RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
Liberté Égalité Fraternité

Université de Toulouse

Doctorat de l'Université de Toulouse

préparé à l'ISAE-SUPAERO

Métasurface 2D pour lanceur d'onde de mer en bande HF

Thèse présentée et soutenue, le 17 mars 2026 par

Gildas BRIAND

École doctorale
GEETS - Génie Electrique Electronique,Télécommunications et Santé : du système au nanosystème

Spécialité
Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

Unité de recherche
ISAE-ONERA OLIMPES Optronique, Laser, Imagerie Physique et Environnement Spatial

Thèse dirigée par
André BARKA et Shah Nawaz BUROKUR

Composition du jury
M. Hervé AUBERT, Président, Examinateur, Toulouse INP
Mme Charlotte TRIPON- CANSELIET, Rapporteure, ESCPI Paris Université PSL
M. Ala SHARAIHA, Rapporteur, Université de Rennes
M. Philippe POULIGUEN, Examinateur, Délégation Générale pour l'Armement
M. André BARKA, Directeur de thèse, ONERA
M. Shah Nawaz BUROKUR, Co-directeur de thèse, Université Paris Nanterre

À chacun, l'âge venu, la découverte ou l'ignorance.
Jean-Louis Jossic, Jean-Paul Corbineau et Jean Chocun d'après Morvan Lebesque

Remerciements

Je souhaite tout d'abord remercier ma direction de thèse, André et Nawaz pour ces 3 trois années durant lesquelles ils m'ont suivi et guidé. Merci pour votre patience et votre confiance.

Je remercie aussi tous mes collègues de l'ONERA du département Électromagnétisme et Radar de Toulouse.

Merci à mes parents pour l'éducation reçue dans ce petit coin de paradis qu'est la "pointe mauvaise". Merci à mes frères et sœurs, à mes cousins et à mes amis.

Merci à toi Constance, je te dois tout.

Table des matières

Liste des figures **ix**

Liste des tableaux **ix**

Introduction **1**

1 État de l'art et études précédentes **3**
1.1 Contexte . . . 3
1.2 Confinement d'une onde à l'interface air - diélectrique . . . 7
1.3 Métamatériaux et métasurfaces . . . 8
1.4 Études précédentes en bande HF . . . 11
1.5 Bilan et objectifs de la thèse . . . 14

2 Métasurface composite **17**
2.1 Introduction . . . 17
2.2 Matériaux diélectriques et bande HF . . . 18
2.2.1 Sensibilité du diélectrique . . . 18
2.3 Métasurface composite eau - Téflon . . . 21
2.3.1 Cellule unitaire . . . 22
2.3.2 Métasurface . . . 24
2.3.3 Réalisation et mesures . . . 26
2.3.4 Discussions . . . 30
2.4 Métasurface triplement composite . . . 35
2.4.1 Étude préalable des matériaux . . . 36
2.4.2 Caractérisation des matériaux . . . 38
2.4.3 Cellule unitaire . . . 42
2.4.4 Métasurface . . . 44
2.4.5 Conclusion . . . 46
2.5 Conclusion générale . . . 46

3 Métasurface champignon **49**
3.1 Introduction . . . 49
3.2 Métasurface complètement métallique en bande L . . . 50
3.2.1 Cellule unitaire complètement métallique . . . 50
3.2.2 Conception de la métasurface complètement métallique . . . 56
3.3 Métasurface presque complètement métallique en bande L . . . 58
3.3.1 Cellule unitaire presque complètement métallique . . . 59
3.3.2 Métasurface presque complètement métallique . . . 61
3.4 Validation expérimentale de la métasurface presque complètement métallique en bande L . . . 62

3.4.1 Vérifications par réflexion et transmission 63
3.4.2 Caractérisation de l'influence de la métasurface sur le champ électrique proche 64
3.4.3 Caractérisation de l'influence de la métasurface en champ lointain 73
3.5 Conclusions 76

4 Transposition du concept en bande HF **79**
4.1 Caractéristique de l'environnement des Salins 80
4.2 Étude de l'antenne d'émission du ROSHF 81
4.2.1 Sensibilité du rayonnement de l'antenne en fonction de son environnement 85
4.3 Mise à l'échelle de la métasurface champignon complètement métallique 90
4.4 Conclusion 92

Conclusion générale **95**
Conclusion 95
Perspectives 96

A Caractérisation électromagnétique des matériaux **99**
A.1 Traitement Nicholson-Ross-Weir (NRW) 99
A.1.1 Cas particulier en guide d'ondes 100
A.2 Méthode sans plan de référence invariable (RPI) 100
A.3 Sonde coaxiale 102

Publications **105**

Bibliographie **107**

Liste des figures

1.4 Schéma de l'onde incidente, réfléchie et transmise en polarisation Transverse Magnétique à l'interface entre deux milieux de permittivité ε_1 et ε_2. 7

2.1 Scène de simulation de la métasurface "AC3M" dans le logiciel CST. 18
2.2 (a) Champ électrique E_z suivant x ($y = 0$ mm, $z = 30$ mm), avec variation des pertes tangentielles (tan δ) du substrat ($\varepsilon_r = 6$). (b) Gain G_{MS} à un point arbitraire ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm, $z = 30$ mm) en fonction des pertes tangentielles tan δ du substrat ($\varepsilon_r = 6$). 19
2.3 Matériaux naturellement disponibles dans la nature en fonction de leur permittivité ε_r. Image empruntée de [1]. 20
2.4 Topologies de matériaux composites. (a) Inclusion sphérique. (b) Inclusion cylindrique. (c) Inclusion multicouche. 21
2.5 Variation des permittivités $\varepsilon_{||}$ (ε_x et ε_z) et $\varepsilon_{\perp}$ (ε_y) effectives modélisées et simulées en fonction de la fraction volumique ϕ d'eau dans le Téflon. (b) Conditions de simulation de l'échantillon sur le logiciel CST. 22
2.6 Cellule unitaire de la métasurface à substrat composite eau-Téflon. . 23
2.7 (a) Représentation du modèle analytique de Z_s en ligne de transmission (b) Réactance X_s de la cellule unitaire modélisée et simulée. 24
2.8 (a) Géométrie de la métasurface composite. (b) Coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne monopole avec et sans la métasurface composite. 25
2.9 (a) Simulation du champ électrique E_z suivant x ($y = 0$ mm, $z = 30$ mm). (b) Simulation du champ électrique E_z suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm). 26
2.10 (a) Simulation du gain G_{MS} suivant x ($y = 0$ mm, $z = 30$ mm). (b) Simulation du gain G_{MS} suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm). 26
2.11 (a) Bloc usiné de Téflon. (b) Substrat F4BM220 avec les anneaux. . 27
2.12 (a) Configuration de mesure de la métasurface composite. (b) Coefficient de réflexion (S_{11}) avec la métasurface composite, simulé et mesuré. 27
2.13 (a) Mesure par thermographie infrarouge (EMIR). (b) Plan de différence de température ΔT mesuré par la méthode EMIR, avec et sans la métasurface à substrat composite. 29
2.14 (a) Cartographie de champ électrique $||E||$ mesuré par la méthode EMIR, avec et sans la métasurface à substrat composite. (b) Cartographie de gain G_{MS} mesuré par la méthode EMIR. 29

2.15 (a) Champ électrique $||E||$ mesuré et simulé suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm). (b) Champ électrique $||E||$ suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm). 30
2.16 (a) Gain G_{MS} mesuré et simulé suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm). (b) Gain G_{MS} mesuré et simulé suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm). 30
2.17 (a) Mesure expérimentale de caractérisation de la métasurface "AC3M" (b) Plans de gain G_{MS} à la position $x = 590$ mm pour les métasurfaces "AC3M" et à composite eau-Téflon avec une échelle de gain G_{MS} commune. 31
2.18 Caractérisations des métasurfaces "AC3M" et à composite eau-Téflon avec plusieurs méthodes de mesures et à différentes dates (2021 et 2024). (a) Gain G_{MS} mesuré suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm). (b) Gain G_{MS} mesuré suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm). 32
2.19 Coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne monopole simulée avec différents tan δ de l'eau dans la métasurface composite eau-Téflon. . 33
2.20 (a) Gain G_{MS} simulé suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm) pour différents tan δ de l'eau. (b) Gain G_{MS} simulé suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm) pour différents tan δ de l'eau. 33
2.21 (a) Caractérisation par sonde coaxiale immergée. (b) Conductivité de l'échantillon mesuré et comparaison avec d'autre type d'eau mesurées. 34
2.22 (a) Caractérisation du Téflon par cellule coaxiale à air. (b) Permittivité ε_r et pertes tangentielles tan δ mesurées du Téflon. 35
2.23 Illustration de différentes lois de mélange liquide entre l'ACN et l'ACB. 37
2.24 Propriétés électromagnétiques du PMMA, de l'ACN, de l'ACB et du mélange liquide proposé, (a) permittivité et (b) facteur de perte (tan δ). 38
2.25 Caractérisation des propriétés électromagnétiques du PMMA (a) à l'aide d'une ligne coaxiale à air, (b) à l'aide du banc ROCAMAT. . . 38
2.26 Propriétés électromagnétiques attendues et mesurées du PMMA. (a) Permittivité. (b) Facteur de perte (tan δ). 39
2.27 (a) Acétonitrile. (b) Acétate de butyle. (c) Caractérisation par sonde coaxiale immergée. 40
2.28 Propriétés électromagnétiques attendues et mesurées de l'acétonitrile (ACN) et de l'acétate de butyle (ACB). (a) Permittivité. (b) Facteur de perte (tan δ). 40
2.29 Propriétés électromagnétiques et mesurées de l'acétonitrile (ACN) et de l'acétate de butyle (ACB). (a) Permittivité. (b) Facteur de perte (tan δ). 41
2.30 (a) Substrat proposé à base de PMMA et d'un mélange d'acétonitrile et d'acétate de butyle. (b) Variation de permittivité du substrat composite en fonction de la permittivité $\varepsilon_{liquide}$ du mélange liquide. . 41
2.31 Cellule unitaire à substrat triplement composite. 42
2.32 (a) Réactance de la cellule unitaire triplement composite. (b) Diagramme de dispersion de la cellule proposée. 43

2.33 (a) Modélisation de la métasurface proposée. (b) Coefficient de réflexion (S_{11}) du Tx et du Tx + MS. 44
2.34 (a) Gain G_{MS} simulé suivant x ($y = 0$ mm et $z = 30$ mm). (b) Gain G_{MS} simulé suivant z ($x = 590$ mm et $y = 0$ mm). 45
2.35 Rayonnement de l'ensemble antennaire, avec et sans la métasurface proposée, en azimut et en élévation. 45

3.1 Cellule unitaire champignon complètement métallique. 50
3.2 Impédance de la cellule unitaire champignon complètement métallique 52
3.3 Diagramme de dispersion de la cellule unitaire champignon complètement métallique. 53
3.7 Scène électromagnétique du monopole et de la métasurface sur un plan de masse. 56
3.10 Cellule unitaire champignon. 59
3.12 Scène électromagnétique du monopole et de la métasurface au-dessus d'un plan de masse. Dimensions en millimètres. 61
3.16 Dispositif de mesure des coefficients de réflexion et de transmission des deux monopoles. 63
3.20 Champ électrique $||E||$ avec et sans la métasurface à $x = 590$ mm du monopole, par thermographie infrarouge. 66
3.21 G_{MS} simulée (a) et mesurée (b) à $x = 590$ mm du monopole, par thermographie infrarouge. 66
3.23 Champ électrique $||E_z||$ avec (a) et sans (b) la métasurface à $x = 590$ mm du monopole, avec le banc imageur de champ. 68
3.24 Gain G_{MS} simulé (a) et mesuré à l'aide du banc imageur (b). 69
3.25 (a) Champ électrique du monopole Tx, avec et sans métasurface, suivant le plan xOy à l'altitude $z = 70$ mm. (b) G_{MS} du monopole Tx + MS, suivant le plan xOy à $z = 70$ mm. 69
3.26 Composantes du champ électrique du monopole Tx, avec la métasurface champignon (MS) sur le banc imageur, (a) suivant l'axe x, (b) suivant l'axe z. 70
3.27 Plans yOz G_{MS} de l'ensemble monopole Tx + métasurface champignon (MS) simulé et mesuré, à la position $x = 590$ mm. 71
3.28 G_{MS} de l'ensemble monopole Tx + métasurface champignon (MS) simulé et mesuré, (a) suivant l'axe x, ($y = 0$ mm et $z = 70$ mm), (b) suivant l'axe z ($x = 590$ mm et $y = 0$ mm). 71
3.29 G_{MS} de l'ensemble monopole Tx + métasurface champignon (MS) simulé et mesuré à la position $x = 590$ mm, $y = 0$ mm et $z = 70$ mm en fonction de la fréquence. 72
3.30 Vue rapprochée de la métasurface avec le monopole et ses supports pour la mesure en champ lointain. 73

3.31 Caractérisation du rayonnement de la structure antennaire (métasurface champignon et monopole) dans la chambre anéchoïque BABI de l'ONERA. (a) Configuration de mesure du rayonnement en azimut (plan xOy). (b) Configuration de mesure du rayonnement en élévation (plan xOz). 74
3.32 (a) Gain mesuré en azimut de la structure antennaire. (b) Gain mesuré en élévation de la structure antennaire. 74
3.33 Gain mesuré et simulé du monopole (Tx) avec et sans la métasurface (Tx + MS), respectivement en azimut (plan xOy) et en élévation (plan xOz) 75
3.34 Gain mesuré sur toute la bande de fréquence, (a) Tx en azimut, (b) Tx en élévation, (c) Tx + MS en azimut et (d) Tx + MS en élévation. 76

4.1 (a) Étang d'eau salée avec le réseau de réception du ROSHF. (b) Antenne d'émission élémentaire du ROSHF en cours de caractérisation. 80
4.2 (a) Caractérisation de différents types d'eaux par sonde coaxiale. (b) Conductivité de différents types d'eaux en bande HF. 81
4.3 Antenne d'émission du ROSHF (deux monopoles repliés) modélisée sur CST. Dimensions en mètres. 82
4.4 Rayonnement de l'antenne élémentaire. (a) En azimut. (b) En élévation. 83
4.5 Rayonnement de l'antenne d'émission Tx, du facteur de réseau AF et des antennes élémentaires. (a) En azimut. (b) En élévation. 84
4.6 (a) Coefficient de réflexion (S_{11}) simulé des deux antennes élémentaires avec et sans le circuit d'adaptation LC. (b) Circuit LC proposé. 85
4.7 (a) Variation de la tension du brin rayonnant de l'antenne élémentaire. (b) Antenne d'émission Tx avec une tension des brins de 0,1 N. 86
4.8 Influence de la variation de tension du brin sur le rayonnement (a) en azimut. (b) en élévation. 86
4.9 Rayonnement de l'antenne en fonction de la hauteur d'eau sous le plan de sol (a) en azimut. (b) en élévation. 87
4.10 Rayonnement de l'antenne en fonction de la hauteur d'eau sous le plan de sol (avec une continuité électrique entre l'eau et le plan de sol) (a) en azimut. (b) en élévation. 88
4.11 Impact de la conductivité de l'eau sur le rayonnement de l'antenne Tx (a) en azimut. (b) en élévation. 89
4.12 Cellule unitaire proposée au chapitre 3 et mise à l'échelle en bande HF. 90
4.13 Modélisation de la métasurface complètement métal en bande HF sur le logiciel CST. 91
4.14 Rayonnement de l'antenne en bande HF avec et sans la métasurface complètement métallique (a) en azimut, (b) en élévation. 91

Liste des tableaux

2.1 Dimensions de la cellule unitaire de la métasurface composite eau - Téflon. 23
2.2 Paramètres utilisés pour obtenir $||E||$ en utilisant la méthode EMIR 28
2.3 Conductivité et facteur de perte estimé de différents type d'eau. . . . 32
2.4 Tableau comparatif des matériaux solides transparents disponibles. . 36
2.5 Tableau comparatif des liquides compatibles disponibles. 36
2.6 Dimensions de la cellule unitaire à substrat triplement composite. . . 43

3.1 Dimensions de la cellule champignon complètement métallique. . . . 50
3.2 Récapitulatif du maillage de la cellule unitaire à $X_s \pm 1\%$. 55
3.3 Dimensions de la cellule unitaire champignon complètement métallique. 59

4.1 Dimensions de la cellule unitaire champignon complètement métallique en bande HF. 90

Introduction générale

Cette thèse s'inscrit dans le développement de radars à ondes de surface en bande HF (ROSHF) au sein de l'Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales (ONERA). Elle vise à développer et valider des typologies de métasurfaces à Surface Haute Impédance (SHI) réalisables en bande HF afin de limiter le brouillage ionosphérique sur les mesures de détection de cibles maritimes à partir d'un ROSHF.

Le **chapitre 1** présentera le contexte propre aux radars en bande HF avec un rappel historique du développement des radars maritimes de la Seconde Guerre mondiale à aujourd'hui. Un aperçu succinct des systèmes radars de l'ONERA permettra de présenter les travaux menés à l'ONERA et au GeePs (Sorbonne Université) sur les ROSHF, notamment la problématique du brouillage ionosphérique. Une seconde partie déterminera les conditions nécessaires pour le confinement d'une onde de surface. Une troisième partie détaillera les solutions technologiques de type métamatériau/métasurface dans la littérature afin d'avoir une permittivité équivalente négative. Enfin, une présentation des travaux menés sur le développement de métamatériaux/métasurfaces pour le ROSHF sera effectuée avec les détails de deux solutions techniques. Pour terminer, une conclusion présentera les avancées faites à ce jour ainsi que les problématiques à résoudre dans le cadre de la thèse.

Le **chapitre 2** de ce manuscrit traitera de la conception d'une métasurface alternative avec un substrat composite en bande L. Pour atteindre cet objectif, j'ai conçu un premier substrat alternatif composite eau-PTFE, visant à reproduire les caractéristiques électromagnétiques du substrat utilisé précédemment [2]. Tout d'abord, une étude du substrat préexistant a permis d'établir les caractéristiques nécessaires à la conception du substrat alternatif. Ensuite, nous avons développé un substrat composite alternatif et hétérogène, en sélectionnant des matériaux appropriés aux bandes L et HF. La détermination de la forme des inclusions adéquates est également effectuée et justifiée. Une fois le substrat alternatif déterminé, nous avons conçu une cellule unitaire à haute impédance et validé son comportement inductif par modélisation analytique et par simulations électromagnétiques. Ensuite, nous avons réalisé une métasurface basée sur la cellule unitaire et validé le confinement de l'onde de surface par simulation, puis expérimentalement. Enfin, une étude a été effectuée sur le comportement des matériaux en fréquence afin d'expliquer les différences entre la mesure et la simulation.

Une seconde partie de ce chapitre proposera une nouvelle métasurface à substrat composite avec des pertes matérielles contrôlées. J'ai conçu un nouveau substrat alternatif composite acétonitrile/acétate de butyle/PMMA (plexiglas). Une phase de caractérisation de chacun des éléments ainsi que du mélange liquide a permis de valider les propriétés électromagnétiques. Ensuite, nous avons créé

une cellule unitaire avec ce nouveau substrat proposé et validé son comportement inductif. Nous avons également conçu une métasurface à partir des cellules unitaires à substrat composite, et validé le confinement du champ EM en angle rasant. Enfin, nous conclurons sur l'utilisation de cette topologie de métasurface à substrat composite pour le confinement des ondes en bande L et en bande HF.

Le **chapitre 3** se développera sur la conception d'une métasurface sans matériau diélectrique, mieux adaptée à une transposition et à une réalisation en bande HF. J'ai conçu une cellule unitaire complètement métallique de type champignon et validé son comportement inductif en utilisant des modèles analytiques tels que ceux décrits dans la littérature [3, 4, 5]. Ensuite, j'ai conçu une métasurface à base de cette cellule unitaire complètement métallique et validé le confinement du champ électrique en angle rasant. Une cellule presque complètement métallique a été conçue dans l'objectif de réaliser un prototype de métasurface en bande L. Cette métasurface a tout d'abord été caractérisée en transmission afin de retrouver les premiers résultats comportementaux (régime EBG et HIS). Ensuite, une cartographie du champ électrique proche a permis de mesurer le confinement du champ par la métasurface. Enfin, une mesure en champ lointain a permis de valider l'influence de la métasurface sur le rayonnement d'un monopole.

Le **chapitre 4** portera sur la transposition de la métasurface complètement métallique développée au troisième chapitre de la bande L à la bande HF. Nous avons caractérisé les spécificités électromagnétiques de l'environnement du radar à ondes de surface en bande HF, en tenant compte de l'influence du milieu sur le comportement des métasurfaces. Ensuite, nous avons modélisé l'antenne du radar d'émission existante sur le site des Salins du Midi et adapté la conception de la métasurface champignon pour la bande HF. Nous avons simulé un système cohérent du système radar en intégrant la métasurface conçue, l'objectif final étant de proposer une métasurface à champignon en bande HF compatible avec l'environnement du radar existant.

Pour finir, la conclusion générale présentera les différents résultats obtenus et les comparera aux résultats précédents cette thèse. Cette conclusion nous permettra d'envisager une stratégie de conception et de réalisation d'une métasurface à haute impédance pour le confinement du champ électrique en bande L et en bande HF. Enfin, des perspectives sont présentées pour aller plus loin dans les développements de ce manuscrit de thèse.

Chapitre 1

État de l'art et études précédentes

Sommaire

1.1 Contexte 3
1.2 Confinement d'une onde à l'interface air - diélectrique . . . 7
1.3 Métamatériaux et métasurfaces 8
1.4 Études précédentes en bande HF 11
1.5 Bilan et objectifs de la thèse 14

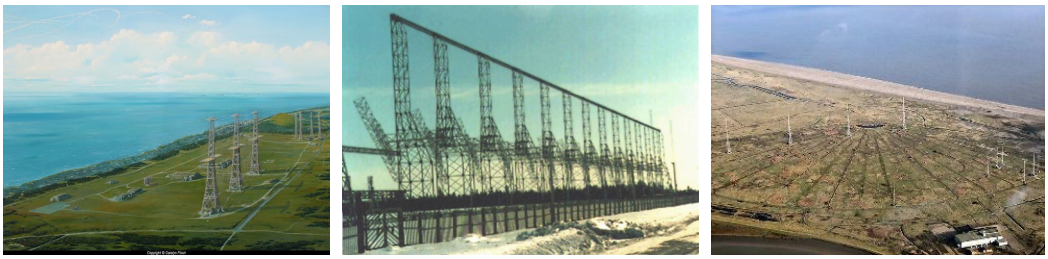
1.1 Contexte

La surveillance du littoral a toujours été d'une importance capitale. Depuis l'Antiquité pour prévenir l'arrivée d'envahisseurs ou plus récemment pour protéger des intérêts économiques, la mer est un territoire avec de forts enjeux stratégiques. Les techniques de surveillance de la mer ont beaucoup évoluées : les sémaphoristes de l'Antiquité sont aujourd'hui équipés de systèmes de détection par ondes électromagnétiques, les radars, permettant de détecter les navires avant de les voir visuellement, ce qui a permis d'augmenter considérablement la capacité de surveillance.

Historiquement, l'utilisation systématique des radars pour la surveillance côtière remonte à la Seconde Guerre mondiale, plus particulièrement durant la bataille d'Angleterre. C'est en effet durant ce conflit que les raids et bombardements par avions sont devenus courants. D'un côté, les Allemands avaient développé le système radar « Freya » (125 MHz) [6], capable de détecter des petites cibles à courte distance grâce à des antennes facilement transportables. De l'autre côté, les Britanniques avaient mis en place le « Chain Home », un réseau de radars en bande HF (20 - 55 MHz) équipé d'antennes massives d'une hauteur de 360 mètres [7], comme montré sur la Figure 1.1a. Le réseau « Chain Home » s'est révélé particulièrement efficace pour prévenir les raids allemands, avec des détections jusqu'à 190 km. Les antennes de « Chain Home », ayant un horizon radioélectrique d'environ 90 km, n'auraient pas dû atteindre la portée maximale constatée ; mais du fait de la bande de fréquence choisie, de la polarisation verticale des antennes et du canal de propagation particulier, le « Chain Home » est considéré, malgré lui, comme le premier radar transhorizon, c'est-à-dire capable de détecter au-delà de l'horizon radioélectrique.

C'est plus tard, dans le cadre de la Guerre Froide, que des radars ont été développés avec une capacité de détection transhorizon. Les puissances militaires, telles que les États-Unis ou l'URSS, ont alors développé des radars de détection préventive de missiles balistiques en raison du risque d'attaque nucléaire. Un exemple, dont la photo est présentée sur la figure 1.1b, est l'AN/FPS-118 (5 – 28 MHz). Ces radars sont de type transhorizon ionosphérique (en anglais OTH-B pour Over-the-Horizon backscatter) et utilisent la propriété réflectrice de l'ionosphère en bande HF (voir la figure 1.2b). Ils permettent ainsi de cibler des zones bien au-delà de l'horizon radioélectrique à l'aide d'ondes de ciel. En revanche, ce type de radar est très sensible aux variations de l'ionosphère et comporte une zone aveugle dans laquelle aucune détection n'est possible.

Le radar « Cobra-Mist » (figure 1.1c), est une tentative de radar transhorizon à onde de surface (en anglais OTH-SW pour Over-the-Horizon Surface Wave) proposé dans les années 1970 [8]. Le but était d'exciter uniquement des ondes à propagation rasante pour de la détection en mer. Cependant, des problèmes techniques sur ces installations, dus au vent et au bruit de réception important, ont mené à l'abandon de ce programme en 1973.

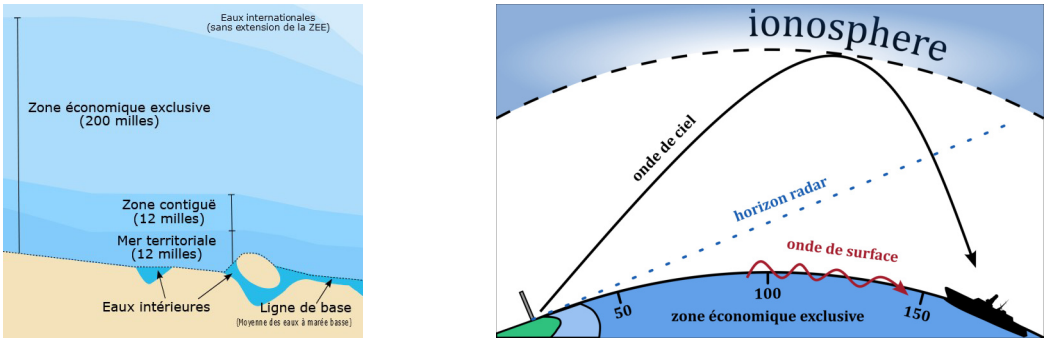


(a) (b) (c)

FIGURE 1.1 – (a) Radar britannique côtier de Seconde Guerre "Chain Home". (b) Radar OTH-B étatsunien "AN/FPS 118". (c) Radar OTH-SW "Cobra Mist" [9].

Les radars HF tombent en désuétude dans les années 1980 avec la fin de la Guerre Froide. Mais, en 1982, les Nations Unies inscrivent dans le droit maritime international des zones maritimes littorales avec des exclusivités d'accès aux ressources. Ces zones, nommées Zones Économiques Exclusives (ZEE), qui s'étendent jusqu'à 200 milles marins (environ 370 km) des côtes, offrent aux pays souverains l'exclusivité sur les ressources présentes - pétrole, gaz, halieutiques ou énergétiques (Figure 1.2a). Les radars HF se révèlent alors particulièrement adaptés à la surveillance de la ZEE. En France, les opérations de surveillance sont actuellement menées à l'aide de radars côtiers d'une portée d'environ 50 km, secondées par des patrouilles maritimes et aériennes. Face à l'immensité de la ZEE française (11 millions de km^2, la deuxième plus vaste au monde), un radar transhorizon HF pourrait assurer une surveillance permanente de ces vastes espaces.

L'ONERA, expert technique auprès de la DGA sur les thématiques radar, a développé un démonstrateur de radar transhorizon ionosphérique (OTH-B) appelé



(a) (b)

FIGURE 1.2 – (a) Zones côtières dans le droit maritime international. Crédits : wikimedia.org (b) Fonctionnement d'un radar côtier à ondes de surface.

Nostradamus dans les années 1990 (voir figure 1.3a). Ce radar HF, équipé de plusieurs centaines d'antennes, offre une couverture azimutale de 360° et une élévation contrôlable. Sa localisation permet une surveillance sur plusieurs milliers de kilomètres : de la mer du Nord au Golfe de Gascogne et jusqu'à la mer Méditerranée.

L'amélioration de la compréhension de la propagation électromagnétique en milieu côtier et marin a permis l'étude d'un autre type de radar transhorizon en bande HF. Le radar à ondes de surface en bande HF (OTH-SW) vise à exciter spécifiquement une onde de surface, qui, une fois couplée à l'interface air-mer, suit la courbure terrestre (Figure 1.2b) et permet de détecter des cibles au delà de l'horizon radioélectrique. Cette propagation est rendue possible par la forte conductivité de l'eau de mer en bande HF, bien que les performances soient liées à l'état de la mer (vent, houle, météo). Les avantages résident dans sa compacité et sa facilité de déploiement, particulièrement adaptés à la surveillance des zones économiques exclusives (ZEE).

Une première installation dans les Landes en 2008 [10], visible sur la Figure 1.3b, a montré l'intérêt de ces radars en France, mais des problèmes de brouillage de l'écho radar ont été constatés, limitant considérablement la sensibilité du radar et sa capacité à détecter les cibles maritimes. La problématique est que l'écho radar de la cible peut être brouillé par une interférence ionosphérique. Ceci est dû au fait que les antennes d'émission du radar n'excitent pas seulement des ondes de surface mais aussi des ondes de ciel (Figure 1.2b), qui sont la cause de ces interférences par réflexion ionosphérique (Figure 1.3c). Cela a pour conséquence une mauvaise détection des cibles.

Pour remédier au problème de brouillage ionosphérique, les chercheurs ont exploré différentes approches. Tout d'abord, la conception d'antennes d'émission spécifiques a été étudiée. Dans ses travaux de thèse [11], Émilie Bronner a cherché à concevoir des antennes filaires avec un rayonnement rasant en bande HF, afin de réduire le rayonnement en direction de l'ionosphère. Cette étude a démontré la complexité de conception d'antennes filaires efficaces à rayonnement rasant en



(a) (b) (c)

FIGURE 1.3 – (a) Radar OTH-B "Nostradamus". (b) Antennes bioniques du radar OTH-SW des Landes. (c) Brouillage ionosphérique dn radar OTH-SW des Landes. Crédits : ONERA

bande HF. Plus récemment, les travaux de thèse de Mathilde Bellec ont contribué à l'étude de nouvelles topologies d'antennes filaires en proposant un réseau d'antennes reconfigurables avec un rayonnement rasant [12].

Les travaux de Florent Jangal [13] ont permis l'utilisation de nouvelles formes d'ondes, nommées ondelettes, pour limiter le retour ionosphérique de l'impulsion radar. Le fouillis ionosphérique a été extensivement étudié dans le cadre de la thèse de Marie-José Abi Akl [14], avec notamment le développement d'un modèle comportemental du fouillis ionosphérique.

Des méthodes de caractérisation antennaire HF ont également été développées, notamment dans les thèses de Nicolas Payet [15], Nicolas Bourey [16] et Quentin Herbette [17]. Cette dernière a mis en évidence l'utilisation d'un drone pour caractériser le système antennaire en champ proche et en bande HF, permettant d'obtenir le champ lointain rayonné.

Ensuite, Luca Petrillo [18] a proposé un modèle de propagation d'ondes de surface en mer à grandes distances, s'appuyant sur la théorie de l'onde de surface de Norton [19] adaptée à la conductivité finie de l'eau salée. Ce modèle a été complété par les travaux de Nicolas Bourey sur les transitions de milieux de propagation [16]. Ces travaux démontrent que la zone proche de l'antenne d'émission est critique : c'est là que se joue l'efficacité du transfert d'énergie vers l'interface. Plusieurs configurations ont été étudiées, comme le déploiement de plans métalliques ou l'installation sur une plage de sable, mais ces travaux montrent qu'une zone de transition présentant une permittivité négative permet d'optimiser le couplage de l'antenne au mode de surface. En forçant le champ à se confiner dès l'émission, on limite les pertes par diffraction et le rayonnement vers l'ionosphère. Avant d'étudier les solutions techniques permettant de synthétiser de telles propriétés artificielles, il est nécessaire de définir la physique des ondes de surface et leurs conditions de propagation.

1.2 Confinement d'une onde à l'interface air - diélectrique

La Figure 1.4 présente une onde en polarisation Transverse Magnétique (TM) incidente, réfléchie et transmise à l'interface entre deux milieux de permittivités ε_1 et ε_2.

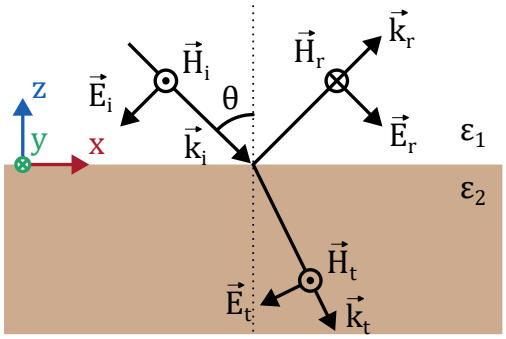


FIGURE 1.4 – Schéma de l'onde incidente, réfléchie et transmise en polarisation Transverse Magnétique à l'interface entre deux milieux de permittivité ε_1 et ε_2.

