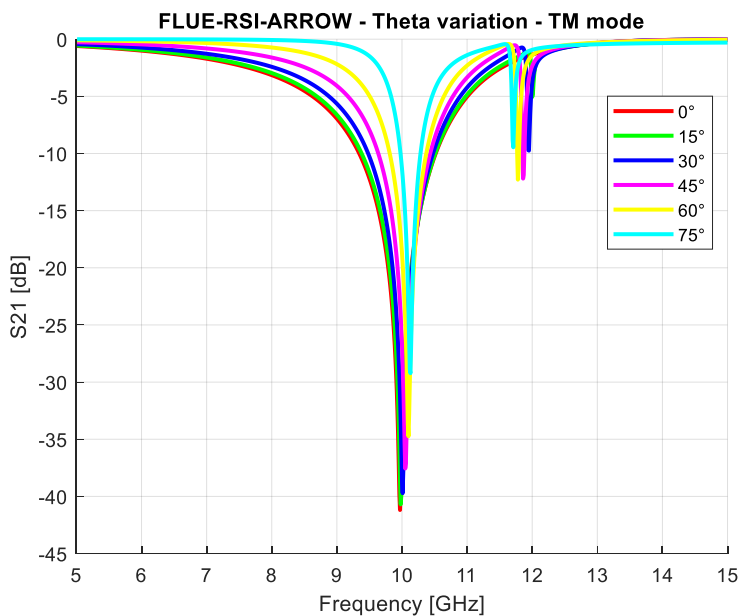


Figure 3.20 Comportement de la structure FLUE-RSI-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM

W_2 [mm]	2,5	2	1,8	1,4	1	0,7	0,5	0,3
Z_{02} [Ohm]	184,487	192,189	195,74	205,164	219,819	237,644	257,424	291,928
ϵ_{eff02}	1,71	1,735	1,748	1,778	1,815	1,846	1,867	1,881
λ_{g2} [mm]	22,93	22,757	22,675	22,48	22,25	22,065	21,94	21,86
K	0,5701	0,5939	0,5939	0,605	0,634	0,6793	0,7344	0,7955
θ_0 [°]	37,05	37,62	37,876	38,528	39,495	40,596	41,73	43,525
ℓ_{01}	2,25	2,28	2,28	2,299	2,338	2,397	2,464	2,53
ℓ_{02}	2,36	2,378	2,378	2,386	2,406	2,441	2,488	2,54
ℓ_T [mm]	9,22	9,316	9,316	9,316	9,37	9,488	9,676	9,904
f_0	//	7,35	7,725	8,25	8,9	9,375	9,7	10,00

La figure 3.22 montre le résultat de la simulation de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW pour une large bande.

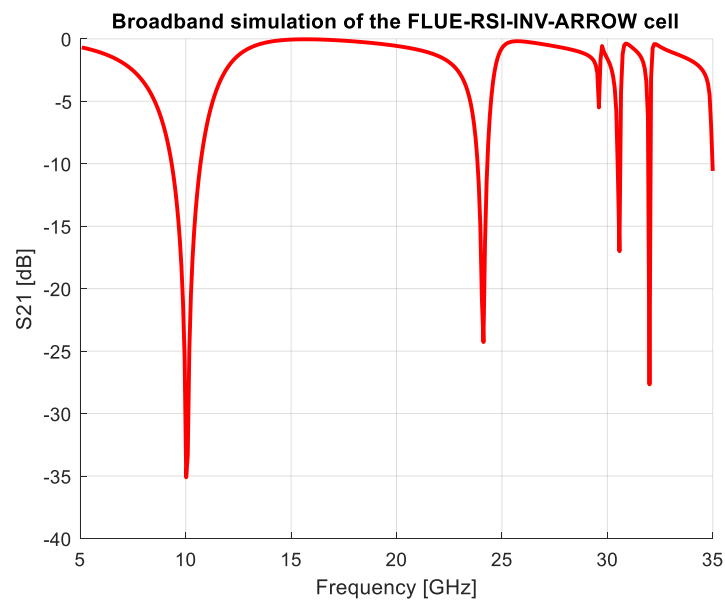


Figure 3.22 Comportement large bande de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW

Les figures 3.23 et 3.24 montrent la variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de l'angle d'incidence. Dans ce cas, également, les résultats obtenus sont très similaires à ceux de la structure FLUE-RSI-ARROW.

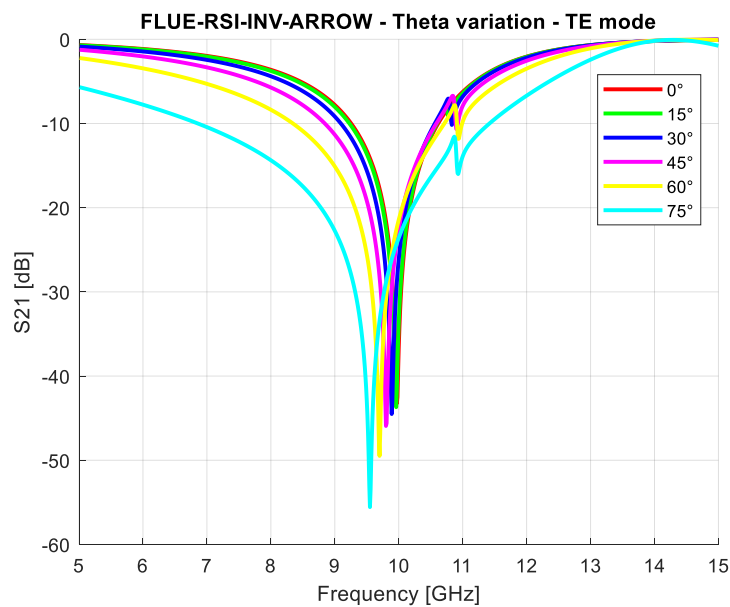


Figure 3.23 Comportement de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE

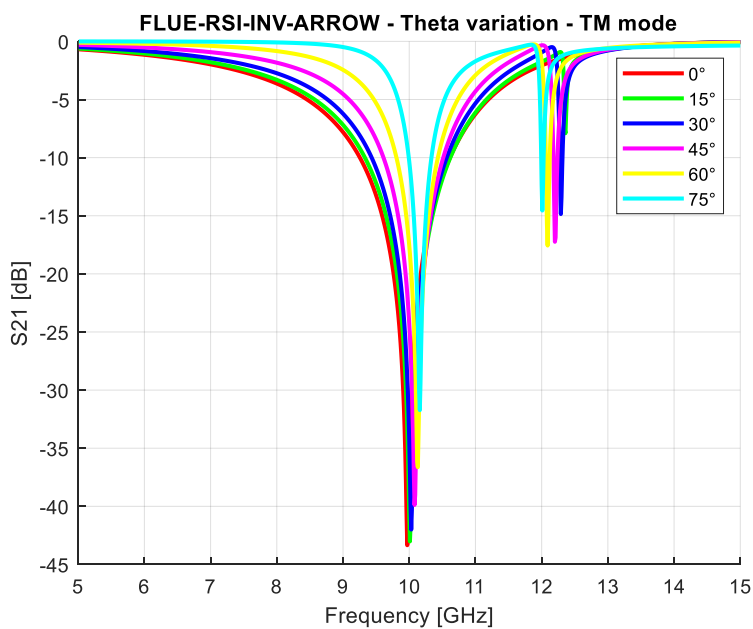


Figure 3.24 Comportement de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM

3.6 Résultats expérimentaux

Afin de vérifier expérimentalement les performances des structures fabriquées, quatre prototypes sont fabriqués en utilisant la lithographie PCB tel que le montre la figure 3.25. Chaque prototype est constitué d'une feuille de dimension approximative de $150\text{mm} \times 150\text{mm}$.

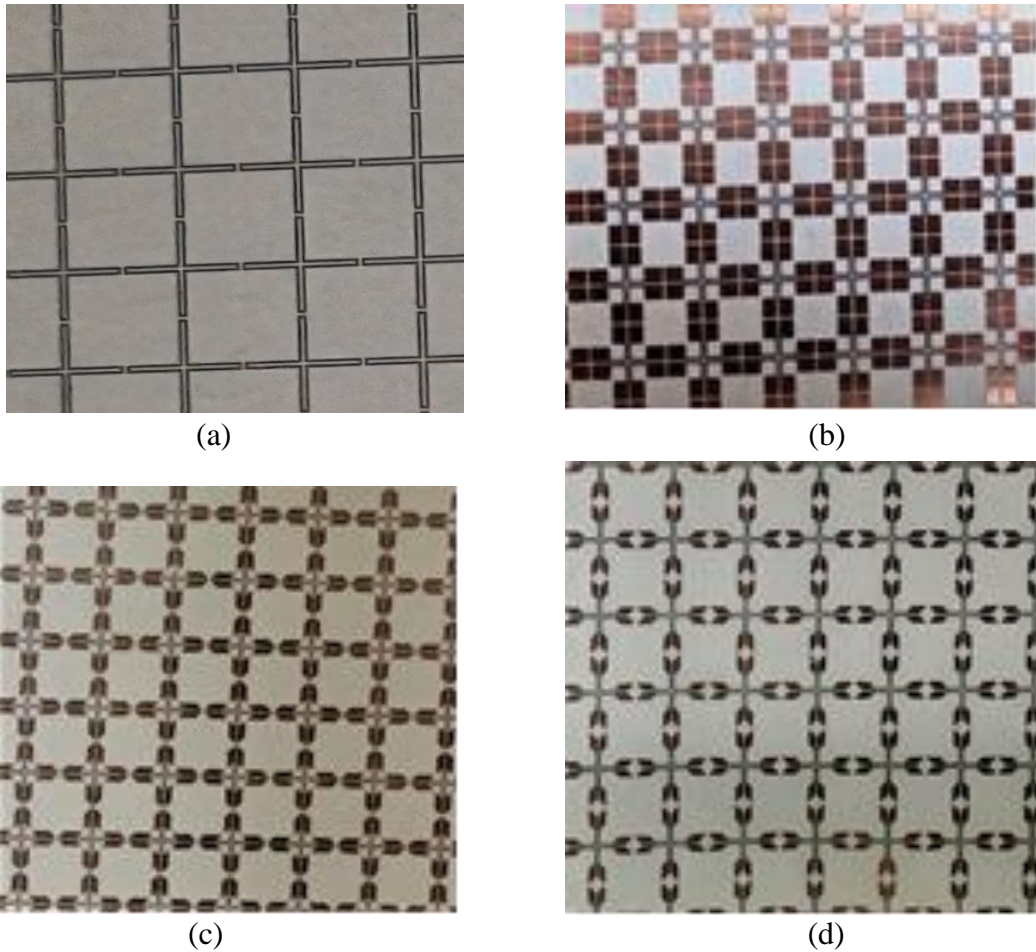


Figure 3.25 Prototypes fabriqués (a) structure FLUE conventionnelle, (b) structure FLUE-RSI, (c) structure FLUE-RSI-ARROW, (d) structure FLUE-RSI-INV-ARROW

La configuration utilisée pour mesurer les paramètres de transmission est représentée par la figure 3.26. Dans cette plateforme, deux antennes cornet identiques sont reliées à un analyseur de réseau, E5063. Les antennes, fonctionnant à une bande de fréquence de 7-16 GHz, sont utilisées pour la transmission et la réception.



Figure 3.26 Configuration utilisée pour les mesures des paramètres de transmission des structures fabriquées

3.6.1 Structure FLUE conventionnelle

Nous avons utilisé les dimensions suivantes pour la cellule FLUE :

$L = 11.54 \text{ mm}$; $S = W = g = 0.2 \text{ mm}$. Le substrat utilisé est Rogers RT/Duroid 6002 ($\epsilon_r=2.94$) d'épaisseur 0.76 mm.

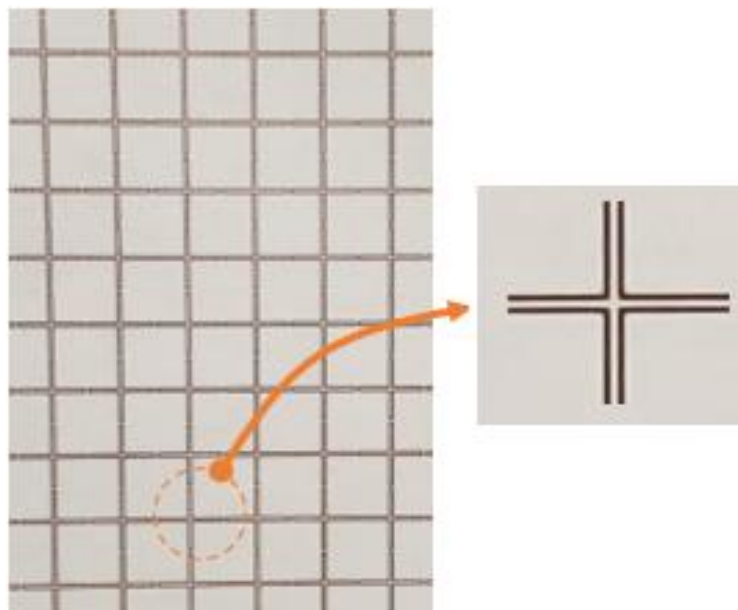


Figure 3.27 Cellule de la structure FLUE conventionnelle fabriquée

La figure 3.28 représente le résultat des mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE conventionnelle, pour le mode TE.

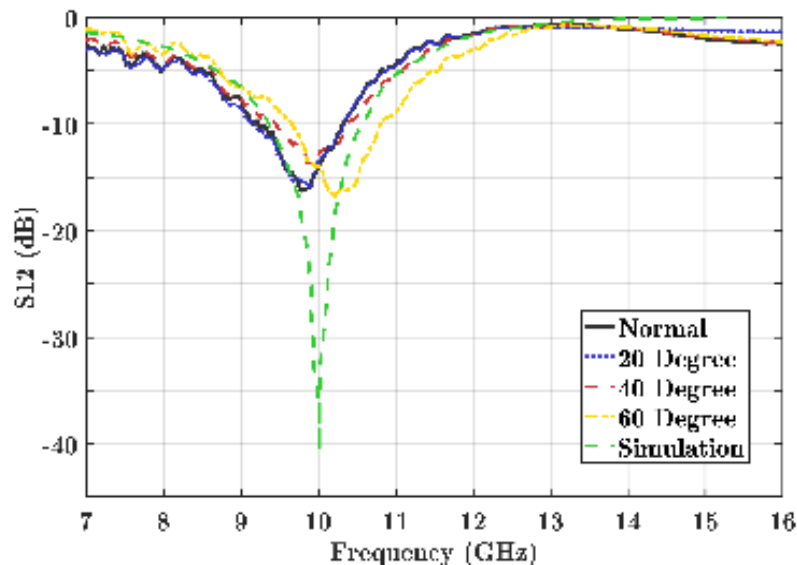


Figure 3.28 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE conventionnelle

3.6.2 Structure FLUE-RSI

Nous avons utilisé les dimensions suivantes pour la cellule FLUE-RSI :

$\ell_1 = 1.77 \text{ mm}$; $\ell_2 = 1.82 \text{ mm}$; $W_1 = 0.2 \text{ mm}$; $W_2 = 1.4 \text{ mm}$; $g = 0.2 \text{ mm}$; $S = 0.2 \text{ mm}$; $Z_{01} = 323.6 \Omega$; $Z_{02} = 205.2 \Omega$. Le substrat utilisé est Rogers RT/Duroid 6002 ($\epsilon_r=2.94$) d'épaisseur 0.76 mm.