Le champ électrique est polarisé suivant x et z, le champ magnétique est polarisé suivant y. L'onde se propage suivant x croissant et z décroissant. Dans ce cas, les champs électrique $\overrightarrow{E}$ et magnétique $\overrightarrow{H}$ s'écrivent :

$$\overrightarrow{E} = (E_x, 0, E_z)e^{j(k_x x - k_z z - \omega t)} \tag{1.1}$$

$$\overrightarrow{H} = (0, H_y, 0)e^{j(k_x x - k_z z - \omega t)} \tag{1.2}$$

Pour qu'une onde de surface puisse exister, la structure doit pouvoir supporter une propagation autonome [20]. Des développements, disponibles dans la littérature [18, 21, 22], permettent de connaitre la condition pour confiner l'onde à l'interface entre deux matériaux (équation 1.3) :

$$\frac{\varepsilon_1}{k_{z1}} + \frac{\varepsilon_2}{k_{z2}} = 0 \tag{1.3}$$

A partir de la relation de dispersion d'Helmholtz, on exprime k_{z1} et k_{z2} :

$$k_{x1}^2 + k_{z1}^2 = \varepsilon_1 k_0^2 \tag{1.4}$$

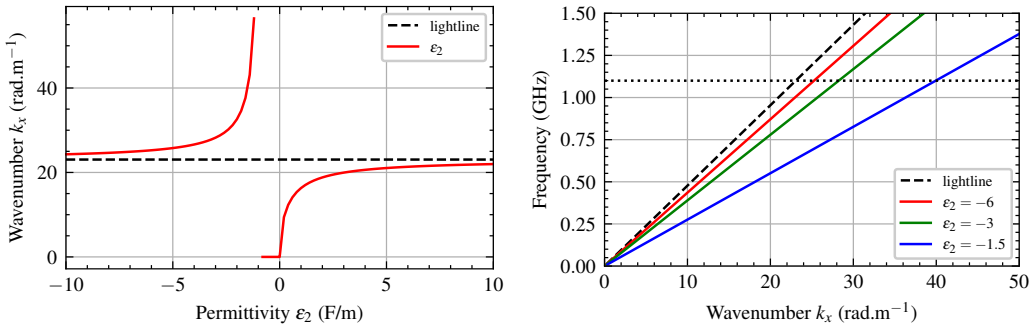
$$k_{x2}^2 + k_{z2}^2 = \varepsilon_2 k_0^2 \tag{1.5}$$

avec $k_{x1} = k_{x2}$ car l'onde est à l'interface. On obtient alors l'expression du vecteur d'onde de propagation k_x, telle que définie par [3, 23] :

$$k_x = k_0 \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}} \tag{1.6}$$

L'équation 1.6 démontre qu'une propagation est possible si les permittivités des deux milieux sont de signes opposés. Pour $k_x > k_0\sqrt{\varepsilon_r}$, le vecteur d'onde transverse k_z devient imaginaire pur, assurant le confinement de l'énergie à l'interface sous forme d'une onde évanescente [20].

Le confinement de l'onde étant lié à la valeur du vecteur d'onde k_z, lui même dépendant de k_x par rapport à $\varepsilon_r k_0$. Plus k_x est grand devant $\varepsilon_r k_0$, plus l'onde sera confinée. La Figure 1.5a illustre la nécessité d'avoir une permittivité ε_2 négative afin d'avoir $k_x > \varepsilon_r k_0$. De même, la Figure 1.5b montre différentes valeurs de k_x pour différentes permittivités (équation 1.6).



(a) (b)

FIGURE 1.5 – (a) Variation de k_x en fonction de ε_2 à 1,1 GHz. (b) Vecteur d'onde k_x en fonction de la fréquence et de la permittivité ε_2 du milieu.

Enfin, la Figure 1.6 illustre le confinement variable de l'onde avec plusieurs valeurs négatives de permittivité ε_2 d'un milieu sur lequel une onde de surface se propage. On observe que les Figures 1.6a et 1.6b présentent des ondes qui sont moins confinées à l'interface que la Figure 1.6. Tout l'enjeu des ondes de surface est d'avoir les conditions nécessaires à la propagation et au confinement à l'interface. Un cas d'utilisation classique est l'utilisation de métal à des fréquences élevées (au delà du terahertz) pour obtenir un ε_2 négatif, nommé Plasmon Polariton de Surface [20].

Dans notre cas, un milieu avec une permittivité ε_2 négative proche de -1 permet de confiner l'onde à l'interface entre l'air et le milieu. Or, il n'existe pas de matériau naturel possédant une permittivité négative dans la gamme de fréquence micro-ondes.

1.3 Métamatériaux et métasurfaces

Aux fréquences microondes, une solution permettant obtenir une permittivité négative est d'utiliser des structures dites à métamatériaux. Les métamatériaux sont des matériaux électromagnétiques à motifs périodiques, très petits devant la longueur d'onde λ, permettant de contrôler les ondes électromagnétiques via leurs propriétés homogénéisées. Historiquement, les métamatériaux ont été proposés de façon théorique par Veselago en 1964 [24], en montrant la possibilité et des cas

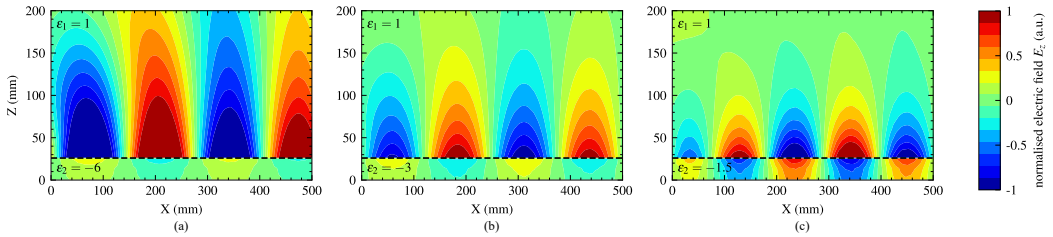
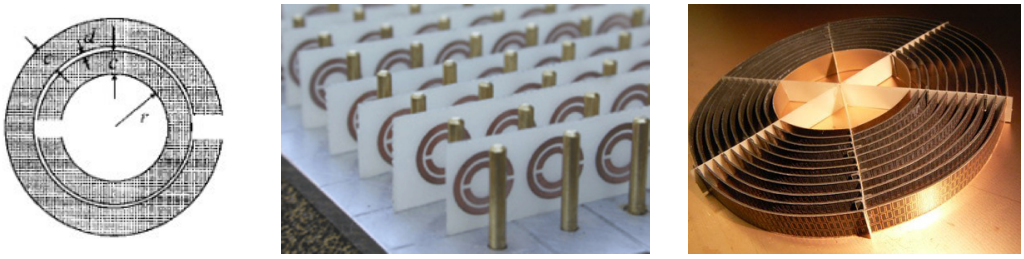


FIGURE 1.6 – Champ électrique E_z à l'interface entre l'air ($\varepsilon_1 = 1$) et le milieu ε_2. (a) Permittivité $\varepsilon_2 = -6$. (b) Permittivité $\varepsilon_2 = -3$. (c) Permittivité $\varepsilon_2 = -1,5$.

d'utilisations des matériaux présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Ces propriétés permettraient d'obtenir un indice de réfraction négatif alors qu'aucun matériau naturel ne possède ces propriétés.

Dans les années 1990, Pendry a proposé deux structures artificielles sous-longueur d'onde pour reproduire ces propriétés [25] : le réseau de tiges métalliques caractérisé par une permittivité négative et les résonateurs annulaires fendus pour une perméabilité négative (Figure 1.7a). En 2000, Smith valide expérimentalement ces structures en proposant un métamatériau à permittivité et perméabilité doublement négatives (Figure 1.7b) et ouvre la voie à plusieurs applications utilisant ces structures [26]. Un exemple est proposé par [27] où ces métamatériaux sont utilisés pour des applications de furtivité radar (Figure 1.7c).

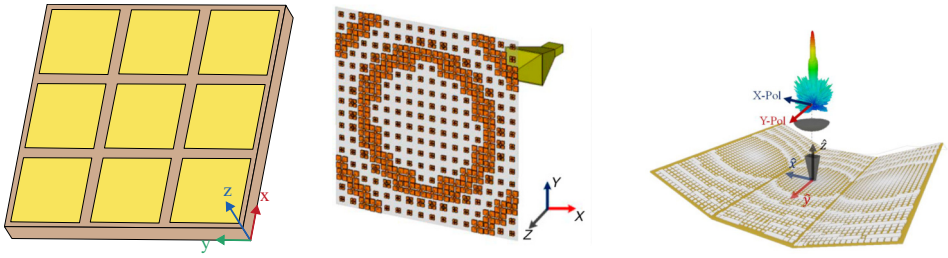


(a) (b) (c)

FIGURE 1.7 – (a) Résonateurs annulaires fendus (SRR) [25]. (b) Métamatériau doublement négatif utilisé dans [26]. (c) Application d'un métamatériau [27].

Cependant, ces structures tridimensionnelles présentent plusieurs limitations, notamment une fabrication complexe et coûteuse, ainsi qu'une intégration difficile dans des systèmes existants. En réponse, la recherche s'est tournée vers des métasurfaces planaires réalisées en technologie imprimé sur substrat, qui simplifient la technologie métamatériau. Sievenpiper montre que certains motifs permettent un régime de haute impédance surfacique (SHI), ce qui permet un contrôle de la phase et de l'amplitude des ondes [3]. Une équivalence entre les structures métamateriaux volumiques et les structures métasurfaces planaires peut être faite par les grandeurs de contrôle : au lieu des ε_r et μ_r, on contrôlera les ondes à l'aide de l'impédance

surfacique complexe Z_s et X_s.



(a) (b) (c)

FIGURE 1.8 – (a) Motifs de patchs sur substrat. (b) Antenne à réseaux de transmetteurs [28]. (c) Antenne à réseaux de réflecteurs [29]

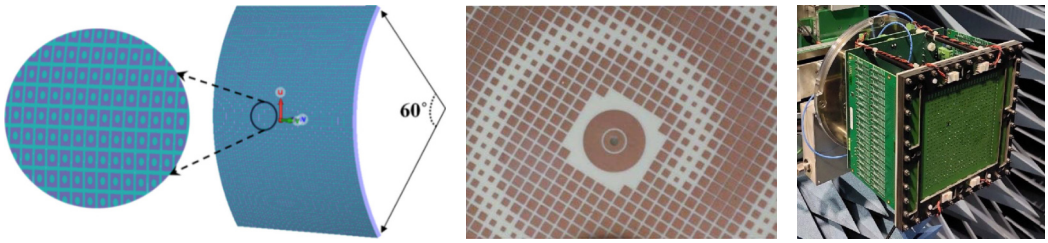
Parmi les motifs de base, on trouve le patch métallique sur substrat [4] présenté en Figure 1.8a. Un cas d'utilisation est la lentille à motifs SHI qui permet la correction de l'amplitude et de la phase d'une source primaire. On trouve son application en transmission, dans le cadre de réseaux de transmetteurs (Figure 1.8b) ou en réflexion dans le cas de réseaux de réflecteurs (Figure 1.8c). D'une manière similaire ces motifs permettent la conception de revêtements absorbants (Figure 1.9a) pour la réduction de la Surface Équivalente Radar (SER) sur des surfaces complexes [30].

Stefano Maci et son équipe de l'Université de Sienne ont démontré une autre utilisation du patch sur substrat afin de réaliser des antennes à ondes de fuite et à fort gain (Figure 1.9b) en modulant l'impédance de surface Z_s tout au long de la propagation de l'onde de surface à l'interface air-substrat [3, 31], comme représenté dans l'équation 1.7.

$$k_x^2 = k_0^2 - \frac{Z_s^2}{Z_0^2} k_0^2 \tag{1.7}$$

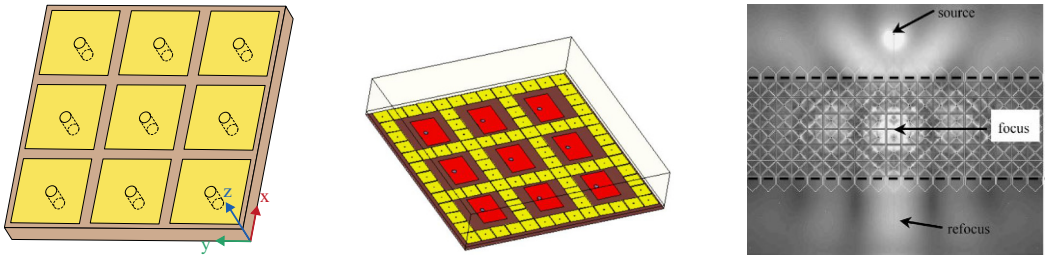
Enfin ces différentes utilisations présentées ci-dessus ont une forte compatibilité pour la reconfigurabilité en raison des supports communs de type PCB utilisé entre l'industrie électronique et la recherche en radiofréquences. La Figure 1.9c montre une antenne à réseaux de transmetteurs reconfigurable à l'aide de diode soudées directement sur les éléments rayonnants [32, 33].

Un autre motif qui permet le contrôle des ondes est le champignon proposé par Sievenpiper [3]. Sa particularité est qu'il possède un patch métallique sur substrat relié au plan de masse par un via central (Figure 1.10a). Il possède des propriétés de Surface Haute Impédance (SHI) mais aussi les propriétés des réseaux tiges métalliques : un régime de propagation interdite (EBG) et une stabilité de résonance en angles rasants. L'une des applications principale du champignon est donc la suppression d'ondes de surface sur un substrat pour limiter les rayonnements par effets de bords et les couplages entre antennes [34] (Figure 1.10b). Un autre exemple intéressant de la littérature est l'utilisation de ces champignons pour une lentille surfacique avec contrôle de la propagation des ondes [35] (Figure 1.10c).



(a) (b) (c)

FIGURE 1.9 – (a) Revêtement absorbant conforme pour réduction de SER [30]. (b) Antenne métasurface à ondes de fuite. [31] (c) Antenne à réseaux transmetteurs reconfigurables par diodes [32].



(a) (b) (c)

FIGURE 1.10 – (a) Motifs de champignons sur substrat. (b) Réseau d'antennes patchs avec motifs EBG [34]. (c) Lentille 2D à champignons. [35].

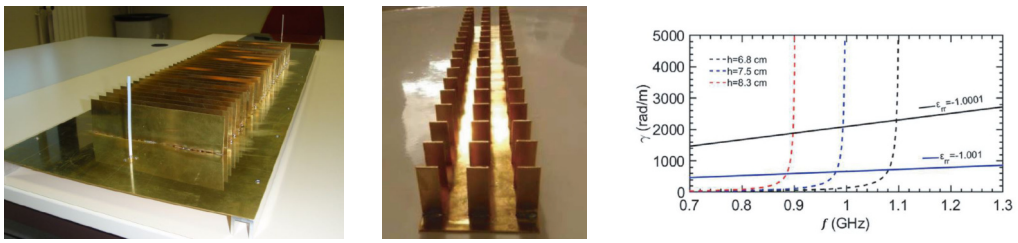
Ces précédents travaux dans le domaine du contrôle des ondes par métamatériaux/métasurfaces vont nous permettre de choisir une solution technologique adaptée à notre contexte de radar à ondes de surface en bande HF (ROSHF).

1.4 Études précédentes en bande HF

Comme évoqué précédemment, dans le cadre du problème de brouillage ionosphérique du ROSHF, Luca Petrillo a proposé l'utilisation d'un matériau à permittivité effective négative [23] puis a proposé une structure favorisant la propagation d'ondes de surface [18]. Plusieurs topologies de structures ont été proposées comme le lit de fakir [25, 36], la grille de fils métalliques [37, 38] ou les corrugations [17]. La conception d'une structure à panneaux verticaux a été proposée et testée expérimentalement à échelle de laboratoire en bande L. Cette conception en corrugations permet d'obtenir des valeurs de k_x suffisantes pour permettre la propagation en ondes de surface. L'équation 1.8 permet d'obtenir le nombre d'onde k_x à partir de la hauteur h, de l'espace a entre les corrugations et de la périodicité d des corrugations [18, 17].

$$\sqrt{k_x^2 - k_0^2} = \frac{a}{d} k_0 \tan(k_0 h) \tag{1.8}$$

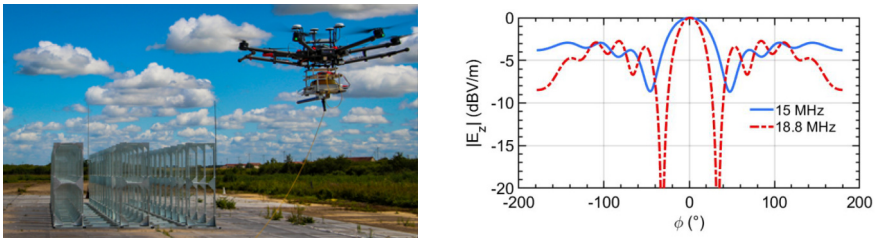
La Figure 1.11c illustre la notion d'équivalence entre différentes corrugations et un substrat homogène de permittivité ε_r négative : pour certains points de fréquence, la structure en corrugations a une permittivité homogénéisée négative.



(a) (b) (c)

FIGURE 1.11 – (a) Métamatériau de type corrugations [18]. (b) Métamatériau à panneaux verticaux [39]. (c) Propagations k_x dans le métamateriau [18].

Une fois cette conception validée expérimentalement, un métamatériau en bande HF (15 MHz) a été réalisé dans le cadre de la thèse de Quentin Herbette [17] et dans le cadre du projet ASTRID « AC3M » (Figure 1.12a). Une mesure de champ électrique par drone a été effectuée afin de valider la formation d'un lobe dans la direction souhaitée de propagation de l'onde de surface (Figure 1.12b). Ces travaux ont permis de mettre en évidence l'intérêt d'une structure à métamatériaux pour la propagation d'ondes de surface. En revanche, ces travaux ont mis au jour la complexité de réalisation de telles structures, en raison de leur taille, ainsi que des moyens de caractérisation du rayonnement malgré les travaux successifs [15, 16, 17]. Actuellement, des travaux complémentaires menés dans le cadre de la thèse d'Antoine Lugand visent à améliorer les mesures d'antennes HF par drone [40, 41].

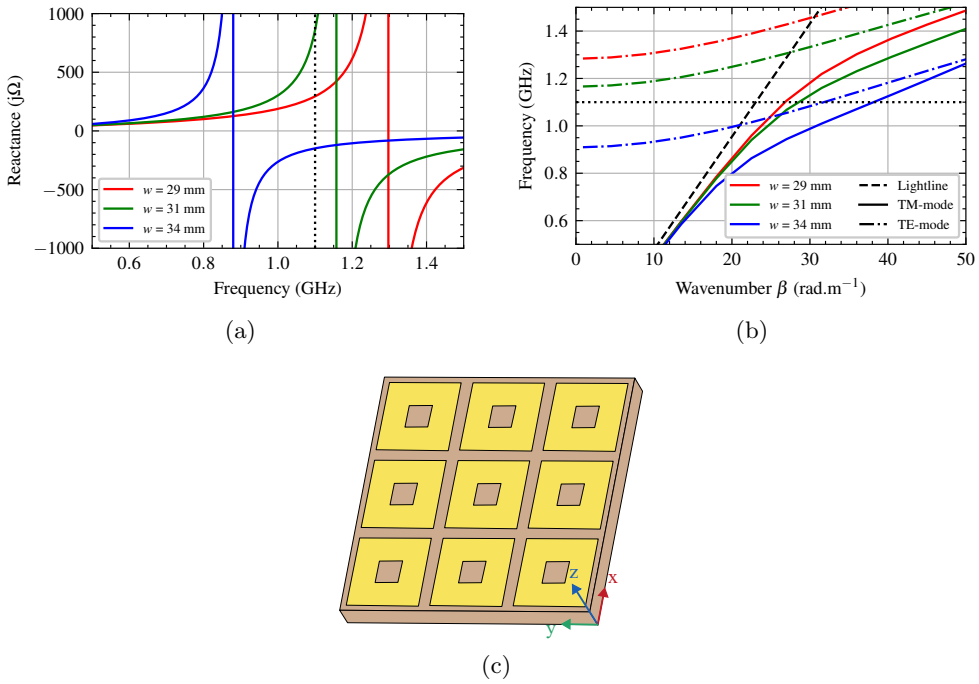


(a) (b)

FIGURE 1.12 – (a) Caractérisation du rayonnement de la structure en bande HF par drone [39]. (b) Rayonnement de l'antenne monopole en présence de la structure [39].

Enfin, le problème principal de la structure à corrugations est sa hauteur d'environ 3 m à 10 MHz ($\lambda/10$). Or, les sites d'essais utilisés par l'ONERA pour les ROSHF limitent la hauteur des structures permanentes à 2 m pour des raisons légales (Loi littoral et zone Natura 2000). Cette topologie de structure en corrugations est alors peu adaptée à cette limitation en raison de sa dépendance forte à la hauteur afin de permettre un confinement de l'onde (Figure 1.11c). Pour répondre à

cette limitation et toujours dans le cadre du projet ASTRID « AC3M » [42], André Barka a proposé une métasurface basée sur des Surfaces Hautes Impédances (SHI) à patchs en anneau carré sur substrat (Figure 1.13c) [2]. Cette conception a l'avantage d'être trois fois plus petite ($\lambda/30$) que la structure en corrugations ($\lambda/10$) tout en permettant une propagation de l'onde de surface par contrôle de l'impédance de surface Z_s.



(a) (b)

(c)

FIGURE 1.13 – (a) Propagation β des modes TM et TE dans la cellule pour différentes largeurs w de patch. (b) Réactance Z_s de la cellule pour différentes largeurs w de patch. (c) Patchs en anneau carré sur substrat proposés dans le cadre d'AC3M [2].

Ce type de topologie permet une propagation en ondes de surface lorsque l'impédance de surface Z_s est inductive et que $k_x > k_0$, comme évoqué avec l'équation 1.7. La preuve de concept est composée d'un réseau de patchs sur un substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 6$. La variation de la largeur w des patchs permet de faire varier l'impédance de surface de la cellule (Figure 1.13a). Ensuite, en suivant l'équation 1.7, la variation d'impédance de surface Z_s influence les modes qui peuvent se propager dans la cellule unitaire (Figure 1.13b). L'objectif final de confinement de l'onde est présenté en Figure 1.14 où la variation de l'impédance Z_s permet de contrôler le confinement de l'onde en propagation TM. On remarque bien qu'il ne suffit pas seulement d'avoir une impédance de surface Z_s inductive mais qu'il est nécessaire de s'intéresser aux modes qui se propagent dans la cellule unitaire.

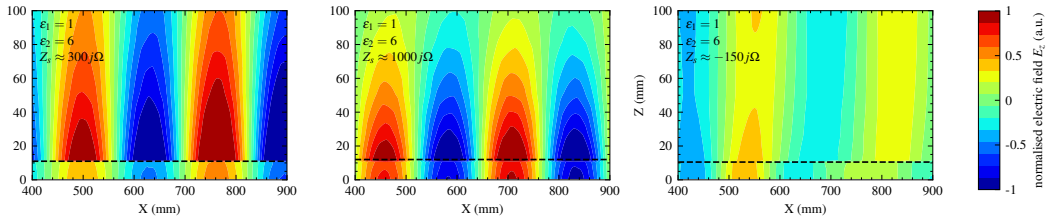
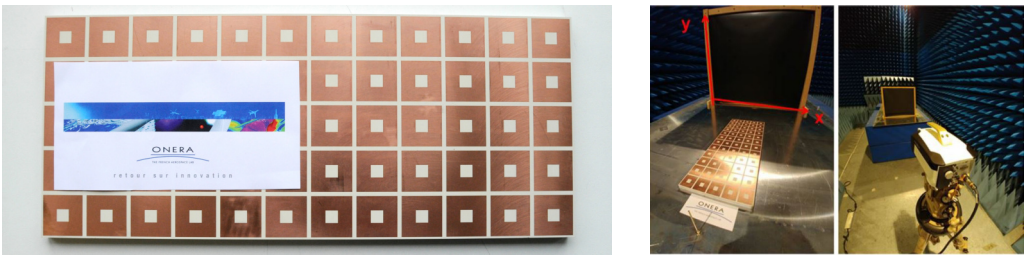


FIGURE 1.14 – Champ électrique E_z à l'interface entre l'air ε_1, le substrat $\varepsilon_2 = 6$ et (a) $Z_s \approx 300j\Omega$. (b) $Z_s \approx 1000j\Omega$. (c) $Z_s \approx -150j\Omega$.

Une preuve de concept a été réalisée à échelle réduite (Figure 1.15a) à partir de cellules unitaires en régime "super inductif", conçues pour fortement propager les ondes de surface. Une cartographie du champ électrique dans la direction de propagation de l'onde de surface a été réalisée (Figure 1.15b) et a montrée une augmentation du champ électrique local en présence de la métasurface [2]. Cependant, cette conception dépend du substrat à haute permittivité et à faibles pertes utilisé, qui n'est pas réalisable en bande HF en raison de sa composition en céramique.



(a) (b)

FIGURE 1.15 – (a) Métasurface réalisée [2]. (b) Caractérisation du champ électrique proche de la métasurface [2].

1.5 Bilan et objectifs de la thèse

En résumé, les études précédentes ont montré l'intérêt d'utiliser des structures de type métamatériau/métasurface pour le contrôle des ondes dans le cadre du Radar à Onde de Surface en bande HF et plus particulièrement pour limiter les ondes de ciel. De plus, l'étude des technologies métamatériau/métasurface disponibles et la recherche de structures compactes justifie l'utilisation des surfaces à haute impédance (HIS) pour un plan de sol « super-inductif » compact tel que proposé par André Barka [2]. Toutefois, cette structure n'est pas réalisable facilement en bande HF à cause du substrat utilisé. Malgré les structures proposées précédemment, il n'existe pas à ce jour de structure métamatériau de hauteur faible (hauteur limitée à 2 m) permettant la réduction des ondes de ciel et le confinement des ondes de

surface réalisable en bande HF et c'est ce qui justifie mes travaux de thèse. Cette thèse consiste donc à concevoir et valider une métasurface de hauteur faible à échelle réduite dans un premier temps en bande L mais avec une conception aussi réalisable en bande HF. Cette métasurface devra favoriser les ondes de surface par rapport aux ondes de ciel dans la direction de propagation.

Chapitre 2

Métasurface composite

Sommaire

2.1 Introduction 17
2.2 Matériaux diélectriques et bande HF 18
2.2.1 Sensibilité du diélectrique 18
2.3 Métasurface composite eau - Téflon 21
2.3.1 Cellule unitaire 22
2.3.2 Métasurface 24
2.3.3 Réalisation et mesures 26
2.3.4 Discussions 30
2.4 Métasurface triplement composite 35
2.4.1 Étude préalable des matériaux 36
2.4.2 Caractérisation des matériaux 38
2.4.3 Cellule unitaire 42
2.4.4 Métasurface 44
2.4.5 Conclusion 46
2.5 Conclusion générale 46

2.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif la conception et la réalisation d'une métasurface de faible hauteur à substrat alternatif pour l'amélioration de la propagation d'ondes de surface. Dans un premier temps, l'identification des caractéristiques du substrat alternatif nécessaires pour l'augmentation du champ électrique local en présence de la métasurface est effectuée. Ensuite, après la présentation des matériaux disponibles en bande HF, un substrat composite eau - Téflon est proposé. Une métasurface est conçue et réalisée à partir de ce substrat. Les performances mesurées expérimentalement sont en deçà des performances attendues ; une discussion est faite pour expliquer l'origine de ces performances.

Une seconde conception de substrat composite est ensuite proposée uniquement en simulation. Cette fois-ci, le substrat est triplement composite et composé d'un mélange de liquides (acétonitrile et acétate de butyle) dans un volume de plastique PMMA (Plexiglas). Les méthodes de mesures de ces matériaux sont présentées ainsi que la conception de la métasurface et ses performances simulées.

Enfin, nous conclurons sur les avantages et les inconvénients de la topologie de substrat composite pour la conception d'une métasurface fortement inductive en bande HF et les pistes d'améliorations possibles pour parfaire de tels concepts.

2.2 Matériaux diélectriques et bande HF

2.2.1 Sensibilité du diélectrique

La métasurface conçue précédemment [2] (voir Figure 1.15a) repose sur des anneaux imprimés sur un diélectrique Rogers TMM6 ($\varepsilon_r = 6$, $\tan\delta = 2.3\times10^{-3}$) [43]. Le choix de cette permittivité est un compromis entre une hauteur de structure faible ($\lambda/30$) et un régime inductif à la fréquence souhaitée. Le processus de recherche et d'optimisation paramétrique de cette structure est disponible dans la littérature [2, 42]. Avant de chercher un substrat alternatif compatible avec une conception en bande HF, nous souhaitons connaître la sensibilité de cette métasurface par rapport aux pertes dans le substrat TMM6. Pour cela, nous simulons la métasurface "AC3M" [2] avec différents niveaux de pertes du substrat. Cette étude est l'occasion de s'approprier la conception précédente mais aussi de présenter la manière dont les performances d'une telle métasurface sont évaluées. Pour ce faire, on compare les champs électriques proches de l'antenne monopole avec et sans la présence de la métasurface. La Figure 2.1 illustre la scène de simulation de la métasurface "AC3M", où la métasurface est placée à une distance $\lambda/4$ de l'antenne monopole accordée à la fréquence de 1,1 GHz. La simulation est effectuée avec le logiciel CST Microwave Studio, dans le domaine fréquentiel avec un maillage tétraédrique. Les conditions aux limites sont réglées en open (couche absorbante) sur les directions $+x, -x, +y, -y, +z$. Une condition de plan parfaitement conducteur (PEC) de taille infinie est appliquée pour $-z$. Le monopole quart d'onde est excité à sa base par un port coaxial 50 Ω en mode TEM. Le mailleur automatique du logiciel est utilisé, qui cherche une stabilité sur le S_{11} du port d'injection RF mais aussi sur un point arbitraire de champ électrique à la position arbitraire $x = 590$ mm, $y = 0$ mm, $z = 30$ mm. Une règle de maillage minimal de $\lambda/20$ est appliquée.

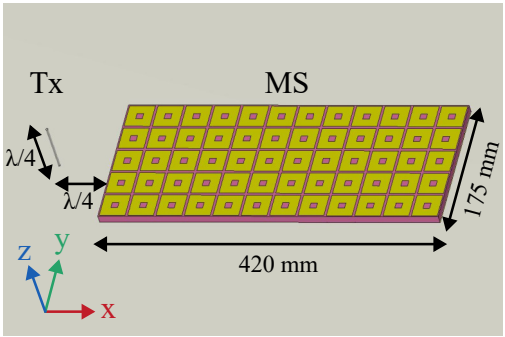


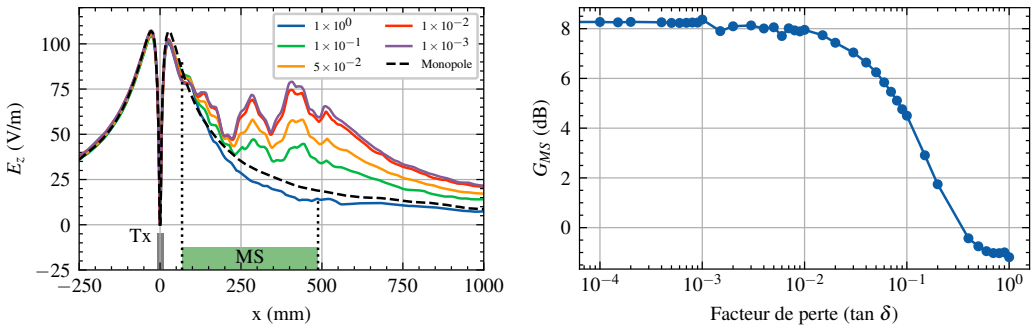
FIGURE 2.1 – Scène de simulation de la métasurface "AC3M" dans le logiciel CST.

La simulation paramétrique fait varier la tangente de pertes ($\tan\delta$) du substrat

TMM6 de 1 à 1×10^{-4} ; on extrait de cette simulation la coupe de champ électrique proche suivant l'axe x, présentée en Figure 2.2a. Sur cette figure, on peut voir le champ électrique E_z excité par l'antenne monopole seule (en noir) et les variations de tan δ en couleur. On peut observer que le champ électrique est nul à la position de l'antenne ($x = 0$ mm) et élevé à sa proximité. Dans les cas du substrat avec des pertes très faibles, des oscillations dues à l'interaction du champ électromagnétique avec la métasurface sont visibles tout au long de la métasurface aux positions $x =$ 200 mm, 260 mm et 400 mm. Ensuite, plus les pertes augmentent, plus le champ électrique E_z est atténué. On observe que pour le cas d'un substrat avec de fortes pertes (tan $\delta = 1$), le champ électrique E_z est plus faible qu'en l'absence de métasurface (monopole seul). On quantifie l'augmentation locale du champ électrique à l'aide d'un gain propre à la métasurface, noté G_{MS}, défini par l'équation 2.1 :

$$G_{\mathrm{MS}} = 20 \log_{10} \left(\frac{E_{\mathrm{MS}}}{E_{\mathrm{Tx}}} \right) \tag{2.1}$$

où E_{MS} est le champ électrique du monopole en présence de la métasurface et E_{Tx} est le champ électrique du monopole seul. Cette quantité s'exprime en décibels (dB).



(a) (b)

FIGURE 2.2 – (a) Champ électrique E_z suivant x ($y = 0$ mm, $z = 30$ mm), avec variation des pertes tangentielles (tan δ) du substrat ($\varepsilon_r = 6$). (b) Gain G_{MS} à un point arbitraire ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm, $z = 30$ mm) en fonction des pertes tangentielles tan δ du substrat ($\varepsilon_r = 6$).

Par exemple, et pour illustrer plus facilement la simulation paramétrique présentée en Figure 2.2a, on choisit de relever le gain G_{MS} à la position arbitraire $x = 590$ mm, $y = 0$ mm, $z = 30$ mm en fonction des pertes tangentielles tan δ en Figure 2.2b. Le choix de cette position arbitraire s'explique par la volonté de prendre un point fixe de référence dans la zone où l'onde de surface commence à se propager et en dehors des oscillations du champ électromagnétique de la métasurface ; la position $x = 590$ mm est idéale pour cela. On observe sur ce graphique que le gain G_{MS} reste fixe à environ 8 dB pour un substrat à pertes faibles jusqu'à la valeur de tan $\delta = 1 \times 10^{-2}$. On trouve aussi qu'à partir de tan $\delta = 3 \times 10^{-1}$, le substrat de la métasurface atténue le champ électrique proche, au point qu'un mo-

nopole seul permet d'exciter des niveaux de champ électrique plus élevés à la même position. En termes de gain G_{MS}, cela se traduit par un G_{MS} négatif. Dans l'objectif de réaliser ce type de métasurface en bande HF, nous allons donc rechercher un substrat ayant des propriétés électromagnétiques $\varepsilon_r = 6$ et $\tan\delta < 10^{-2}$.