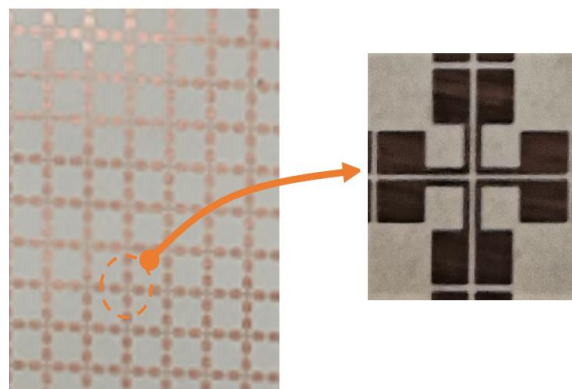


Figure 3.29 Cellule de la structure FLUE-RSI fabriquée

Comparée à la structure conventionnelle, cette nouvelle structure a une taille réduite de 54% et la première harmonique est éloignée de 3 fois la fréquence fondamentale. La figure 3.30 représente le résultat des mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI, pour le mode TE.

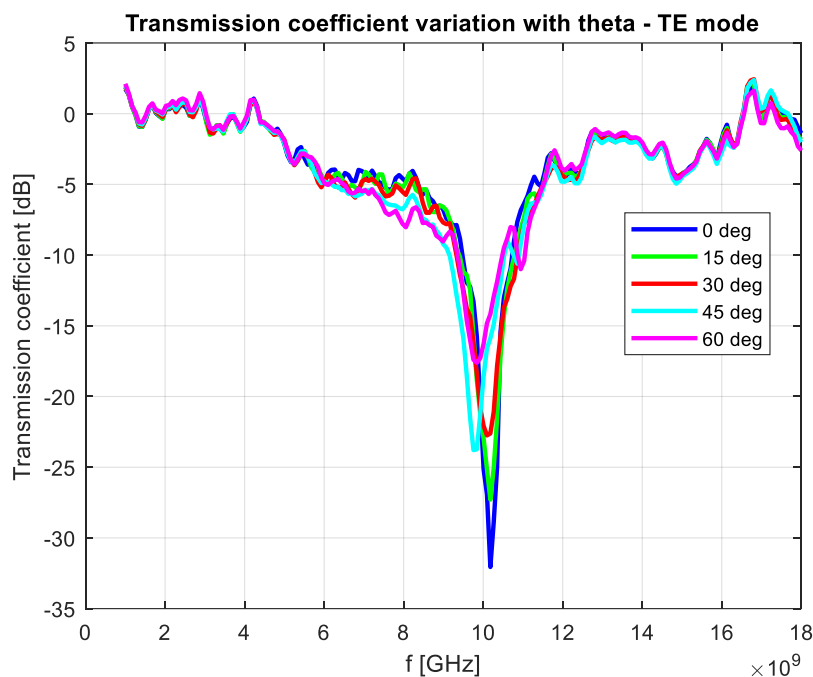


Figure 3.30 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI

3.6.3 Structure FLUE-RSI-ARROW

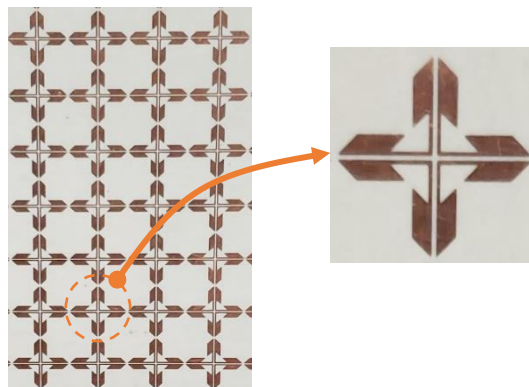


Figure 3.31 Cellule de la structure FLUE-RSI-ARROW fabriquée

Nous avons utilisé les dimensions suivantes pour la cellule FLUE-RSI-ARROW :

$\ell_1 = 2.34 \text{ mm}$; $\ell_2 = 2.41 \text{ mm}$; $W_1 = 0.2 \text{ mm}$; $W_2 = 1.4 \text{ mm}$; $g = 0.2 \text{ mm}$; $S = 0.2 \text{ mm}$; $Z_{01} = 323.6\Omega$; $Z_{02} = 205.2\Omega$. Le substrat utilisé est Rogers RT/Duroid 6002 ($\epsilon_r=2.94$) d'épaisseur 0.76 mm.

La figure 3.32 représente le résultat des mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI-ARROW, pour le mode TE.

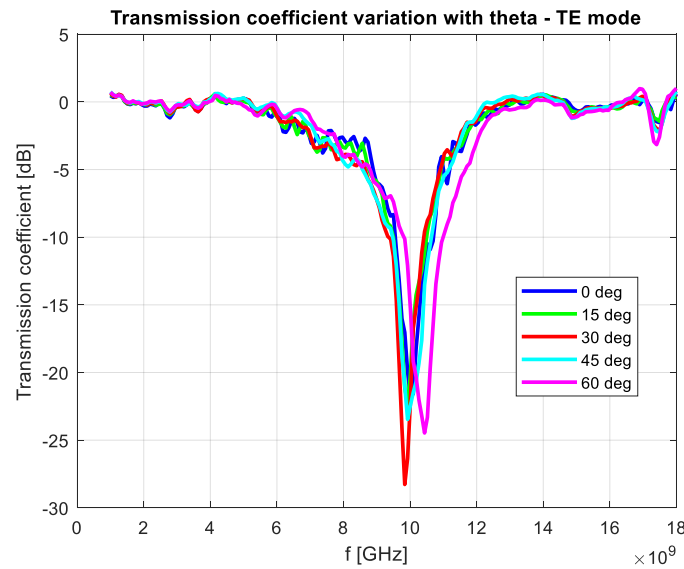


Figure 3.32 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI-ARROW

3.6.4 Structure FLUE-RSI-INV-ARROW

Nous avons utilisé les dimensions suivantes pour la cellule FLUE-RSI-INV-ARROW :

$\ell_1 = 1.88 \text{ mm}$; $\ell_2 = 1.94 \text{ mm}$; $W_1 = 0.2 \text{ mm}$; $W_2 = 1.4 \text{ mm}$; $g = 0.2 \text{ mm}$; $S = 0.2 \text{ mm}$; $Z_{01} = 323.6\Omega$; $Z_{02} = 205.2\Omega$. Le substrat utilisé est Rogers RT/Duroid 6002 ($\epsilon_r=2.94$) d'épaisseur 0.76 mm.

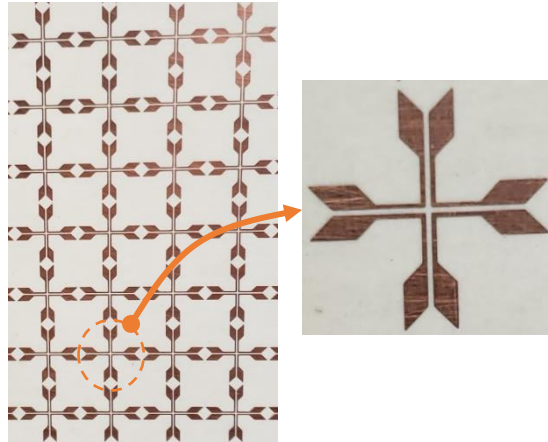


Figure 3.33 Cellule de la structure FLUE-RSI-INV-ARROW fabriquée

La figure 3.34 représente le résultat des mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI-INV-ARROW, pour le mode TE.

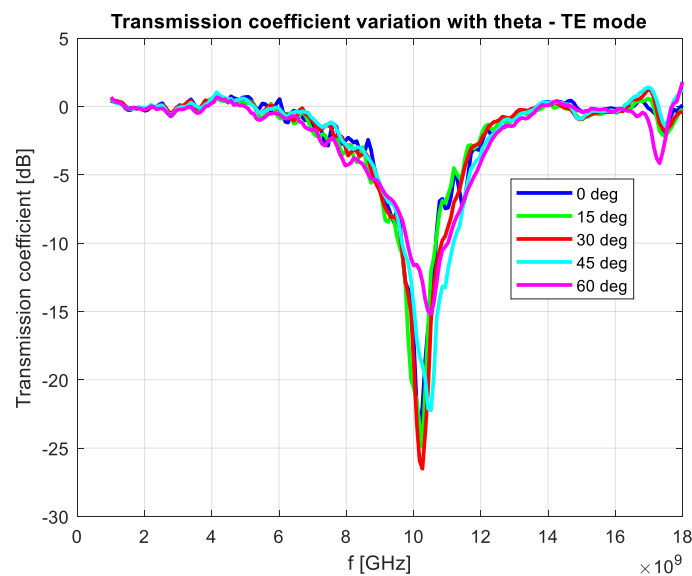


Figure 3.34 Mesures de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RSI-INV-ARROW

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle méthode pour la synthèse de structures FSS construites à base de lignes couplées, et ce, en utilisant le concept RSI qui est utilisé dans les filtres analogiques. Nous avons appliqué le concept RSI à la structure conventionnelle « Four-Legged Unloaded Element », la structure obtenue, FLUE-RSI a une taille réduite de 54% et la première

harmonique est située à 3 fois la fréquence fondamentale. Nous avons vu que lors de la phase de synthèse, la structure obtenue a une fréquence de résonance qui dévie de la valeur théorique, du fait de l'effet capacitif entre les cellules adjacentes. Afin de réduire cet effet, nous avons incliné les extrémités des cellules. Les structures ainsi obtenues, FLUE-RSI-ARROW et FLUE-RSI-INV-ARROW, ont une fréquence de résonance proche de la valeur théorique.

CHAPITRE 4 APPLICATION DU CONCEPT DE RESONATEURS A DEUX SAUTS D'IMPEDANCES (RDSI) A LA CELLULE FLUE

4.1 Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons effectué une description du concept de résonateurs à deux sauts d'impédances (RDSI). Cette technique, utilisée dans les filtres analogiques, permet d'obtenir une ligne de transmission de taille plus faible. Cette technique simple, qui utilise trois portions de lignes de transmission d'impédances caractéristiques différentes avec les sauts d'impédances K_1 et K_2 , permet d'avoir un plus grand degré de liberté par rapport au concept RSI. La structure de référence que nous allons considérer est la cellule «Four-Legged Unloaded Element» (FLUE). Cette méthode, comme celle utilisée dans le chapitre précédent, peut être généralisée à toute autre élément constituée de deux pistes parallèles.

4.2 Description de la méthode de synthèse

La cellule de base est la structure FLUE (figure 4.1 (a)). En utilisant les formules mathématiques décrites dans le chapitre 2, nous pouvons calculer la longueur $\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}$ (supposée la même pour chaque portion de lignes).

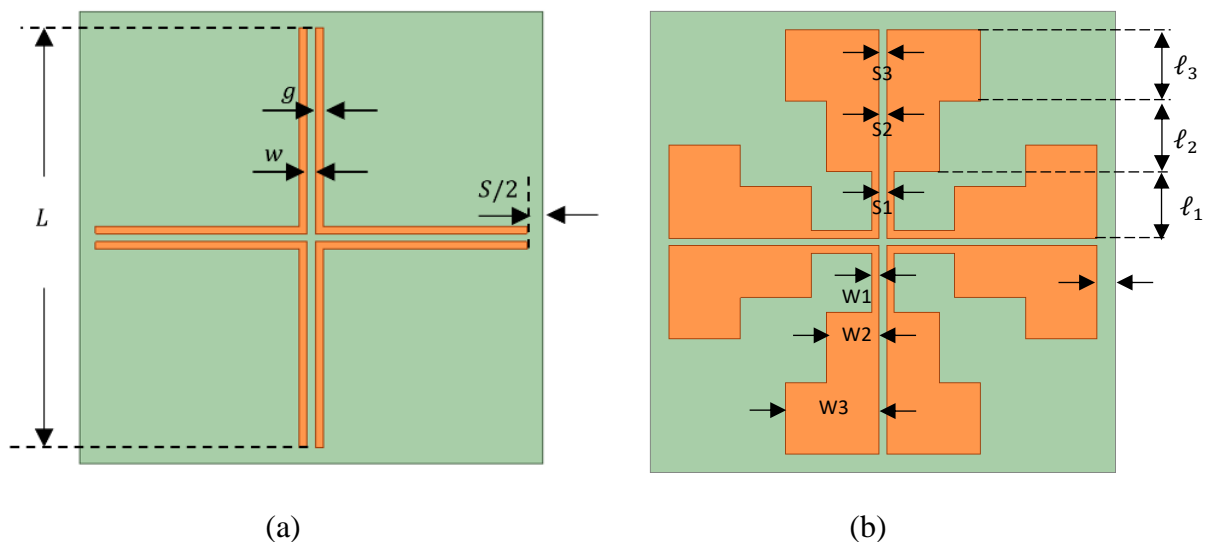


Figure 4.1 Application du concept RDSI à la structure FLUE, (a) structure conventionnelle, (b) structure FLUE-RDSI

Pour les mêmes raisons pratiques décrites dans le chapitre précédent, nous avons fixé W_1 à 0.2 mm et S à 0.2mm, ce qui correspond à une valeur de l'impédance caractéristique $Z_{01} = 324.74\Omega$, et une permittivité effective $\varepsilon_{eff01} = 1.882$. Pour les rapports d'impédances K_1 et K_2 , on calcule $Z_{02} = Z_{01} \cdot K_2$, et $Z_{03} = Z_{02} \cdot K_1$. On relève ensuite les valeurs de W_2 et W_3 en utilisant les courbes de simulation décrites au chapitre 3. A partir de Z_{01} , Z_{02} et Z_{03} , on peut calculer λ_{g1} , λ_{g2} et λ_{g3} . Nous pouvons ensuite aisément déterminer les longueurs $\ell_1[\text{mm}] = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$, $\ell_2[\text{mm}] = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$ et $\ell_3[\text{mm}] = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$.

4.3 Quelques exemples de structures FLUE-RDSI

4.3.1 Exemple 1 : Topologie de taille minimale

Cette structure est la topologie ayant une taille minimale (voir paragraphe 2.6), avec $K_1 < 1$ et $K_2 < 1$.