Une étude de la littérature sur les matériaux disponibles en bande HF est nécessaire pour trouver un substrat compatible avec les paramètres souhaités. La Figure 2.3 présente une synthèse des matériaux naturels, c'est-à-dire facilement disponibles dans la nature, en fonction de leur permittivité [1]. Il apparaît que trouver un matériau avec une permittivité proche de 6 n'est possible qu'avec des roches particulières (minéraux, schistes argileux). Dans les travaux précédents de cette thèse, et particulièrement dans le cadre du projet de recherche RAPID AC3M [42], le granit a été identifié comme substrat éventuel [44]. Effectivement, plusieurs études montrent que certains granits permettent d'obtenir une permittivité proche de 6 [45, 46, 44]. Malheureusement, ces études montrent aussi une grande variabilité de ses propriétés dans la nature et des niveaux de pertes mesurées trop importants ($\tan\delta \approx 1 \times 10^{-1}$) en bande HF [47, 48, 44]. Il nous faut donc rechercher un autre matériau disponible.

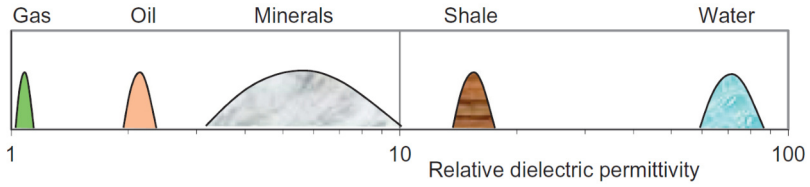
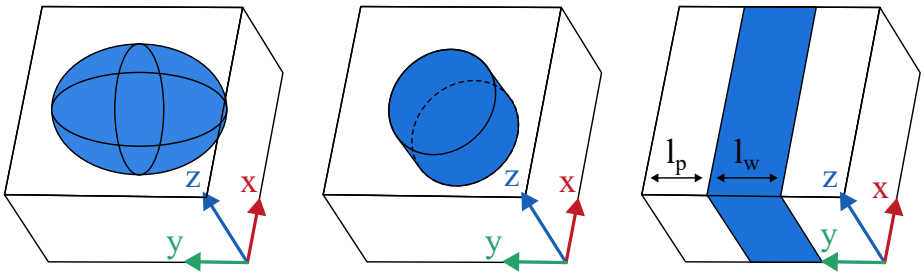


FIGURE 2.3 – Matériaux naturellement disponibles dans la nature en fonction de leur permittivité ε_r. Image empruntée de [1].

Une autre idée est de concevoir un substrat composite constitué de deux matériaux facilement disponibles en bande HF. Pour cela, nous proposons un mélange de Téflon (PTFE, $\varepsilon_r = 2.1$, $\tan\delta = 4 \times 10^{-4}$ [49]) et d'eau ($\varepsilon_r = 74$, $\tan\delta = 1 \times 10^{-3}$) afin d'obtenir une permittivité effective ($\varepsilon_r = 6$, $\tan\delta < 1 \times 10^{-2}$). Du fait du choix de concevoir un composite liquide-solide, le matériau composite sera nécessairement hétérogène. Il faut donc choisir la forme des inclusions d'eau dans le volume de Téflon ; plusieurs choix existent : inclusions sphériques (Figure 2.4a), inclusions cylindriques (Figure 2.4b) ou inclusions par couches (Figure 2.4c).

Les inclusions sphériques ont pour avantage de permettre une assimilation quasiment homogène si la taille des inclusions est petite devant la longueur d'onde (λ). On pourrait alors considérer que le matériau est isotrope ($\varepsilon_x = \varepsilon_y = \varepsilon_z$). La littérature est abondante pour modéliser la permittivité équivalente de telles inclusions (Clausius-Mossoti, Maxwell-Garnett [50]) mais le problème majeur réside dans la réalisation de ces inclusions d'eau dans du Téflon. Les inclusions cylindriques ont pour avantage d'être plus simples à réaliser : par l'introduction de petits volumes d'eau dans des évidements usinés. Cependant, en raison de leur géométrie, une



(a) (b) (c)

FIGURE 2.4 – Topologies de matériaux composites. (a) Inclusion sphérique. (b) Inclusion cylindrique. (c) Inclusion multicouche.

permittivité anisotropique se manifeste par $\varepsilon_x = \varepsilon_y \neq \varepsilon_z$. Or, nous souhaitons maintenir $\varepsilon_x = \varepsilon_z$ pour rester dans le cadre de la propagation des ondes de surface décrite par les équations 1.6 à 1.7. Le composite en multicouche a l'avantage d'être facilement réalisable et présente une anisotropie $\varepsilon_x = \varepsilon_z \neq \varepsilon_y$. Le modèle de Bornes de Wiener [50], présenté aux équations 2.2 à 2.4, permet d'estimer la permittivité parallèle $\varepsilon_{||}$ (ici ε_x et ε_z) et perpendiculaire $\varepsilon_\perp$ (ici ε_y) aux couches de matériaux.

$$\varepsilon_{||} = \phi\varepsilon_{eau} + (1-\phi)\varepsilon_{Téflon} \tag{2.2}$$

$$\frac{1}{\varepsilon_\perp} = \frac{\phi}{\varepsilon_{eau}} + \frac{1-\phi}{\varepsilon_{Téflon}} \tag{2.3}$$

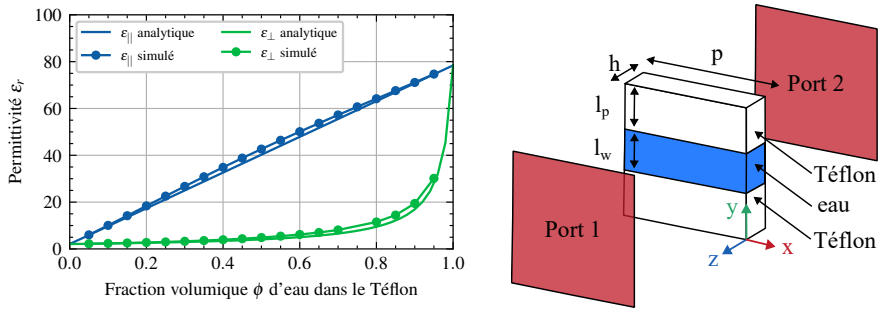
$$\phi = \frac{l_w}{l_w + 2l_p} \tag{2.4}$$

La fraction volumique ϕ représente la proportion d'eau dans le volume de Téflon. Dans le cas du composite multicouche, ϕ se calcule à partir des largeurs d'eau l_w et de Téflon l_p (voir équation 2.4). La Figure 2.5a présente les permittivités équivalentes d'un composite multicouche d'après le modèle analytique des Bornes de Wiener [50] mais aussi en comparaison avec une simulation sur le logiciel CST.

Cette simulation, présentée en Figure 2.5b, utilise un échantillon dans les conditions de périodicité infinie de Floquet, et fournit les coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) à la méthode Nicolson-Ross-Weir [51] (NRW, présentée en Annexe A.1) pour extraire les propriétés électromagnétiques (ε_r et μ_r) du milieu effectif. On observe que le modèle analytique est bien validé par la simulation, et que dans notre cas, il faudrait une fraction volumique d'eau dans le Téflon $\phi = 0.05$ pour obtenir des permittivités ε_x et $\varepsilon_z \approx 6$.

2.3 Métasurface composite eau - Téflon

On décide donc de concevoir une métasurface à échelle de laboratoire afin de démontrer l'intérêt d'un substrat composite eau-Téflon pour l'amélioration de la



(a) (b)

FIGURE 2.5 – Variation des permittivités $\varepsilon_{||}$ (ε_x et ε_z) et $\varepsilon_{\perp}$ (ε_y) effectives modélisées et simulées en fonction de la fraction volumique ϕ d'eau dans le Téflon. (b) Conditions de simulation de l'échantillon sur le logiciel CST.

propagation d'une onde de surface. L'idée est de reprendre le substrat composite proposé précédemment et d'adapter sa conception pour une réalisation à 1,1 GHz.

2.3.1 Cellule unitaire

Afin de pouvoir réaliser la métasurface, on part du substrat composite proposé précédemment auquel sont ajoutés un fond en Téflon pour contenir l'eau, un substrat radiofréquence de type "F4BM220" ($\varepsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 2.2 \times 10^{-3}$) [52] sur lequel des anneaux inductifs sont gravés ainsi qu'un plan de masse. La cellule unitaire de la métasurface composite eau-Téflon est présentée en Figure 2.6. L'ajout du fond en Téflon et du substrat F4BM change la proportion de liquide devant la totalité de diélectrique de la cellule unitaire (fond en PTFE, substrat composite et F4BM220). Afin de maintenir une permittivité équivalente proche de 6, la fraction volumique est réajustée à $\phi = 0.25$. Les dimensions de la cellule unitaire (tableau 2.1) sont déterminées à partir de la fraction volumique nécessaire (l_p, l_w), des capacités d'usinage en PTFE (t_3), de la hauteur de structure (t_1, t_2, t_3) et enfin du régime inductif (d, d_i). La période p de la structure est gardée identique aux travaux précédents [2].

La cellule unitaire est simulée avec des excitations modales de Floquet avec CST, c'est-à-dire dans des conditions de périodicité infinie suivant les axes x et y, afin de reproduire les couplages mutuels entre les cellules unitaires et de supprimer les effets de bord d'une surface finie. L'impédance de surface Z_s simulée est obtenue à partir de l'équation 2.5, qui relie le coefficient de réflexion Γ et l'impédance caractéristique du vide η_0.

$$Z_s = \eta_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \tag{2.5}$$

Des modèles analytiques permettent d'estimer l'impédance à partir de modèles

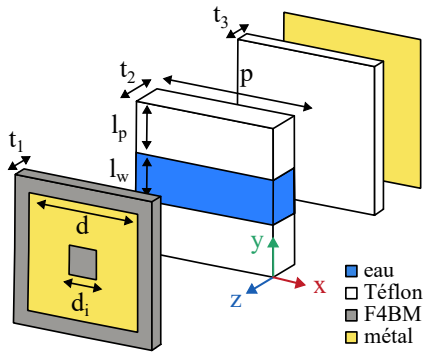


FIGURE 2.6 – Cellule unitaire de la métasurface à substrat composite eau-Téflon.

Paramètre	Description	Dimension (mm)	Dimension (λ à 1,1 GHz)
p	Périodicité de la cellule	34,79	$\lambda/8$
l_p	Largeur de téflon	11,83	$\lambda/23$
l_w	Largeur d'eau	11,48	$\lambda/23.7$
t_1	Épaisseur de la rainure	8,26	$\lambda/33$
t_2	Épaisseur du fond en téflon	1	$\lambda/270$
t_3	Épaisseur du substrat F4BM	1	$\lambda/270$
d	Largeur du patch en métal	31,7	$\lambda/8.5$
d_i	Largeur intérieure du patch	8,04	$\lambda/34$

TABLE 2.1 – Dimensions de la cellule unitaire de la métasurface composite eau - Téflon.

de lignes de transmissions. Dans notre cas, la modélisation analytique de ce substrat composite est trop complexe ; c'est pourquoi nous simplifions le substrat composite par un substrat de permittivité $\varepsilon_r = 6$. Ce modèle en ligne de transmission, présenté en Figure 2.7a, prend en compte l'anneau inductif, le substrat et le plan de masse de la cellule unitaire. L'impédance de l'anneau Z_a est estimée à partir du modèle proposé par Ferreira et al. [53], où l'inductance L_a et la capacitance C_a, qui composent Z_a (équation 2.6), sont définies respectivement par les équations simplifiées 2.7 et 2.8.

$$Z_a = jL_a\omega + \frac{1}{jC_a\omega} \tag{2.6}$$

$$L_a = \frac{dZ_0}{\omega^2\lambda}\cos(\theta)\ln\left(\csc\left(\frac{\pi e}{p}\right)\right) \tag{2.7}$$

$$C_a = \frac{4d\varepsilon_{eff}}{Z_0\omega^2\lambda}\sec(\theta)\ln\left(\csc\left(\frac{\pi g}{2p}\right)\right) \tag{2.8}$$

avec d la largeur du patch, λ la longueur d'onde, θ l'angle d'incidence de l'onde par rapport la normale, $\varepsilon_{eff} = (\varepsilon_r + 1)/2$ la permittivité effective du substrat, ω la

pulsation angulaire, g l'écart entre deux anneaux carrés tel que $g = p - d$, et e la largeur de l'anneau tel que $e = \frac{d-d_i}{2}$.

L'impédance du diélectrique Z_d sur un plan de masse est définie par l'équation 2.9, adaptée de l'équation 2.45c de Pozar [54].

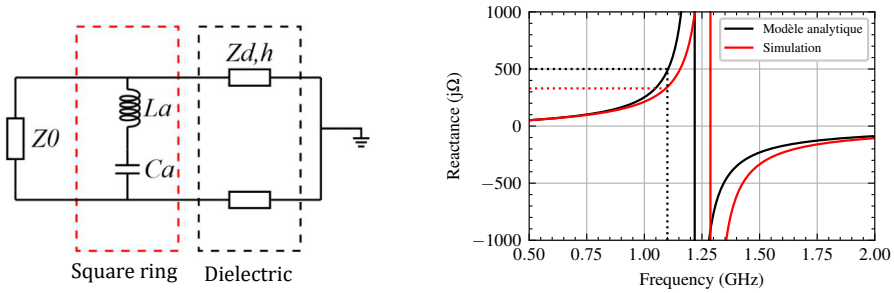
$$Z_d = j\eta_d \tan(\beta h) \tag{2.9}$$

où η_d est l'impédance intrinsèque du diélectrique tel que $\eta_d = \eta_0\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}$, η_0 étant l'impédance caractéristique du vide, μ_r la perméabilité relative du diélectrique, ε_r la permittivité relative du diélectrique, β la constante de propagation dans le diélectrique tel que $\beta = \frac{\omega}{c}\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}$ et h la hauteur totale du diélectrique telle que $h = t_1 + t_2 + t_3$.

Enfin, l'impédance modélisée Z_s est obtenue par l'équation 2.10, résultant de la combinaison en parallèle de Z_a et Z_d.

$$Z_s = \frac{Z_a Z_d}{Z_a + Z_d} \tag{2.10}$$

Une comparaison entre la simulation et la modélisation de la réactance X_s, partie imaginaire de Z_s, est présentée en Figure 2.7b. On remarque que les réactances sont assez proches, malgré la simplification du substrat utilisée dans le modèle analytique. Le comportement de la cellule est d'abord inductif en basse fréquence ($X_s > 0$), puis devient capacitif ($X_s < 0$) après la résonance de la cellule. Cela permet également de valider que, à la fréquence de fonctionnement prévue de 1,1 GHz pour ces cellules, le comportement est nettement inductif.



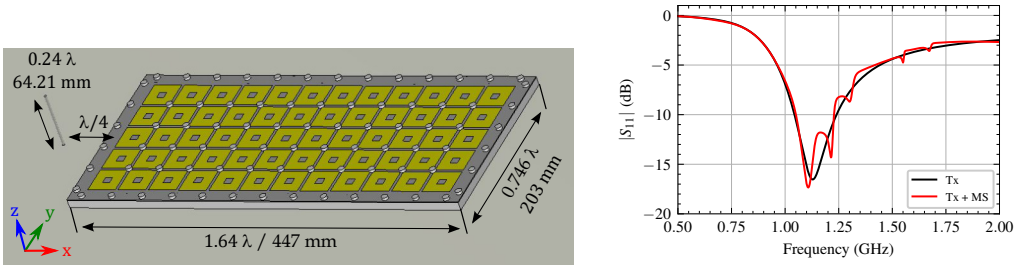
(a) (b)

FIGURE 2.7 – (a) Représentation du modèle analytique de Z_s en ligne de transmission (b) Réactance X_s de la cellule unitaire modélisée et simulée.

2.3.2 Métasurface

La métasurface composite est formée de 12×5 cellules à substrat composite eau - Téflon, pour une longueur totale de 447 mm et une largeur de 203 mm. La métasurface est placée sur un plan de masse et à une distance de $\lambda/4$ d'une antenne monopole, comme illustré en Figure 2.8a. Cette scène est simulée à l'aide du sol-

veur fréquentiel de CST, et le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne monopole est présenté en Figure 2.8b, avec et sans la métasurface. Cela permet de valider que la hauteur du monopole (64,21 mm) a été judicieusement choisie pour obtenir une adaptation acceptable à 1,1 GHz en l'absence de la métasurface (Tx). On peut observer que la présence de la métasurface (Tx + MS) a un impact notable sur le coefficient de réflexion S_{11}, caractérisé par l'apparition de fluctuations sur une large portion de la bande (de 1,07 GHz à 1,65 GHz). En revanche, ces fluctuations n'affectent pas l'adaptation globale du monopole. Elles pourraient être attribuées soit à un couplage fort entre la métasurface et l'antenne monopole, soit aux réflexions dues aux bords de la métasurface.

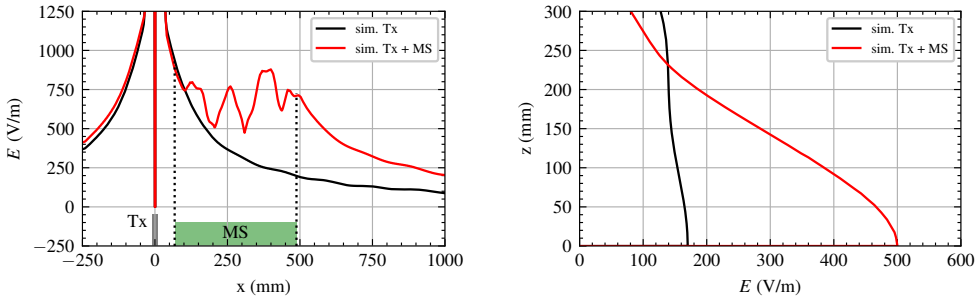


(a) (b)

FIGURE 2.8 – (a) Géométrie de la métasurface composite. (b) Coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne monopole avec et sans la métasurface composite.

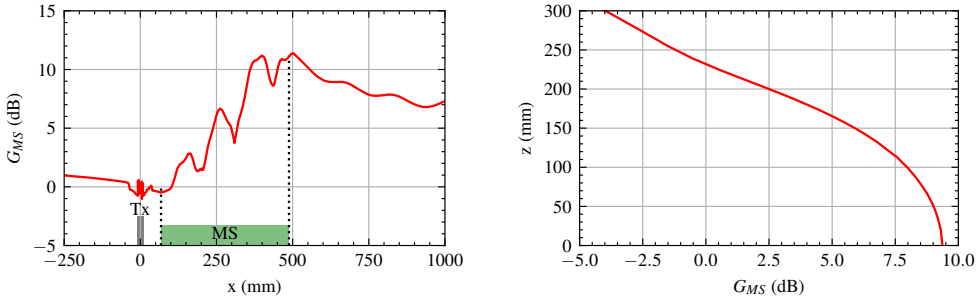
On extrait de la simulation électromagnétique la composante E_z du champ électrique suivant plusieurs coupes, notamment la coupe suivant l'axe x pour valider l'augmentation locale du champ électrique, et suivant l'axe z pour vérifier que le champ électrique reste confiné près du sol. La Figure 2.9a présente la coupe suivant l'axe x, avec et sans la métasurface, où $x = 0$ est la position du monopole Tx. On peut observer que la présence de la métasurface (Tx + MS) permet effectivement d'augmenter le champ électrique d'un facteur proche de 3 à la sortie de la métasurface, à la position $x = 590$ mm. La Figure 2.9b présente la coupe suivant l'axe z, avec et sans la métasurface, où le niveau du champ électrique E_z est renforcé en présence de la métasurface (Tx + MS).

Les Figures 2.10a et 2.10b présentent le gain G_{MS} de la métasurface à substrat composite eau - Téflon suivant les axes x et z. Ces figures mettent en évidence l'influence notable de la présence de la métasurface sur le champ électrique local. On peut observer que le champ électrique connaît une augmentation d'environ 8 dB à la sortie de la métasurface, suivant l'axe x. Suivant la coupe z, très proche du plan de masse, le maximum en sortie de métasurface atteint jusqu'à 10 dB. De plus, on peut constater que le champ dans la direction du ciel (à partir de $z = 200$ mm) est fortement atténué, ce qui correspond également à l'un des objectifs principaux de ce dispositif.



(a) (b)

FIGURE 2.9 – (a) Simulation du champ électrique E_z suivant x ($y = 0$ mm, $z = 30$ mm). (b) Simulation du champ électrique E_z suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm).



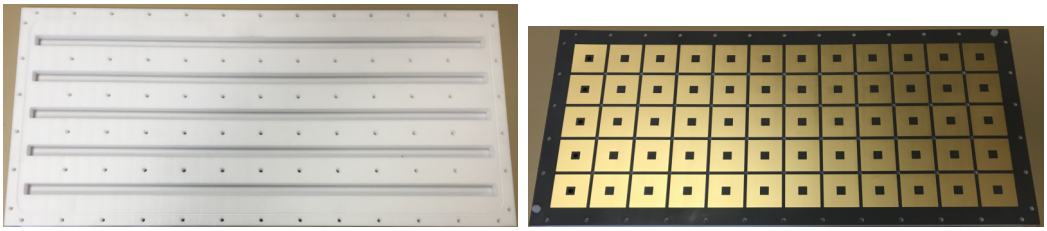
(a) (b)

FIGURE 2.10 – (a) Simulation du gain G_{MS} suivant x ($y = 0$ mm, $z = 30$ mm). (b) Simulation du gain G_{MS} suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm).

2.3.3 Réalisation et mesures

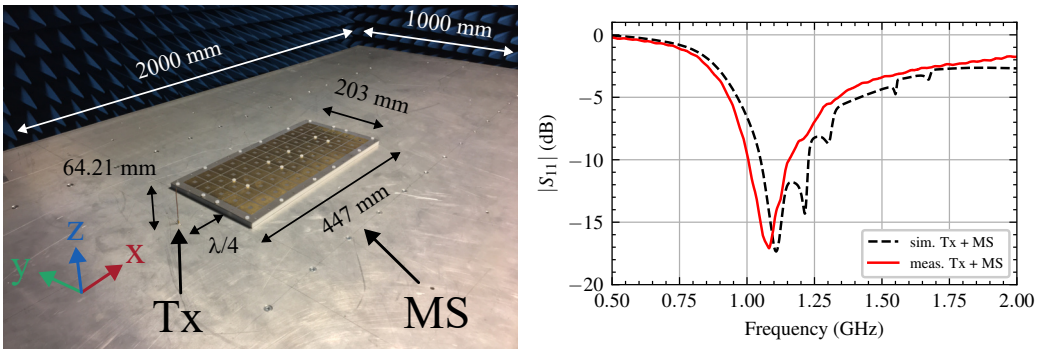
Un prototype de la métasurface est réalisé sur la base du modèle simulé précédemment. Cette métasurface est composée d'un bloc de Téflon usiné (Figure 2.11a), auquel est fixé à l'aide de vis en Téflon, un substrat F4BM220 comportant des anneaux (Figure 2.11b). La configuration expérimentale de mesure (Figure 2.12a) se compose d'un plan de masse (1000 mm × 2000 mm, soit $4\lambda \times 7.5\lambda$), d'une antenne monopole quart-d'onde et de la métasurface. Le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne monopole est mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA Anritsu 37269D) et est présenté en Figure 2.12b pour une configuration incluant la métasurface (Tx + MS), et est comparé aux résultats de simulation. On remarque l'absence des fluctuations observées en simulation, cela pourrait suggérer que la métasurface ne fonctionne pas selon le régime attendu. La mesure du monopole seul (Tx) n'est pas présentée ici, car elle est presque identique à celle obtenue en présence de la métasurface (Tx + MS).

Ensuite, afin d'estimer les performances (E_z ou G_{MS}) de la métasurface composite eau - Téflon, nous proposons de cartographier le champ électrique environnant



(a) (b)

FIGURE 2.11 – (a) Bloc usiné de Téflon. (b) Substrat F4BM220 avec les anneaux.



(a) (b)

FIGURE 2.12 – (a) Configuration de mesure de la métasurface composite. (b) Coefficient de réflexion (S_{11}) avec la métasurface composite, simulé et mesuré.

la scène expérimentale, avec et sans la métasurface. Pour cela, nous utilisons une méthode de mesure appelée thermographie infrarouge (EMIR) [55], que nous présenterons et décrirons ci-dessous.

2.3.3.1 Caractérisation par thermographie infrarouge

La thermographie infrarouge (EMIR) [55] constitue un moyen de mesure du champ électrique exploitant l'échauffement d'un film résistif en contact avec le champ électromagnétique, détecté à l'aide d'une caméra infrarouge. Un processus de traitement du signal numérique permet de convertir sur chaque pixel du film l'échauffement ΔT (K) en densité de puissance $||P||$ (W/m^2), tel que décrit par l'équation 2.11. Ensuite, l'équation 2.12 permet d'obtenir le module du champ électrique $||E||$ (V/m).

$$||P|| = \Delta T(2h + 2\pi C\rho e\omega) \tag{2.11}$$

$$||P|| = \frac{||E||^2}{2Z_f} \tag{2.12}$$

En combinant les équations 2.11 et 2.12, on obtient :

$$||E|| = \sqrt{\Delta T(2h + 2\pi C\rho e\omega)2Z_f} \tag{2.13}$$

Les paramètres h, ρ, c, ω_{BF} et Z_f sont indiqués dans le tableau 2.2.

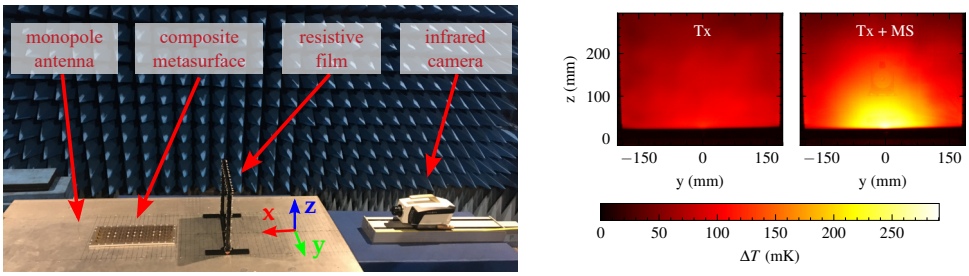
Paramètre	Nom	Valeur	Unité
h	coefficient de transfert thermique	10	$\mathrm{W.K^{-1}.m^{-2}}$
ρ	densité du film	1420	$\mathrm{kg.m^{-3}}$
C	capacité calorifique du film	1090	$\mathrm{J.kg^{-1}.K^{-1}}$
e	épaisseur du film	50	μm
ω_{BF}	modulation basse fréquence	0,1	$\mathrm{rad.s^{-1}}$
Z_f	résistivité du film	2000	Ω/sq

TABLE 2.2 – Paramètres utilisés pour obtenir $||E||$ en utilisant la méthode EMIR

La caractérisation de la métasurface eau - Téflon que j'ai réalisée est présentée sur la Figure 2.13a. Le signal RF est généré sous forme de signal continu (CW) à partir d'un synthétiseur de fréquence HP 8340B, amplifié jusqu'à 50W à l'aide d'un amplificateur de puissance Amplifier Research 50S1G4A [56] puis est injecté dans l'antenne monopole. Un générateur de signaux Metrix GX1050 permet la modulation basse fréquence ω_{BF}, nécessaire aux cycles d'échauffement et refroidissement de la méthode EMIR. Afin d'imager un volume 3D de la scène d'expérimentation, le film résistif est translaté manuellement sur le plan de masse. Ensuite, une caméra infrarouge TELOPS FAST-M250 mesure l'échauffement du film résistif au contact du champ électromagnétique ; les échauffements mesurés à la position $x = 590$ mm sont présentés sur la Figure 2.13b. Enfin, un traitement numérique du signal nommé "ADEMOS" traite les images d'échauffement pour obtenir des cartes de champ électrique $||E||$, en appliquant l'équation 2.13. J'ai réalisé ces mesures, tout d'abord sous la supervision de l'ingénieur de recherche responsable de cette méthode [55] puis en autonomie sur tout le processus de mesure et de traitement. L'autonomie obtenue sur l'utilisation de cette méthode de mesure sera réutilisée plus tard dans la thèse.

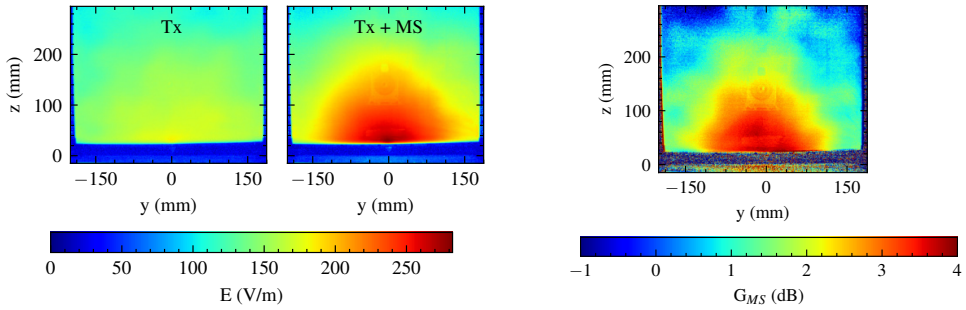
La Figure 2.14a présente la mesure de deux plans de champs électriques à la position $x = 590$ mm, avec et sans la métasurface. Tout d'abord, on remarque que pour le cas du monopole seul (Tx), le champ électrique est globalement uniforme sur le film, ce qui constitue une observation attendue à cette distance du monopole où l'onde est relativement plane. La zone bleue correspond à l'espace sous le film résistif, il s'agit donc d'une zone à ne pas prendre en compte ; cependant, on peut y observer le brin du monopole positionné à $y = 0$ mm et $z = 10$ mm. Pour le cas de la mesure en présence de la métasurface (Tx + MS), le champ électrique est supérieur et concentré près du sol, centré sur $y = 0$ mm et orienté dans la direction de propagation souhaitée, c'est-à-dire suivant x.

Grâce à la translation manuelle du film résistif, les cartographies de champs



(a) (b)

FIGURE 2.13 – (a) Mesure par thermographie infrarouge (EMIR). (b) Plan de différence de température ΔT mesuré par la méthode EMIR, avec et sans la métasurface à substrat composite.

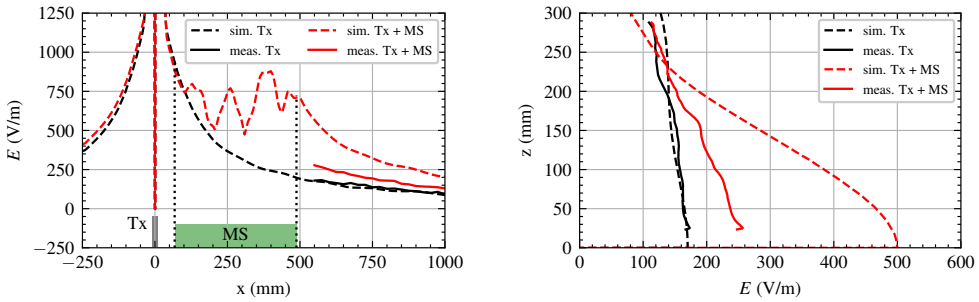


(a) (b)

FIGURE 2.14 – (a) Cartographie de champ électrique $||E||$ mesuré par la méthode EMIR, avec et sans la métasurface à substrat composite. (b) Cartographie de gain G_{MS} mesuré par la méthode EMIR.

mesurés sont comparées aux cartographies simulées, avec et sans la métasurface (Figure 2.15a). Tout d'abord, il est important de noter que les champs mesurés, représentés en trait plein, ne couvrent pas l'intégralité de la zone d'intérêt. Cette limitation s'explique par le support de film utilisé, qui ne permet pas de mesurer dans la zone située au-dessus de la métasurface (mesure de 550 mm à 1000 mm en Figure 2.15a). De même, le faible nombre de points de mesure suivant l'axe x est directement lié à la méthode manuelle employée. Malgré ces contraintes, on remarque que les mesures du champ électrique rayonné par le monopole sont cohérentes avec les résultats de simulation. Cependant, il apparaît que le champ électrique en présence de la métasurface est systématiquement inférieur au niveau simulé ; à titre d'exemple, le niveau mesuré à $x = 590$ mm est de 260 V/m, alors qu'il était simulé à 600 V/m. Concernant la coupe suivant l'axe z à la position $x = 590$ mm (Figure 2.15b), on observe une nouvelle fois que pour le cas du monopole seul (Tx), les mesures et les simulations sont cohérentes. En revanche, il est évident que le champ électrique en présence de la métasurface (Tx + MS) est beaucoup plus faible que

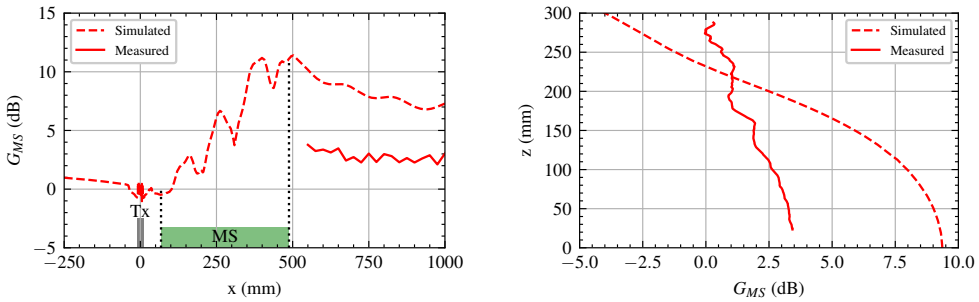
celui simulé.