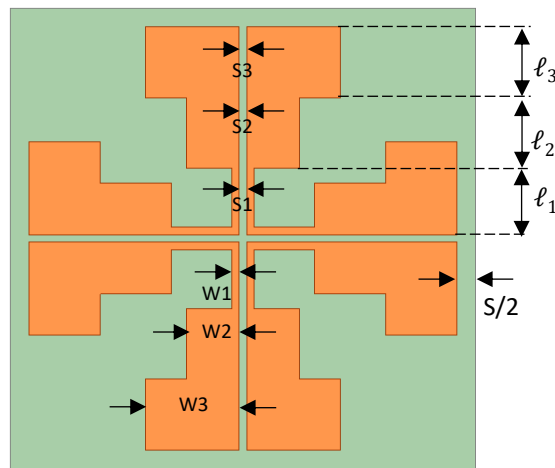


Figure 4.2 Exemple 1 : Structure de taille minimale FLUE-RDSI-MIN

Les paramètres fixes suivants ont été choisis afin d'obtenir une structure réalisable de taille minimale :

Substrat : Rogers RT/ Duroid 6002 ($\varepsilon_r = 2.94$) $H = 0.76$ mm

Cuivre : $W_1 = 0.2$ mm $W_2 = 0.8$ mm $W_3 = 1.8$ mm $T = 0.0175$ mm

Avec ces dimensions, les paramètres suivants sont obtenus :

$$Z_{01} = 323.6242809 \Omega, Z_{02} = 230.8661422 \Omega, Z_{03} = 195.7422381 \Omega,$$

$$K_1 = 0.8479, K_2 = 0.7134, \varepsilon_{eff01} = 1.882000981, \varepsilon_{eff02} = 1.835756742, \varepsilon_{eff03} = 1.748232074$$

$$\lambda_{g1} = 21.8681 \text{ mm}, \lambda_{g2} = 22.1418 \text{ mm}, \lambda_{g3} = 22.6893 \text{ mm}$$

La table 4.1 montre les paramètres théoriques obtenus pour une fréquence de résonance de 10 GHz.

Table 4.1 Détermination des paramètres théoriques pour la structure FLUE-RDSI-MIN

θ_0 $= \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}$	ℓ_{01} $= \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	ℓ_{02} $= \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	ℓ_{03} $= \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$	ℓ_T $= 2(\ell_{01} + \ell_{02} + \ell_{03})$	f_0 [GHz]
25.9177	1.5744	1.5941	1.6335	9.6038	7.3

Pour avoir une fréquence de résonance de 10 GHz, nous allons ajuster simultanément ℓ_{01} , ℓ_{02} et ℓ_{03} . Aussi, d'après les formules mathématiques, la taille minimale correspond à :

$$\theta_0 = \theta_1 = \theta_2 = \theta_3$$

Table 4.2 Ajustement des paramètres physiques pour la structure FLUE-RDSI-MIN

θ_0	$\ell_{01} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	$\ell_{02} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	$\ell_{03} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$	$\ell_T = 2(\ell_{01} + \ell_{02} + \ell_{03})$	f_0 [GHz]
20	1.2149	1.2301	1.2605	7.4110	9.74
19	1.1542	1.1686	1.1975	7.0405	10.19
19.5	1.1845	1.1993	1.2290	7.2258	9.94
19.4	1.1784	1.1932	1.2227	7.1887	9.98
19.45	1.1815	1.1963	1.2259	7.2072	9.97
19.33	1.1742	1.1889	1.2183	7.1628	9.99

19.3	1.1724	1.1870	1.2164	7.1516	10.07
19.32	1.1736	1.1883	1.2177	7.1591	10.02

La figure 4.3 représente la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une large bande.

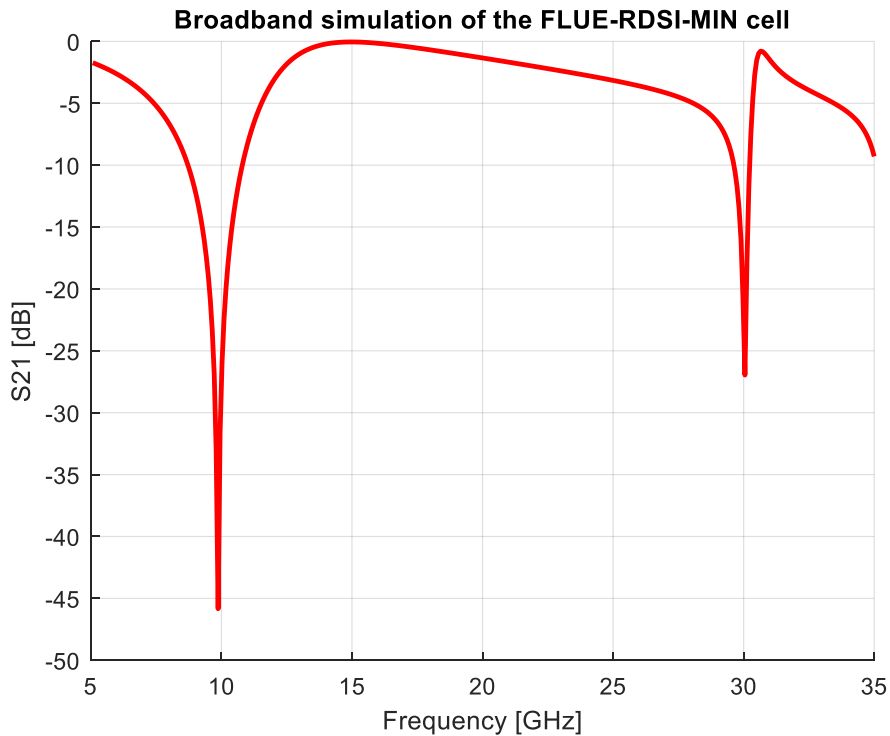


Figure 4.3 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour la structure FLUE-RDSI-MIN

On peut bien voir que la première harmonique est éloignée de la fréquence fondamentale d'un facteur de 3, ce qui est un très grand avantage par rapport à la structure conventionnelle.

Les figures 4.4 et 4.5 montrent les variations du coefficient de transmission vis-à-vis de l'angle d'incidence de la structure FLUE-RDSI-MIN, pour les modes TE et TM. Pour le mode TE, on remarque l'apparition d'une résonance proche de la résonance fondamentale.

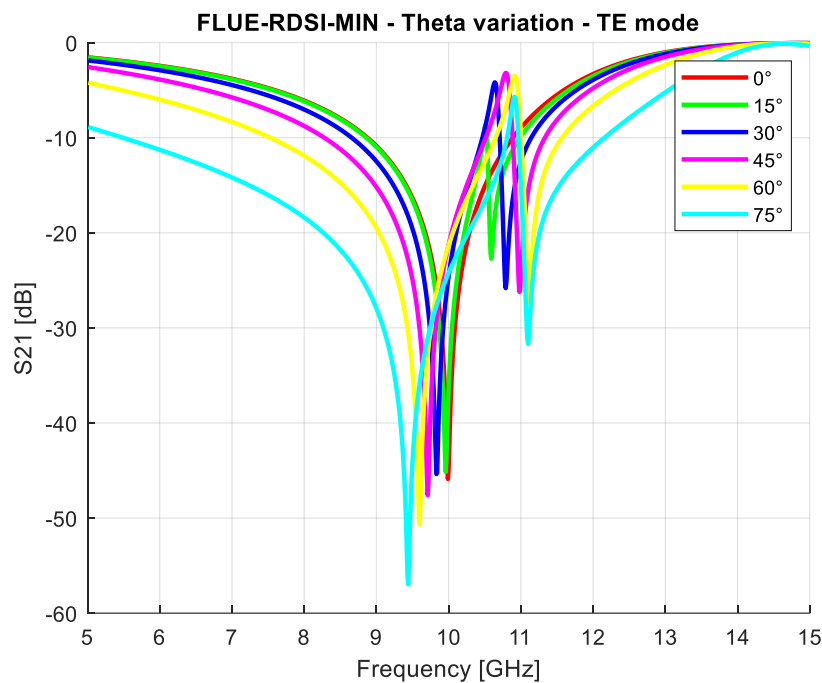


Figure 4.4 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MIN, pour le mode TE

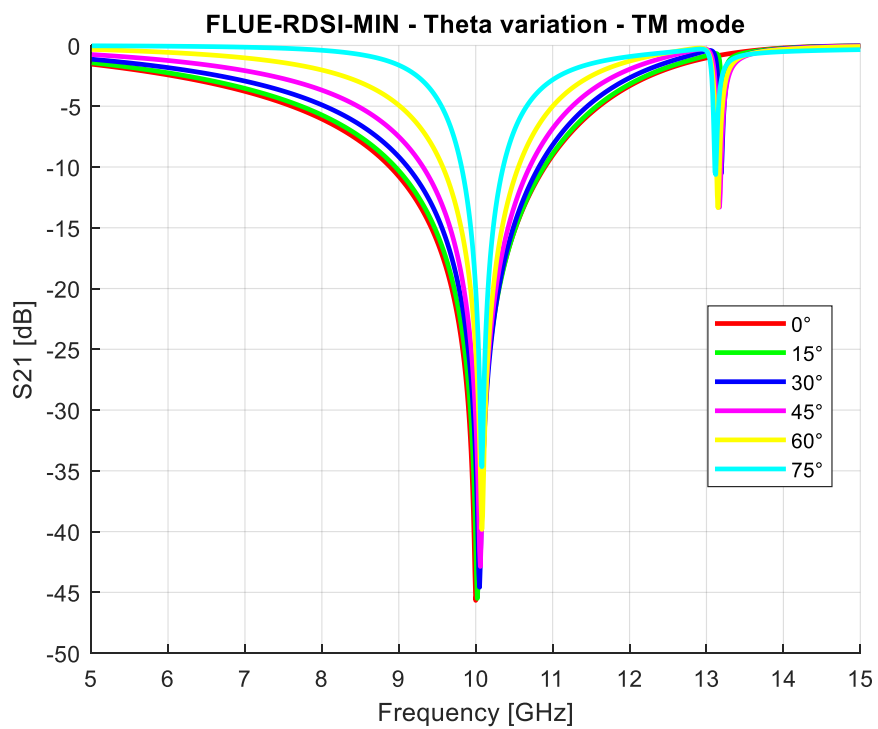


Figure 4.5 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MIN, pour le mode TM

4.3.2 Exemple 2

L'application du concept RDSI est particulièrement intéressant du fait qu'il nous permet de concevoir une multitude de structures en variant les dimensions des différentes parties de la cellule, ce qui permet d'obtenir différentes valeurs d'impédances, et donc des rapports d'impédances.

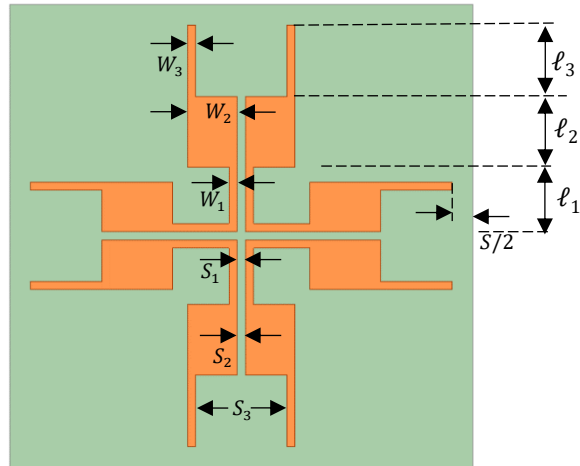


Figure 4.6 Exemple 2 : Structure de l'exemple 2 FLUE-RDSI-MOD1

Les dimensions fixes sont :

Substrat : Rogers RT/ Duroid 6002 ($\epsilon_r = 2.94$) $H = 0.76$ mm

Cuivre : $W_1 = 0.2$ mm $W_2 = 1.2$ mm $W_3 = 0.2$ mm $T = 0.0175$ mm

$S_1 = S_2 = 0.2$ mm $S_3 = 2.2$ mm

Les paramètres correspondants obtenus sont alors :

$Z_{01} = 323.6242809 \Omega$, $Z_{02} = 211.5264754 \Omega$, $Z_{03} = 659.7571237 \Omega$,

$K_1 = 3.1190$, $K_2 = 0.6536$,

$\epsilon_{eff01} = 1.882000981$, $\epsilon_{eff02} = 1.795834682$, $\epsilon_{eff03} = 1.73964804$, $\lambda_{g1} = 21.8681$ mm,

$\lambda_{g2} = 22.3866$ mm, $\lambda_{g3} = 22.7452$ mm

Le tableau suivant montre le résultat de la synthèse d'une cellule.

Table 4.3 Détermination des paramètres théoriques pour la structure FLUE-RDSI-MOD1

$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}$	$\ell_{01} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	$\ell_{02} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	$\ell_{03} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$	$\ell_T = 2(\ell_{01} + \ell_{02} + \ell_{03})$	f_0 [GHz]
33.1674	2.0147	2.0625	2.0956	12.3456	8.13

Afin d'obtenir une fréquence de résonance de 10GHz, il faut ajuster les dimensions de la cellule. La table suivante donne la fréquence de résonance obtenue par simulation pour différentes valeurs de θ_0 .

Table 4.4 Ajustement des paramètres physiques pour la structure FLUE-RDSI-MOD1

θ_0	$\ell_{01} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	$\ell_{02} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	$\ell_{03} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$	$\ell_T = 2(\ell_{01} + \ell_{02} + \ell_{03})$	f_0 [GHz]
27	1.6401	1.6790	1.7059	10.0500	10.14
26.5	1.6097	1.6479	1.6743	9.8639	10.31
27.5	1.6705	1.7101	1.7375	10.2361	9.94
27.2	1.6523	1.6914	1.7185	10.1244	10.06
27.35	1.6614	1.7008	1.7280	10.1803	10.00

La figure 4.7 montre le résultat de la simulation de la structure FLUE-RDSI-MOD1 pour une large bande. On peut voir que la première harmonique est moins éloignée que pour la structure FLUE-RDSI-MIN.

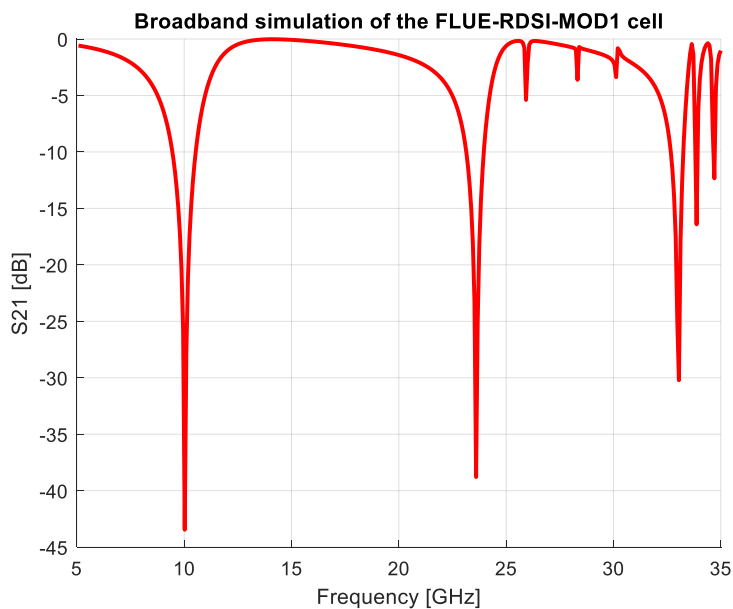


Figure 4.7 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1

Les figures 4.8 et 4.9 représentent la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour les modes TE et TM, respectivement. On peut remarquer une bonne stabilité pour cette structure.