(a) (b)

FIGURE 2.15 – (a) Champ électrique $||E||$ mesuré et simulé suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm). (b) Champ électrique $||E||$ suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm).

On peut établir des conclusions similaires à partir de ces mesures exprimées en gain G_{MS}, représentées en Figures 2.16a et 2.16b. Ces résultats permettent néanmoins d'établir que la métasurface composite eau - Téflon, telle que mesurée, parvient à accroître le champ électrique local. Cependant, il est important de noter que les performances en termes de G_{MS} à la position $x = 590$ mm sont inférieures (4 dB) aux prévisions simulées (8,5 dB). Concernant la coupe de G_{MS} suivant l'axe z, le maximum de performance se situe effectivement au niveau du sol, ce qui démontre que le comportement de la métasurface reste cohérent (en favorisant l'augmentation du champ électrique à proximité du sol), même si les performances réelles restent en deçà des attentes simulées.



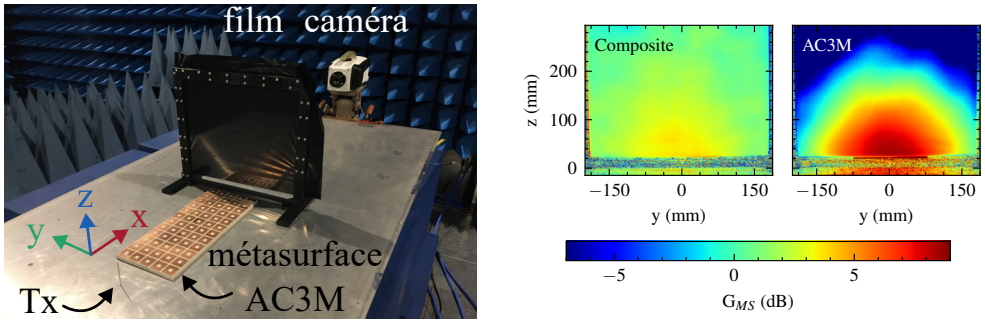
(a) (b)

FIGURE 2.16 – (a) Gain G_{MS} mesuré et simulé suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm). (b) Gain G_{MS} mesuré et simulé suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm).

2.3.4 Discussions

Tout d'abord, face au constat de performances faibles et à la forte différence entre simulation et mesure observée avec le prototype de métasurface à substrat

composite eau - Téflon, nous avons souhaité valider la mesure précédente en caractérisant la métasurface "AC3M" de référence [2] par thermographie infrarouge. Cette mesure complémentaire, effectuée le même jour et dans les mêmes conditions que les résultats présentés pour la métasurface composite eau - Téflon, pourrait nous permettre de déceler une éventuelle erreur d'expérimentation. L'objectif n'est pas de remettre en question la méthode EMIR, dont la maturité est établie depuis de nombreuses années [57]. La Figure 2.17a présente la caractérisation expérimentale de la métasurface "AC3M" obtenue par la méthode EMIR. Les résultats de cette mesure sont présentés à la Figure 2.17b sous forme de plans de G_{MS} à la position $x = 590$ mm, avec une échelle commune pour les deux représentations. Cela nous permet de constater que la métasurface "AC3M" parvient à concentrer plus efficacement le champ électrique $||E||$, avec des niveaux de gain G_{MS} plus élevés et situés plus près du sol.

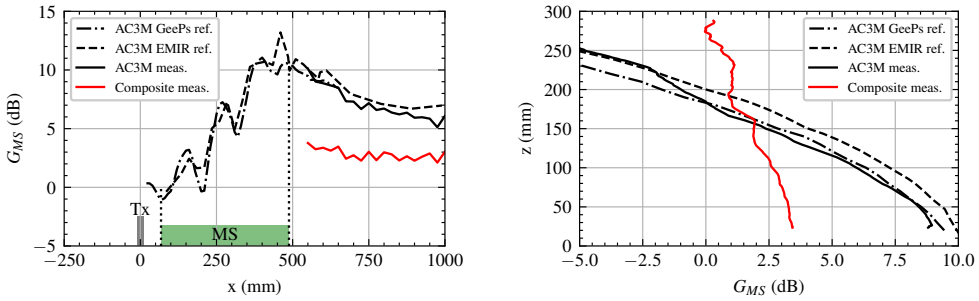


(a) (b)

FIGURE 2.17 – (a) Mesure expérimentale de caractérisation de la métasurface "AC3M" (b) Plans de gain G_{MS} à la position $x = 590$ mm pour les métasurfaces "AC3M" et à composite eau-Téflon avec une échelle de gain G_{MS} commune.

À partir de ces mesures, nous traçons des coupes en gain G_{MS} suivant les axes x et z, puis nous les comparons à la caractérisation de la métasurface composite eau - Téflon présentées dans les Figures 2.18a et 2.18b. Cette démarche nous permet également de confronter cette nouvelle caractérisation aux résultats publiés pour la métasurface "AC3M" : d'une part, avec la même méthode EMIR en 2021 ; d'autre part, avec un banc de sonde champ proche développé au laboratoire GeePs (Sorbonne Université) en 2021 [2]. Il est notable que les traits noirs présentent une bonne cohérence entre eux, ce qui démontre que nous mesurons effectivement la même métasurface. Par conséquent, nous pouvons valider les performances de la métasurface "AC3M" de manière indépendante et exclure la mesure EMIR effectuée en autonomie des sources potentielles des faibles performances de la métasurface eau - Téflon.

Ensuite, nous avons souhaité évaluer l'influence des matériaux sur le comportement de la métasurface. Tout d'abord, nous soupçonnons l'eau d'être à l'origine de ces faibles performances. En effet, la conception de cette métasurface a été réalisée en utilisant un modèle diélectrique simplifié de l'eau ($\varepsilon_r = 78.4, \sigma = 5.55 \times 10^{-6}$),



(a) (b)

FIGURE 2.18 – Caractérisations des métasurfaces "AC3M" et à composite eau-Téflon avec plusieurs méthodes de mesures et à différentes dates (2021 et 2024). (a) Gain G_{MS} mesuré suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm). (b) Gain G_{MS} mesuré suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm).

or il apparaît que le comportement réel de l'eau varie significativement en fonction de la température, de la fréquence et de la teneur en minéraux. Pour représenter plus fidèlement le comportement diélectrique de l'eau, nous allons utiliser le modèle proposé par Klein et Swift [58].

Type d'eau	Conductivité (S/m)	Facteur de perte (tan δ) estimé	Source
Distillée	0.5 - 5 $\times 10^{-4}$	7.16×10^{-2}	[59]
Déminéralisée	5 - 30 $\times 10^{-4}$	7.19×10^{-2}	[60]
Courante	3 - 80 $\times 10^{-3}$	8×10^{-2}	[60]
Légèrement saline	7 - 20 $\times 10^{-2}$	9.9×10^{-2}	[61]
Modérément saline	2 - 10 $\times 10^{-1}$	19.4×10^{-2}	[61]
Fortement saline	1 - 2.5	42.9×10^{-2}	[61]

TABLE 2.3 – Conductivité et facteur de perte estimé de différents type d'eau.

Le tableau 2.3 présente les différents types d'eau, accompagnés de leur conductivité associée. Le modèle de Klein et Swift est utilisé pour estimer les tangentes de pertes (tan δ) ; ce modèle nécessite en entrée le nombre de minéraux solides dissous (TDS, en parties par million, ppm) dans le liquide et sa température. La conversion entre la conductivité σ du liquide (en µS/cm) s'effectue en utilisant un facteur k_e variant de 0,5 à 0,65 [62]. Durant les mesures expérimentales (Figure 2.13a), la température dans la chambre anéchoïque était de 14,3 °C. Une simulation paramétrique a été réalisée sur CST en faisant varier les tangentes de pertes de l'eau pour plusieurs types d'eau. Les résultats sont présentés sous forme du coefficient de réflexion (S_{11}) dans la Figure 2.19, puis sous forme de gain G_{MS} suivant les axes x et z (respectivement, Figures 2.20a et 2.20b).

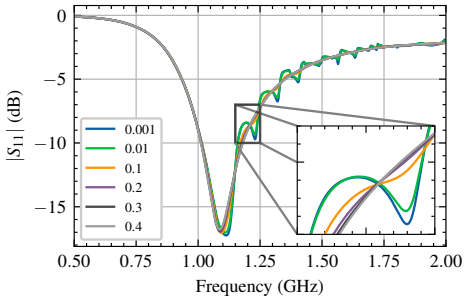
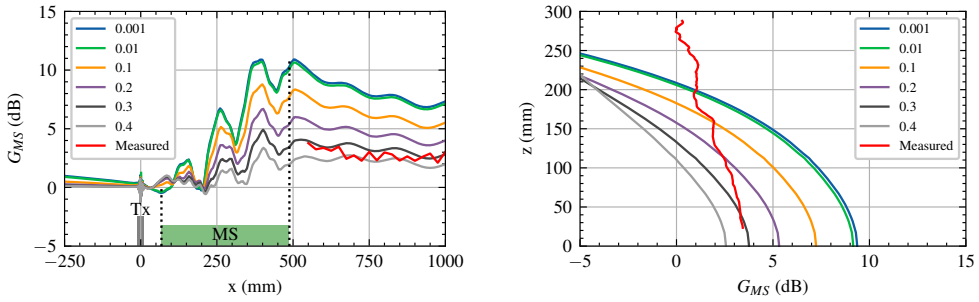


FIGURE 2.19 – Coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne monopole simulée avec différents tan δ de l'eau dans la métasurface composite eau-Téflon.

À partir de la Figure 2.19, il est possible d'observer que plus les pertes tangentielles augmentent, plus les oscillations sur le coefficient de réflexion simulé (S_{11}) diminuent, cela atteste d'un couplage moindre avec la métasurface. Notamment, on peut établir qu'à partir de tan $\delta = 0.2$, il devient difficile d'identifier ces oscillations avec précision. Par conséquent, on pourrait supposer que les pertes dans l'eau au sein de la métasurface sont suffisamment importantes pour "atténuer" ces oscillations. Cette hypothèse est complétée par la mesure du S_{11} de l'antenne monopole en présence de la métasurface (Figure 2.12b), qui avait déjà révélé l'absence de ces oscillations.

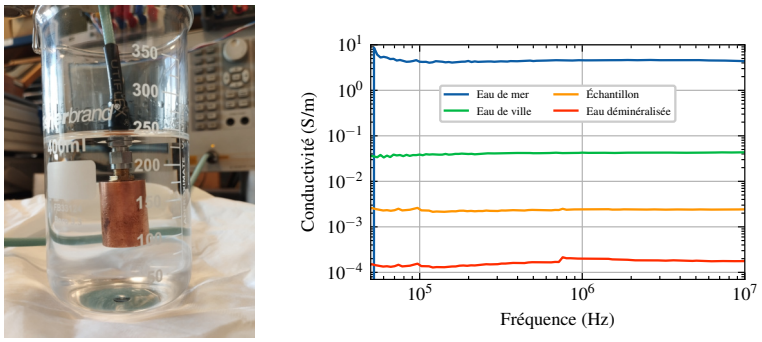


(a) (b)

FIGURE 2.20 – (a) Gain G_{MS} simulé suivant x ($y = 0$ mm, $z = 70$ mm) pour différents tan δ de l'eau. (b) Gain G_{MS} simulé suivant z ($x = 590$ mm, $y = 0$ mm) pour différents tan δ de l'eau.

En termes de gain G_{MS} suivant l'axe x (Figure 2.20a), on peut remarquer que le niveau de G_{MS} pour $\tan\delta = 0,3$ est proche de celui du G_{MS} mesuré. De même, pour le gain G_{MS} suivant l'axe z (Figure 2.20b), une équivalence entre la mesure et le G_{MS} simulé est observée pour $\tan\delta \approx 0,3$. Cependant, on identifie une différence notable entre simulation et mesure pour $z > 150$ mm, sans pouvoir apporter d'explication immédiate. Il apparaît ainsi que le comportement simulé et le comportement mesuré convergent pour $\tan\delta \approx 0,3$. Or, il paraît peu probable que l'eau déminéralisée utilisée ait été polluée à un point tel qu'elle présenterait une concentration saline modérément élevée (voir tableau 2.3).

Pour caractériser compléter la caractérisation de l'eau déminéralisée utilisée lors de la session expérimentale, nous avons recours à la méthode de caractérisation de liquides par sonde coaxiale immergée (voir Annexe A.3). La mesure expérimentale est présentée en Figure 2.21a, tandis que les résultats associés sont exposés en Figure 2.21b. Il est important de préciser que ces mesures par sonde coaxiale sont effectuées en bande HF et non pas en bande L, en raison de contraintes d'équipement adapté. Idéalement il faudrait utiliser des bancs de mesures comme le Keysight N1501A [63] ou le kit de mesure PE13 d'EpsiMu [64] que nous n'avions pas à disposition.

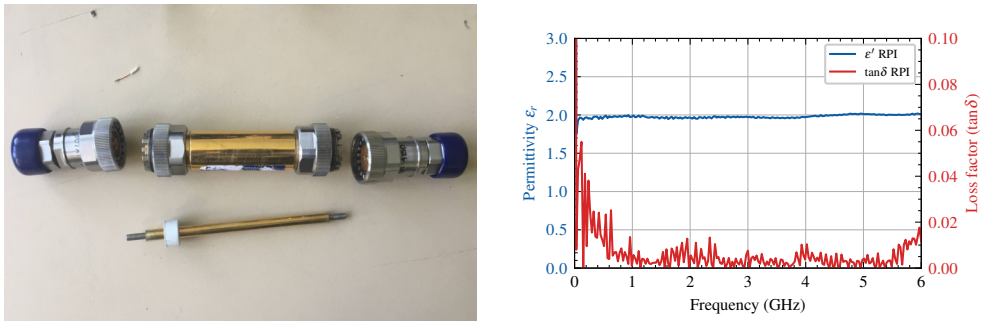


(a) (b)

FIGURE 2.21 – (a) Caractérisation par sonde coaxiale immergée. (b) Conductivité de l'échantillon mesuré et comparaison avec d'autre type d'eau mesurées.

Les conductivités mesurées de différents types d'eau sont cohérentes avec les valeurs provenant de la littérature, présentées dans le Tableau 2.3. L'échantillon d'eau utilisé dans la métasurface composite affiche une conductivité mesurée d'environ 2×10^{-3} S/m, caractéristique d'une eau courante (dite "de ville") légèrement polluée en minéraux. Cependant, une forte différence est observée entre les tangentes de pertes estimées par rétro-simulation ($\tan\delta \approx 3 \times 10^{-1}$) et celles mesurées par caractérisation ($\tan\delta \approx 7-8\times10^{-2}$, voir tableau 2.3). On peut donc en déduire que l'eau joue probablement un rôle significatif sur les performances mesurées, notamment avec des tangentes de pertes plus élevées que prévu, potentiellement dues à une pollution minérale.Cette constation doit toutefois être modérée par le fait que ces mesures sont réalisées à des fréquences plus basses que celle de notre étude 1,1

GHz).
Un autre point de vérification nécessaire concerne la caractérisation du Téflon utilisé dans la métasurface. À cet effet, nous utilisons une cellule coaxiale à air (airline) dont la méthode de caractérisation diélectrique est présentée en Annexe A.2. La mesure expérimentale est présentée en Figure 2.22a, où les échantillons caractérisés sont des rondelles fines de Téflon insérées dans la cellule coaxiale à 2 ports. Les résultats traités sont exposés en Figure 2.22b : la permittivité relative ε_r du Téflon se révèle stable sur la bande et aux alentours de 2, ce qui est légèrement inférieur à la valeur attendue (2,1). De même, les pertes tangentielles sont faibles ($\tan\delta \approx 1\times10^{-2}$), bien que plus élevées que prévues (1×10^{-4}). Ces écarts entre les valeurs attendues et mesurées sont principalement attribués aux limites du moyen de mesure, notamment un calibrage des plans de référence complexe.



(a) (b)

FIGURE 2.22 – (a) Caractérisation du Téflon par cellule coaxiale à air. (b) Permittivité ε_r et pertes tangentielles tan δ mesurées du Téflon.

Pour conclure sur cette conception de métasurface à substrat composite eau-Téflon, nous avons proposé un composite en sélectionnant des inclusions et des matériaux compatibles avec notre application. Une étude du comportement de la cellule a été réalisée en combinant simulations et modèles analytiques. Un prototype fonctionnant en bande L a été simulé, fabriqué et caractérisé, mais les performances mesurées ont révélé un gain G_{MS} plus faible que prévu (4 dB mesuré contre 8,5 dB attendu). Nous avons ensuite cherché à identifier les causes de ces écarts en validant la méthode de mesure, en étudiant un comportement plus réaliste de l'eau, et plus particulièrement en analysant les pertes liées à la présence de minéraux. Enfin, des caractérisations diélectriques de l'eau et du Téflon utilisés ont été effectuées, mettant en évidence des comportements diélectriques des matériaux cohérents pour l'eau ($\sigma \approx 2\times10^{-3}$ S/m) et pour le Téflon ($\varepsilon_r \approx 2$, $\tan\delta \approx 1\times10^{-2}$).

2.4 Métasurface triplement composite

Au vu des conclusions sur le prototype de métasurface eau - Téflon précédent, nous avons souhaité proposer une version différente de cette topologie de substrat alternatif solide-liquide en s'émancipant de l'eau, soupçonnée d'être la cause des

faibles performances de la preuve de concept précédente. De même, nous avons souhaité nous passer du Téflon et trouver une alternative transparente.

2.4.1 Étude préalable des matériaux

Nous souhaitons donc trouver des alternatives aux matériaux utilisés précédemment, c'est-à-dire à l'eau et au Téflon. En ce qui concerne le matériau solide, nous souhaitons aussi qu'il soit transparent afin de pouvoir vérifier le niveau de liquide dans le contenant solide. Le tableau 2.4 énumère des matériaux plastiques transparents à l'aide de mesures disponibles dans littérature. On peut observer que ces plastiques sont assez équivalents tous en terme de permittivité ou de pertes tangentielles diélectriques. Certains ont plus de pertes que d'autres mais cela reste marginal par rapport au niveau global de la tangente de perte (solide + mélange liquide) souhaité inférieur à 10^{-2}. On choisit donc de sélectionner le PMMA en raison de sa facilité d'approvisionnement mais aussi parce que ce matériau est compatible avec la découpeuse laser CO_2 à laquelle nous avons accès.

Nom	ε_r	tan δ	Source
PMMA	2.5	22×10^{-3}	[65]
Polycarbonate (PC)	2.7	7×10^{-3}	[66]
PET-G	2.85	22×10^{-3}	[67]
Polypropylène	2.26	8×10^{-5}	[68]

TABLE 2.4 – Tableau comparatif des matériaux solides transparents disponibles.

De même, le tableau 2.5 présente une liste de liquides, dont les caractéristiques radioélectriques ont été validées dans la littérature, susceptibles de se mélanger pour obtenir un liquide avec une permittivité élevée et des faibles pertes tangentielles. Les recherches dans la littérature ont permis de voir que des liquides de la famille des solvants pourraient convenir. L'objectif est de trouver un couple de liquides à fort/faible ε_r qui soient miscibles entre eux. Pour cela, nous avons identifié que ces solvants possèdent des liaisons hydrogène modérées ou fortes pour assurer une miscibilité de l'un dans l'autre [69]. La difficulté a été de trouver un liquide avec une permittivité faible, une tangente de perte faible et qui ne présente pas de danger (notamment en termes de risques corrosifs et mutagènes).

Nom	ε_r	tan δ	Risque sanitaire	Source
Acétonitrile (ACN)	35	2×10^{-2}	×	[70]
Butanone	18.5	4×10^{-2}	×	[71]
Acétate de butyle (ACB)	4	5×10^{-2}	×	[72]
Butanol	3.33	33×10^{-2}	✓	[73]
n-hexane	2.8	17×10^{-2}	✓	[74]

TABLE 2.5 – Tableau comparatif des liquides compatibles disponibles.

Le mélange liquide proposé est donc composé d'acétate de butyle (ACB) et d'acétonitrile (ACN). Plusieurs lois de mélanges peuvent s'appliquer à ce type de liquides, dont la loi idéale [75] (équation 2.14), déjà évoquée au chapitre précédent, la loi de Looyenga [76] (équation 2.15), la loi de Böttcher-Bordewijk [77] (équation 2.16) et la loi d'Iglesias-Peon [78] (équation 2.17). Selon cette étude [79], le modèle d'Iglesias-Peon devrait être le plus adapté aux mélanges de liquides à liaisons hydrogènes modérées et fortes, c'est-à-dire à notre cas. La Figure 2.23a reprend ces lois de mélange afin d'estimer la fraction volumique d'ACB dans l'ACN, notée $\phi_{ACB \to ACN}$, nécessaire pour obtenir une permittivité $\varepsilon_{liquide}$.

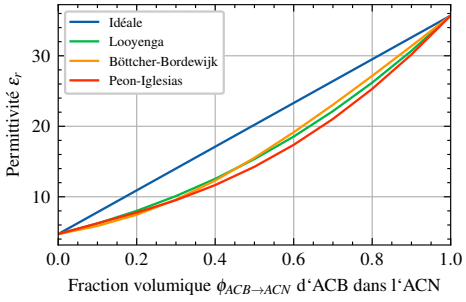
$$\varepsilon_{liquide} = \phi_1 \varepsilon_1 + \phi_2 \varepsilon_2 \tag{2.14}$$

$$\varepsilon_{liquide} = [\varepsilon_1^{1/3} + \phi_2(\varepsilon_2^{1/3} - \varepsilon_1^{1/3})]^3 \tag{2.15}$$

$$\frac{3\varepsilon_1}{2\varepsilon_{liquide} + \varepsilon_1}\phi_1 + \frac{3\varepsilon_2}{2\varepsilon_{liquide} + \varepsilon_2}\phi_2 = 1 \tag{2.16}$$

$$4\varepsilon_{liquide}^3 + 3\varepsilon_{id}^2 \left[2ln\left(\frac{1 + \phi_1(\varepsilon_1/\varepsilon_2 - 1)}{(\varepsilon_1/\varepsilon_2)^{\phi_1}} \right) - 1 \right] \varepsilon_{liquide} - \varepsilon_{id}^3 = 0 \tag{2.17}$$

où ε_{id} est la permittivité de la loi idéale de l'équation 2.14 où $\varepsilon_{id} = \varepsilon_{liquide}$, ϕ_1 est la fraction volumique d'acétonitrile et ϕ_2 est la fraction volumique d'acétate de butyle.

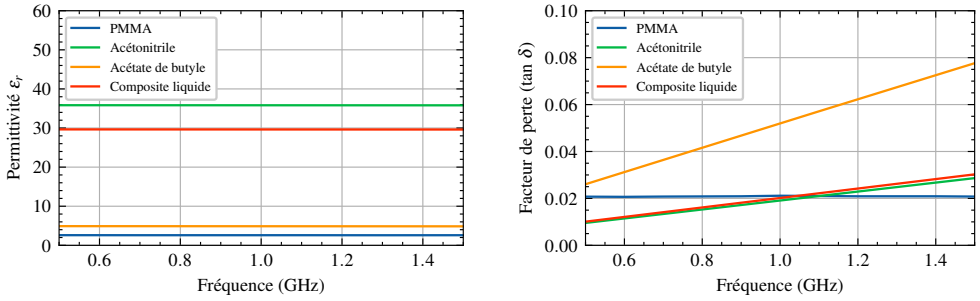


(a)

FIGURE 2.23 – Illustration de différentes lois de mélange liquide entre l'ACN et l'ACB.

Enfin, les Figures 2.24a et 2.24b présentent les propriétés électromagnétiques des matériaux de notre conception à partir des données obtenues dans la littérature (voir les tableaux 2.4 et 2.5). On retrouve le PMMA, l'ACN, l'ACB ainsi que le mélange liquide auquel une loi de mélange du modèle d'Iglesias-Peon a été appliquée pour obtenir $\varepsilon_{liquide} \approx 30$. Cette valeur de permittivité ($\varepsilon_{liquide} \approx 30$) provient d'une première estimation par simulation pour obtenir une permittivité effective $\varepsilon_r = 6$. Cette approche repose sur une méthode d'estimation similaire à celle présentée en

Figure 2.5a. Une étude ultérieure (Figure 2.30b) permettra d'affiner la valeur exacte de permittivité du liquide requise pour stabiliser cette permittivité $\varepsilon_r = 6$. On peut notamment remarquer que les pertes tangentielles de la totalité des matériaux proposés sont proches de la limite de $\tan\delta < 10^{-2}$ que nous nous sommes fixés (voir Figure 2.2b).

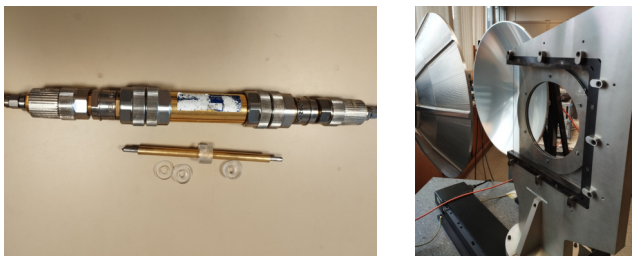


(a) (b)

FIGURE 2.24 – Propriétés électromagnétiques du PMMA, de l'ACN, de l'ACB et du mélange liquide proposé, (a) permittivité et (b) facteur de perte (tan δ).

2.4.2 Caractérisation des matériaux

Afin de s'assurer que les matériaux sélectionnés sont bien cohérents avec la conception souhaitée, nous procédons à leur caractérisation électromagnétique. Le PMMA choisi est du Green Cast Setacryl [80]. et nous utilisons une cellule coaxiale à air (Figure 2.25a et Annexe A.2) et le banc ROCAMAT de l'ONERA pour sa caractérisation (Figure 2.25b).



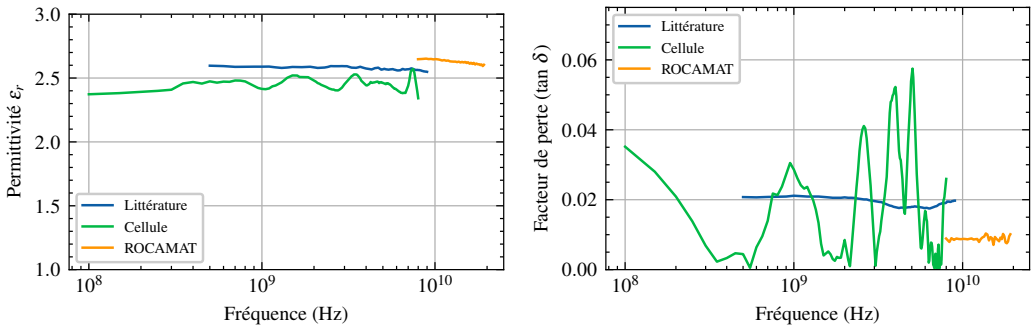
(a) (b)

FIGURE 2.25 – Caractérisation des propriétés électromagnétiques du PMMA (a) à l'aide d'une ligne coaxiale à air, (b) à l'aide du banc ROCAMAT.

Le banc ROCAMAT est un résonateur dans lequel l'insertion d'un diélectrique entre les deux paraboles fait varier la fréquence de résonance et permet, par problème inverse, d'en déterminer finement ses propriétés électromagnétiques [81]. La plage de fréquence d'utilisation du banc ROCAMAT (8 GHz à 35 GHz) dépasse largement notre fréquence cible (1,1 GHz). Cependant, cet appareil offre l'avantage

d'une calibration très fine, permettant des mesures précises et fiables. Étant donné la nature du PMMA (homogène), il est raisonnable de supposer que sa permittivité et sa tangente de perte restent stables entre 1 GHz et 8 GHz. C'est pourquoi nous avons choisi cette méthode de mesure pour caractériser le matériau.

Les résultats de ces mesures sont présentés en Figures 2.26a et 2.26b. À propos de la Figure 2.26a, nous pouvons commenter que les ordres de grandeur attendus ($\varepsilon_r \approx 2.6$ [65, 80]) sont proches des mesures effectuées. La mesure est présentée sur une large bande de fréquence afin de recouvrir les bandes des différentes méthodes de mesures. On peut noter que la mesure à l'aide du banc ROCAMAT est légèrement au-dessus de l'attendu mais est stable en fréquence. La mesure par cellule à air présente une permittivité en dessous de l'attendu avec moins de stabilité en fréquence. En termes de pertes tangentielles (Figure 2.26b), les observations précédentes s'appliquent de la même manière. La mesure par cellule à air n'est pas stable en comparaison à la mesure avec le banc ROCAMAT. Les niveaux globaux de pertes tangentielles restent faibles.



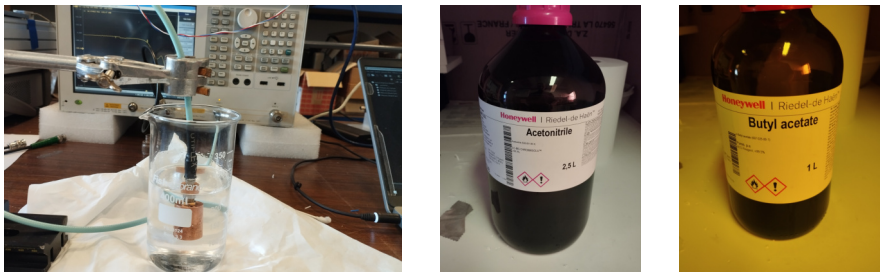
(a) (b)

FIGURE 2.26 – Propriétés électromagnétiques attendues et mesurées du PMMA. (a) Permittivité. (b) Facteur de perte (tan δ).

Le mélange liquide à concevoir est aussi à caractériser. Pour cela, nous utilisons une sonde coaxiale immergée (voir Figure 2.27a et Annexe A.3). Pour les liquides, on utilise de l'acétonitrile et de l'acétate de butyle de la marque Honeywell - Riedel-de-Haën [82, 83] (respectivement Figures 2.27b et 2.27c).

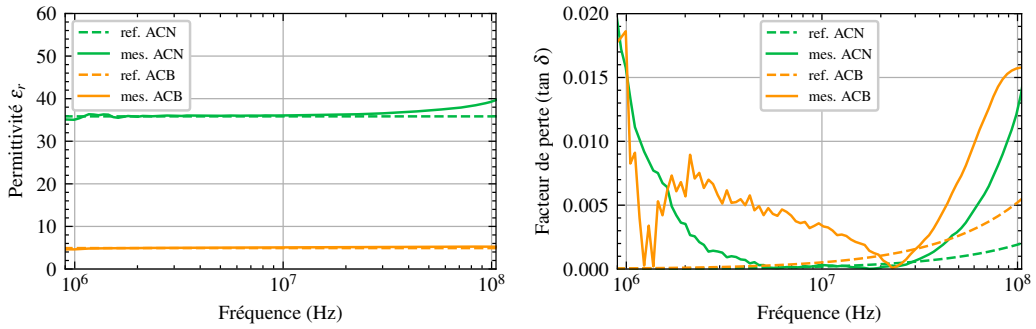
Les résultats de la caractérisation de ces deux liquides sont présentés aux Figures 2.28a et 2.28b. Pour la permittivité, les mesures de l'ACN et de l'ACB sont proches des références de la littérature [70, 72]. Une légère augmentation est visible à 100 MHz, due à une résonance liée aux dimensions de la sonde. De même, en termes de pertes tangentielles (Figure 2.28b), les pertes sont dans le même ordre de grandeur ; cependant, les niveaux mesurés sont tout de même au-dessus de l'attendu [70, 72]. En général, les niveaux de pertes sont en dessous des minimums souhaités.

Ensuite, il est nécessaire de vérifier la loi de mélange des ces deux liquides.



(a) (b) (c)

FIGURE 2.27 – (a) Acétonitrile. (b) Acétate de butyle. (c) Caractérisation par sonde coaxiale immergée.

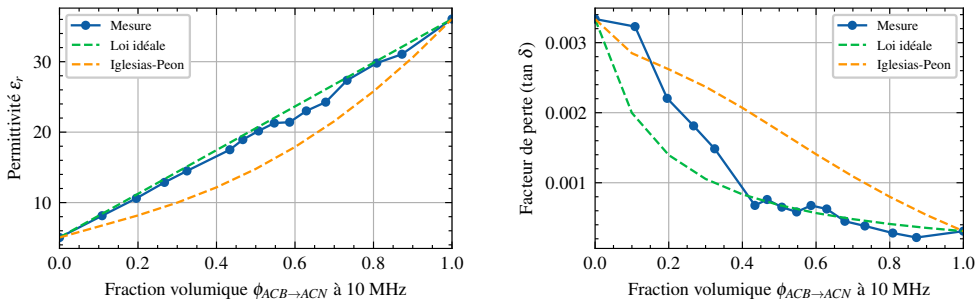


(a) (b)

FIGURE 2.28 – Propriétés électromagnétiques attendues et mesurées de l'acétonitrile (ACN) et de l'acétate de butyle (ACB). (a) Permittivité. (b) Facteur de perte (tan δ).

Pour cela, on procède à une dilution massique d'un liquide dans l'autre à l'aide d'une balance. Le choix d'une dilution massique progressive par rapport à une dilution volumique est qu'il est bien plus aisé de mesurer précisément les masses que les volumes. En revanche, on présentera la loi de mélange en fraction volumique en prenant pour densité volumique de l'ACN $\rho_{ACN} = 0,786$ [82] et pour densité volumique de l'ACB $\rho_{ACB} = 0,885$ [83].