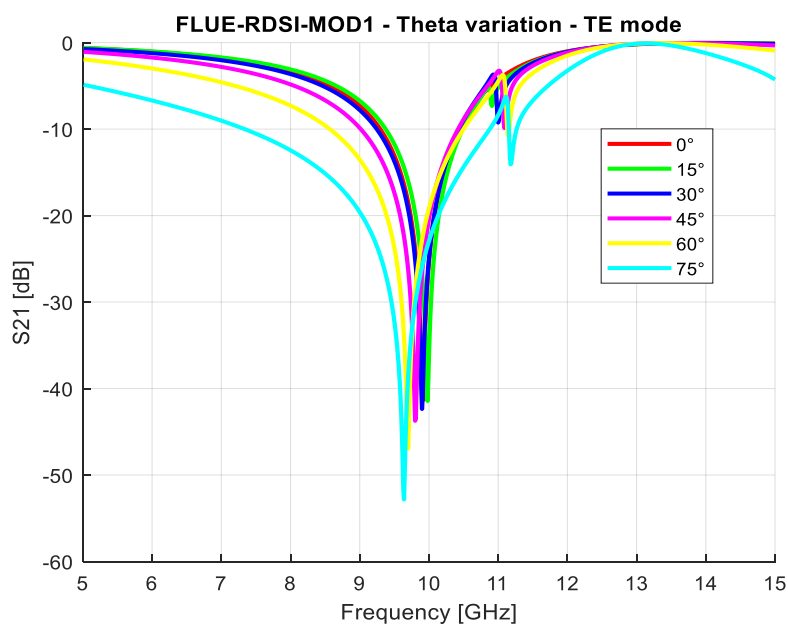


Figure 4.8 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1, pour le mode TE

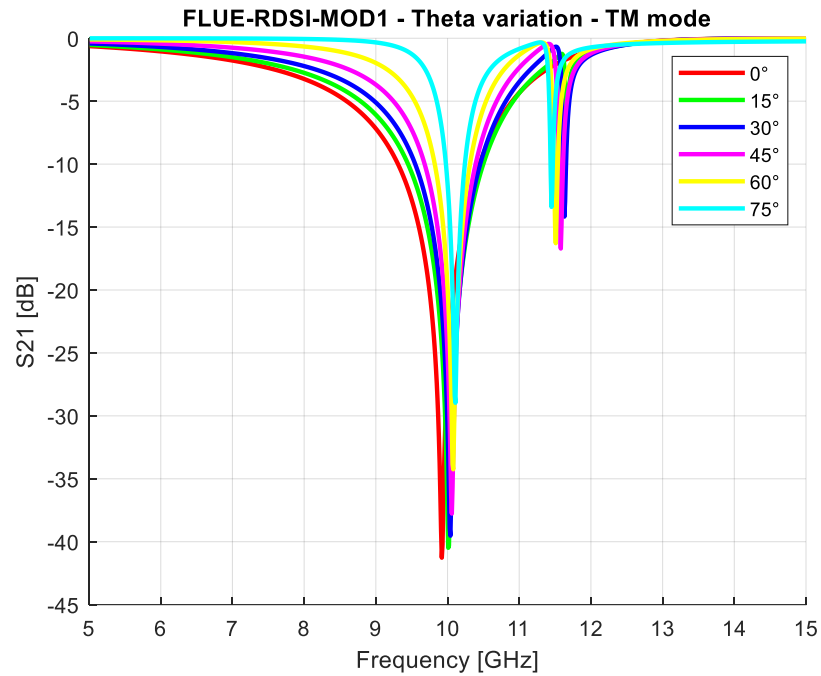


Figure 4.9 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1, pour le mode TM

4.3.3 Exemple 3

La structure suivante est une autre variante de l'application du concept RDSI à la structure FLUE.

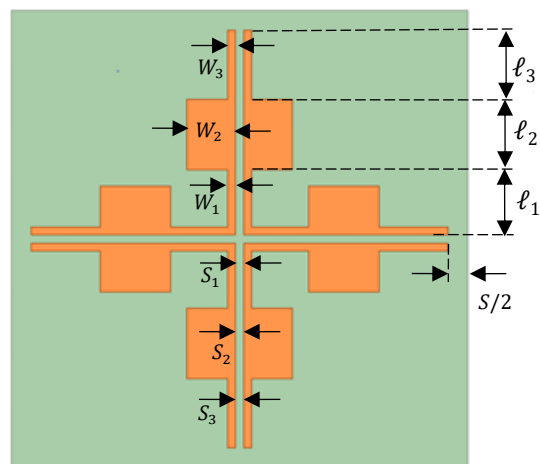


Figure 4.10 Exemple 3 : Structure de l'exemple 3 FLUE-RDSI-MOD2

Les paramètres fixes sont :

Substrat : Rogers RT/ Duroid 6002 ($\epsilon_r = 2.94$) $H = 0.76$ mm

Cuivre : $W1 = W3 = 0.2$ mm $W2 = 1.2$ mm $T = 0.0175$ mm

Les paramètres suivants sont déterminés à partir des courbes de simulation du chapitre 3.

$$Z_{01} = 323.6242809 \Omega, Z_{02} = 211.5264754 \Omega, Z_{03} = 323.6242809 \Omega,$$

$$K_1 = 1.5299, K_2 = 0.6536, \epsilon_{eff01} = 1.882000981, \epsilon_{eff02} = 1.795834682, \epsilon_{eff03} = 1.882000981, \lambda_{g1} = 21.8681 \text{ mm}, \lambda_{g2} = 22.3866 \text{ mm}, \lambda_{g3} = 21.8681 \text{ mm}$$

Suivant ces données, on peut calculer θ_0 , ainsi que les longueurs ℓ_{01} , ℓ_{02} et ℓ_{03} , tel que représenté par la table 4.5.

Table 4.5 Détermination des paramètres théoriques pour la structure FLUE-RDSI-MOD2

$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}$	$\ell_{01} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	$\ell_{02} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	$\ell_{03} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$	$\ell_T = 2(\ell_{01} + \ell_{02} + \ell_{03})$	f_0 [GHz]
29.2688	1.7779	1.8201	1.7779	10.7519	9.61

Cette structure présente un faible effet capacitif au niveau de ses extrémités. Après ajustement, on obtient le résultat de la table 4.6.

Table 4.6 Ajustement des paramètres physiques de la structure FLUE-RDSI-MOD2

θ_0	$\ell_{01} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	$\ell_{02} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	$\ell_{03} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$	$\ell_T = 2(\ell_{01} + \ell_{02} + \ell_{03})$	f_0 [GHz]
28	1.7009	1.7412	1.7009	10.2858	10.00

La figure suivante montre le résultat de la simulation de la structure FLUE-RDSI-MOD2 pour une large gamme de fréquence. La 1^{ère} harmonique est à $f_1 = 21.575$ GHz, qui est légèrement supérieure à 20 GHz.

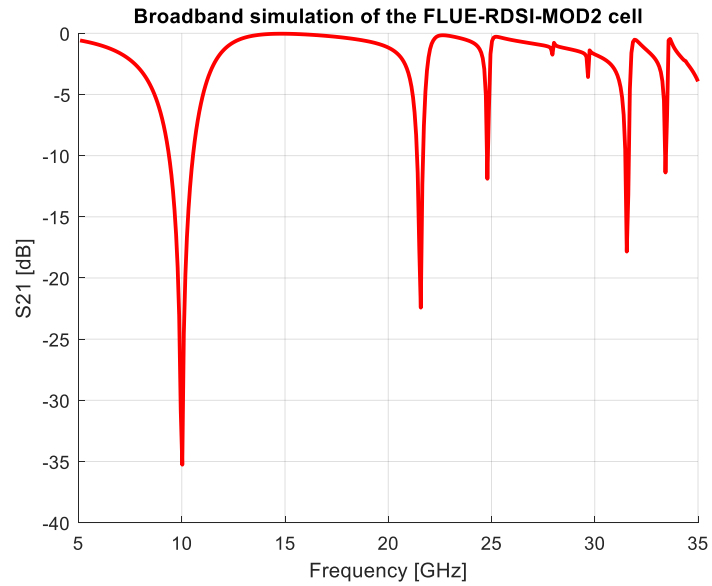


Figure 4.11 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour la structure FLUE-RDSI-MOD2

Les figures suivantes montrent la variation du coefficient pour des angles d'incidence entre 0° et 60° pour les modes TE et TM, respectivement. Cette structure présente une bonne stabilité vis-à-vis de l'angle d'incidence.

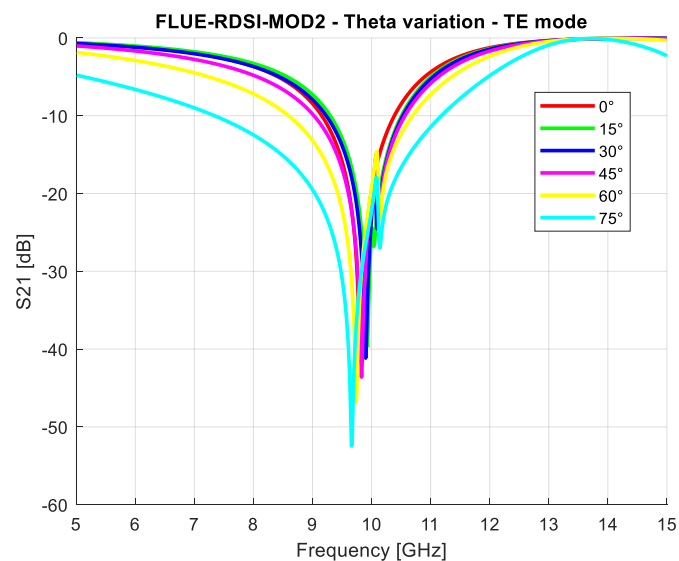


Figure 4.12 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD2, pour le mode TE

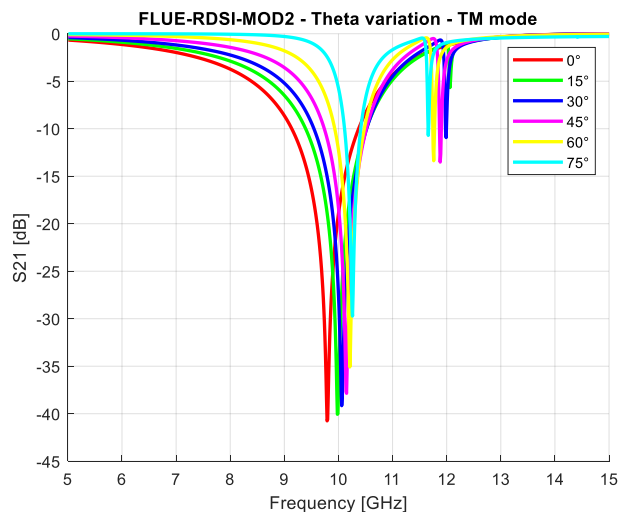
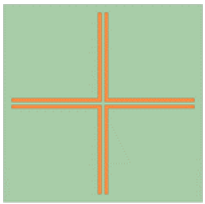
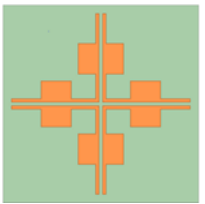
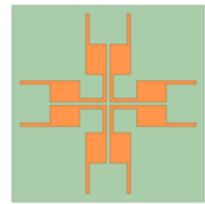
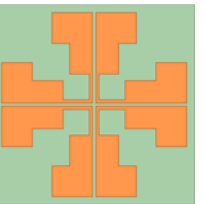


Figure 4.13 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1, pour le mode TM

4.3.4 Comparaison des 3 structures

La table 4.7 représente une comparaison des 3 exemples précédents, pour une fréquence de résonance fondamentale de 10 GHz. On peut voir que selon l'objectif désiré, il est possible de concevoir une topologie différente, en particulier en ce qui concerne la taille d'une cellule unitaire et la position de la 1^{ère} harmonique par rapport à la fréquence fondamentale. Ceci nous donne ainsi un plus grand degré de liberté lors de la phase de conception de notre structure.

Table 4.7 Comparaison des 3 structures FLUE-RDSI

Structures				
Surface[mm²] (f₀=10GHz)	119.6836	109.9562 (91.87%)	107.7527 (90.03%)	54.2108 (45.3%)
1^{ère} harmonique	$\frac{f_{s1}}{f_0} = 1.95$	$\frac{f_{s1}}{f_0} = 2.1521$	$\frac{f_{s1}}{f_0} = 2.3541$	$\frac{f_{s1}}{f_0} = 3.0424$

4.4 Nouvelle méthode de synthèse de topologies multiples

Dans cette partie, nous allons considérer le cas de deux topologies pour une même fréquence de résonance fondamentale $f_0 = 10 \text{ GHz}$ et une taille totale $\theta_T = 173^\circ$. Cette méthode peut être généralisée à toute autre structure composée de deux lignes parallèles.

La procédure de synthèse est la suivante :

1. Choisir différentes valeurs de S_1, S_2, S_3, W_1 et W_2 ;
2. Tracer ensuite la courbe $\theta_T = f(\theta_1)$ pour les différents paramètres ;
3. Sélectionner la courbe qui nous permet d'obtenir deux valeurs différentes de θ_1 pour la même valeur de θ_T .
4. Déterminer les paramètres correspondant aux deux valeurs de θ_1 et concevoir les deux structures correspondantes.

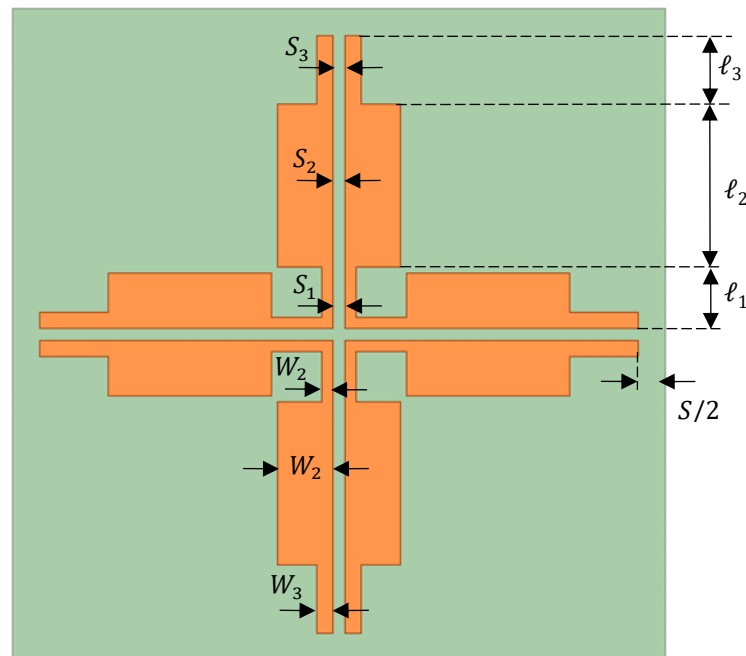


Figure 4.14 Paramètres de la structure FLUE-RDSI utilisée pour la synthèse de topologies multiples

La table 4.8 montre un exemple de paramètres nous permettant d'obtenir une courbe avec topologies multiples. La figure 4.15 montre la variation de l'angle θ_T en fonction de θ_1 , pour les paramètres de la table 4.8.

Table 4.8 Exemple de paramètres physiques permettant d'avoir deux topologies FLUE-RDSI

S1 [mm]	W1 [mm]	Z_{01} [Ω]	S2 [mm]	W2 [mm]	Z_{02} [Ω]	S3 [mm]	W3 [mm]	Z_{03} [Ω]	K_1 $= \frac{Z_{03}}{Z_{02}}$	K_2 $= \frac{Z_{02}}{Z_{01}}$
0.2	0.2	323.624	0.2	1	219.819	0.2	0.3	291.928	1.328	0.6792



Figure 4.15 Condition de résonance de la structure FLUE-RDSI pour les paramètres de la table 4.8

La table 4.9 donne le résultat du calcul des dimensions physiques des deux topologies FLUE-RDSI. Dans ce calcul, nous avons considéré $\theta_1 = \theta_3$

Table 4.9 Calcul des paramètres physiques des deux topologies FLUE-RDSI

θ_1 [$^\circ$]	ℓ_1 [mm]	ℓ_2 [mm]	ℓ_3 [mm]	f_0	$\frac{f_{s1}}{f_0}$
19.876	1.207370	2.891501	1.207650	10.00	2,126
37.55	2.280738	0.705590	2.281267	9.42	2,165

Les deux structures obtenues à partir des données lues de la courbe de la figure 4.15 sont représentées par la figure 4.16.

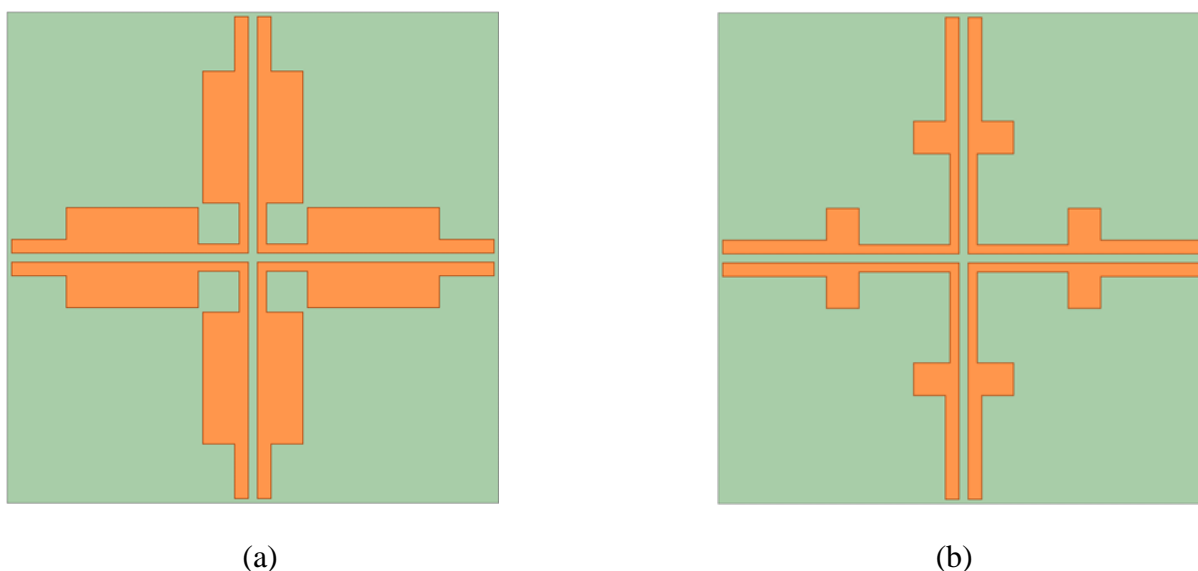


Figure 4.16 Deux topologies obtenues des paramètres de la table 4.8, (a) topologie 1, (b) topologie 2

La figure montre le coefficient de transmission des deux structures pour une large bande.

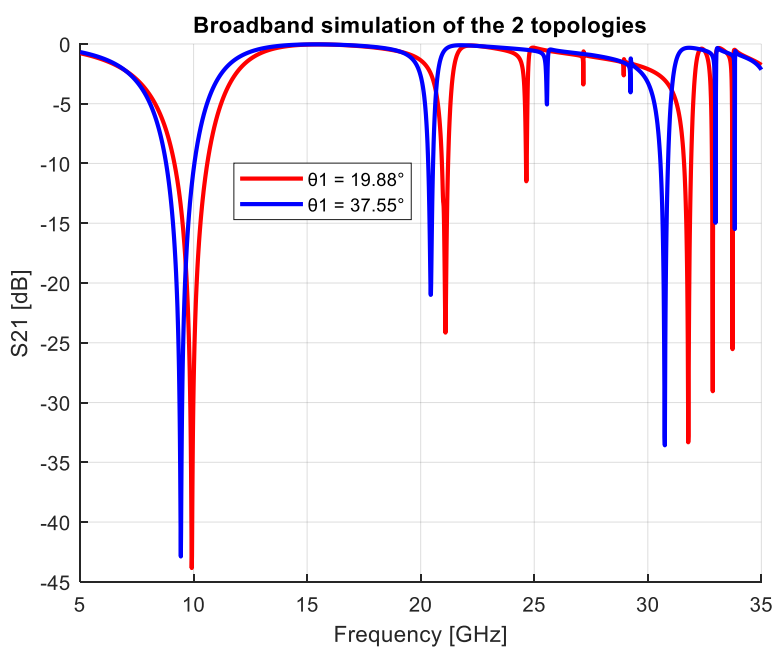


Figure 4.17 Coefficient de transmission des deux topologies obtenues avec les paramètres de la table 4.8, - topologie 1, - topologie 2

Les figures 4.18 et 4.19 montrent la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour les deux topologies, pour le mode TE. On peut remarquer que pour la topologie 2, la seconde résonance est beaucoup moins apparente. De plus, ces deux topologies ont un comportement large bande, ce qui les rend particulièrement intéressantes pour les applications large bande.

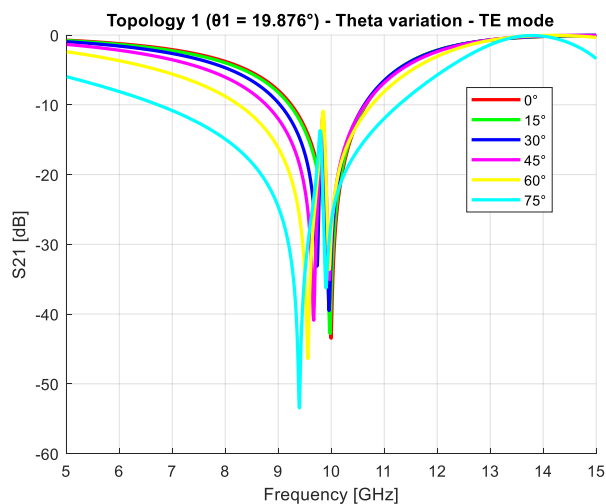


Figure 4.18 Variation du coefficient de transmission de la topologie 1 vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE

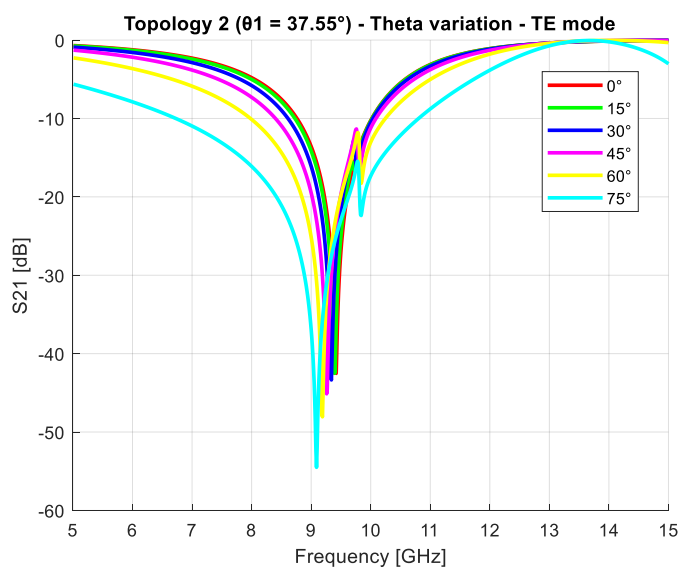


Figure 4.19 Variation du coefficient de transmission de la topologie 2, vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TE

Les figures 4.20 et 4.21 montrent la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour les deux topologies, pour les modes TM. Ces deux topologies ont un comportement semblable dans ce cas.

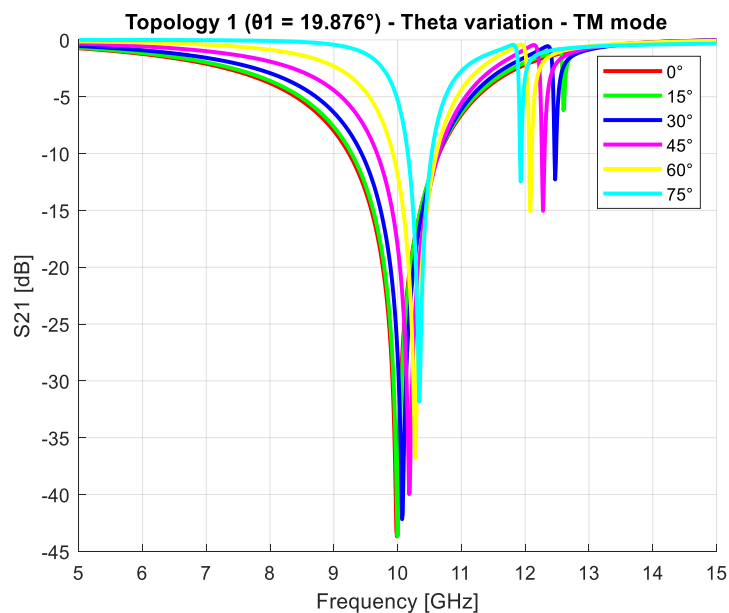


Figure 4.20 Variation du coefficient de transmission de la topologie 1 vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM

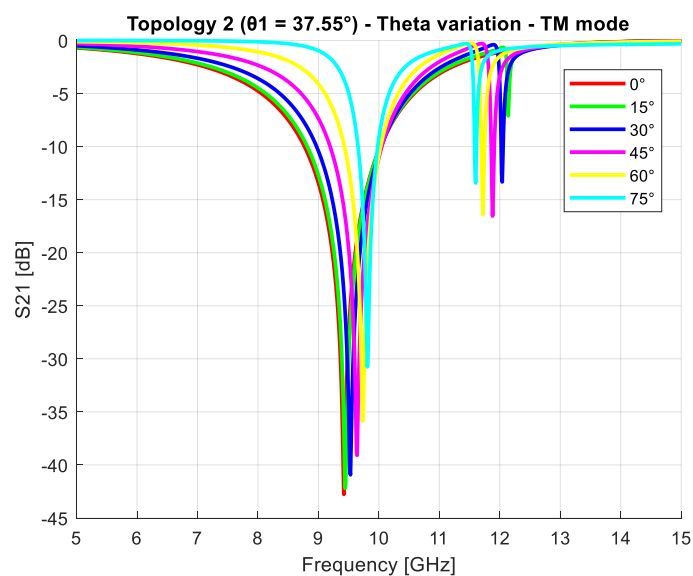


Figure 4.21 Variation du coefficient de transmission de la topologie 2, vis-à-vis de l'angle d'incidence, pour le mode TM

4.5 Détermination des harmoniques supérieures :

Pour cette partie, nous avons effectué la simulation des harmoniques supérieures pour différentes variantes de la topologie de la structure FLUE-RDSI-MOD1.

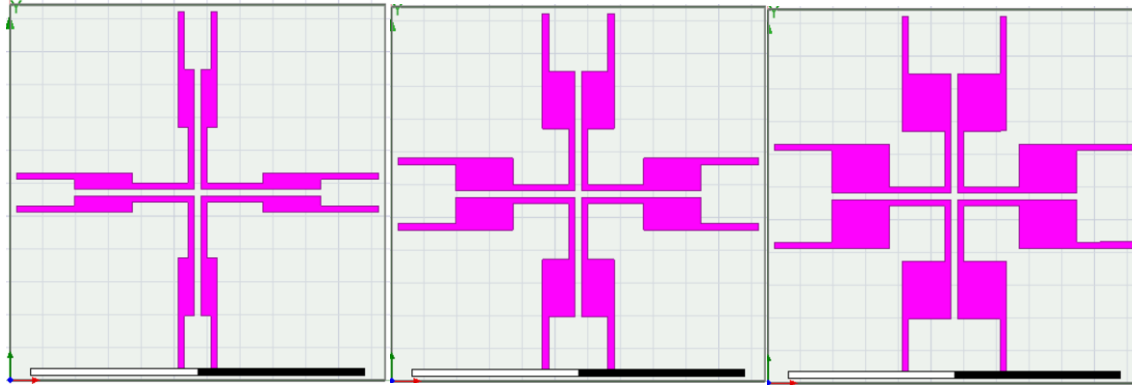


Figure 4.22 Différentes variantes la topologie de la structure FLUE-RDSI-MOD1

Les résultats de simulation obtenus sont représentés par la table 4.10. On peut aisément remarquer qu'il y a une bonne similitude entre les résultats théoriques et les résultats de simulation.

Table 4.10 Calcul des paramètres physiques des deux topologies FLUE-RDSI

S_1 [mm]	0.2	0.2	0.2
W_1 [mm]	0.2	0.2	0.2
Z_{01} [Ohm]	323.6243	323.6243	323.6243
ϵ_{eff01}	1.882001	1.882001	1.882001
$\lambda_{g1}[mm] = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff01}}}$	21.868	21.868	21.868
S_2 [mm]	0.2	0.2	0.2
W_2 [mm]	0.5	1	1.5
Z_{02} [Ohm]	257.423769	219.819059	202.658251
ϵ_{eff02}	1.867189	1.815151	1.770242

$\lambda_{g2}[mm] = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff02}}}$	21.9547	22.2671	22.5478
S3 [mm]	0.8	1.8	2.8
$W_{23}[mm]$	0.2	0.2	0.2
$Z_{03} [Ohm]$	497.454534	626.655052	700.819397
ϵ_{eff03}	1.852030	1.767136	1.706917
$\lambda_{g3}[mm] = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff03}}}$	22.0443	22.5676	22.9623
$K_1 = \frac{Z_{03}}{Z_{02}}$	1.9324	2.8508	3.4581
$K_2 = \frac{Z_{02}}{Z_{01}}$	0.7954	0.6792	0.6262
$\theta_0 [^\circ] = \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}$	32.7053	33.1759	33.1292
$\ell_{01} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g1}}{360}$	1.9867	2.0153	2.0124
$\ell_{02} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g2}}{360}$	1.9945	2.0520	2.0750
$\ell_{03} = \frac{\theta_0 \times \lambda_{g3}}{360}$	2.0027	2.0797	2.1131
$\ell_T = \ell_{01} + \ell_{02} + \ell_{03}$	11.9678	12.2941	12.4011
$f_0 [GHz]$	8.95	8.5	8.04
$f_{s1} [GHz]$	19.31	19.54	19.56
$\frac{f_{s1}}{f_0}$ (simulation)	2.1575	2.299	2.4328

$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 + K_1 K_2 + 1}{K_2}}}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}}$	2.0525	2.1428	2.2007
$f_{s2} [GHz]$	26.01	25.28	
$\frac{f_{s2}}{f_0}$ (simulation)	2.9061	2.9741	
$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}}$	2.7519	2.7128	2.7166
$f_{s3} [GHz]$	30.85	28.25	
$\frac{f_{s3}}{f_0}$ (simulation)	3.4469	3.3235	
$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\pi - \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 + K_1 K_2 + 1}{K_2}}}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}}$	3.4512	3.2828	3.2325
$f_{s4} [GHz]$	44.49	43.4	
$\frac{f_{s4}}{f_0}$ (simulation)	4.9709	5.1059	
$\frac{f_{s4}}{f_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}}} - 1$	4.5037	4.4256	4.4333

4.6 Résultats expérimentaux

Les structures FLUE-RDSI-MIN, FLUE-RDSI-MOD1 et FLUE-RDSI-MOD2 ont été fabriquées, et les résultats expérimentaux sont présentés ci-après.