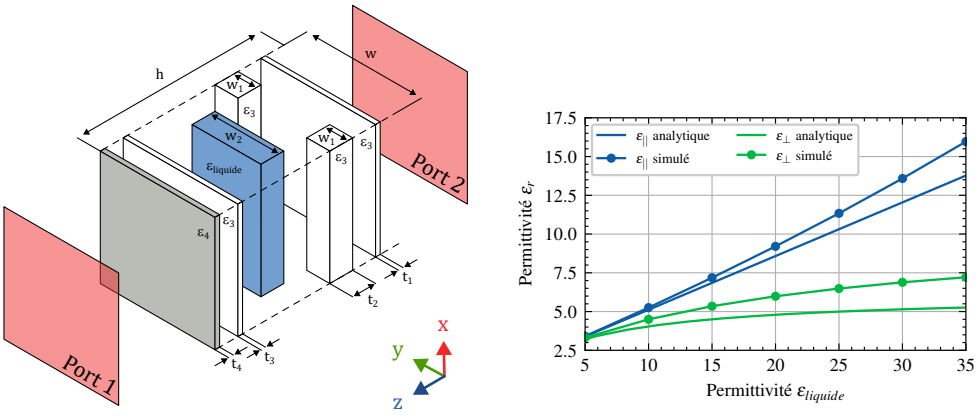
Les Figures 2.29a et 2.29b présentent les variations de permittivité et de tangente de pertes en fonction de la fraction volumique $\phi_{ACB \to ACN}$ d'acétate de butyle dans l'acétonitrile. On peut retrouver les lois de mélange idéale et d'Iglesias-Peon présentées par les équations 2.14 à 2.17 et l'on observe que la loi de mélange idéale est la plus adaptée à ce mélange liquide. Concernant la tangente de pertes, la loi idéale semble aussi bien décrire la dilution entre les deux liquides sauf pour les fractions volumiques ϕ de 0 à 0,4 qui peut être dû à un manque de précision dans les mesures.



(a) (b)

FIGURE 2.29 – Propriétés électromagnétiques et mesurées de l'acétonitrile (ACN) et de l'acétate de butyle (ACB). (a) Permittivité. (b) Facteur de perte (tan δ).

Maintenant que nous connaissons le comportement électromagnétique global des différents matériaux de notre conception, nous pouvons présenter en Figure 2.30a le substrat proposé. Cette conception a l'avantage d'être facilement réalisable à partir de plaques PMMA découpées au laser. On y retrouve donc un sandwich avec, dans l'ordre des z croissants, une plaque de PMMA d'épaisseur t_1, puis du mélange liquide régi par la loi de mélange idéale et placé dans un réceptacle de PMMA d'épaisseur t_2, suivi par une plaque de PMMA d'épaisseur t_3 et enfin, le substrat F4BM220 d'épaisseur t_4, déjà utilisé dans le précédent prototype (voir Figure 2.6), termine ce substrat triplement composite. En termes de permittivité, le PMMA a une permittivité $\varepsilon_1 = 2.58$ et le F4BM220 a une permittivité $\varepsilon_4 = 2.2$. Les largeurs w_1 et w_2 de la tranchée de mélange liquide dans le PMMA sont fixées à $w_1 = 4.375$ mm et $w_2 = 26.25$ mm.



(a) (b)

FIGURE 2.30 – (a) Substrat proposé à base de PMMA et d'un mélange d'acétonitrile et d'acétate de butyle. (b) Variation de permittivité du substrat composite en fonction de la permittivité $\varepsilon_{liquide}$ du mélange liquide.

La permittivité effective de ce substrat composite est obtenue en faisant varier la permittivité du liquide $\varepsilon_{liquide}$. La Figure 2.30b présente la modélisation analytique des permittivités effectives $\varepsilon_{||}$ et $\varepsilon_{\perp}$ (ici respectivement ε_x et ε_y). On peut aussi y voir une comparaison de ces permittivités effectives avec des permittivités simulées sur CST en conditions de Floquet et avec la méthode de détermination des propriétés électromagnétiques NRW (voir Annexe A.1).

En termes d'analyse, on peut voir qu'il faut un $\varepsilon_{liquide} \approx 25$ pour avoir une permittivité effective du substrat $\varepsilon_r \approx 6$. Le modèle analytique utilisé ici semble bien décrire le phénomène simulé mais avec un écart non négligeable et constant sur les deux polarisations.

2.4.3 Cellule unitaire

Notre cellule unitaire de la métasurface est donc composée du substrat présenté précédemment (Figure 2.30a), auquel on ajoute un plan de masse ainsi que des anneaux de largeur externe $w_3 = 31,75$ mm et de largeur interne $w_4 = 8,04$ mm. La hauteur totale de cette cellule unitaire, notée h, est de 13 mm, ce qui équivaut à environ $\lambda/20$. Le tableau 2.6 présente toutes les dimensions de cette cellule unitaire.

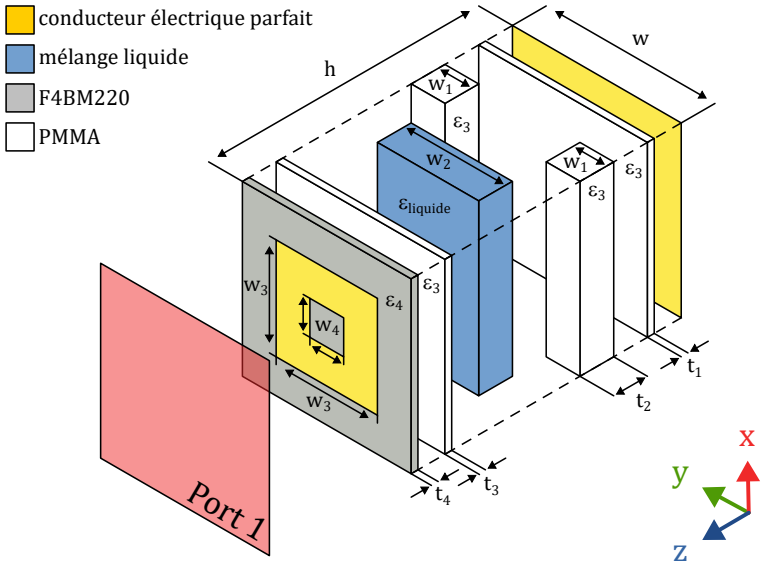
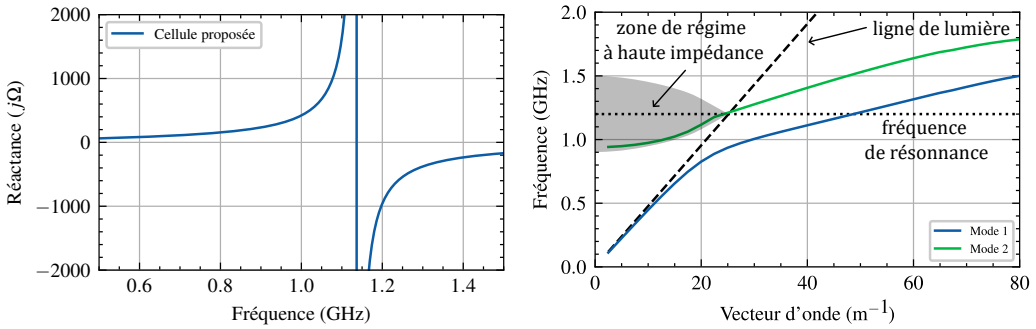


FIGURE 2.31 – Cellule unitaire à substrat triplement composite.

Paramètre	Description	Dimension (mm)
w	Périodicité de la cellule	35
w_1	Demi-largeur de PMMA	4,37
w_2	Largeur de liquide	26,25
w_3	Largeur externe de l'anneau	31,75
w_4	Largeur interne de l'anneau	8,04
h	Hauteur de cellule	13
t_1, t_3	Épaisseur de plaque en PMMA	3
t_2	Épaisseur du PMMA + liquide	6
t_4	Épaisseur du substrat F4BM	1

TABLE 2.6 – Dimensions de la cellule unitaire à substrat triplement composite.

On souhaite placer la cellule unitaire dans un régime fortement inductif, c'est-à-dire en mode mono-modal TM_0 et proche du début de la propagation en mode TE_1, c'est-à-dire la fréquence de résonance. Le comportement inductif de cette cellule unitaire est simulé en fréquence à l'aide du logiciel CST Microwave Studio en conditions de Floquet.



(a) (b)

FIGURE 2.32 – (a) Réactance de la cellule unitaire triplement composite. (b) Diagramme de dispersion de la cellule proposée.

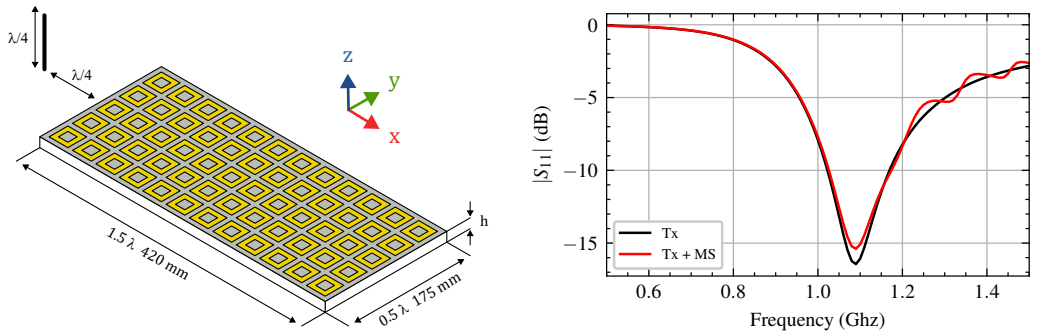
La réactance simulée est présentée en Figure 2.32a. On observe que la fréquence de résonance est d'environ 1,17 GHz et qu'à notre fréquence de travail de 1,1 GHz, le comportement de la cellule est fortement inductif. Afin d'approfondir cette analyse et de connaître les modes de propagation de la structure, nous avons simulé cette cellule unitaire en conditions de modes propres avec le logiciel CST Microwave Studio. Un mode propre correspond à une solution naturelle des équations de Maxwell pour une structure donnée, représentant les configurations de champs pouvant exister dans la structure sans source d'excitation externe. Cette simulation sous CST Microwave Studio permet d'extraire le diagramme de dispersion, aussi appelé diagramme de bande. Ce type de représentation est fondamental pour l'étude des

milieux périodiques [84] : il est l'outil privilégié pour identifier les modes de résonance. En comparant la courbe de dispersion à la « ligne de lumière » ($f = c\beta/2\pi$), on détermine la nature du guidage : tout mode situé à droite de cette ligne possède un vecteur d'onde $\beta > k_0$. Cela signifie que l'onde est « ralentie » par la structure et reste confinée à l'interface, caractérisant ainsi une onde de surface.

On observe en Figure 2.32b que le premier mode à apparaître est bien le mode TM_0 et que le deuxième mode est le mode TE_1, qui émerge après 1,10 GHz. Cette observation permet de valider le comportement de la cellule proposée de manière similaire à celle présentée par Sievenpiper à la Figure 5.6.2 dans [3].

2.4.4 Métasurface

On utilise un réseau de 5×12 cellules unitaires pour concevoir une métasurface qui devrait permettre une meilleure propagation des ondes de surface de type TM_0. La métasurface ainsi formée (Figure 2.33a) est placée sur un plan de masse, à proximité d'un monopole quart d'onde (Tx), de la même manière que le prototype précédent. La Figure 2.33b présente le coefficient de réflexion (S_{11}) du monopole simulé. On peut notamment remarquer que le monopole est bien accordé à la fréquence de 1,1 GHz et que la présence de la métasurface (Tx + MS) n'affecte pas les niveaux d'adaptation globaux, mais sa présence a tout de même un effet visible (oscillations à partir de 1,3 GHz).

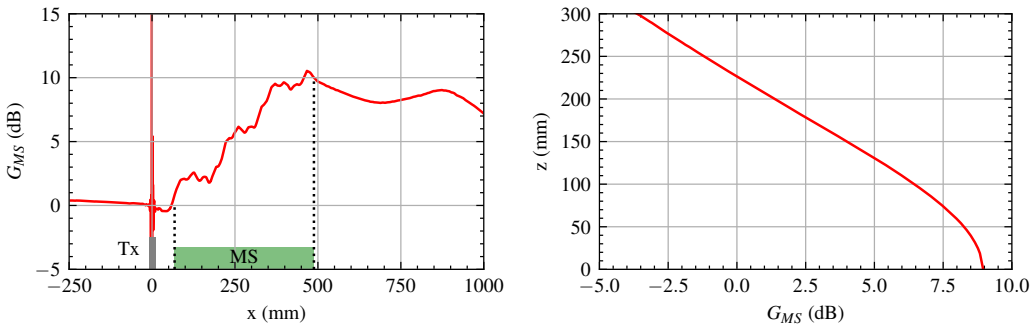


(a) (b)

FIGURE 2.33 – (a) Modélisation de la métasurface proposée. (b) Coefficient de réflexion (S_{11}) du Tx et du Tx + MS.

Encore une fois, et de la même manière que précédemment, on effectue des coupes dans le volume de champ électrique simulé pour déterminer le gain métasurface G_{MS}, calculé à partir de l'équation 2.1. La Figure 2.34a présente le gain suivant l'axe x, c'est-à-dire l'axe souhaité de propagation de l'onde de surface. On peut y observer qu'en simulation, une augmentation locale notable du champ électrique est bien présente avec un G_{MS} d'environ 7.3 dB à $x = 590$ mm. Nous estimons que la forte variation de G_{MS} à $x = 0$ mm mais aussi l'augmentation puis la baisse de G_{MS} autour de $x = 850$ mm sont des artéfacts de simulation numérique et n'ont pas

de sens physique. La Figure 2.34b présente le gain métasurface G_{MS} suivant l'axe z, c'est-à-dire depuis le sol vers le ciel. On peut y remarquer que la présence de la métasurface permet de concentrer efficacement le champ électrique, notamment au niveau du sol avec un $G_{\mathrm{MS}} = 9$ dB.



(a) (b)

FIGURE 2.34 – (a) Gain G_{MS} simulé suivant x ($y = 0$ mm et $z = 30$ mm). (b) Gain G_{MS} simulé suivant z ($x = 590$ mm et $y = 0$ mm).

Enfin, le rayonnement de l'ensemble antennaire sur un plan infini est présenté en Figure 2.35. On peut y observer à gauche, le rayonnement azimutal où le rayonnement du Tx est identifiable à un rayonnement isotrope avec un gain de 5,15 dBi typique d'un monopole quart d'onde sur un plan de masse. La présence de la métasurface devant le monopole, à l'angle $\phi = 0°$, augmente considérablement le gain dans la direction x d'environ 5 dB. Un lobe est formé avec une ouverture à 3 dB d'environ 50°. Dans le plan en élévation, à droite, la forme canonique du monopole est encore une fois retrouvée (en noir) avec un rayonnement qui tend vers 0 pour $\theta \approx 0°$. La présence de la métasurface (en rouge) permet d'augmenter le rayonnement dans la direction x, ici $\phi = 90°$. On peut constater qu'une partie du rayonnement vers le ciel (θ de 0° à 50°) est réduit en présence de la métasurface.

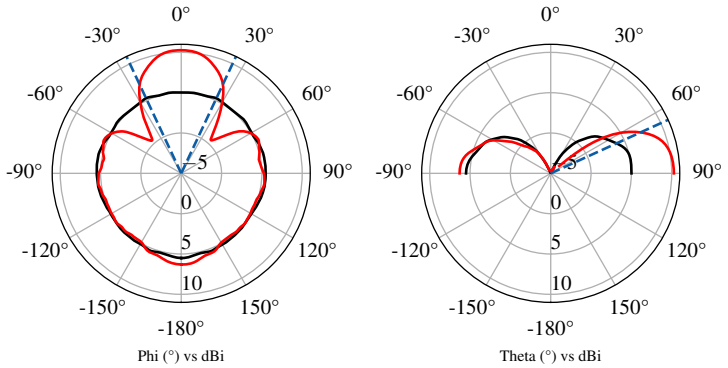


FIGURE 2.35 – Rayonnement de l'ensemble antennaire, avec et sans la métasurface proposée, en azimut et en élévation.

Malheureusement, en raison du manque de temps, une preuve de concept par le mesure d'un prototype de cette métasurface n'a pu être réalisée. L'autre raison a été la difficulté à contenir le mélange liquide au sein du récipient en PMMA sans fuite. Des tests de collage des plaques de PMMA à l'aide d'une colle technique à solvant (qui "soude" les plaques de PMMA entre elles) n'ont pas abouti à rendre la structure imperméable.

2.4.5 Conclusion

Pour conclure sur cette conception de métasurface triplement composite, nous avons proposé une alternative à la métasurface eau-Téflon dont l'objectif principal était de se passer de l'eau. Nous avons également voulu concevoir un composite dans lequel le liquide pourrait avoir une permittivité réglable et avec un solide transparent afin de rendre les mesures expérimentales plus pratiques.

Pour cela, un mélange liquide composé d'acétonitrile et d'acétate de butyle a été identifié et caractérisé. Des lois de mélanges analytiques ont été comparées aux mesures en dilution de ces deux liquides, et nous avons pu identifier la loi la plus adaptée pour estimer les dilutions de liquide nécessaires pour une permittivité donnée. Ensuite, nous avons choisi le PMMA comme récipient solide transparent, et une caractérisation a permis de vérifier ses propriétés électromagnétiques.

Par la suite, des étapes de simulations de la cellule complète ont permis de valider le caractère inductif de cette cellule unitaire. De même, nous avons vérifié les modes de propagation au sein de la cellule par simulation.

Enfin, une métasurface triplement composite formée à partir de la cellule unitaire a été simulée, et sa capacité à augmenter localement le champ électrique a été validée. L'influence de la présence de la métasurface sur le rayonnement du monopole a également été vérifiée en simulation, montrant une augmentation du gain dans la direction de propagation en présence de la métasurface.

2.5 Conclusion générale

Pour conclure de manière générale sur cette proposition de topologie de métasurface composite solide-liquide : nous avons souhaité trouver une alternative réalisable en bande HF au diélectrique haute permittivité de type Rogers [2]. Pour cela, nous avons identifié que seuls des liquides pouvaient permettre d'atteindre des permittivités élevées en bande HF. Nous avons donc tout d'abord proposé un substrat diélectrique alternatif à base d'eau et de Téflon dans des proportions contrôlées pour obtenir une permittivité effective globale. Une cellule unitaire dont le comportement inductif a été vérifié a permis la conception d'une métasurface. La preuve de concept de cette métasurface a été validée par imagerie de champ électrique (EMIR) et les performances mesurées se sont avérées plus faibles qu'attendues. Néanmoins, nous avons tout de même démontré la capacité de cette métasurface à confiner le champ, mais nous avons tenté de comprendre les raisons de ces faibles performances au travers d'une discussion.

Une deuxième conception, sans utilisation d'eau, a été proposée afin de donner une autre chance à cette topologie. Cette nouvelle métasurface, à base de PMMA, d'acétonitrile et d'acétate de butyle, présente comme principaux avantages un gradient de permittivité plus faible entre le liquide et le solide, un solide transparent et un mélange liquide dont la permittivité est ajustable. Pour cela, la caractérisation de chaque matériau et du mélange liquide a été effectuée et les résultats ont été comparés à la littérature scientifique. Une nouvelle cellule unitaire a donc été proposée avec son comportement inductif ainsi que ses modes de propagation. Une métasurface formée de cette cellule unitaire triplement composite a été simulée et sa capacité à augmenter le champ électrique en présence de la métasurface a été validée par simulation. De même, pour le rayonnement de l'ensemble antennaire, la simulation montre que la présence de cette métasurface permet de confiner l'onde au niveau du sol et dans la direction de propagation souhaitée. Il n'y a pas eu de réalisation de cette métasurface en raison du manque de temps mais aussi de la difficulté à gérer le mélange liquide dans le récipient en PMMA.

Plus généralement, la faiblesse de cette topologie est la forte dépendance aux matériaux. Tout d'abord, le choix d'utiliser un liquide comme matériau à forte permittivité dans le composite ajoute une forte complexité liée à la gestion du liquide. Ensuite, ces matériaux ont des propriétés électromagnétiques qui leur sont propres et notre conception nécessite des pertes tangentielles très faibles pour permettre un confinement de l'onde. La complexité d'identifier et caractériser les pertes des matériaux sur la bande de fréquence de la preuve de concept est un frein à cette topologie. Pour terminer, cette topologie de métasurfaces à matériaux composites est intéressante et nous avons pu prouver sa capacité à confiner les ondes. En revanche, sa forte dépendance aux matériaux solides et liquides rend sa réalisation expérimentale complexe et ne permet pas d'espérer une transposition de cette topologie à la bande HF, à moins d'avancées significatives sur la conception de matériaux électromagnétiques haute permittivité, faibles pertes et facilement accessibles en bande HF.

C'est pour cela que, dans la suite de ce manuscrit, nous chercherons des solutions pour se passer des matériaux diélectriques solides et liquides.

Chapitre 3

Métasurface champignon

Sommaire

3.1 Introduction 49
3.2 Métasurface complètement métallique en bande L 50
3.2.1 Cellule unitaire complètement métallique 50
3.2.2 Conception de la métasurface complètement métallique . . . 56
3.3 Métasurface presque complètement métallique en bande L 58
3.3.1 Cellule unitaire presque complètement métallique 59
3.3.2 Métasurface presque complètement métallique 61
3.4 Validation expérimentale de la métasurface presque complètement métallique en bande L 62
3.4.1 Vérifications par réflexion et transmission 63
3.4.2 Caractérisation de l'influence de la métasurface sur le champ électrique proche 64
3.4.3 Caractérisation de l'influence de la métasurface en champ lointain 73
3.5 Conclusions 76

3.1 Introduction

Les chapitres précédents ont démontré l'intérêt des métasurfaces à haute impédance, de faible hauteur, réalisées à partir de substrats alternatifs. En revanche, ces études ont aussi démontré les limites de ces dispositifs, comme la complexité de réalisation et de maîtrise des substrats composites hétérogènes ou encore la transposition en bande HF. Afin de pallier à ces problèmes et dans le but de proposer un dispositif réalisable en bande HF, nous proposons un motif complètement métallique, présentant des propriétés de surfaces à haute impédance (SHI) dans la bande L d'intérêt.

Les motifs de SHI sont généralement constitués d'un patch métallique imprimé sur un substrat diélectrique à faibles pertes au-dessus d'un plan de masse [5, 4]. Dans notre cas, nous souhaiterions trouver un motif fonctionnel avec un substrat $\varepsilon_r = 1$, c'est-à-dire remplacer le substrat diélectrique par de l'air.

L'étude de la littérature a permis d'identifier plusieurs structures complètement métalliques candidates : le tapis de fakir [25, 36], la grille de fils métalliques [37, 38] ou les panneaux verticaux [17]. Comme expliqué dans la thèse de Quentin Herbette [17], ces structures permettent une amplification locale du champ électrique

mais leurs performances demeurent liées à leur hauteur. Dans une précédente étude des structures complètement métalliques pour les ROSHF [17], des panneaux verticaux avec une hauteur de $\lambda/10$ ont été proposés pour obtenir une amplification. Un autre type de structure nommée "champignon", complètement métallique et non développée jusqu'ici, pourrait permettre d'obtenir les conditions de propagation nécessaires à l'onde de surface avec une structure de hauteur trois fois plus petite ($\lambda/27$). Dans ce chapitre, nous proposons l'étude, exclusivement en bande L, d'un motif de type champignon. Ce motif proposé initialement par Sievenpiper [3] permet d'obtenir des caractéristiques d'impédance de surface intéressantes. Ces propriétés de Surface Haute Impédance (SHI) pourraient permettre une amplification locale du champ électrique. Nous proposons tout d'abord l'étude d'un motif complètement métallique, puis d'un motif adapté à une réalisation expérimentale et enfin des validations expérimentales de la métasurface réalisée en bande L.

3.2 Métasurface complètement métallique en bande L

3.2.1 Cellule unitaire complètement métallique

La cellule unitaire champignon est représentée en Figure 3.1. D'une période spatiale p, elle est composée d'un patch métallique carré de largeur w relié à un plan de masse à l'aide d'un via métallique de diamètre d. Ce patch métallique est considéré avec une épaisseur nulle dans nos simulations. L'épaisseur de la couche d'air entre le plan de masse et le patch métallique est notée h. Cette cellule unitaire est un champignon tel que proposé par Sievenpiper [3] mais avec un substrat d'air ($\varepsilon_r = 1$). Le détail des dimensions de la cellule unitaire champignon est présenté dans le tableau 3.1.

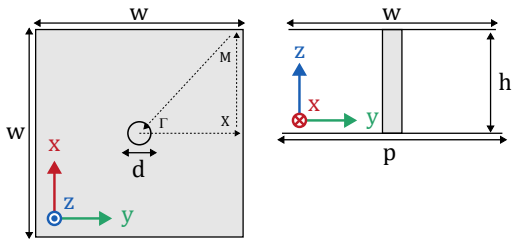


FIGURE 3.1 – Cellule unitaire champignon complètement métallique.

Paramètre	Nom	Valeur (mm)	Valeur (λ_0/X à 1,1 GHz)
p	périodicité de la cellule	35	8
w	largeur de patch	33	8
d	diamètre du via	2	135
h	hauteur d'air	10	27

TABLE 3.1 – Dimensions de la cellule champignon complètement métallique.

3.2.1.1 Impédance

L'utilisation de cette cellule de type champignon est justifiée par son impédance de surface inductive sous sa fréquence de résonance. Cette impédance est directement liée aux dimensions de la cellule. L'impédance Z_s peut être obtenue de deux manières : par simulation électromagnétique ou à l'aide de modèles analytiques. Tout d'abord, la cellule unitaire a été simulée avec les excitations modales de Floquet du logiciel CST, c'est-à-dire dans des conditions infinies suivant x et y afin de reproduire les couplages mutuels entre les cellules unitaires et supprimer les effets de bords d'une surface finie. Ces simulations permettent de connaître l'impédance de la cellule lorsqu'elle est illuminée par une onde plane en incidence normale à la métasurface.

$$Z = \eta_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \tag{3.1}$$

où η_0 est l'impédance caractéristique du vide et Γ est le coefficient de réflexion.

Des modèles analytiques existent afin d'évaluer et d'estimer l'impédance d'un motif. Sievenpiper a proposé un modèle [3], puis Simovski [5] et Luukkonen [4].

Les trois modèles analytiques sont présentés ci-dessous :

$$Z_{Sievenpiper} = \frac{j\omega L}{1-\omega^2 LC} \tag{3.2}$$

avec

$$L = \mu_0 h$$

$$C = \left(\frac{w\varepsilon_0\varepsilon_1\varepsilon_2}{\pi}\right) arccosh\left(\frac{p}{p-w}\right)$$

où ω est la pulsation, μ_0 est la perméabilité magnétique du vide, ε_1 est la permittivité diélectrique relative au-dessus du patch, c'est-à-dire l'air, tel que $\varepsilon_1 = 1$, ε_2 est la permittivité diélectrique relative sous le patch tel que $\varepsilon_2 = (\varepsilon_r + 1)/2$ et $\varepsilon_r = 1$ la permittivité relative du substrat, soit $\varepsilon_2 = 1$. Les paramètres p, w et h sont les dimensions propres à la cellule unitaire tels que présentés en Figure 3.1.

$$Z_{Luukkonen} = \frac{j\omega\mu \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \cos^2(\theta_2)}{1 - 2k_{eff}\alpha \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \cos^2(\theta_2)} \tag{3.3}$$

avec

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0\left(\varepsilon_r - \sin^2(\theta)\right)}$$

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{\sin\theta}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right)$$

$$\alpha = 0.51 k_d p \left(\frac{w}{p}\right)^3 / \left(1 - 0.367\left(\frac{w}{p}\right)^3\right)$$

où μ est la perméabilité du diélectrique tel que $\mu = \mu_0\mu_r$, k_d est le nombre d'onde dans le diélectrique tel que $k = \omega\sqrt{\mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r}$ et θ est l'angle d'incidence de l'onde.

$$Z_{Simovski} = \frac{Z_d^{TM} \cdot Z_g^{TM}}{Z_d^{TM} + Z_g^{TM}} \tag{3.4}$$

avec

$$Z_d^{TM} = \frac{j\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tan(k_d h)$$

$$Z_g^{TM} = \frac{1}{j\omega C_g}$$

$$C_g = \frac{\varepsilon_0(\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_2) \cdot p}{\pi} \ln\left(\frac{2p}{\pi(p-w)}\right)$$

où k_d est le nombre d'onde dans le diélectrique tel que $k_d = \omega\sqrt{\mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r}$.

La Figure 3.2 présente une comparaison entre la simulation CST et les modèles analytiques détaillés précédemment. On observe que les trois modèles prédisent un comportement globalement cohérent. Toutefois, les approches de Simovski [5] et Luukkonen [4] apparaissent plus adaptées au cas spécifique des cellules entièrement métalliques, dépourvues de substrat diélectrique.

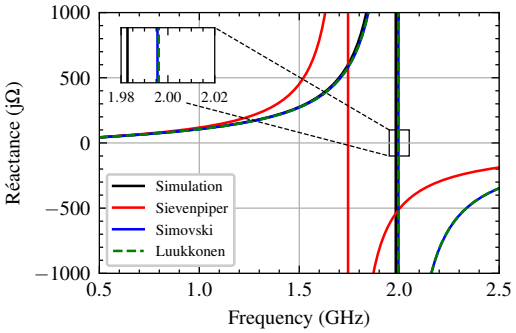


FIGURE 3.2 – Impédance de la cellule unitaire champignon complètement métallique

La simulation et les modèles analytiques permettent d'établir qu'en incidence normale, ce type de cellule présente un comportement inductif jusqu'à sa fréquence de résonance (environ 2 GHz ici). Au-delà de cette résonance, l'impédance de surface devient capacitive. Pour notre application, nous visons un fonctionnement en régime inductif à la fréquence de 1,1 GHz.

Le modèle classique de Sievenpiper a été introduit pour démontrer que, bien qu'il soit une référence, il ne permet pas de représenter fidèlement la réponse d'une cellule "champignon" sans diélectrique, en raison de ses hypothèses simplificatrices sur les capacités de couplage. C'est pourquoi des modèles plus rigoureux, tels que ceux de Luukkonen et Simovski, ont été privilégiés pour être confrontés aux résultats de la simulation numérique. Enfin, les paramètres géométriques de la cellule ont été optimisés afin d'obtenir la réactance inductive souhaitée tout en garantissant une structure très compacte, avec une hauteur d'environ $\lambda/30$.

3.2.1.2 Bande interdite

Après s'être assuré du caractère inductif de la cellule unitaire en incidence normale à la fréquence de travail f_0 (1,1 GHz), il reste à évaluer le comportement de la cellule illuminée par une onde rasante (c'est-à-dire une onde de surface). Pour cela, et en référence à la démarche de la littérature ([35, 31]), des simulations de modes propres ont été effectuées sur CST (Eigenmode) afin de déterminer les résonances. La détermination de la totalité des résonances propres d'une cellule est effectuée en trois sous-simulations en suivant les symétries de la cellule. Ces symétries forment la zone irréductible de Brillouin, en éclairant successivement la cellule par les axes $\Gamma - X - M - \Gamma$, il est possible de connaître le comportement global de la cellule sous toutes les incidences. Le diagramme de dispersion présenté en Figure 3.3 montre les principaux modes qui se propagent dans la cellule. Le mode TM est représenté en rouge et le mode TE en vert. On peut observer que sous excitation rasante (point X), il n'y a pas de propagation entre 1,22 GHz et 2,62 GHz. C'est la bande interdite de propagation qui a été par ailleurs exploitée par Sievenpiper pour éviter la propagation d'onde de surface.

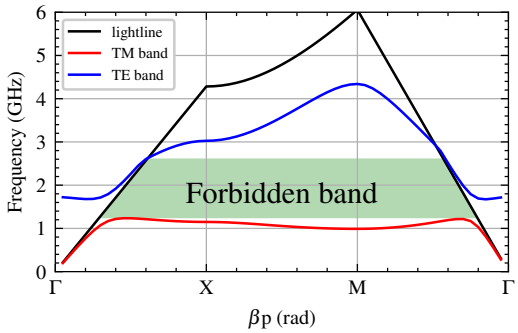
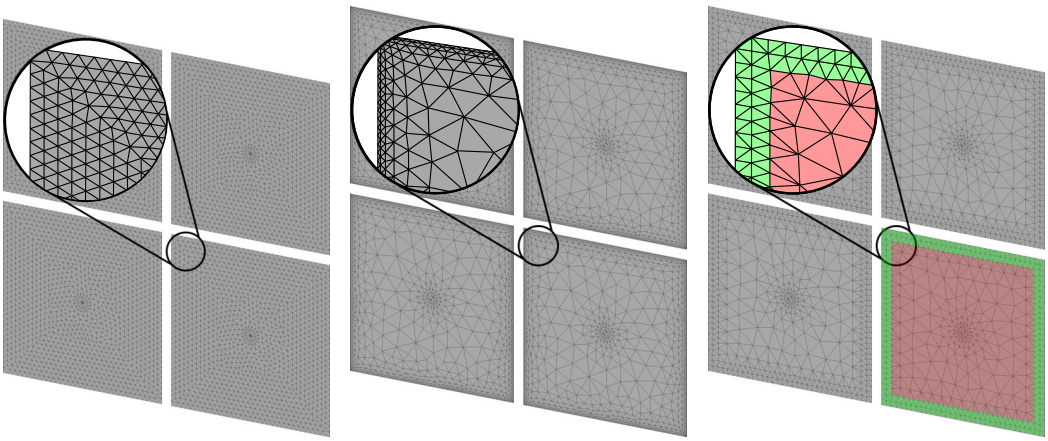


FIGURE 3.3 – Diagramme de dispersion de la cellule unitaire champignon complètement métallique.

3.2.1.3 Optimisation du maillage de la cellule unitaire

Nous avons observé au cours des simulations numériques sur CST que le maillage du patch supérieur de la cellule unitaire est un point critique afin de représenter fidèlement les propriétés de la cellule unitaire. En effet, c'est à proximité des bords des patchs que les lignes de champ électrique sont concentrées, ce qui se traduit par une capacité de couplage entre patchs. Il faut donc effectuer un travail d'analyse et de contrôle du maillage afin d'assurer une bonne représentation de la réactance de la cellule unitaire et de la scène globale tout en gardant un nombre total de mailles réduit afin de limiter le temps de calcul. La première étape est d'estimer le maillage nécessaire pour obtenir une convergence de la réactance d'une cellule unitaire.