4.6.1 Structure FLUE-RDSI-MIN

La figure 4.23 représente la structure FLUE-RDSI-MIN fabriquée. Les paramètres de cette structure sont les suivants :

Pistes conductrices : Cuivre *Epaisseur* = 0.0175mm

Substrat: Rogers RT/duroid 6002 *Epaisseur* = 0.76mm

Dimensions: $\ell_1 = 1.1742mm$ $\ell_2 = 1.889mm$ $\ell_3 = 1.2183mm$

$W_1 = 0.2mm$ $W_2 = 0.8mm$ $W_3 = 1.8mm$

$S_1 = 0.2mm$ $S_2 = 0.2mm$ $S_3 = 0.2mm$

Espace inter – éléments = 0.2mm

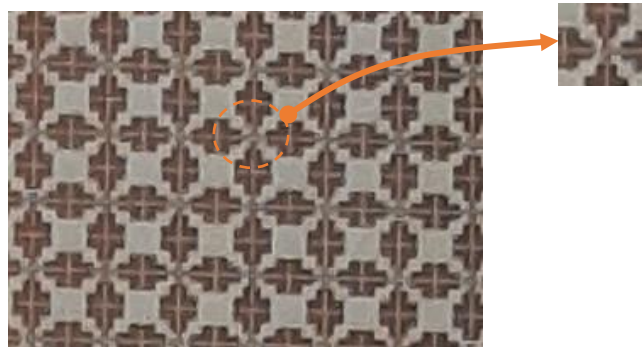


Figure 4.23 Cellule de la structure FLUE-RDSI-MIN fabriquée

La figure suivante montre les résultats de simulation et de mesure pour les modes TE et TM et pour une incidence directe. On voit bien qu'il y a une bonne similarité entre les résultats théorique et pratique.

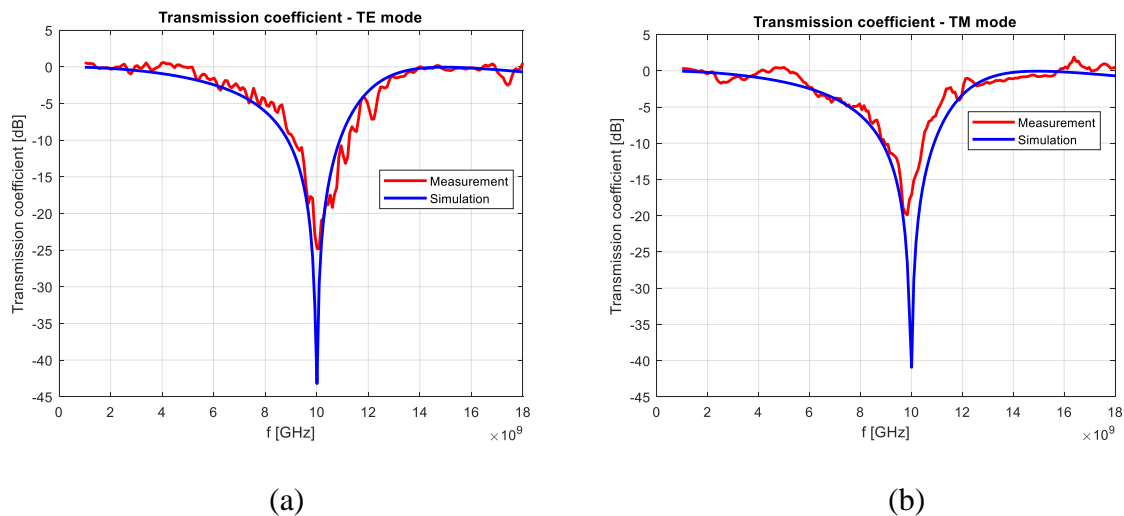


Figure 4.24 Résultats de simulation et de mesure de la structure FLUE-RDSI-MIN (a) mode TE, et (b) mode TM

La figure suivante montre les résultats de mesures du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence de la structure FLUE-RDSI-MIN. Pour le mode TE, on peut remarquer une deuxième résonance proche de la fondamentale, chose qui n'était pas visible pour la structure FLUE-RSI-MIN.

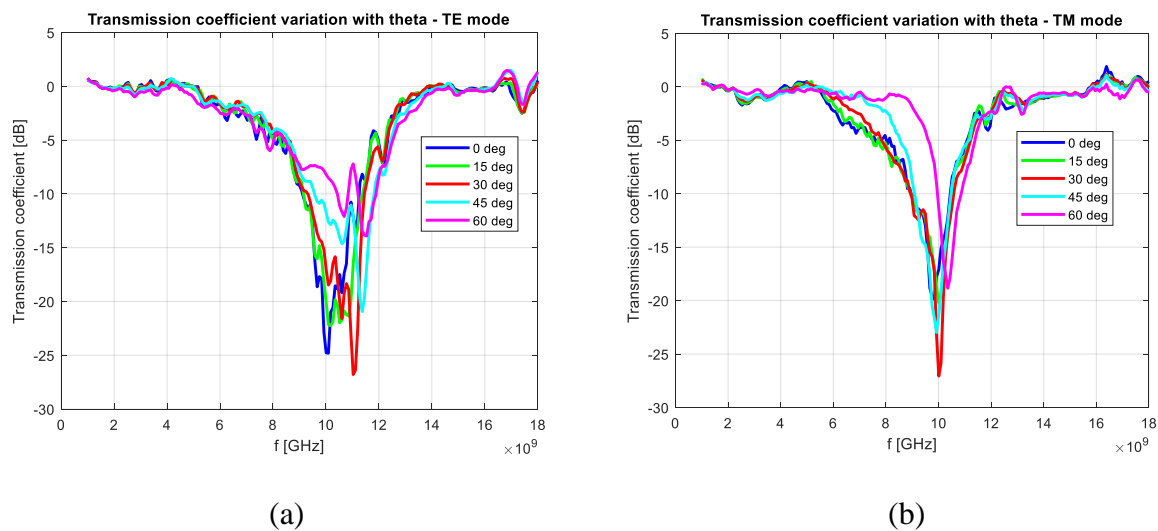


Figure 4.25 Variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence de la structure FLUE-RDSI-MIN (a) mode TE, et (b) mode TM

4.6.2 Structure FLUE-RDSI-MOD1

La structure FLUE-RDSI-MOD1 fabriquée est représentée par la figure 4.26. Les paramètres de cette structure sont les suivants :

Cellules : Cuivre $Epaisseur = 0.0175mm$

Substrat: Rogers RT/duroid 6002 $Epaisseur = 0.76mm$

Dimensions: $\ell_1 = 1.6614mm$ $\ell_2 = 1.7008mm$ $\ell_3 = 1.7280mm$

$W_1 = 0.2mm$ $W_2 = 1.2mm$ $W_3 = 0.2mm$

$S_1 = 0.2mm$ $S_2 = 0.2mm$ $S_3 = 0.2mm$

$Espace\ inter - éléments = 0.2mm$

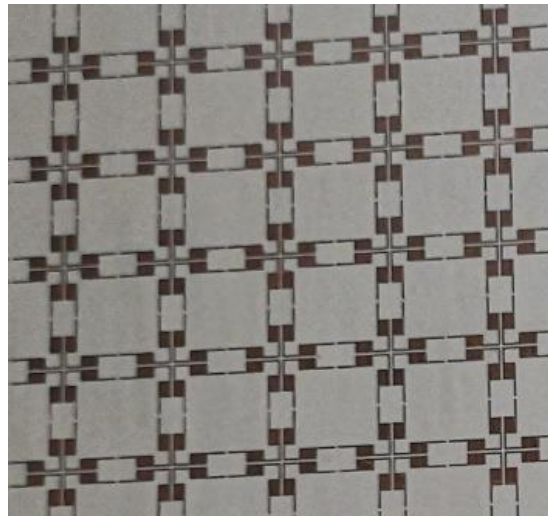


Figure 4.26 Structure FLUE-RDSI-MOD1 fabriquée

La figure 4.27 montre les résultats de mesure, du coefficient de transmission, pour le mode TE.

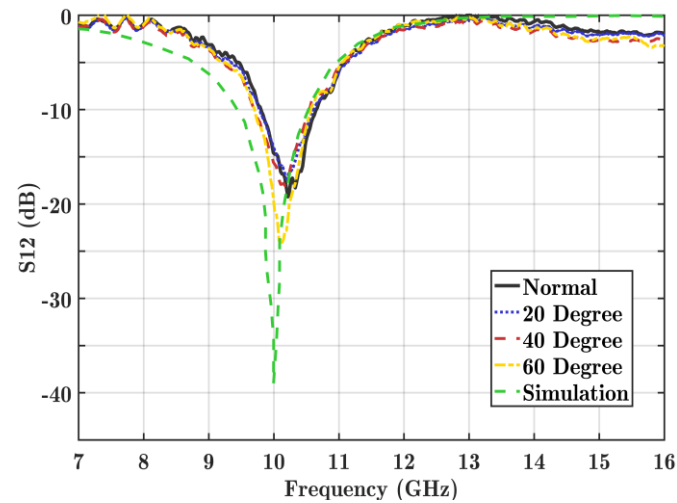


Figure 4.27 Résultats de mesure de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD1

4.6.1 Structure FLUE-RDSI-MOD2

La structure FLUE-RDSI-MOD2 fabriquée est représentée par la figure 4.28. Les paramètres de cette structure sont les suivants :

Cellules : Cuivre $Epaisseur = 0.0175mm$

Substrat: Rogers RT/duroid 6002 $Epaisseur = 0.76mm$

Dimensions: $\ell_1 = 1.7009mm$ $\ell_2 = 1.7412mm$ $\ell_3 = 1.7009mm$

$W_1 = 0.2mm$ $W_2 = 1.2mm$ $W_3 = 0.2mm$

$S_1 = 0.2mm$ $S_2 = 0.2mm$ $S_3 = 2.2mm$

$Espace\ inter - \text{éléments} = 0.2mm$

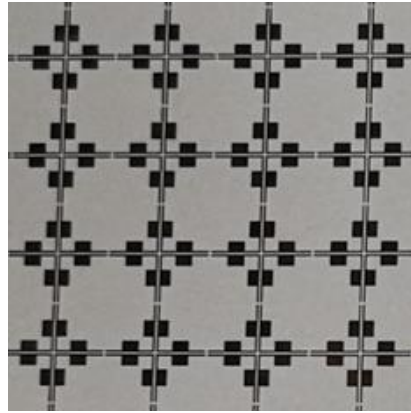


Figure 4.28 Structure FLUE-RDSI-MOD2 fabriquée

La figure 4.29 montre les résultats de mesure de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence, pour le mode TE. On remarque qu'il y a une très bonne stabilité du coefficient de transmission.

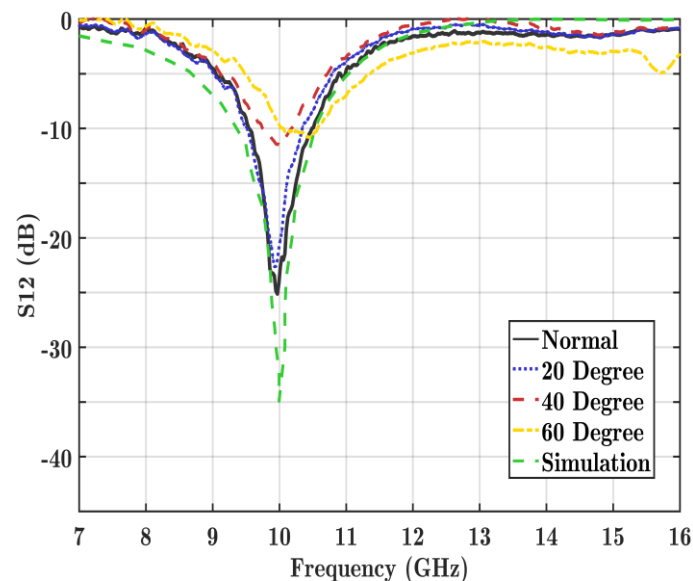


Figure 4.29 Résultats de mesure de la variation du coefficient de transmission en fonction de l'angle d'incidence pour la structure FLUE-RDSI-MOD2

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit une nouvelle méthode de synthèse de structures FSS en utilisant le concept RDSI utilisé dans les filtres analogiques. Le concept RDSI a été appliqué à la

structure conventionnelle « Four-Legged Unloaded Element ». La structure obtenue, FLUE-RDSI permet une réduction de taille de 54%, et la première harmonique est située à 3 fois la fréquence fondamentale. De même que pour la structure FLUE-RSI, la structure obtenue a une fréquence de résonance qui dévie de la valeur calculée, du fait de l'effet capacitif entre les cellules adjacentes. Un ajustement des dimensions de la cellule est nécessaire afin de remédier à ce problème. Cette technique permet d'obtenir un très grand degré de liberté, du fait de la présence de deux sauts d'impédances, ce qui rend cette technique très intéressante et permet de concevoir un plus grand nombre de topologies selon l'objectif désiré. Nous avons ainsi présenté trois exemples de topologies différentes possédant différentes caractéristiques.

CHAPITRE 5 CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

5.1 Conclusion

Le principal objectif de cette thèse est la miniaturisation des structures FSS par l'application des concepts de Résonateurs à Saut d'Impédances (RSI), et de Résonateurs à Deux Sauts d'Impédances (RDSI). Afin d'utiliser cette méthode, la cellule de base doit être principalement constituée de pistes parallèles. La cellule de base que nous avons utilisée afin de valider notre approche est la structure « Four-Legged Unloaded Element » (FLUE). Ces pistes parallèles sont considérées, dans notre approche, comme des lignes de transmission couplées de type CPS sans plan de masse. Dans la théorie des lignes de transmission, il n'existe pas de formules mathématiques explicites permettant de calculer les paramètres physiques de la ligne, tels que les impédances caractéristiques (Z_{0e} et Z_{0o}), ou les permittivités effectives (ϵ_{0e} et ϵ_{0o}), pour les deux modes de propagation, pair et impair. À l'aide du logiciel de simulation Ansys HFSS, nous pouvons déterminer ces grandeurs avec une grande précision. Dans notre méthode, ces paramètres sont utilisés dans les formules mathématiques décrites dans le chapitre 3, pour calculer la dimension des différentes parties de la cellule. Des échantillons des structures décrites ont été fabriqués, et les résultats de mesure ont été présentés dans cette thèse. Les résultats obtenus concordent parfaitement avec les résultats théoriques. En utilisant cette méthode, on a pu réduire la taille de la cellule d'un facteur de 54%, ce qui est considérable. De plus, selon la topologie choisie, la première harmonique peut être contrôlée, et ce, en fonction de l'application visée. L'originalité de cette méthode réside tout particulièrement dans la méthode de synthèse qui utilise la théorie de lignes de transmission. Cette approche diffère ainsi de la méthode traditionnelle. Notre méthode originale peut être généralisée à toute structure constituée de lignes parallèles de forme quelconque.

5.2 Perspectives

Dans notre thèse, nous avons appliqué notre méthode à la structure FLUE. Il existe d'autres structures particulièrement intéressantes, telles que la structure « Four-Legged Loaded Element » (FLLE), ou la structure en double anneaux. Ces deux structures, très utilisées, présentent l'avantage d'avoir une faible taille, et de ce fait, une meilleure stabilité angulaire. La structure FLLE a une forme similaire à la structure FLUE étudiée dans cette thèse, à la différence que les portions de lignes parallèles verticales et horizontales (CPS), sont fermées, au lieu d'être ouvertes, la résonance

se produit dans ce cas, à une fréquence plus faible que pour la structure FLUE, pour une taille identique de la cellule. L'application des concepts RSI et RDSI sur ces deux types de structure aura certainement un impact positif sur leurs comportements vis-à-vis de l'angle d'incidence. Aussi, l'introduction d'une seule discontinuité au niveau une structure fermée, technique appelée résonateur, permet de réduire considérablement la taille d'une cellule. La combinaison de 4 cellules identiques, de manière adéquate, produit une structure symétrique. L'application de nos concepts à ce type de résonateurs, réduira encore plus la taille d'une cellule, et améliorera ainsi les performances de la cellule.

REFERENCES

- [1] ANSYS HFSS Version 22.1, [Online]. Available: <https://www.ansys.com>.
- [2] Hossam Fattah. “5G LTE Narrowband Internet of Things (NB-IoT).” CRC Press, 2019, doi: 10.1201/9780429455056.
- [3] Jean Schworer, Igor Minaev. “Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM); system reference document (SRdoc): Spectrum requirements for short range device, metropolitan mesh machine networks (M3N) and smart metering (SM) applications.” ETSI, Tech. Rep. 103 055, Sep. 2011, v1.1.1., 2011.
- [4] Saad Z. Asif. “5G Mobile Communications Concepts and Technologies.” Taylor & Francis Group, LLC, 2019, doi: 10.1201/9780429466342.
- [5] A. Lee Swindlehurst, Ender Ayanoglu, Payam Heydari and Filippo Capolino. “Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution.” IEEE Communication Magazine, vol. 52, no. 9, 2014, doi: 10.1109/MCOM.2014.6894453.
- [6] Liyanage Madhusanka, Ahmad Ijaz, Ahmed Bux Abro, Andrei Gurtov and Mika Ylianttila. “A Comprehensive Guide to 5G Security.” John Wiley & Sons Ltd, New Jersey, 2018, doi: 10.1002/9781119293071.
- [7] Muhammad Sani Yahya, S. K. A. Rahim. “15 GHz grid array antenna for 5G mobile communications system.” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 58, no. 12, pp. 2977-2980, 2016, doi: 10.1002/mop.30190.
- [8] Shayan Hakimi, Sharul Kamal A. Rahim. “Millimeter-wave microstrip Bent line Grid Array antenna for 5G mobile communication networks.” Proceedings of the IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Sendai, Japan, 2014, pp. 622-624.
- [9] S. Uma, V. Brinda. “Massive MIMO-Based 5G Networks: Energy Harvesting Base Stations With Minimum Storage.” International Journal of Advanced Scientific Research & Development, vol. 06, no. 03, pp. 55-60, 2019, doi: 10.26836/ijasrd/2019/v6/i3/60308.
- [10] Thomas L. Marzetta, Erik G. Larsson, Hong Yang, Hien Quoc Ngo. “Fundamentals of Massive MIMO.”, Cambridge University Press, New York, 2016, doi: 10.1017/9781316799895.

- [11] Alexander Kukushkin. "Introduction to Mobile Network Engineering." John Wiley & Sons Ltd, New Jersey, 2018, doi: 10.1002/9781119484196.
- [12] Long Zhao, Hui Zhao, Kan Zheng, Wei Xiang. "Massive MIMO in 5G Networks: Selected Applications." SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering, 2018, doi: 10.1007/978-3-319-68409-3.
- [13] Amir Ebrahimi, Thomas Baum, James Scott, Kamran Ghorbani. "Narrowband Bandpass Frequency Selective Surface with Miniaturized Elements." 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC), Kuala Lumpur, Malaysia, 2017, pp. 196-199, doi: 10.1109/APMC.2017.8251412.
- [14] Seyed Mohamad Amin Momeni Hasan Abadi, Nader Behdad. "Inductively-coupled miniaturized-element frequency selective surfaces with narrowband, high-order bandpass responses." IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 11, pp. 4766-4774, Nov. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2477850.
- [15] Kai Chang. "Encyclopedia of RF and Microwave Engineering." John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey:, 2005, doi: 10.1002/0471654507.
- [16] R. Levy, S. B. Cohn. "A history of microwave filter research, design, and development." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, no. 9, pp. 1055-1067, September 1984, doi: 10.1109/TMTT.1984.1132817.
- [17] R. Levy, R.V. Snyder, G. Matthaei. "Design of microwave filters." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, pp. 783-793, March 2002, doi: 10.1109/22.989962.
- [18] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, P. Guillon. "Microwave filters-applications and technology." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, pp. 794-805, March 2002, doi: 10.1109/22.989963.
- [19] Igor V Minin. "Microwave Filters, Microwave and Millimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna Applications." InTech, 2010, doi: 10.5772/9052.
- [20] Thomas S. Laverghetta. "Microwaves and Wireless Simplified, Second Edition." Artech House Publishers, 2005.

- [21] Devendra K. Misra. "Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design." John Wiley & Sons, Inc., 2001, doi: 10.1002/0471224359.
- [22] Andrei Grebennikov. "RF and Microwave Transmitter Design." John Wiley & Sons, 2011, doi: 10.1002/9780470929308.
- [23] Ian Hunter. "Theory and Design of Microwave Filters." Institution of Electrical Engineers edition (IET), 2001, doi: 10.1049/PBEW048E.
- [24] Robert E. Collin. "Foundations for Microwave Engineering, Second Edition." Wiley-IEEE Press, 2001.
- [25] Frank Gustrau. "RF and Microwave Engineering." John Wiley & Sons Ltd, 2012.
- [26] David M. Pozar. "Microwave Engineering, Fourth Edition." John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [27] Mitsuo Makimoto , Sadahiko Yamashita. "Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication Theory, Design and Application." Springer, Berlin, Heidelberg, 2001, doi: 10.1007/978-3-662-04325-7.
- [28] Bao-qin Lin, Shan-hong Zhou, Xing-yu Da, Ying-wu Fang, Yong-jun Li, Wei Li. "Compact miniaturised-element frequency selective surface." Electronics letters, vol. 15, no. 112, pp. 883-884, 2015, doi: 10.1049/el.2015.0288.
- [29] Mingbao Yan, Shaobo Qu, Jiafu Wang, Jieqiu Zhang, Anxue Zhang, Song Xia, Wenjie Wang. "A novel miniaturized frequency selective surface with stable resonance." IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 639-641, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2313067.
- [30] Benito Sanz-Izquierdo, Edward A. Parker, Jean-Baptiste Robertson, John C. Batchelor. "Singly and dual polarized convoluted frequency selective structures." IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 3, pp. 690-696, 2010, doi: 10.1109/TAP.2009.2039321.
- [31] Marcelo Ribeiro da Silva, Clarissa de Lucena Nóbrega, Paulo Henrique da Fonseca Silva, Adaildo Gomes D'Assunção. "Stable and compact multiband frequency selective surfaces with Peano pre-fractal configurations." IET Microwave, Antennas & Propagation, vol. 7, no.7, pp. 543-551, 2013, doi: 10.1049/iet-map.2012.0673.
- [32] Yang Xu, Jinsong Gao, Nianxi Xu, Dongzhi Shan, Naitao Song. "A novel broadband bi-mode active frequency selective surface." AIP Advances, vol. 7, no. 5, 2017, doi: 10.1063/1.4980020.

- [33] C. Y. Fang, J. S. Gao, Hai Liu. "A novel metamaterial filter with stable passband performance based on frequency selective surface." *AIP Advances*, vol. 4, no. 17, 2014, doi: 10.1063/1.4890108.
- [34] Fei Yu, Jun Wang, Jiafu Wang, Hua Ma, Hongliang Du, Zhuo Xu, Shaobo. "Reflective frequency selective surface based on low-permittivity dielectric metamaterials." *Applied Physics Letters*, vol. 107, no. 21, 2015, doi: 10.1063/1.4936382.
- [35] Seyed Mohamad Amin Momeni Hasan Abadi, Nader Behdad. "Inductively-coupled miniaturized-element frequency selective surfaces with narrowband, high-order band-pass responses." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 4766-4774, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2477850.
- [36] Amir Ebrahimi, Shruti Nirantar, Withawat Withayachumnankul, Madhu Bhaskaran, Sharath Sriram. "Second-order terahertz bandpass frequency selective surface with miniaturized elements." *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, no. 5, pp. 761-769, 2015, doi: 10.1109/TTHZ.2015.2452813.
- [37] Amir Ebrahimi, Withawat Withayachumnankul, Derek Abbott. "Terahertz narrowband absorber based on miniaturized elements." 2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 2016, doi: 10.1109/IRMMW-THz.2016.7758995.
- [38] Ayan Chatterjee, Susanta Kumar Parui. "Performance enhancement of a dual-band monopole antenna by using a frequency-selective surface-based corner reflector." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2165-2171, 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2552543.
- [39] Tiaoming Niu, Withawat Withayachumnankul, Aditi Upadhyay, Philipp Gutruf, Derek Abbott, Madhu Bhaskaran, Sharath Sriram, Christophe Fumeaux. "Terahertz reflectarray as a polarizing beam splitter." *Optics Express*, vol. 22, no. 13, pp. 16148-16160, 2014, doi: 10.1364/OE.22.016148.
- [40] Yogesh Ranga, Ladislau Matekovits, Karu P. Esselle, Andrew R. Weily. "frequency selective surface reflector for ultrawide band Antennas." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 219-222, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2130509.

- [41] Ahmed Abdelmottaleb Omar, Zhongxiang Shen. "Thin 3-D bandpass frequency-selective structure based on folded substrate for conformal radome applications." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 282-290, 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2876706.
- [42] M.-A. Joyal, J.-J. Laurin. "Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 3007-3011, 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2194659.
- [43] Seyed Mohamad Amin Momeni Hasan Abadi, Nader Behdad. "Wideband linear-to-circular polarization converters based on miniaturized-element frequency selective surfaces." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 525-534, 2016, doi: 10.1109/TAP.2015.2504999.
- [44] Nanfang Yu, Francesco Aieta, Patrice Genevet, Mikhail A. Kats, Zeno Gaburro, Federico Capasso. "A broadband, background-free quarter-wave plate based on plasmonic metasurfaces." *Nano Letters*, vol. 12, no. 12, pp. 6328-6333, 2012, doi: 10.1021/nl303445u.
- [45] Jiaming Hao, Yu Yuan, Lixin Ran, Tao Jiang, Jin Au Kong, C. T. Chan, Lei Zhou. "Manipulating electromagnetic wave polarizations by anisotropic metamaterials." *Physical Review Letters*, vol. 99, no. 6: 063908, 2007, doi: 10.1103/PHYSREVLETT.99.063908.
- [46] Pors Anders, Nielsen Michael G., Valle Giuseppe Della, Willatzen Morten, Albrektsen Ole, Bozhevolnyi Sergey I. "Plasmonic metamaterial wave retarders in reflection by orthogonally oriented detuned electrical dipoles." *Optics Letters*, vol. 36, no. 9 pp. 1626-1628, 2011, doi: 10.1364/OL.36.001626.
- [47] Feng Wang, Ayan Chakrabarty, Fred Minkowski, Kai Sun, Qi-Huo Wei. "Polarization conversion with elliptical patch nanoantennas." *Applied Physics Letters*, vol. 101, no. 2, 023101, 2012, doi: 10.1063/1.4731792.
- [48] Mykhailo Tymchenko, J. Sebastian Gomez-Diaz, Jongwon Lee, Nishant Nookala, Mikhail A. Belkin, Andrea Alù. "Gradient nonlinear Pancharatnam-Berry metasurfaces." *Physical Review Letters*, vol. 115, no. 20: 207403, 2015, doi: 10.1103/PhysRevLett.115.207403.
- [49] Hongya Chen, Jiafu Wang, Hua Ma, Shaobo Qu, Zhuo Xu, Anxue Zhang, Mingbao Yan, Yongfeng Li. "Ultra-wideband polarization conversion metasurfaces based on multiple plasmon resonances." *Journal of Applied Physics*, vol. 115, no. 15, 154504, 2014, doi: 10.1063/1.4869917.

- [50] Yuanmu Yang, Wenyi Wang, Parikshit Moitra, Ivan I. Kravchenko, Dayrl P. Briggs, Jason Valentine. "Dielectric meta-reflectarray for broadband linear polarization conversion and optical vortex generation." *Nano Letters*, vol. 14, no. 3, pp. 1394-1399, 2014, doi: 10.1021/nl4044482.
- [51] Farhad Bayatpur, Kamal Sarabandi. "Miniaturized FSS and patch antenna array coupling for angle-independent, high-order spatial filtering." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 79-81, 2010, doi: 10.1109/LMWC.2009.2038517.
- [52] Cheng-Nan Chiu, Chang-Hsin Kuo, Ming-Shing Lin. "Bandpass shielding enclosure design using multipole-slot arrays for modern portable digital devices." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no. 4, pp. 895-904, 2008, doi: 10.1109/TEMC.2008.2004560.
- [53] Ramprabhu Sivasamy, Balaji Moorthy, Malathi Kanagasabai, Vimal Ramalingam Samsingh, M. Gulam Nabi Alsath "A wideband frequency tunable FSS for electromagnetic shielding applications." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 1, pp. 280-283, 2018, doi: 10.1109/TEMC.2017.2702572.
- [54] Komalpreet Kaur, Amanpreet Kaur. "Frequency Selective Surfaces (FSS) for S and X Band Shielding in Electromagnetic Applications." *3rd International Conference on Innovations in Communication Computing and Sciences: ICCS-2021*, vol. 2576, no. 1, 030015, 2022, doi: 10.1063/5.0106584.
- [55] Rana Sadaf Anwar, Lingfeng Mao, Huansheng Ning. "Frequency selective surfaces: A review of Applied Sciences." *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 8, no. 9, 1689, 2018, doi: 10.3390/app8091689.
- [56] Alfrêdo Gomes Neto, Jefferson Costa e Silva, Amanda Gomes Barboza, Ianes Barbosa Grécia Coutinho, Marina de Oliveira Alencar, Mylenna Correia de Andrade. "Modeling the Resonant Behavior of Continuously Reconfigurable FSS Based on Four Arms Star Geometry." *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 19, no. 3, pp. 415-427, 2020, doi: 10.1590/2179-10742020v19i3930.
- [57] Saidatul Norlyana Azemi, Kamran Ghorbani, Wayne S. T. Rowe. "A Reconfigurable FSS Using a Spring Resonator Element." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 781-784, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2270950.