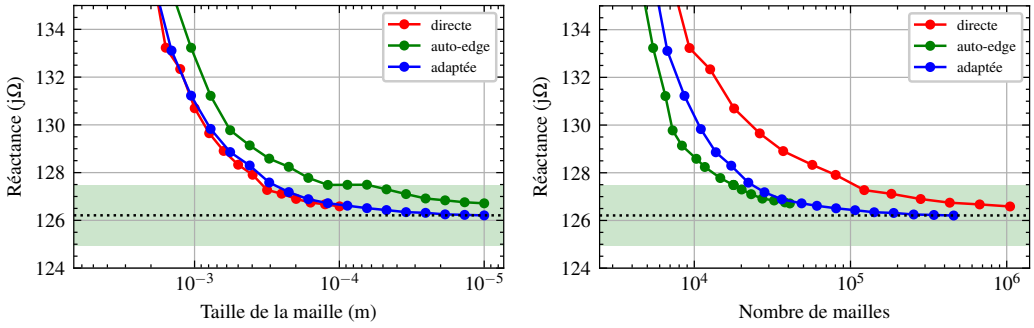
Nous étudions trois méthodes de maillage différentes afin de choisir une stratégie de maillage efficace. Cette étude est réalisée sur CST en conditions périodiques infinies de Floquet, dans le domaine fréquentiel et avec un maillage tétraédrique. Le maillage automatique est désactivé car il ne permet pas d'établir un maillage reproductible pour la simulation de la métasurface entière. La première méthode de maillage étudiée est le maillage direct (Figure 3.4a), qui maille de manière uniforme toute la surface selon une taille de maille donnée en paramètre. La seconde méthode est une fonction native du logiciel CST nommée "auto edge refinement" (Figure 3.4b), qui affine le maillage sur les bords d'une surface métallique. La troisième méthode (Figure 3.4c) maille de manière uniforme la zone d'intérêt (en vert), en bord de patch. Le reste de la surface du patch est maillé librement avec une maille moins dense. Cette méthode "adaptée" à notre problème particulier permet en théorie de mailler finement sur les bords du patch et de limiter le nombre de mailles en son centre.



(a) (b) (c)

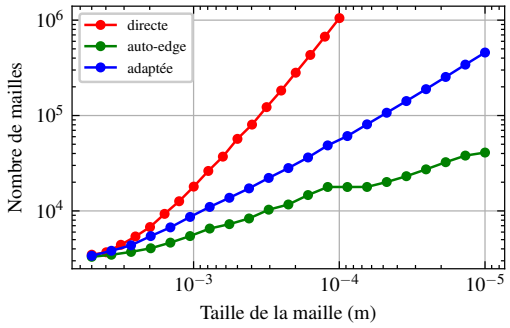
FIGURE 3.4 – Maillage de la cellule unitaire champignon : (a) par méthode directe, (b) par méthode "auto edge refinement", (c) et par méthode adaptée à notre cellule.

Ces trois méthodes de maillages convergent vers une même valeur de réactance avec $X_s \approx 126,21j\Omega$ à 1,1 GHz. Cette convergence est atteinte lorsque la taille de maille sur le bord extérieur du patch métallique est assez petite. On observe sur la Figure 3.5a qu'il faut approximativement une maille d'environ 10^{-4} m pour obtenir la convergence, cela correspond à environ $\lambda_0/1000$. Ici la zone en vert symbolise la valeur $X_s \pm 1\%$. Un autre critère important est le nombre total de tétraèdres nécessaires pour converger vers un X_s stable, représenté en Figure 3.5b. On peut y voir que la méthode "auto edge refinement" permet d'obtenir X_s avec le coût de maillage le plus faible et que la méthode "directe" est la plus coûteuse. Cela est cohérent car la méthode "auto edge refinement" a pour but de favoriser les bords et la méthode "directe" maille toute la surface du patch de manière régulière.



(a) (b)

FIGURE 3.5 – Réactance X_s de la cellule unitaire à 1,1 GHz : (a) en fonction de la taille de maille en bord de patch (b) et en fonction du nombre total de tétraèdres.



(a)

FIGURE 3.6 – Nombre total de mailles en fonction de la finesse de maillage appliquée avec les trois méthodes de maillage.

Ensuite, la Figure 3.6a permet de rendre compte du coût numérique nécessaire pour atteindre une convergence acceptable sur la cellule unitaire. On peut y voir que la méthode "auto edge refinement" est la moins coûteuse. Le tableau 3.2 reprend le nombre de mailles nécessaires pour atteindre la convergence à $\pm 1\%$ de X_s dans le cas d'une cellule unitaire et dans le cas d'une métasurface (5×12 cellules unitaires).

Méthode de maillage	Nombre de mailles de la cellule	Nombre de mailles de la métasurface	Faisabilité
Directe	$1,08 \times 10^5$	$6,48 \times 10^6$	×
auto edge refinement	$1,80 \times 10^4$	$1,08 \times 10^6$	×
Adaptée	$2,40 \times 10^4$	$1,44 \times 10^6$	✓

TABLE 3.2 – Récapitulatif du maillage de la cellule unitaire à $X_s \pm 1\%$.

Comme précédemment, on remarque que la méthode "directe" est très coûteuse en maillage. On souhaite avoir une simulation totale (volume total comprenant la métasurface) avec environ 2 millions de tétraèdres maximum afin de limiter le temps de calcul, cette méthode est donc exclue. Ensuite, la méthode "auto edge refinement" semble convenir avec un faible nombre de mailles pour atteindre le critère de convergence. En revanche, des tests empiriques ont montré que cette méthode intégrée nativement dans CST n'est pas stable. On peut voir dans la Figure 3.6a que cette méthode n'est pas linéaire. De même, lors des étapes de simulation numérique totale, le maillage était variable et irrégulier par endroits. Cette méthode est donc exclue. Enfin, il reste la méthode "adaptée". Elle permet un nombre de mailles modéré, une maîtrise complète de son comportement et tout en garantissant une grande stabilité.

3.2.2 Conception de la métasurface complètement métallique

Une fois le comportement de la cellule unitaire suffisamment contrôlé, il reste à assembler la métasurface sous la forme d'un réseau de 5×12 cellules unitaires décrites précédemment. La taille de la métasurface est la même que celles réalisées précédemment [2], c'est-à-dire 1,54 λ suivant l'axe de propagation (x) et 0,64λ suivant la largeur (y). La métasurface est placée sur un plan de masse d'une taille d'environ $4\lambda \times 7,5\lambda$ (1 m $\times$ 2 m) et est excitée par un monopole quart-d'onde de hauteur 0,24λ. La scène électromagnétique simulée est représentée en Figure 3.7.

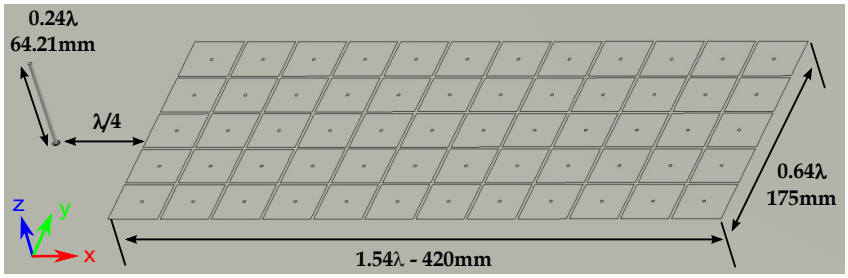
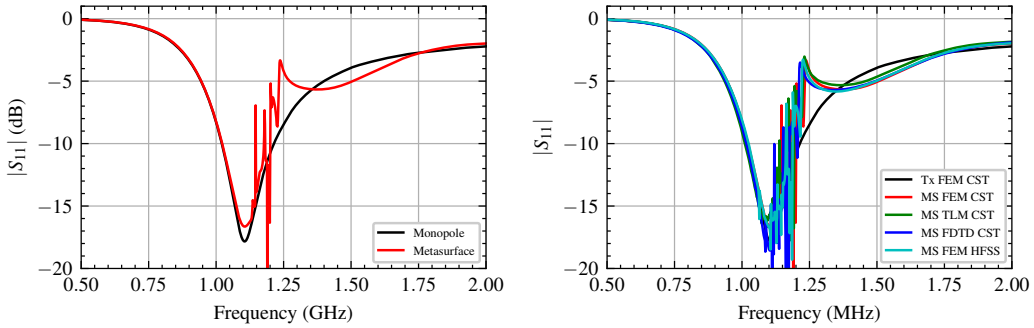


FIGURE 3.7 – Scène électromagnétique du monopole et de la métasurface sur un plan de masse.

3.2.2.1 Validation numérique par méthodes de résolution et stratégies de maillage

Une première phase de simulation a soulevé quelques inquiétudes quant à la cohérence physique et la validité des résultats de simulation de la métasurface. Les doutes viennent notamment d'oscillations observées sur le coefficient de réflexion (S_{11}) du monopole en simulation, tel que représenté en Figure 3.8a. Ces oscillations, présentes de 1,14 GHz à 1,23 GHz, nous ont poussés à réaliser des simulations avec des solveurs différents. afin de vérifier que le comportement global de la métasurface était cohérent. Pour cela nous avons utilisé et comparé les solveurs

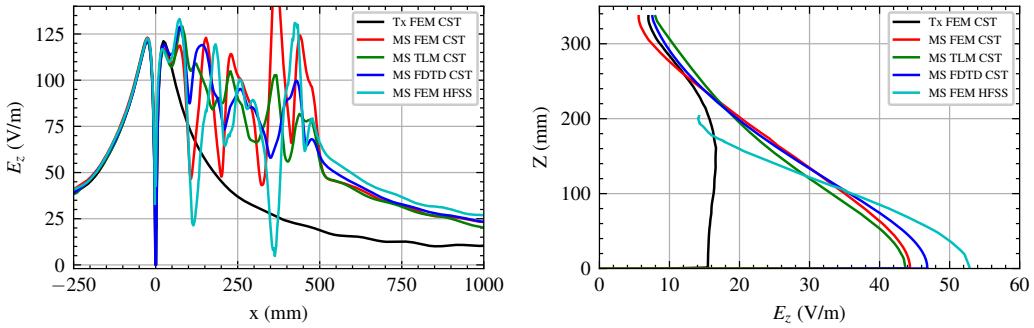
FEM (domaine fréquentiel en maillage tétraédrique), FDTD (domaine temporel en maillage hexaédrique) et TLM (domaine temporel en maillage hexaédrique) du logiciel CST Microwave Studio et le solveur FEM (domaine fréquentiel en maillage tétraédrique) du logiciel HFSS. Toutes ces simulations ont des excitations similaires (excitation du monopole par un port coaxial 50 Ω), des conditions aux limites similaires ("Open" dans CST, "Perfectly Matched Layer" dans HFSS) avec la même scène simulée.



(a) (b)

FIGURE 3.8 – Coefficient de réflexion (S_{11}) du monopole en simulation : (a) FEM de CST seul (b) multi-solveurs (TLM, FEM, FDTD).

L'étude à l'aide de différents solveurs a permis de montrer que le comportement oscillatoire observé en Figure 3.8b est une réalité de simulation et que ce phénomène ne vient pas d'artéfacts propres à un solveur ou une stratégie de maillage. Il faudra vérifier ce phénomène lors d'une réalisation expérimentale. Nous pensons que ces oscillations sont une conséquence de l'absence de pertes (résistives et diélectriques) dans nos simulations. En effet, sans atténuation, le couplage entre le monopole et la métasurface peut être important.



(a) (b)

FIGURE 3.9 – Champ électrique E_z simulé avec plusieurs solveurs (a) suivant l'axe x (b) suivant l'axe z.

Ensuite, toujours à partir de ces simulations multi-solveurs, on peut vérifier à titre informatif l'augmentation de champ électrique en présence de la métasurface. Ces résultats nous permettent d'affirmer qu'il est possible d'avoir une augmentation locale du champ électrique proche (Figures 3.9a et 3.9b) en utilisant une métasurface à champignons complètement métalliques. On peut voir que les trois solveurs intégrés dans CST donnent des niveaux de champ électrique très similaires sur la Figure 3.9a, et ce malgré des méthodes de résolution et des stratégies de maillage différentes. Dans le cas de la Figure 3.9b la solution du solveur FDTD de CST est un peu supérieure aux deux autres (47 V/m contre environ 44 V/m à la position $z = 0$ mm). Le solveur HFSS donne systématiquement des niveaux plus élevés mais il est présenté ici à titre indicatif car aucune optimisation ni réglage particulier du maillage n'a été effectuée.

Ces résultats encourageants, une fois confirmés par une réalisation expérimentale, pourront ouvrir la voie à une nouvelle conception de métasurface compacte complètement métallique en bande HF.

3.3 Métasurface presque complètement métallique en bande L

Le travail de conception et de modélisation précédent a permis de montrer l'intérêt de ce type de cellule unitaire champignon pour obtenir le comportement inductif nécessaire à la propagation d'une onde de surface. Maintenant, il faut pouvoir montrer expérimentalement l'intérêt de cette conception. La conception détaillée dans la première partie de ce chapitre a l'avantage d'être complètement métallique ce qui facilitera une extension de ce concept en bande HF : une telle métasurface pourrait être réalisée à l'aide de grillages et de filets métalliques. En revanche, pour un prototype à échelle réduite en bande L, il est plus compliqué de réaliser une métasurface complètement métallique. Des techniques d'assemblage de plaques usinées puis assemblées par brasage permettraient la réalisation d'une métasurface complètement métallique en bande L. Mais nous avons choisi d'adapter la conception au procédé de fabrication de cartes électroniques "PCB", ceci afin de s'assurer d'avoir des dimensions et des alignements précis pour une réalisation.

C'est pour cela que la métasurface champignon en bande L dont la cellule unitaire est montrée en Figure 3.10 est réalisée à l'aide d'un substrat NP140 sur lequel les motifs métalliques sont imprimés par gravure chimique. Ce substrat NP140 est fin par rapport à l'épaisseur d'air entre le plan de masse et le substrat, on peut donc considérer que cette conception est proche de la conception complètement métallique précédente avec un substrat presque entièrement réalisé à partir d'air et presque complètement métallique. Cette nouvelle conception va reprendre les mêmes étapes que précédemment.

3.3.1 Cellule unitaire presque complètement métallique

La cellule unitaire de ce motif champignon est représentée en Figure 3.10. Elle reprend la structure présentée précédemment mais avec un substrat diélectrique fin d'épaisseur t_2 utilisé afin de porter la métasurface bande L, avec $t_2 << h$, de manière à obtenir $\varepsilon_{eff} \approx 1$. Le substrat diélectrique utilisé est du NP140, de permittivité $\varepsilon_{\text{sub}} = 4{,}25$ et de tangente de pertes $\tan\delta = 1,9\times10^{-2}$ à 1 GHz [85]. Les dimensions de la cellule ont été déterminées pour préserver une hauteur de structure faible ($\approx \lambda/30$). Le paramètre d'ajustement du comportement de réactance de la cellule est la largeur d'un patch métallique. Les dimensions de la cellule sont présentées dans le tableau 3.3.

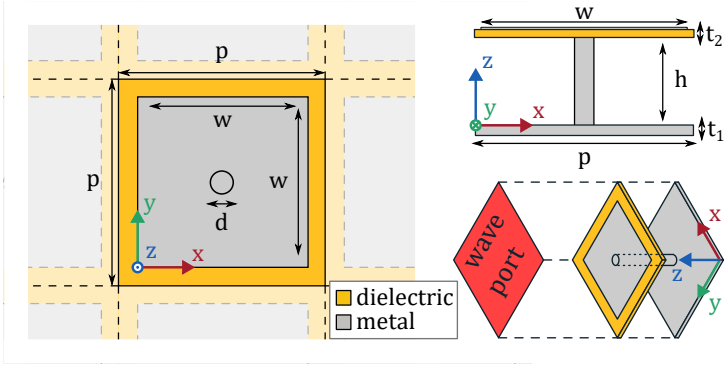


FIGURE 3.10 – Cellule unitaire champignon.

Paramètre	Nom	Valeur (mm)	λ_0/X à 1,1 GHz
p	périodicité de la cellule	35	8
w	largeur de patch	30	9
d	diamètre du via	4	70
h	hauteur d'air	10	27
t_1	épaisseur du plan de masse	3	90
t_2	épaisseur du substrat NP140	0,8	340

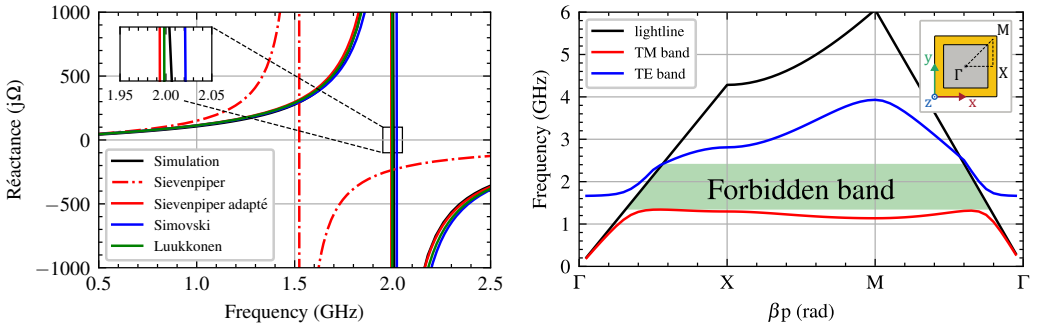
TABLE 3.3 – Dimensions de la cellule unitaire champignon complètement métallique.

Des simulations de la cellule unitaire en conditions de Floquet permettent de caractériser son impédance en incidence normale. Une comparaison entre la simulation et les modèles analytiques (équations 3.2, 3.3 et 3.4) est présentée à la Figure 3.11a. On peut y observer que la simulation et le modèle proposé par Luukkonen sont proches, contrairement au modèle de Sievenpiper. En effet, ce dernier n'est pas adapté à un substrat dont la permittivité est proche de ε_{air} ($\varepsilon_r \approx 1$) (voir Figure 3.2 et [86]). Pour remédier à cela, nous proposons en équation 3.5 une modification de la permittivité effective (ε_{eff}) du modèle de Sievenpiper, afin de mieux prendre en compte les épaisseurs des différents substrats de la cellule.

Cette adaptation du modèle de Sievenpiper modifie la définition du substrat ε_r de hauteur h pour prendre en compte le substrat ε_{sub} de hauteur t_2 et la couche d'air ε_{air} de hauteur h.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_{sub} \cdot t_2 + \varepsilon_{air} \cdot h}{h + t_2} \tag{3.5}$$

Ce changement minime du modèle de Sievenpiper semble bien représenter le comportement inductif de la cellule unitaire (Figure 3.11a). On peut également constater l'intérêt d'avoir adapté le modèle proposé par Sievenpiper pour mieux prendre en compte le substrat. Le comportement en impédance de notre cellule semble donc être inductif jusqu'à 2 GHz, puis capacitif. Les autres modèles analytiques de l'impédance de cette cellule (Simovski [5] et Luukkonen [4]) sont présentés sur la Figure 3.11a et sont en bon accord avec l'impédance simulée sous CST. Le fait que les modèles de Luukkonen et Simovski soient déjà proches de la simulation sans modification s'explique par l'intégration de formulations plus complexes pour la permittivité effective des structures multicouches.



(a) (b)

FIGURE 3.11 – (a) Impédance de la cellule unitaire champignon. (b) Diagramme de dispersion de la cellule unitaire champignon.

De même, une simulation des modes de propagation de la cellule sur CST est présentée en Figure 3.11b. On peut y distinguer les deux modes de propagation au sein de la structure : le mode TM (en bleu) et le mode TE (en rouge). Dans notre cas, la cellule étant excitée par une onde TM (par l'antenne monopole), on observe que plus la fréquence augmente, plus la dispersion du mode TM s'accroît (voir entre Γ et X), conduisant ainsi à un meilleur confinement de l'onde (voir Figure 1.5b). La fréquence de coupure haute du mode TM est estimée à 1,33 GHz. Par la suite, en l'absence d'autres modes de propagation, une zone de bande interdite (EBG) empêche toute propagation au sein de la structure. Enfin, une propagation en mode TE devient possible après 2 GHz.

Pour conclure sur cette étude, on retrouve un comportement de la cellule "presque complètement métallique" proche de celui de la cellule "complètement métallique" présentée précédemment.

3.3.2 Métasurface presque complètement métallique

Cette nouvelle conception de métasurface est simulée avec le solveur FEM (éléments finis dans le domaine fréquentiel) du logiciel CST. La scène de simulation est présentée en Figure 3.12, elle comprend une antenne monopole sur un plan de masse, entourée de conditions aux limites de type "Open" (réflexion nulle des ondes) sur toutes les surfaces du volume calculé. Désormais, les résultats de simulations présentés dans ce chapitre seront obtenus à l'aide du solveur FEM de CST. Enfin, la règle de maillage des cellules unitaires discutée dans la section 3.2.1.3 est appliquée.

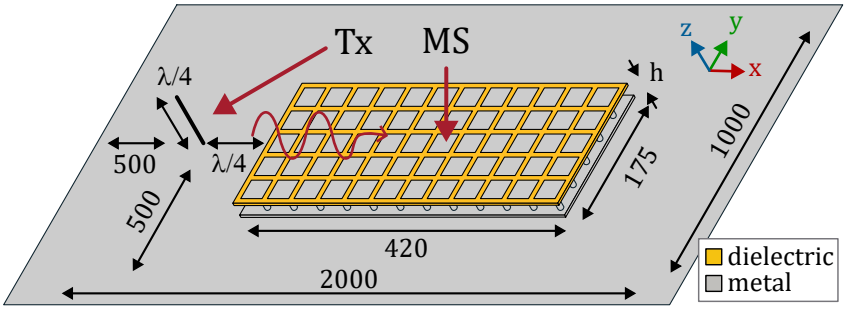
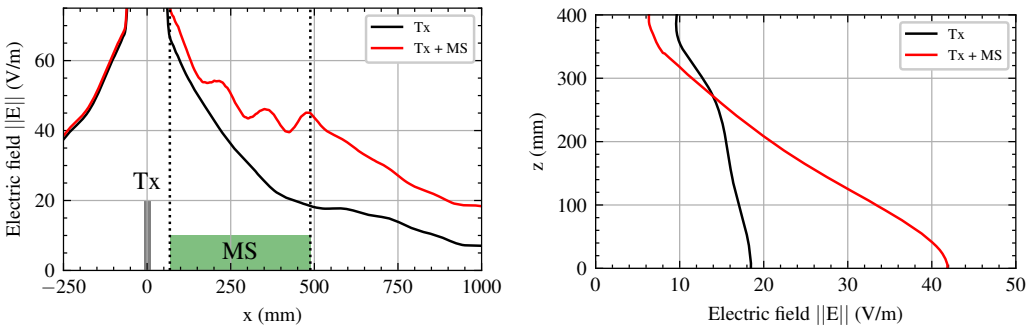


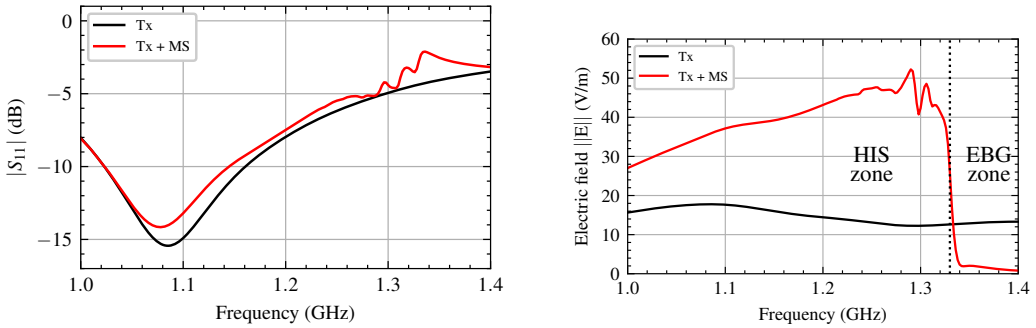
FIGURE 3.12 – Scène électromagnétique du monopole et de la métasurface au-dessus d'un plan de masse. Dimensions en millimètres.

Les résultats de la simulation sont convaincants. En termes de champ électrique, une coupe suivant l'axe x permet de voir l'amplification locale due à la métasurface (Figure 3.13a). En termes de valeurs, on obtient un champ $||E||$ d'amplitude à 45 V/m avec la métasurface (Tx + MS) comparativement aux 20 V/m avec le monopole Tx seul à la position $x = 500$ mm. La Figure 3.13b permet aussi de remarquer que le champ amplifié localement l'est principalement pour des valeurs de z faibles, c'est-à-dire au niveau du sol.



(a) (b)

FIGURE 3.13 – Résultats de simulation numérique du monopole Tx avec et sans la métasurface MS (a) Champ électrique suivant l'axe x avec $y = 0$ mm et $z = 70$ mm. (b) Champ électrique suivant l'axe z avec $x = 590$ mm et $y = 0$ mm.



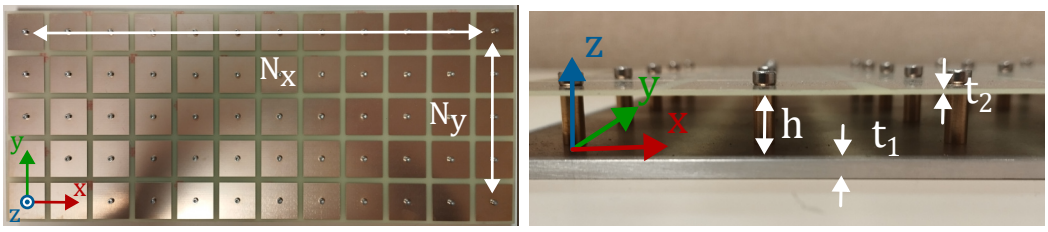
(a) (b)

FIGURE 3.14 – Résultats de simulation numérique du monopole Tx avec et sans la métasurface MS (a) Coefficient de réflexion (S_{11}). (b) Champ électrique au point $x = 590$ mm, $y = 0$ mm, $z = 70$ mm.

On trouve un comportement global semblable à celui de la métasurface complètement métallique mais sans les oscillations sur le coefficient de réflexion (voir 3.14a). On observe que l'adaptation reste globalement inchangée en présence de la métasurface. Enfin, la Figure 3.14b permet de voir l'amplification locale à un point arbitraire sur la bande de fréquence. On trouve deux zones bien distinctes, l'une en régime d'amplification du champ électrique (HIS) et l'autre dans un régime de bande interdite de champ électrique (EBG).

3.4 Validation expérimentale de la métasurface presque complètement métallique en bande L

Un prototype, représenté en Figures 3.15a et 3.15b, a été réalisé à partir d'un substrat NP140 [85], sur lequel les motifs métalliques ont été gravés chimiquement. Le réseau est composé de $N_x = 12$ et $N_y = 5$ motifs périodiques. Des plots métalliques de hauteur h permettent ensuite de visser le substrat NP140 d'épaisseur $t_2 = 0{,}8$ mm sur un plan de masse en aluminium d'épaisseur $t_1 = 3$ mm.



(a) (b)

FIGURE 3.15 – (a) Maquette de preuve de concept réalisée vue de haut. (b) Espacement d'air entre le substrat NP140 et la plaque d'aluminium.

Des tests de conductivité ont permis de s'assurer du bon contact électrique entre les patchs métalliques du substrat NP140 et la plaque d'aluminium. Une inspection optique a permis de s'assurer que le substrat NP140 ne gondole pas, c'est-à-dire qu'il présente une bonne planéité dans le plan horizontal (xOy).

3.4.1 Vérifications par réflexion et transmission

La première étape de vérification expérimentale de la métasurface consiste à caractériser le comportement en réflexion (S_{11}) du monopole quart-d'onde Tx dans la configuration présentée en Figure 3.12. De même, et afin de reproduire un résultat expérimental de Sievenpiper [3], un deuxième monopole Rx est placé de l'autre côté de la métasurface afin d'évaluer l'influence de la métasurface sur la transmission (S_{21}) entre ces deux antennes. La configuration de mesure est présentée en Figure 3.16.

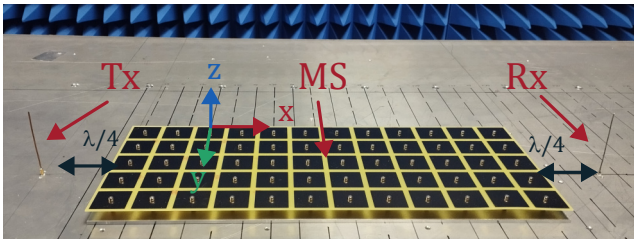
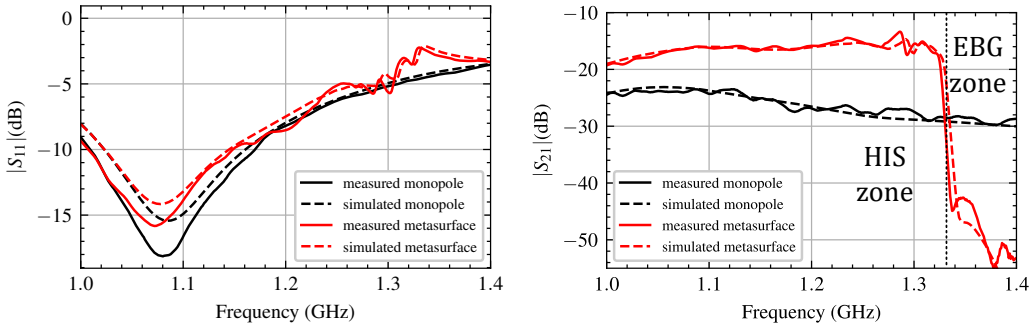


FIGURE 3.16 – Dispositif de mesure des coefficients de réflexion et de transmission des deux monopoles.

La mesure des paramètres S en réflexion et en transmission des monopoles Tx et Rx est effectuée avec un analyseur de réseau vectoriel Agilent 8753ES. La Figure 3.17a montre le coefficient de réflexion (S_{11}) avec et sans la métasurface. Tout d'abord, la mesure du monopole Tx seul montre qu'il est bien accordé à la fréquence de travail de 1,1 GHz. Ensuite, la présence de la métasurface vient modifier l'adaptation du monopole. On peut notamment observer : une moins bonne adaptation à la fréquence de 1,1 GHz (-14 dB avec la MS contre -17 dB sans), un décalage en fréquence de l'adaptation de 5 MHz (0.5% de 1,1 GHz), des oscillations entre 1,25 GHz et 1,31 GHz et une oscillation plus forte à 1,32 GHz. On peut aussi remarquer que les oscillations du coefficient de réflexion S_{11} de la métasurface complètement métallique présentées précédemment (voir Figure 3.8a) ne sont plus présentes, cela est probablement dû à l'introduction de pertes électromagnétiques au sein du substrat NP140.

L'influence de la métasurface peut être observée en transmission entre les deux monopoles, telle que montrée en Figure 3.17b. On remarque tout d'abord, dans le cas sans la métasurface que la transmission est relativement stable sur toute la bande avec un maximum de -24 dB à 1,09 GHz, fréquence à laquelle les monopoles présentent la meilleure adaptation. La présence de la métasurface vient changer considérablement la transmission. Tout d'abord on observe une meilleure transmission sur toute la bande jusqu'à 1,32 GHz. Ce comportement est attribué



(a) (b)

FIGURE 3.17 – (a) Mesure et simulation du coefficient de réflexion (S_{11}) du monopole Rx avec et sans la métasurface champignon (b) Mesure et simulation du coefficient de transmission (S_{21}) entre les monopoles Rx et Tx, avec et sans la métasurface champignon.

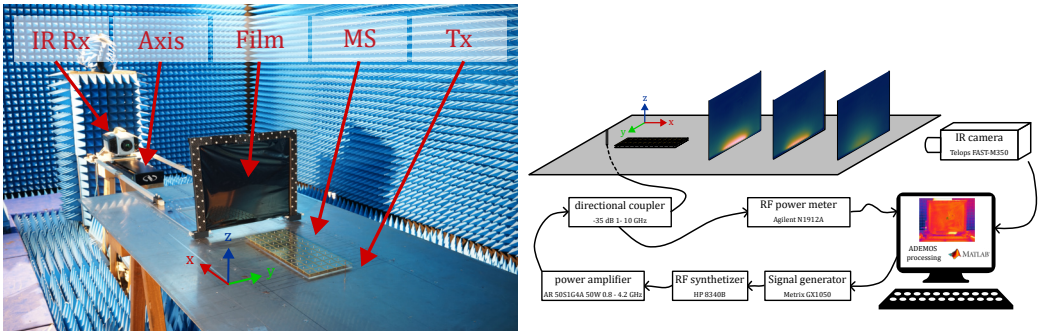
au comportement de haute impédance (HIS) dans lequel le comportement inductif de la métasurface améliore la transmission (-15 dB). Après la fréquence de coupure à 1,32 GHz, le comportement de la métasurface passe en comportement capacitif ainsi qu'en régime de bande interdite (EBG).
En général, ces mesures en réflexion et en transmission sont très fidèles aux simulations effectuées précédemment. Les comportements sont tous retrouvés, avec des niveaux équivalents.

3.4.2 Caractérisation de l'influence de la métasurface sur le champ électrique proche

Afin d'aller plus loin dans la caractérisation de l'influence de la métasurface sur la propagation des ondes électromagnétiques, une cartographie du champ électrique proche avec et sans la métasurface est effectuée. La première méthode de mesure de champ électrique proche est la thermographie infrarouge (EMIR) [55], cette technique a déjà été présentée et utilisée pour la caractérisation de la métasurface à composite eau - Téflon dans le chapitre 2.

La mesure est présentée en Figure 3.18a ainsi qu'un schéma explicatif des conditions expérimentales de cette mesure en Figure 3.18b. Le signal RF est formé à partir d'un synthétiseur de fréquence HP 8340B, amplifié à 50 W par un Amplifier Research 50S1G4A [56] et injecté dans le monopole. Un coupleur directionnel ainsi qu'une sonde de puissance Agilent N1912A permettent de connaître en temps réel la puissance injectée dans le monopole. Enfin, un générateur de signaux Metrix GX1050 permet la modulation basse fréquence ω_{BF}, nécessaire aux cycles d'échauffement et refroidissement de la méthode EMIR. Afin de pouvoir imager un volume 3D de la scène d'expérimentation, le film résistif est translaté sur le plan de masse à l'aide d'un positionneur linéaire Newport XPS de 440 mm. Enfin, une caméra

infrarouge TELOPS FAST-M250 permet de mesurer l'échauffement du film résistif au contact du champ électromagnétique. Ce banc est piloté quasi intégralement par un code Python qui fait varier les différents paramètres de la mesure. Enfin, un traitement numérique du signal nommé "ADEMOS" permet de traiter les images d'échauffements en matrices $||E||$, en appliquant l'équation 2.13.



(a) (b)

FIGURE 3.18 – (a) Mesure expérimentale du champ électrique proche par thermographie infrarouge (EMIR). (b) Schéma des conditions d'expériences de la mesure EMIR.

L'origine du repère (O, x, y, z) est à la base du monopole, à l'interface avec le plan de sol. La mesure à l'aide d'une caméra IR a permis d'obtenir des coupes d'échauffement pour des valeurs de x allant de 200 mm à 640 mm. La Figure 3.19 présente les images de l'échauffement du film résistif à la position $x = 590$ mm.

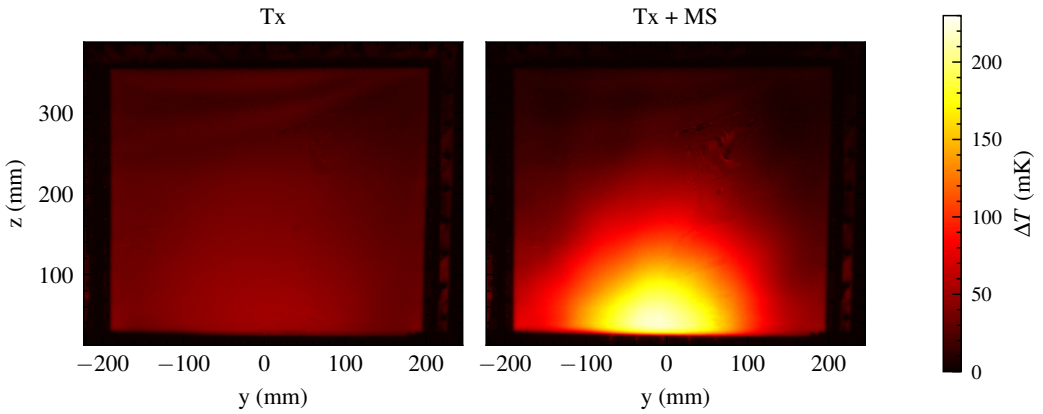


FIGURE 3.19 – Échauffement du film à la position $x = 590$ mm : (a) Pour le monopole seul (Tx). (b) En présence de la métasurface (Tx + MS).

Ensuite, la Figure 3.20 présente les matrices $||E||$ dans les mêmes conditions, en appliquant l'équation 2.13. On peut remarquer que dans le cas Tx (monopole seul), le champ électrique est relativement homogène sur toute la surface du film, avec un champ moyen d'environ 100 V/m.

La présence de la métasurface (cas "Tx + MS") augmente le champ électrique en formant un faisceau, et on remarque un maximum d'environ 250 V/m selon l'axe de propagation du Tx ($y = 0$ mm) et proche du plan de masse (z petit).

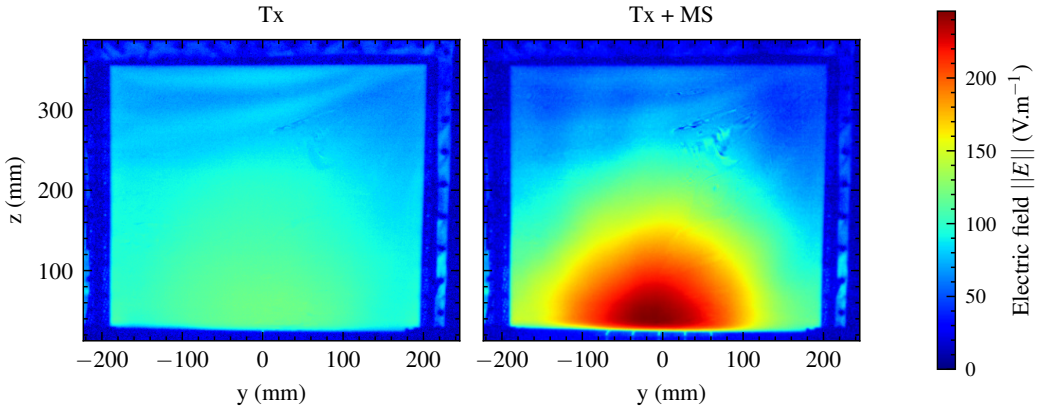


FIGURE 3.20 – Champ électrique $||E||$ avec et sans la métasurface à $x = 590$ mm du monopole, par thermographie infrarouge.

Enfin, la Figure 3.21 montre le G_{MS} calculé à partir des résultats présentés en Figure 3.20. Cette matrice G_{MS} est comparée avec une carte équivalente simulée. On retrouve des comportements communs avec néanmoins un G_{MS} maximal plus faible par thermographie qu'en simulation. Des artéfacts sur les contours de la mesure par thermographie sont liés au cadre en plastique utilisé et ne sont pas à prendre en compte.

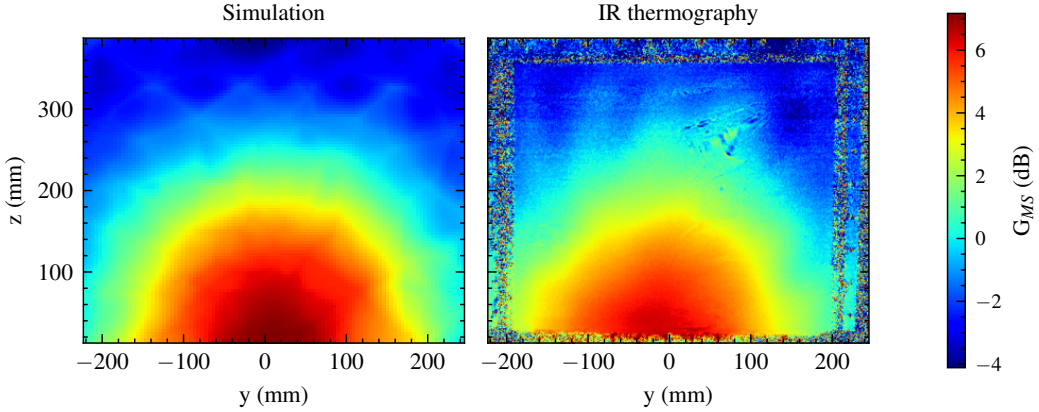


FIGURE 3.21 – G_{MS} simulée (a) et mesurée (b) à $x = 590$ mm du monopole, par thermographie infrarouge.

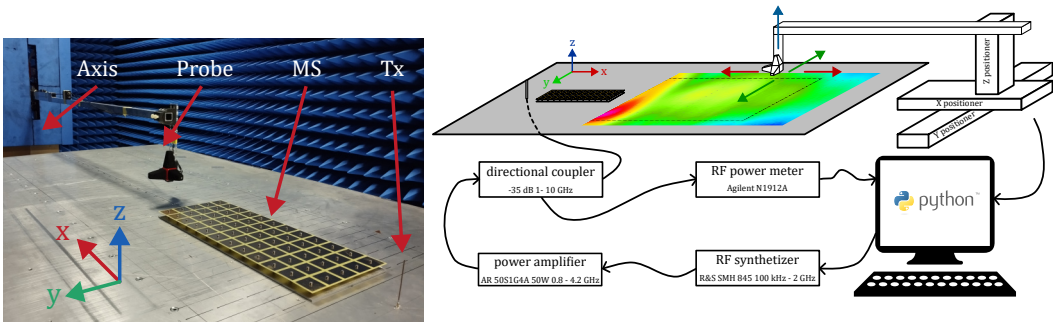
La caractérisation par thermographie a donc permis d'établir le comportement général de la métasurface, mais cette méthode présente plusieurs inconvénients qui peuvent limiter l'analyse :

— La méthode n'est pas très sensible, il est nécessaire d'utiliser une forte puissance RF pour assurer un échauffement mesurable avec la caméra IR.
— En raison de la forte puissance injectée dans le Tx, il est nécessaire d'utiliser une chambre anéchoïque blindée afin de s'assurer de conditions d'expériences saines.
— Le volume de mesure est limité par la taille du film et la course du positionneur
— L'automatisation totale du banc n'est pas possible à cause de la caméra utilisée.
— La méthode EMIR ne permet pas d'obtenir les composantes E_x, E_y, E_z du champ électrique, mais sa valeur absolue $||E||$.

C'est pour ces raisons qu'une autre solution de caractérisation a été recherchée afin d'approfondir l'analyse de la métasurface conçue.

3.4.2.1 Caractérisation à l'aide d'un banc imageur de champs électrique proche

Afin de compléter les résultats précédents, le choix a été fait de mettre en place un banc d'imagerie de champ électrique proche. Ce banc a été construit et programmé dans le cadre de la thèse. Plusieurs itérations ont permis d'ajuster les mesures et les résultats du banc. La Figure 3.22a présente la dernière version de ce banc et la Figure 3.22b présente un schéma du fonctionnement du banc.



(a) (b)

FIGURE 3.22 – (a) Banc imageur de champ électrique. (b) Schéma de fonctionnement du banc imageur.

Le banc est basé sur une sonde HI-6005 de la marque ETS-Lindgren [87], qui permet de mesurer les trois composantes du champ électrique de manière isotrope, avec une sensibilité raisonnable (de 0,1 à 1500 V/m). Trois positionneurs Newport XPS permettent de déplacer la sonde dans l'espace. Une chaine RF composée d'un synthétiseur de fréquence Rohde&Schwarz SMH 845, d'un amplificateur 10 W AAMCS

1-3 GHz [88] permet de former le signal à RF à injecter dans le monopole Tx. Un coupleur directionnel et une sonde de puissance Agilent N19218 permettent de mesurer la puissance injectée dans le monopole Tx. Ces périphériques sont contrôlés par un script Python sur un ordinateur d'expérimentation à l'aide d'interfaces Séries, LAN et GPIB. La puissance RF injectée dans le monopole est d'environ 1 W continu (CW). Dans le cadre de la caractérisation de la métasurface, ce banc va permettre de mieux cartographier le champ électrique proche du monopole Tx et de la métasurface où l'origine du repère (O, x, y, z) est à la base du monopole Tx et à l'interface avec le plan de masse.

La Figure 3.23 montre le champ électrique mesuré à l'aide du banc imageur du champ du monopole Tx avec et sans la métasurface (MS) à la position $x = 590$ mm.

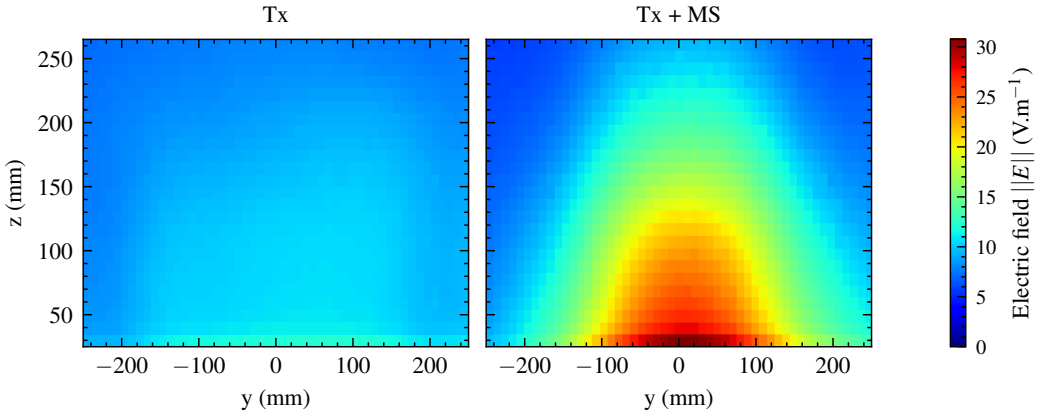


FIGURE 3.23 – Champ électrique $||E_z||$ avec (a) et sans (b) la métasurface à $x = 590$ mm du monopole, avec le banc imageur de champ.

Comme pour la méthode EMIR, on peut voir que le champ électrique du monopole seul est homogène sur toute la surface de mesure. La présence de la métasurface (Tx + MS) représentée en Figure 3.23, augmente le champ électrique dans l'axe de propagation et proche du sol.

Ensuite, le G_{MS} est calculé (équation 2.1) à partir des mesures précédentes et présenté en Figure 3.24 avec une comparaison au G_{MS} obtenu par simulation.

Les tendances entre ces deux coupes sont similaires. On retrouve bien un faisceau dans l'axe de propagation du monopole et proche du sol ($y = 0$ mm et $z = 0$ mm). La mesure avec le banc imageur montre en revanche des niveaux légèrement supérieurs que la simulation. On remarque aussi que pour les positions z autour de 220 mm et dans l'axe de propagation $y = 0$ mm, le G_{MS} mesuré est bien supérieur. Cela pourrait s'expliquer par la structure de la sonde utilisée : bien qu'elle permette de mesurer les trois composantes du champ, ses trois capteurs (micro-dipôles) sont spatialement séparés de quelques centimètres. Cette sonde est vendue avec ses trois capteurs calibrés et corrigés mais il serait peut-être bon de refaire une calibration professionnelle. La mesure reste tout de même satisfaisante avec un comportement et des niveaux tout à fait cohérents en accord avec la simulation.

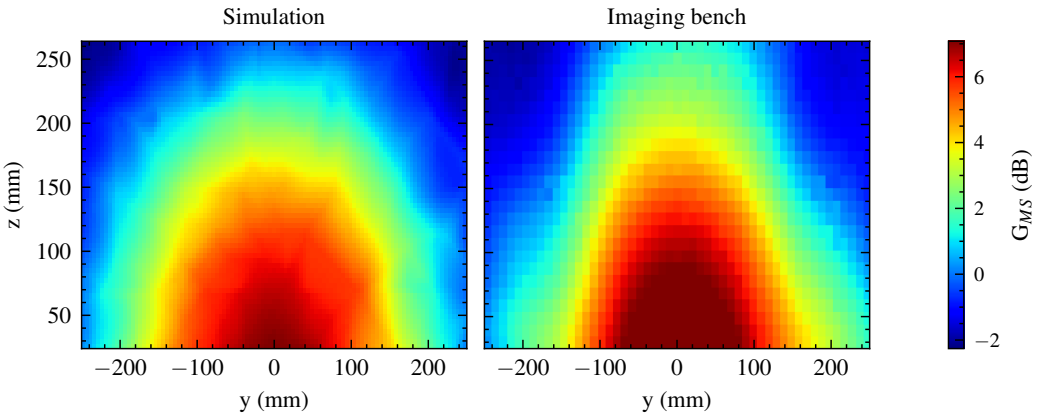
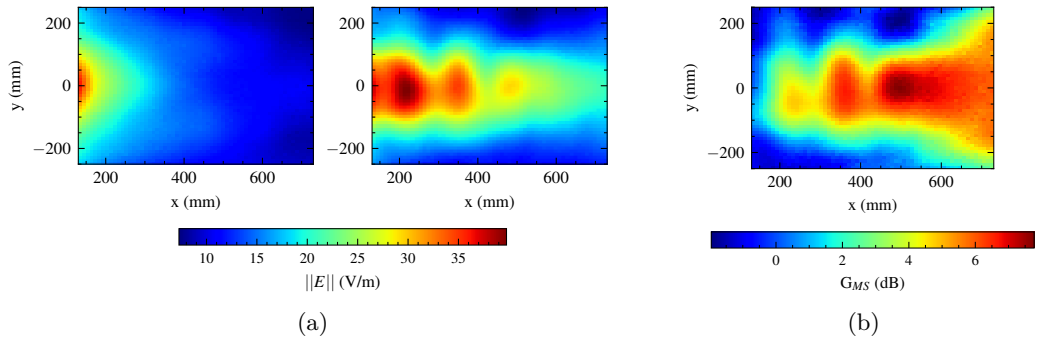


FIGURE 3.24 – Gain G_{MS} simulé (a) et mesuré à l'aide du banc imageur (b).

Cette sonde permet d'autres plans de découpe : regardons la cartographie 2D du plan xOy afin de mieux visualiser l'influence de la métasurface. La Figure 3.25a montre les coupes suivant le plan xOy de champ électrique $||E||$ du monopole Tx et du monopole Tx + MS. On peut y voir l'influence de la métasurface qui permet d'avoir un champ électrique plus fort dans l'axe de propagation souhaité de l'onde. La Figure 3.25b montre le G_{MS} calculé à partir des coupes de champs précédentes. La présence de la métasurface permet donc un gain G_{MS} de 7 dB à son extrémité (à la position $x = 590$ mm).

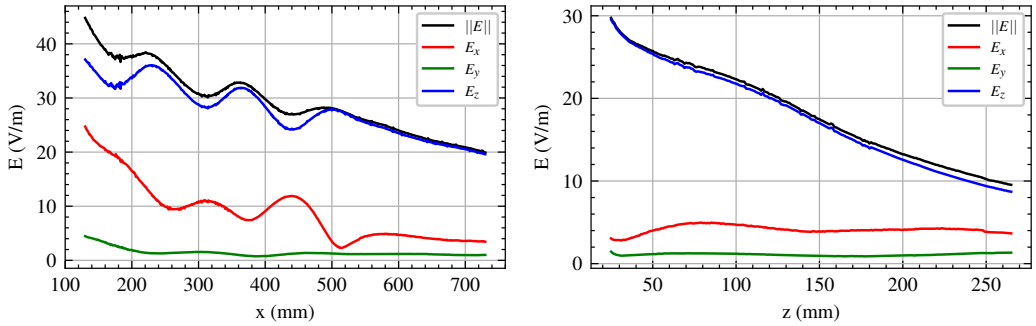


(a) (b)

FIGURE 3.25 – (a) Champ électrique du monopole Tx, avec et sans métasurface, suivant le plan xOy à l'altitude $z = 70$ mm. (b) G_{MS} du monopole Tx + MS, suivant le plan xOy à $z = 70$ mm.

La sonde de champ utilisée permet de mesurer chacune des composantes du champ électrique (E_x, E_y et E_z), ce que ne permettait pas la méthode EMIR. La Figure 3.26a montre une coupe du champ électrique suivant l'axe x aux coordonnées $y = 0$ mm et $z = 70$ mm et permet de voir l'influence de la métasurface dans la direction de propagation privilégiée. De même, la Figure 3.26b montre une coupe de champ suivant l'axe z aux positions $x = 590$ mm, $y = 0$ mm en présence de la métasurface. L'objectif d'un lanceur d'onde de surface est de favoriser un fort

champ $E_\perp$, orthogonal au plan de propagation de l'onde de surface, ici E_z. Dans notre application de propagation dans le plan xOy, on cherche à maximiser la composante E_z. Le monopole quart-d'onde permet déjà d'exciter un fort champ E_z et donc une onde de surface. Les Figures 3.26a et 3.26b montrent que dans le cas Tx + MS, la composante E_z reste majoritaire devant les autres composantes (E_x et E_y) et que la propagation se fait en polarisation transverse magnétique (TM). On peut aussi considérer dès lors que $||E|| \approx E_z$.



(a) (b)

FIGURE 3.26 – Composantes du champ électrique du monopole Tx, avec la métasurface champignon (MS) sur le banc imageur, (a) suivant l'axe x, (b) suivant l'axe z.

Pour conclure sur le banc imageur de champ électrique proche mis en place pour ces mesures : les résultats sont satisfaisants et permettent de fournir des cartographies 2D du champ électrique autour de la métasurface. Ce banc a été construit pour les besoins spécifiques de ma thèse et avec ses contraintes temporelles et matérielles. Idéalement, pour que ce banc puisse être utilisé pour d'autres situations expérimentales, il faudrait remplacer cette sonde par un micro-dipôle connecté à un analyseur de réseau vectoriel, comme déjà réalisé auparavant à l'ONERA [89]. Cette modification pourrait permettre de mesurer l'amplitude et la phase du champ et donc d'aller plus loin dans l'analyse. En revanche, cela ne permettrait plus de mesurer les trois composantes du champ électrique en une seule opération et rallongerait grandement le temps de cartographie.

3.4.2.2 Analyse approfondie des résultats expérimentaux en champ proche

Les mesures réalisées par thermographie infrarouge dans un premier temps, puis à l'aide du banc imageur présentées dans les sections 2.3.3.1 et 3.4.2.1 permettent de mieux analyser l'influence de la métasurface sur le rayonnement en champ électrique proche du monopole. Comme précédemment, ces analyses consistent à faire des coupes dans les volumes de champ électrique $||E||$ mesurés et simulés.

Tout d'abord, la Figure 3.27 présente les plans G_{MS} yOz simulés, mesurés et redimensionnés à la même taille. Ces plans montrent une bonne cohérence de G_{MS} entre les différentes mesures et la simulation.

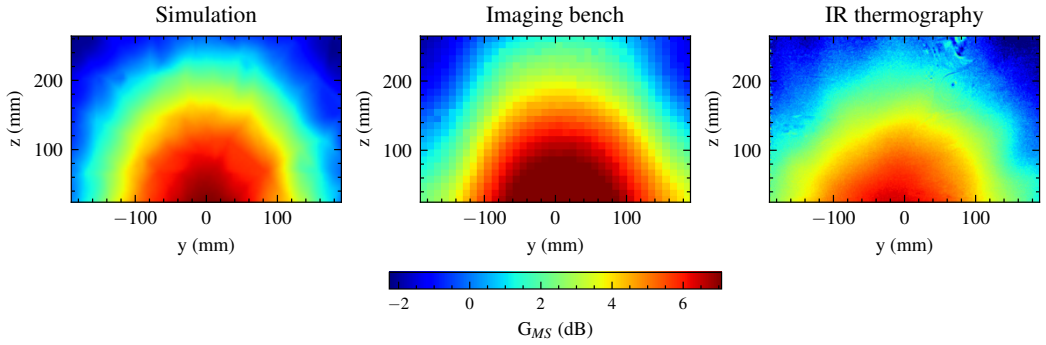
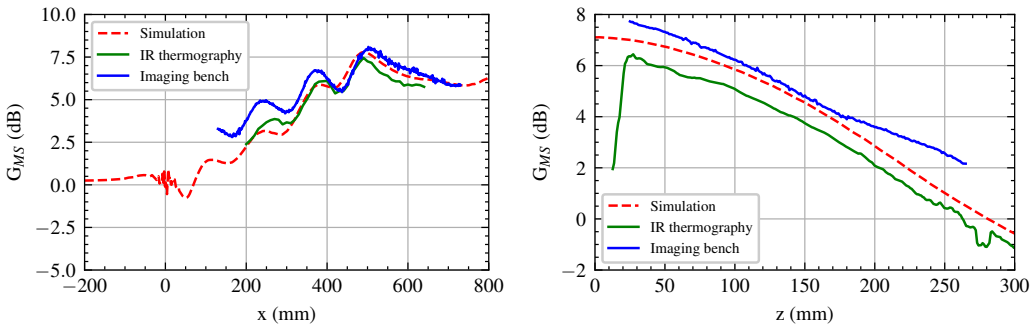


FIGURE 3.27 – Plans yOz G_{MS} de l'ensemble monopole Tx + métasurface champignon (MS) simulé et mesuré, à la position $x = 590$ mm.

Ensuite, une première coupe se fait le long de l'axe x et aux positions $y = 0$ mm et $z = 70$ mm. Elle est représentée en Figure 3.28a, exprimée en G_{MS} pour les deux moyens expérimentaux ainsi que pour la simulation. On peut y voir le monopole à la position $x = 0$ mm avec un $G_{\mathrm{MS}} = 0$ dB. Puis, on observe l'augmentation du gain G_{MS} tout au long de la métasurface, pour atteindre $G_{\mathrm{MS}} \approx 7.5$ dB à la fin de la métasurface, c'est-à-dire $x = 500$ mm. Le G_{MS} décroît ensuite en raison de l'atténuation de l'onde de surface au-delà de la structure.



(a) (b)

FIGURE 3.28 – G_{MS} de l'ensemble monopole Tx + métasurface champignon (MS) simulé et mesuré, (a) suivant l'axe x, ($y = 0$ mm et $z = 70$ mm), (b) suivant l'axe z ($x = 590$ mm et $y = 0$ mm).

Une coupe suivant l'axe z aux positions $x = 590$ mm et $y = 0$ mm (Figure 3.28b) permet d'évaluer à quel point le champ électrique proche est fort au niveau du sol. En termes de G_{MS}, nous observons que les résultats expérimentaux sont très proches de la simulation, même s'ils sont légèrement au-dessus dans le cas du banc imageur et un peu en dessous pour la méthode EMIR. Dans le cas de la méthode EMIR,

la forte baisse de G_{MS} pour $z < 20$ mm est due à la fin du film résistif. De même, l'oscillation à $z \approx 70$ mm est due à une mauvaise tension du film, nuisant à sa planéité.

Enfin, la Figure 3.29 présente le gain G_{MS} mesuré à un point fixe dans l'espace situé après la métasurface (ici $x = 590$ mm, $y = 0$ mm et $z = 70$ mm). En faisant varier la fréquence du signal RF injecté dans le monopole, on peut observer la bande passante de la métasurface.

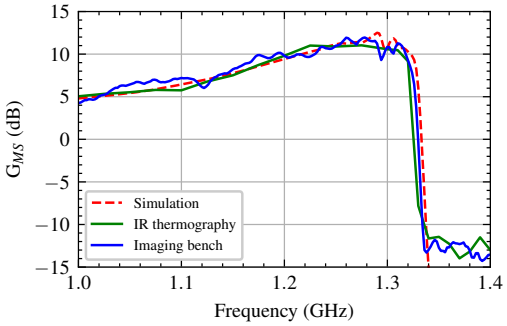


FIGURE 3.29 – G_{MS} de l'ensemble monopole Tx + métasurface champignon (MS) simulé et mesuré à la position $x = 590$ mm, $y = 0$ mm et $z = 70$ mm en fonction de la fréquence.

On observe que la métasurface présente deux fonctionnements déjà évoqués précédemment, la première zone correspond au comportement à haute impédance (HIS) où les conditions d'impédance inductives de la métasurface vont améliorer la propagation du champ électromagnétique rasant. C'est dans cette première zone que la fréquence de travail f_0 se trouve. La deuxième zone se trouve dans un comportement plutôt capacitif, dans lequel la propagation des ondes est bloquée. C'est la bande interdite (EBG). La fréquence de coupure se trouve à environ 1,32 GHz. On peut aussi remarquer que les tendances entre simulation et mesures sont bonnes sur la bande étudiée. Le minimum mesuré de environ -13 dB en bande interdite est dépendant de la dynamique et de la sensibilité des méthodes de mesure.

Pour résumer cette section, les moyens déployés pour mesurer le champ électrique proche autour du monopole et de la métasurface ont permis de confirmer le comportement simulé du système. La métasurface champignon permet bien une amplification du champ électrique associé à une onde en polarisation TM qui la traverse. Une grande cohérence entre simulations et mesures a été observée.

3.4.3 Caractérisation de l'influence de la métasurface en champ lointain

Enfin, à la suite des performances concluantes observées en champ proche de la métasurface, une caractérisation de l'antenne en champ lointain a été effectuée. Pour cela, la chambre anéchoïque BABI (Base Antenne BIstatique) de l'ONERA a été utilisée. Cette chambre bistatique est principalement utilisée pour de la détermination de Surface Équivalente Radar de cibles, mais elle peut aussi permettre de la caractérisation d'antennes. La caractérisation du gain des antennes a été réalisée en utilisant une méthode de détermination à partir de mesures de Surface Équivalente Radar (SER) [90]. La métasurface est fixée sur un plan de masse à l'aide de supports imprimés en 3D (PLA) vissés, visible en Figure 3.30. Ce plan de masse est plus petit que les plans de masse précédents (1 m × 1 m) en raison du poids maximal autorisé sur le pylône de la chambre anéchoïque. Le monopole Tx est fixé à une distance de $\lambda/4$ de la métasurface. La mesure du rayonnement de l'ensemble antennaire est en champ lointain, car en considérant le monopole et la métasurface avec une longueur totale D d'environ 500 mm, on obtient une distance de champ lointain ($2D^2/\lambda$) de 1,83 m à 1,1 GHz pour 5,7 m de distance entre l'antenne en test et l'antenne de référence.

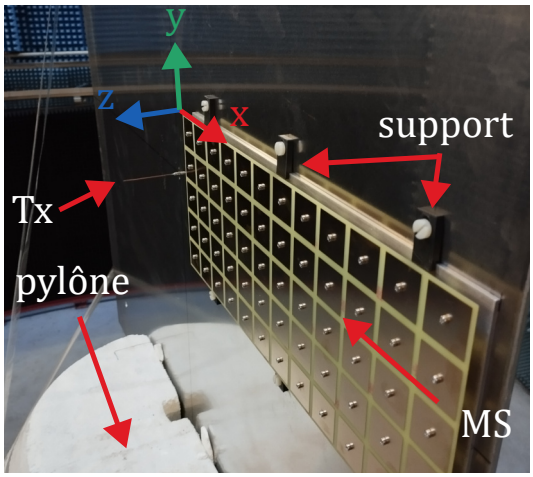
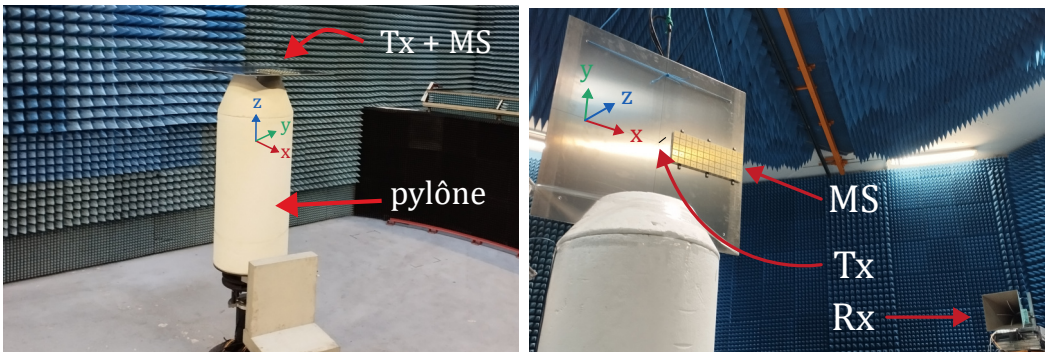


FIGURE 3.30 – Vue rapprochée de la métasurface avec le monopole et ses supports pour la mesure en champ lointain.

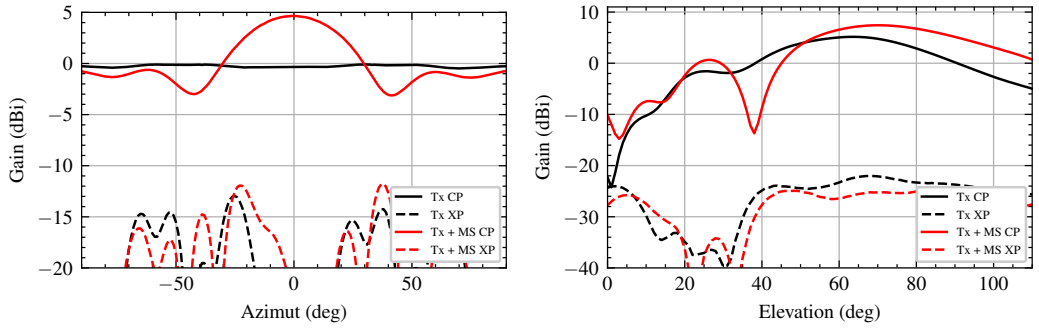
La caractérisation s'est déroulée en plusieurs étapes : tout d'abord des mesures selon l'azimut du monopole Tx seul sont réalisées, puis celles du Tx + MS avec le plan de masse placé horizontalement sur le pylône de polystyrène (voir Figure 3.31a). Ensuite, le plan de masse a été suspendu à un treuil sur rail afin de maintenir le plan de masse de manière verticale et encastré dans le polystyrène du pylône (voir Figure 3.31b). Les rayonnements en élévation du monopole Tx puis du Tx + MS ont été ainsi mesurés.



(a) (b)

FIGURE 3.31 – Caractérisation du rayonnement de la structure antennaire (métasurface champignon et monopole) dans la chambre anéchoïque BABI de l'ONERA. (a) Configuration de mesure du rayonnement en azimut (plan xOy). (b) Configuration de mesure du rayonnement en élévation (plan xOz).

Les mesures brutes à la fréquence $f_0 = 1{,}1$ GHz en azimut (plan xOy, ϕ) et en élévation (plan xOz, θ) sont présentées respectivement sur les Figures 3.32a et 3.32b. Elles montrent que les niveaux de polarisation croisée (cross-polarisation - XP) sont faibles. Cela permet aussi de confirmer que le monopole a un rayonnement canonique de monopole quart d'onde sur un plan de masse fini, c'est-à-dire, avec un gain maximal d'environ 5,14 dBi et un rayonnement rasant limité.



(a) (b)

FIGURE 3.32 – (a) Gain mesuré en azimut de la structure antennaire. (b) Gain mesuré en élévation de la structure antennaire.

La Figure 3.33 montre le rayonnement en azimut et en élévation, simulé et mesuré, du monopole Tx avec et sans la métasurface, en coordonnées polaires. On peut remarquer qu'en azimut, le rayonnement du monopole est stable, comme attendu. De même, l'ajout de la métasurface permet une augmentation du gain de +5 dB. En élévation, le monopole a bien la forme caractéristique d'une "pomme", forme classique du rayonnement d'un monopole sur un plan de masse de taille limitée. La

présence de la métasurface vient augmenter de + 5 dB le gain aux angles rasants (de 90° à 60°), comme observé sur la coupe azimutale. Un maximum est observé à l'angle d'élévation $\theta = 65°$ avec un gain de 7 dBi. On peut aussi remarquer qu'un lobe parasitaire à $\theta \approx 30°$ a une augmentation de gain d'environ 1 dB en présence de la métasurface. Ce lobe est attribué une fois de plus à la taille du plan de masse. On remarque aussi que la métasurface limite le rayonnement en direction du ciel par rapport au monopole seul pour les angles de 30° à 50°.