- [58] Ray Arup, Manisha Kahar, Sushanta Biswas, Debasree Chanda Sarkar, Partha Pratim Sarkar. "A Dual Tuned Complementary Structure Frequency Selective Surface for WLAN Applications." *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 11, no. 1, pp. 144-153, 2012, doi: 10.1590/S2179-10742012000100012.
- [59] Yuhong Ma, Weiwei Wu, Ye Yuan, Ximeng Zhang, Naichang Yuan. "A Wideband FSS Based on Vias for Communication Systems." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 2517-2520, 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2880219.
- [60] Umer Farooq, Muhammad Farhan Shafique, Muhammad Junaid Mughal. "Polarization Insensitive Dual Band Frequency Selective Surface for RF Shielding Through Glass Windows." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, no. 1, pp. 93-100, 2019, doi: 10.1109/TEMPC.2019.2893408.
- [61] M. Sagawa, M. Makimoto, S. Yamashita. "Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 7, pp. 1078-1085, 1997, doi: 10.1109/22.598444.
- [62] M. Makimoto, S. Yamashita. "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 12, pp. 1413-1417, 1980, doi: 10.1109/TMTT.1980.1130258.
- [63] Vesna Crnojević-Bengin, *Advances in Multi-Band Microstrip Filters*, Cambridge University Press, 2015, doi: 10.1017/CBO9781139976763.
- [64] Muaad Naser Hussein, Jiafeng Zhou, Yi Huang, Muayad Kod, Abed Pour Sohrab. "A miniaturized low-profile multilayer frequency-selective surface insensitive to surrounding dielectric materials." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 12, pp. 4851-4860, 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2709317.
- [65] Xiaochun Liu, Qian Wang, Wenwu Zhang, Ming Jin, Ming Bai. "On the improvement of angular stability of the 2nd-order miniaturized FSS structure." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 826-829, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2476384.
- [66] Peng-Chao Zhao, Zhi-Yuan Zong, Wen Wu, Bo Li, Da-Gang Fang. "An FSS structure with geometrically separable meander-line inductors and parallel-plate capacitors." *IEEE Transactions*

on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 9, pp. 4693-4705, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2729158.

[67] S. N. Azemi, K. Ghorbani, W. S. T. Rowe. "Angularly stable frequency selective surface with miniaturized unit cell." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 25, no. 7, p. 454-456, 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2429126.

[68] Saptarshi Ghosh, Kumar Vaibhav Srivastava. "An angularly stable dual-band FSS with closely spaced resonances using miniaturized unit cell." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 3, pp. 218-220, 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2661683.

[69] Hui Lai Liu, Kenneth Lee Ford, Richard J. Langley. "Design methodology for a miniaturized frequency selective surface using lumped reactive components." IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 9, pp. 2732-2738, 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2027174.

[70] Rong-rong Xu, Huai-cheng Zhao, Zhi-yuan Zong, Wen Wu. "Dual-band capacitive loaded frequency selective surfaces with close band spacing." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, no. 12, pp. 782-784, 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.2007697.

[71] Zhongxiang Shen, Jiang Wang, Bo Li. "3-D frequency selective rasorber: Concept, analysis, and design." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 10, pp. 3087-3096, 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2604385.

[72] Tianwei Deng, Yufeng Yu, Zhongxiang Shen, Zhi Ning Chen. "Design of 3-D multilayer ferrite-loaded frequency-selective rasorbers with wide absorption bands." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 1, pp. 108-117, 2019, doi: 10.1109/TMTT.2018.2883060.

[73] Da Li, Tianwu Li, Erping Li. "Implementation of ultra-miniaturized frequency-selective structures based on 2.5D convoluted segments." Electronics Letters, vol. 54, no. 8, pp. 476-478, 2018, doi: 10.1049/el.2017.4415.

[74] Guohui Yang, Tong Zhang, Wanlu Li, Qun Wu. "A novel stable miniaturized frequency selective surface." IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 1018-1021, 2010, doi: 10.1109/LAWP.2010.2089776.

- [75] Hui Lai Liu, Kenneth Lee Ford, Richard J. Langley. "Design methodology for a miniaturized frequency selective surface using lumped reactive components." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2732-2738, 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2027174.
- [76] Yi-Min Yu, Cheng-Nan Chiu, Yih-Ping Chiou, Tzong-Lin Wu. "A novel 2.5-dimensional ultraminiaturized-element frequency selective surface." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3657-3663, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2321153.
- [77] X. Sheng, Jingjing Fan, Ning Liu, Chunbo Zhang. "A dual-band fractal FSS with SZ curve elements." *IEICE Electronics Express*, vol. 14, no. 13, pp. 1-6, 2017, doi: 10.1587/elex.14.20170518.
- [78] J. Romeu, Y. Rahmat-Samii. "Fractal FSS: A novel dual-band frequency selective surface." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 7, pp. 1097-1105, 2000, doi: 10.1109/8.876329.
- [79] Paulo H. da F. Silva, Albanisa F. dos Santos, Rossana M.S. Cruz, Adaildo G. D'Assunção. "Dual-band bandstop frequency selective surfaces with gosper prefractal elements." *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 3, pp. 771-775, 2012, doi: 10.1002/mop.26663.
- [80] Benito Sanz-Izquierdo, Edward A. Parker, Jean-Baptiste Robertson, John C. Batchelor. "Singly and Dual Polarized Convolved Frequency Selective Structures." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 3, pp. 690-696, 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2039321.
- [81] Clarissa de Lucena Nóbrega, Marcelo Ribeiro da Silva, Paulo Henrique da Fonseca Silva, Adaildo Gomes D'Assunção. "Analysis and design of frequency selective surfaces using teragon patch elements for WLAN applications." *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 28, no. 11, pp. 1282-1292, 2014, doi: 10.1080/09205071.2014.919240.
- [82] Paulo H. da F. Silva, Albanisa F. dos Santos, Rossana M.S. Cruz, Adaildo G. D'Assunção. "Dual-band bandstop frequency selective surfaces with Gosper prefractal elements." *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 3, pp. 771-775, 2012, doi: 10.1002/mop.26663.
- [83] Clarissa de Lucena Nóbrega, Marcelo Ribeiro da Silva, Paulo Henrique da Fonseca Silva, Adaildo Gomes D'Assunção, Gláucio Lima Siqueira1. "Simple, compact, and multiband frequency selective surfaces using dissimilar Zierpinski fractal elements." *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, 2015, doi: 10.1155/2015/614780.

- [84] E.A. Parker, A.N.A. El Sheikh. "Convolved dipole array elements." *Electronics Letters*, vol. 27, no. 4, pp. 322-323, 1991, doi: 10.1049/el:19910203.
- [85] E.A. Parker, A.N.A. El Sheikh. "Convolved array elements and reduced size unit cells for frequency-selective surfaces." *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, vol. 138, no. 1, pp. 19-22, 1991, doi: 10.1049/ip-h-2.1991.0004.
- [86] E.A. Parker, A.N.A. El sheikh, A.C. de C. Lima. "Convolved frequency-selective array elements derived from linear and crossed dipoles." *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, vol. 40, no. 5, pp. 378-380, 1993, doi: 10.1049/ip-h-2.1993.0060.
- [87] S. Barbagallo, A. Monorchio, G. Manara. "Small periodicity FSS screens with enhanced bandwidth performance." *Electronics Letters*, vol. 42, no. 7, pp. 382-384, 2006, doi: 10.1049/el:20060329.
- [88] F. Huang, J.C. Batchelor, E.A. Parker. "Interwoven convoluted element frequency selective surfaces with wide bandwidths." *Electronics Letters*, vol. 42, no. 14, pp. 788-790, 2006, doi: 10.1049/el:20061589.
- [89] S. Tse, B.S. Izquierdo, J.C. Batchelor, R.J. Langley. "Reduced sized cells for high impedance ground planes." *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation, 2003 (ICAP 2003)*, pp. 1699-1701, 2003, doi: 10.1049/cp:20030115.
- [90] Zhangjian He, Yu Shao, Changhong Zhang, Ping Wang, Jie Zhang. "A miniaturized angularly stable dual-band FSS based on convoluted structure and complementary coupling." *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 32, no. 6, pp. 1-7, 2022, doi: 10.1002/mmce.23126.
- [91] Xiao-Dong Hu, Xi-Lang Zhou, Lin-Sheng Wu, Liang Zhou, Wen-Yan Yin. "A miniaturized dual-band frequency selective surface (FSS) with closed loop and its complementary pattern." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1374-1377, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2009.2039110.
- [92] Peng-Chao Zhao, Zhi-Yuan Zong, Wen Wu, Da-Gang Fang. "A convoluted structure for miniaturized frequency selective surface and its equivalent circuit for optimization design." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 2963-2970, 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2565694.

- [93] Bo Li, Zhongxiang Shen. «Miniaturized Bandstop Frequency-Selective Structure Using Stepped-Impedance Resonators,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1112-1115, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2219571.
- [94] Yassine Zouaoui, Larbi Talbi, Khelifa Hettak, Naresh K. Darimireddy. “Synthesis of Planar and Conformal Single-Layered Double-Sided Parallel-Cross Dipole FSS Based on Closed-Form Expression.” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 104051-104058, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3096419.
- [95] Yassine Zouaoui. “Conception de nouvelles topologies de métasurfaces pour refaçonner l’environnement du canal de propagation sans fil.”, Thèse de Doctorat, Université du Québec en Outaouais, Département d'informatique et d'ingénierie, 2022.
- [96] Ahmed Abdelmottaleb Omar, Zhongxiang Shen. “Thin Bandstop Frequency-Selective Structures Based on Loop Resonator.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 7, pp. 2298-2309, 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2651812.
- [97] Farhad Bayatpur, Kamal Sarabandi. “Single-layer high-order miniaturized-element frequency-selective surfaces.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 4, pp. 774-781, 2008 doi: 10.1109/TMTT.2008.919654.
- [98] Tauseef Hussain, Qunsheng Cao, Jahangir Khan Kayani, Irfan Majid. “Miniaturization of Frequency Selective Surfaces Using 2.5-D Knitted Structures: Design and Synthesis.” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 5, pp. 2405-2412, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2673809.
- [99] Pei-Shen Wei, Cheng-Nan Chiu, Tzong-Lin Wu. “Design and Analysis of an Ultraminiaturized Frequency Selective Surface with Two Arbitrary Stopbands.” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 65, no. 5, pp. 1447-1456, 2018, 10.1109/TEMC.2018.2864546.
- [100] Weiyang Yin, Hou Zhang, Tao Zhong, Xueliang Min. “Ultra-Miniaturized Lowprofile Angularly-Stable Frequency Selective Surface Design.” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, no. 4, pp. 1234-1238, 2019, doi: 10.1109/TEMC.2018.2881161.
- [101] Weiyang Yin, Hou Zhang, Tao Zhong, Xueliang Min. “A Novel Compact Dual-Band Frequency Selective Surface for GSM Shielding by Utilizing a 2.5-Dimensional Structure.” *IEEE*

Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 60, no. 6, pp. 2057-2060, 2018, doi: 10.1109/TEMPC.2018.2790584.

[102] Muhammad Wasif Niaz, Yingzeng Yin, Jingdong Chen. "Synthesis of Ultraminiaturized Frequency-Selective Surfaces Utilizing 2.5-D Tapered Meandering Lines." IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 19, no. 1, pp. 163-167, 2020, doi: 10.1109/LAWP.2019.2956461.

[103] Mychael Jales Duarte, Valdemir Praxedes da Silva Neto, Adaildo Gomes D'Assunção. "A New Miniaturized Low-Profile and Stable Dual-Band FSS with 2.5D Structure for ISM Bands." Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 21, no. 3, pp. 445-452, 2022, doi: 10.1590/2179-10742022v21i3261922.

[104] Kamal Sarabandi, Nader Behdad. "A Frequency Selective Surface With Miniaturized Elements." IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 5, pp. 1239-1245, 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.895567.

[105] Yongrong Shi, Wei Zhuang, Wanchun Tang, Cheng Wang, Sheng Liu. "Modeling and Analysis of Miniaturized Frequency-Selective Surface Based on 2.5-Dimensional Closed Loop With Additional Transmission Pole." IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 1, pp. 346-351, 2016, doi: 10.1109/TAP.2015.2500609.

[106] Da Li, Tian-Wu Li, Er-Ping Li, Yao-Jiang Zhang. "A 2.5-D angularly stable frequency selective surface using via-based structure for 5G EMI shielding." IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 60, no. 3, pp. 768-775, 2017, doi: 10.1109/TEMPC.2017.2748566.

[107] Zhenzhen Zhao, Jianxing Li, Hongyu Shi, Xiaoming Chen, Anxue Zhang. "A low-profile angle-insensitive bandpass frequency selective surface based on vias." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 28, no. 3, pp. 200-202, 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2798166.

[108] Weiyang Yin, Hou Zhang, Tao Zhong, Xueliang Min. "A novel compact dual-band frequency selective surface for GSM shielding by utilizing a 2.5-dimensional structure." IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 60, no. 6, pp. 2057-2060, 2018, doi: 10.1109/TEMPC.2018.2790584.

- [109] Boyu Hua, Xiaoxiang He, Yang Yang. "Polarisation-independant UWB frequency selective surface based on 2.5 D miniaturised hexagonal ring." *Electronics Letters*, vol. 53, no. 23, pp. 1502-1504, 2017, doi: 10.1049/el.2017.2921.
- [110] Yongrong Shi, Wanchun Tang, Wei Zhuang, Cheng Wang. "Miniaturised frequency selective surface based on 2.5-dimensional closed loop." *Electronics Letters*, vol. 50, no. 23, pp. 1656-1658, 2014, doi: 10.1049/el.2014.3113.
- [111] Yi-Min Yu, Cheng-Nan Chiu, Yih-Ping Chiou, Tzong-Lin Wu. "A novel 2.5-dimensional ultraminiaturized-element frequency selective surface." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3657-3663, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2321153.
- [112] Chenchen Li, Mingbao Yan, Weiyu Wang, Jiafu Wang, Song Xia, Hui Bai, He Wang, Songyan Li, Zhe Qin, Shaobo Qu. "A dual-stopband FSS using knitted and strong-coupled structures with excellent angular stability and polarisation insensitivity." *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 16, no. 9, p. 567–573, 2022, doi: 10.1049/mia2.12264.
- [113] Muaad Naser Hussein, Jiafeng Zhou, Yi Huang, Muayad Kod, Abed Pour Sohrab. "Frequency Selective Surface Structure Miniaturization Using Interconnected Array Elements on Orthogonal Layers." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 5, pp. 2376-2385, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2684199.
- [114] Lei Zhu, Ke Wu. "Field-extracted lumped-element models of coplanar stripline circuits and discontinuities for accurate radiofrequency design and optimization." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 4, pp. 1207-1215, 2002, doi: 10.1109/22.993426.
- [115] Meng Li, Mudar A. Al-Joumayly, Nader Behdad. "Broadband true-time-delay microwave lenses based on miniaturized element frequency selective surfaces." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 3, pp. 1166-1179, 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2227444.