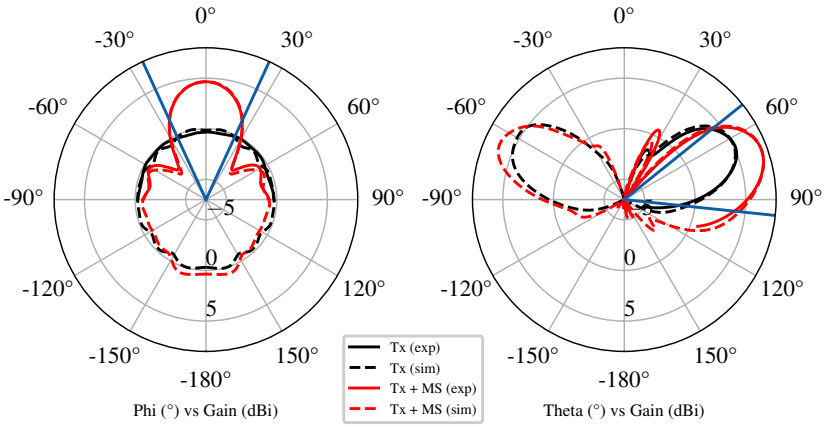


FIGURE 3.33 – Gain mesuré et simulé du monopole (Tx) avec et sans la métasurface (Tx + MS), respectivement en azimut (plan xOy) et en élévation (plan xOz)

Une analyse de la tenue en fréquence du rayonnement de l'antenne a permis de retrouver des comportements de fonctionnement déjà observés précédemment. La Figure 3.34a présente le gain du monopole Tx avec et sans la métasurface (Figure 3.34c), en fonction de l'angle azimutal ϕ et de la fréquence, de 0,6 GHz à 1,6 GHz. Encore une fois, on peut observer que le monopole a un rayonnement stable en azimut et que son gain est dépendant de la fréquence (à cause de l'adaptation relativement bande étroite d'un monopole quart d'onde) avec une fréquence d'adaptation optimale (S_{11} très faible) à 1,1 GHz. Sur l'analyse des performances en présence de la métasurface, on peut observer qu'un lobe est formé à $\phi = 0°$ avec une largeur de faisceau et un gain dépendants de la fréquence. On trouve un maximum de gain pour une fréquence d'environ $1,25$ GHz. La zone de bande interdite est bien visible, avec un gain qui chute après la fréquence de coupure (1,32 GHz) pour descendre en dessous de -10 dBi. De la même manière, le balayage en fréquence de la mesure en élévation permet de voir que le maximum de gain du monopole Tx seul (Figure 3.34b) se trouve à la fréquence de 1,1 GHz et à un angle $\theta \approx 60°$ (cela est dû au plan de masse fini). L'ajout de la métasurface (Figure 3.34d) permet d'augmenter le niveau global de gain et de faire descendre angulairement le maximum de gain de 60° à 70°. Plus généralement, on augmente d'environ 5 dB le gain rasant (proche de 90°) sur une bande assez large de 1 GHz à 1,32 GHz. On peut encore une fois observer la coupure de bande après 1,32 GHz avec des niveaux globaux de gain en dessous de -10 dBi.

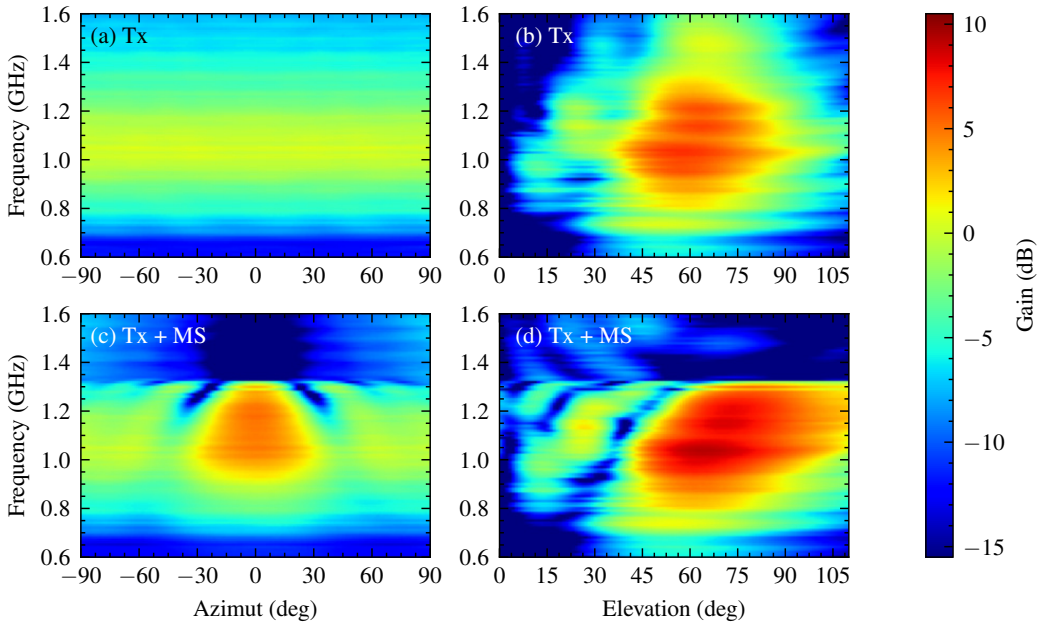


FIGURE 3.34 – Gain mesuré sur toute la bande de fréquence, (a) Tx en azimut, (b) Tx en élévation, (c) Tx + MS en azimut et (d) Tx + MS en élévation.

3.5 Conclusions

Pour conclure ce chapitre, à partir des conclusions du chapitre 2 sur la conception d'une métasurface dépendante de son substrat diélectrique, nous avons proposé un nouveau motif permettant de s'abstenir de diélectrique. Nous avons proposé un motif complètement métallique, de hauteur faible ($\lambda/27$) de type champignon à bande interdite (EBG). Ce motif a tout d'abord été étudié sous un aspect d'optimisation de maillage avec la proposition d'une méthode adaptée au maillage de cette cellule. Ensuite, des simulations unitaires et des modèles analytiques ont été comparés pour valider le comportement inductif de cette cellule, des simulations en modes propres ont aussi permis de déterminer la coupure de bande attendue. Ensuite, les simulations de la métasurface à l'aide de différentes méthodes de résolution (FEM, FDTD, TLM) avec différents maillages (polyédrique et tétraédrique) ont permis de valider l'augmentation locale de champ électrique en présence de cette métasurface complètement métallique.

Une deuxième partie de ce chapitre a proposé la réalisation d'une preuve de concept de métasurface presque complètement métallique de type champignon. En effet, un nouveau motif très proche du précédent, auquel un substrat NP140 a été ajouté pour permettre une réalisation expérimentale et soutenir les motifs patchs, est présenté. Une preuve de concept a été réalisée et discutée, et des premières mesures de coefficient de réflexion et de transmission (S_{11} et S_{21}) ont permis de valider l'amélioration de la propagation rasante par l'ajout de la métasurface. Ensuite, le champ électrique proche de la métasurface est a été mesurée par thermographie

infrarouge et à l'aide d'un nouveau banc de mesure de champ électrique par balayage de sonde développé dans la thèse. Une comparaison entre ces mesures et la simulation montrent que les résultats sont satisfaisants et cohérents : la métasurface permet bien d'augmenter le niveau de champ électrique avec une bonne cohérence entre simulation et mesures. Enfin, le rayonnement du système antennaire composé de l'antenne monopole et de la métasurface presque complètement métallique est effectué en chambre anéchoïque. Les résultats de ces mesures sont aussi très satisfaisants avec un rayonnement rasant amélioré et un rayonnement en direction du ciel diminué en présence de la métasurface. On observe encore une fois une bonne cohérence entre la simulation et la mesure.

Cette nouvelle conception de métasurface complètement métallique, que nous venons de valider en bande L, est prometteuse et pourrait être transposée en bande HF afin d'améliorer le fonctionnement d'un système radar ROSHF. Le prochain chapitre va aborder la conception d'une métasurface similaire en bande HF et adaptée au site d'essais du système radar ROSHF.

Chapitre 4

Transposition du concept en bande HF

Sommaire

4.1 Caractéristique de l'environnement des Salins 80
4.2 Étude de l'antenne d'émission du ROSHF 81
4.2.1 Sensibilité du rayonnement de l'antenne en fonction de son environnement 85
4.3 Mise à l'échelle de la métasurface champignon complètement métallique 90
4.4 Conclusion 92

L'objectif final de ce travail de thèse est de proposer une structure permettant une meilleure propagation des ondes de surface pour un Radar à Ondes de Surface en bande HF (ROSHF). Les développements proposés dans les chapitres 2 et 3 permettent de déterminer que la topologie de métasurface complètement métallique constituée de motifs champignons (voir chapitre 3) est la plus adaptée à notre besoin.

La question préliminaire à ce chapitre porte sur la validité d'une transposition en fréquence d'une topologie de métasurface de la bande L à la bande HF. Cette transposition repose sur la similitude électromagnétique des équations de Maxwell : elles s'appliquent de la même manière à toutes les fréquences radioélectriques. Il est donc possible de transposer le concept de la bande L à la bande HF. Il est simplement important de conserver les mêmes proportions des motifs périodiques par rapport à la longueur d'onde. Les seuls éléments dans les équations de Maxwell qui ne peuvent pas être transposés en fréquence sont les matériaux et leurs caractéristiques électromagnétiques (permittivité ε_r et perméabilité μ_r). Le comportement des matériaux soumis à une excitation électromagnétique leur est propre et dépend de leur structure élémentaire (atomique, moléculaire, macromoléculaire) ainsi que de la fréquence d'excitation. C'est pour ces raisons que nous avons développé une métasurface complètement métallique au chapitre 3 afin de s'affranchir des problématiques liées aux matériaux.

Ce chapitre traitera de l'adaptation et de la mise à l'échelle de la métasurface à motifs champignons dans le contexte du ROSHF. Une première partie présentera le site d'installation du ROSHF et ses spécificités. Ensuite, l'antenne d'émission sera présentée à partir d'une étude de simulation avec le logiciel CST. Puis des

études paramétriques aideront à déterminer l'impact de l'environnement proche sur la performance de l'antenne simulée. Enfin, un système antennaire de métasurface complètement métallique pour le ROSHF sera présenté avec une analyse des performances obtenues.

Cependant, en raison de contraintes temporelles et matérielles, une preuve de concept en bande HF n'a pas pu être réalisée et testée expérimentalement. En effet, les installations en bande HF nécessitent des structures de taille importante, installées en extérieur, soumises au climat. C'est pour des raisons de praticité que des prototypes à échelle de laboratoire en bande L ont été développés dans cette thèse.

4.1 Caractéristique de l'environnement des Salins

Le site d'essais des antennes HF en bord de mer utilisé par l'ONERA est situé à quelques kilomètres du littoral méditerranéen, dans une zone humide composée d'une série de grands étangs d'eau salée (Figure 4.1a) séparés de la mer par une dune de sable. L'installation de structures rayonnantes sur cette zone permet d'être à l'abri des intempéries (vents, tempêtes) tout en permettant un rayonnement en direction de la mer. La longueur d'onde utilisée, de plusieurs dizaines de mètres en bande HF, autorise une propagation à travers les étangs et les dunes du site d'essais.



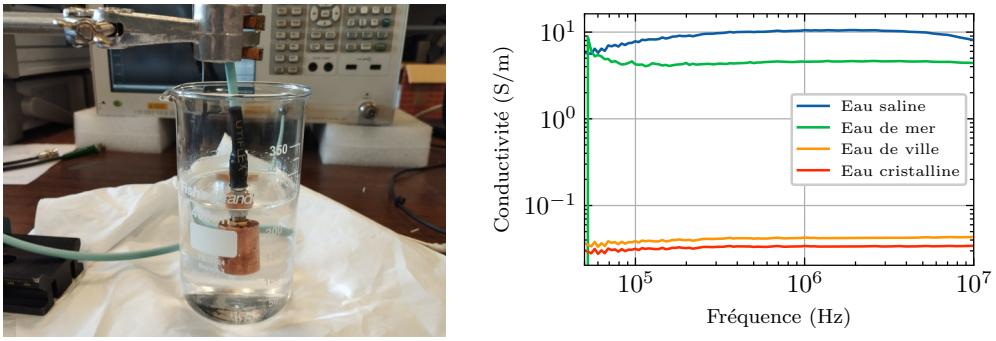
(a) (b)

FIGURE 4.1 – (a) Étang d'eau salée avec le réseau de réception du ROSHF. (b) Antenne d'émission élémentaire du ROSHF en cours de caractérisation.

À ces fréquences, il est nécessaire d'utiliser des structures rayonnantes filaires. En effet, toujours en raison des longueurs d'onde décamétrique, les antennes d'émission et de réception peuvent être de tailles importantes . Des exemples de structures en cours de test sont présentés sur la Figure 4.1a et la Figure 4.1b où nous pouvons observer les contraintes liées au site d'installation : les antennes sont installées dans un bassin où le niveau de l'eau peut nécessiter l'utilisation d'une embarcation. Toutes les structures présentées sont filaires, avec un rayonnement effectué à partir

des brins métalliques tenus par des poteaux en bois insérés dans la vase. Des câbles coaxiaux permettent de relier ces antennes au local de commande à quelques dizaines de mètres.

Afin de représenter au mieux l'antenne d'émission dans son milieu, des échantillons d'eau ont été prélevés début 2023 à l'occasion d'une mission de caractérisation d'antennes sur le site des Salins du Midi. L'objectif est de déterminer la conductivité de l'eau présente dans les étangs et de la comparer avec d'autres types d'eaux plus courants : l'eau de mer, l'eau de ville ou l'eau douce. La caractérisation de ces échantillons s'est faite à l'aide d'une mesure par sonde coaxiale immergée (Figure 4.2a) dont le procédé est présenté dans l'annexe A.3. Les résultats de la caractérisation, présentés en Figure 4.2b, montrent que l'eau "saline", c'est-à-dire l'eau prélevée dans les étangs, est plus conductrice (10 S/m) que l'eau de mer (4 S/m) prélevée à quelques kilomètres. En effet, ces bassins servant à stocker et à acheminer l'eau de mer pour une exploitation industrielle de sel (marais salants), la concentration saline est plus élevée par évaporation sous la chaleur du soleil et avec l'aide du vent.



(a) (b)

FIGURE 4.2 – (a) Caractérisation de différents types d'eaux par sonde coaxiale. (b) Conductivité de différents types d'eaux en bande HF.

4.2 Étude de l'antenne d'émission du ROSHF

Le système du ROSHF a déjà été conçu par l'ONERA et est actuellement en production [91, 92]. Ce système est un démonstrateur de radar transhorizon de détection et de suivi de cibles maritimes à très longue portée. Sa conception repose sur deux réseaux d'antennes (émission et réception) permettant d'assimiler l'ensemble à une antenne synthétique. Notre rôle, dans le cadre de la thèse, est d'évaluer l'influence de la métasurface proposée dans le chapitre 3 sur le rayonnement d'une antenne d'émission du ROSHF. Pour rappel, dans les développements des chapitres précédents, nous avons utilisé un monopole quart d'onde comme antenne excitatrice de l'onde de surface (lanceur d'onde), ce choix a été fait en raison de la simplicité de réalisation et de simulation de cette antenne. Dans la littérature, des excitateurs d'onde plus performants existent mais certains sont dépendants de substrats

spécifiques [93, 94] ou nécessitent une taille de structure antennaire importante [9].

Cette antenne d'émission du ROSHF, représentée par sa modélisation CST en Figure 4.3, est composée de deux monopoles repliés, également appelés monopoles en "T". Cette conception permet d'avoir un rayonnement proche d'un monopole quart d'onde mais avec un encombrement vertical réduit. Ici, la hauteur du brin du monopole unitaire est d'environ $\lambda/20$, soit 2 mètres, la longueur des brins est de 7,1 m et l'écart entre les deux antennes est de 12 m. Cette conception est proche d'un monopole avec une polarisation TM : elle est donc capable d'exciter des ondes de surface en bord de mer tout en respectant la limite de hauteur de 2 mètres imposée sur le site des Salins du Midi. Les deux antennes sont placées sur un plan grillagé de 20 m par 20 m qui sert de plan de sol conducteur car les mailles de 2 m sont en dessous de $\lambda/20$ à 6,5 MHz. Les antennes et le plan de sol sont élevés à l'aide de poteaux en bois afin d'avoir une hauteur d'eau sous le plan de sol d'environ 0,5 m.

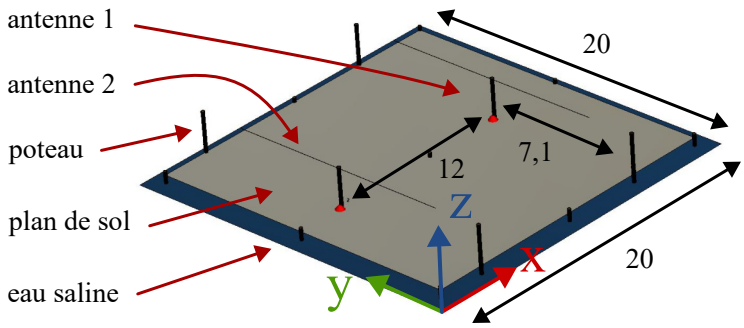
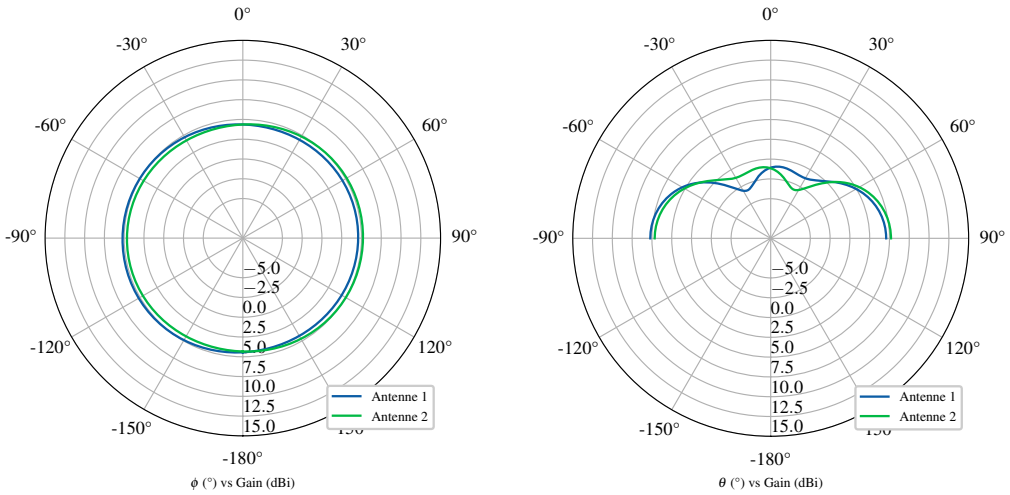


FIGURE 4.3 – Antenne d'émission du ROSHF (deux monopoles repliés) modélisée sur CST. Dimensions en mètres.

Les deux antennes élémentaires sont simulées à l'aide de CST. Les diagrammes de rayonnement sont présentés sur la Figure 4.4a et la Figure 4.4b. La simulation a été effectuée avec un solveur à éléments finis (FEM), dans le domaine fréquentiel, avec un maillage tétraédrique et des couches parfaitement adaptées comme conditions aux limites ("Open" dans le logiciel CST). Le plan xOy est en condition de plan conducteur infini afin de représenter le plan d'eau salée sur lequel les antennes sont installées. Les antennes sont simulées l'une après l'autre avec une condition de charge adaptée au port de l'antenne non excitée.

Le rayonnement en azimut des antennes élémentaires (Figure 4.4a) montre un gain proche de 5 dBi avec un rayonnement stable sur tout l'azimut pour les deux antennes. On remarquera tout de même une perte d'omnidirectionnalité des rayonnements (légèrement oblongs) dus à l'influence des éléments proches des antennes (poteaux en bois, plan de sol fini et seconde antenne). Cette variation est faible avec 0,96 dB de différence sur tout l'azimut pour les deux antennes. Le niveau global de gain est cohérent avec le gain d'un monopole sur un plan de sol infini avec 5,15 dBi c'est-à-dire 2,15 dBi typique d'un dipôle demi-longueur d'onde auquel on ajoute 3 dB de plan de sol avec la théorie des images (Paragraphe 4.72 de [95]).



(a) (b)

FIGURE 4.4 – Rayonnement de l'antenne élémentaire. (a) En azimut. (b) En élévation.

Les antennes simulées ici ont un gain moyen en azimut de 4,66 dBi et 4,67 dBi respectivement pour l'antenne 1 et 2, ce qui est satisfaisant lorsque nous considérons l'environnement proche de ces deux antennes. Le rayonnement en élévation de ces deux antennes (Figure 4.4b) reprend des niveaux proches d'un monopole quart d'onde, tel qu'évoqué au paragraphe précédent. On peut tout de même observer la symétrie de rayonnement en élévation de ces deux antennes à $\theta = 0°$, ainsi que l'influence de l'environnement proche sur la forme de rayonnement de chaque antenne.

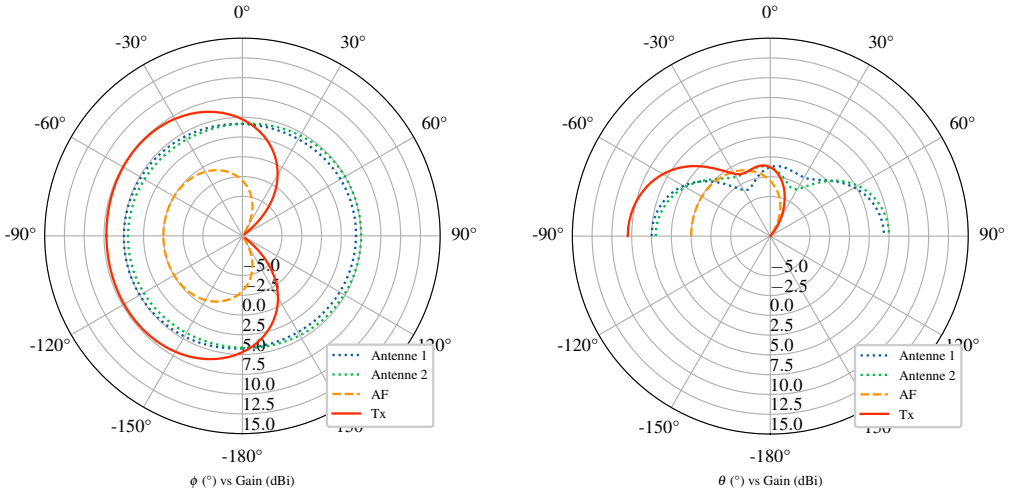
L'intérêt majeur de l'utilisation de deux antennes élémentaires est de pouvoir favoriser une direction de rayonnement en introduisant un retard de phase entre les deux antennes. On appellera Tx l'antenne d'émission constituée de ces deux antennes élémentaires, et son rayonnement est effectué en montage "endfire", c'est-à-dire avec un déphasage entre les deux antennes de 90° afin de renforcer le rayonnement dans une seule direction. Nous appliquons pour cela un facteur de réseau (AF, pour Array Factor), dont l'équation 4.1 est reprise de l'équation 6-6 de [95].

$$AF = \sum_{n=1}^{\infty} \exp^{j(n-1)(kd\cos\theta+\beta)} \tag{4.1}$$

où n est le nombre d'antennes, k est le nombre d'onde, d est la distance entre les antennes, θ est l'angle de rayonnement et β est l'angle de déphasage entre les antennes.

Le gain de l'antenne Tx est régi par l'équation 4.2, où l'on somme les rayonnements des deux antennes élémentaires que l'on multiplie par le facteur de réseau.

$$G_{Tx}^{lin} = \left(G_{Ant1}^{lin} + G_{Ant2}^{lin}\right) \times AF^{lin} \tag{4.2}$$



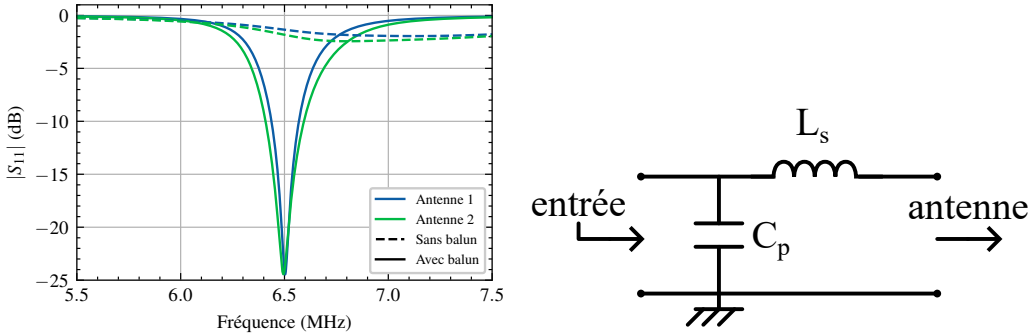
(a) (b)

FIGURE 4.5 – Rayonnement de l'antenne d'émission Tx, du facteur de réseau AF et des antennes élémentaires. (a) En azimut. (b) En élévation.

Le rayonnement simulé de l'antenne Tx est présenté sur la Figure 4.5a et sur la Figure 4.5b avec le rayonnement des antennes élémentaires en pointillés. On peut voir en azimut (Figure 4.5a) que l'antenne présente son maximum de rayonnement dans la direction $\phi = -90°$ avec un gain de 7,5 dBi. Ce gain s'explique par la combinaison des deux gains élémentaires de 5,1 dBi et 4,5 dBi, soit environ 4,8 dBi + 3 dB. L'ouverture à mi-puissance (-3 dB) est de 188° et cette forme de rayonnement en "haricot" est due au facteur de réseau du montage endfire évoqué précédemment.

En élévation (Figure 4.5b), la direction de rayonnement est à $\theta = -90°$ avec un gain de 7,5 dBi et une ouverture à mi-puissance (-3 dB) de 33°. Un léger rebond à $\theta = -6°$ avec un gain de -0,75 dBi est dû à la somme des rayonnements des antennes élémentaires élevée à cet angle.

En revanche, ces monopoles repliés présentent un inconvénient majeur : ils sont désadaptés sur la bande d'utilisation. Il faut alors nécessairement concevoir un circuit d'adaptation d'impédance. Nous avons fait le choix d'utiliser un circuit LC afin d'avoir une bonne adaptation à la fréquence d'utilisation de l'antenne, c'est-à-dire 6,5 MHz. Le circuit, placé entre le câble coaxial et l'antenne d'émission, est composé d'une inductance L_s en série avec un condensateur C_p en parallèle (Figure 4.6b). Avec le logiciel CST, on trouve qu'avec $L_s = 1,1$ μH et $C_p = 1,3$ nF, le circuit permet une bonne adaptation. La Figure 4.6a présente le coefficient de réflexion (S_{11}) simulé des deux antennes élémentaires avec et sans l'adaptation LC proposée.



(a) (b)

FIGURE 4.6 – (a) Coefficient de réflexion (S_{11}) simulé des deux antennes élémentaires avec et sans le circuit d'adaptation LC. (b) Circuit LC proposé.

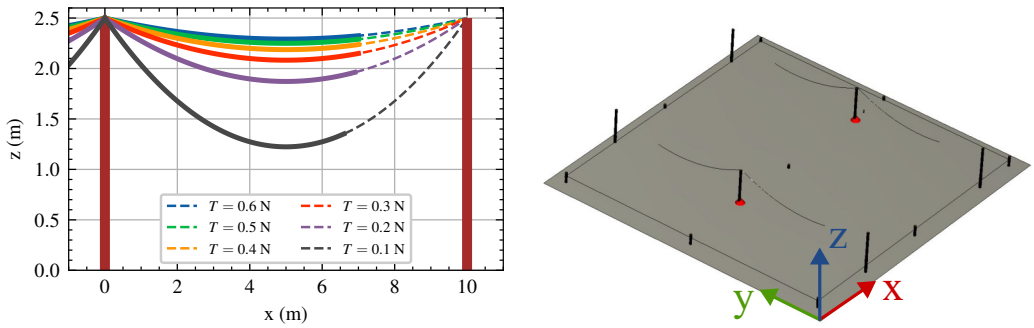
4.2.1 Sensibilité du rayonnement de l'antenne en fonction de son environnement

Une partie de l'antenne élémentaire étant constituée de brins métalliques fins accrochés à un câble horizontal, une étude a été réalisée afin d'estimer l'influence de la déformation géométrique des brins sur le rayonnement. Pour cela, plusieurs tensions de brins sont modélisées à l'aide de l'équation 4.3. Cette équation, appelée fonction chaînette (cosinus hyperbolique), permet de modéliser la tension d'un câble entre deux points d'ancrage en fonction des propriétés physiques du câble et d'une tension mécanique.

$$y(x) = a \cdot \cosh\left(\frac{x}{a}\right) \tag{4.3}$$

$$a = \frac{T}{p \cdot g}$$

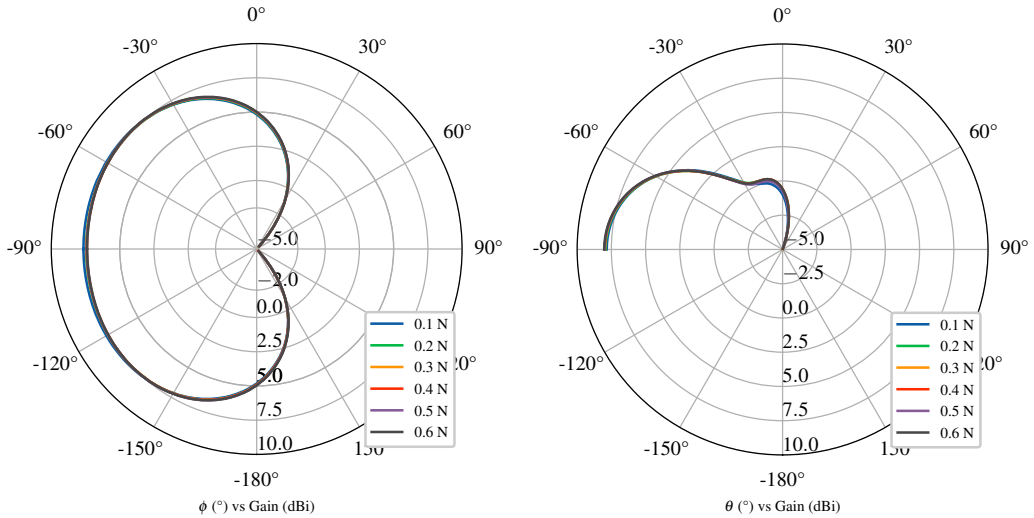
avec T la tension de la chaînette exprimée en Newton (N), p (kg.m^{-1}) le poids linéique et g (m.s^{-2}) l'accélération due à la gravité.



(a) (b)

FIGURE 4.7 – (a) Variation de la tension du brin rayonnant de l'antenne élémentaire. (b) Antenne d'émission Tx avec une tension des brins de 0,1 N.

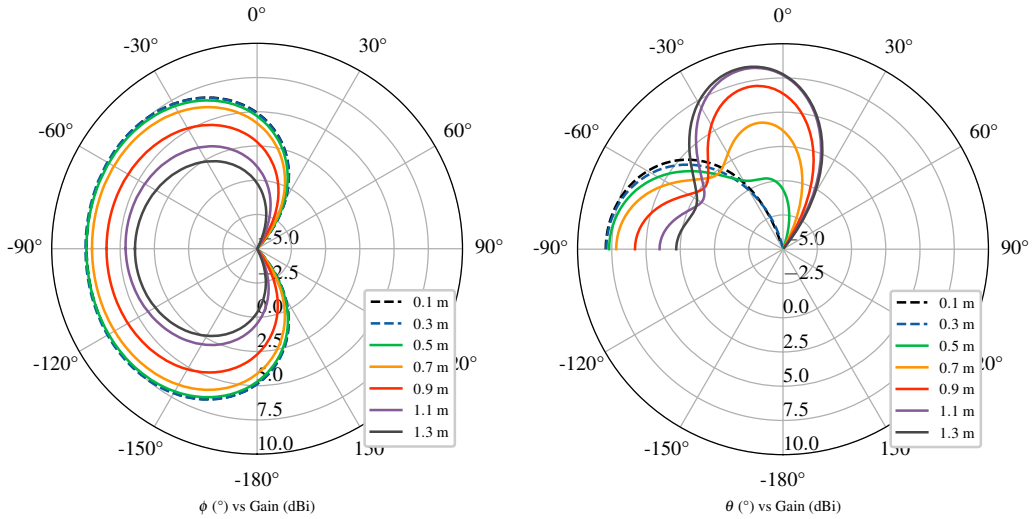
La Figure 4.7a présente différentes tensions appliquées au câble et au brin rayonnant pour une corde fine en kevlar de masse linéique p de 1 g/m. On peut remarquer que la longueur du brin rayonnant reste fixe malgré les différentes tensions. Ces différentes chainettes sont générées par des scripts Python puis sont importées dans le logiciel CST pour obtenir plusieurs antennes différentes (Figure 4.7b). Le rayonnement simulé de ces antennes est présenté sur les Figures 4.8a et 4.8b. On observe que la variation de tension des brins n'altère pas les rayonnements en azimut et en élévation.



(a) (b)

FIGURE 4.8 – Influence de la variation de tension du brin sur le rayonnement (a) en azimut. (b) en élévation.

Ensuite, un autre élément important de l'environnement de l'antenne d'émission est la hauteur d'eau sous le plan de sol. En effet, celle-ci varie de 0,1 m à 1,3 m tout au long de l'année en fonction des conditions météorologiques et des saisons. Une simulation a vérifié l'influence de ces variations afin de déterminer les limites de fonctionnement et de quantifier la dégradation des performances. La Figure 4.9 présente le rayonnement de l'antenne en fonction de la hauteur d'eau sous le plan de sol.



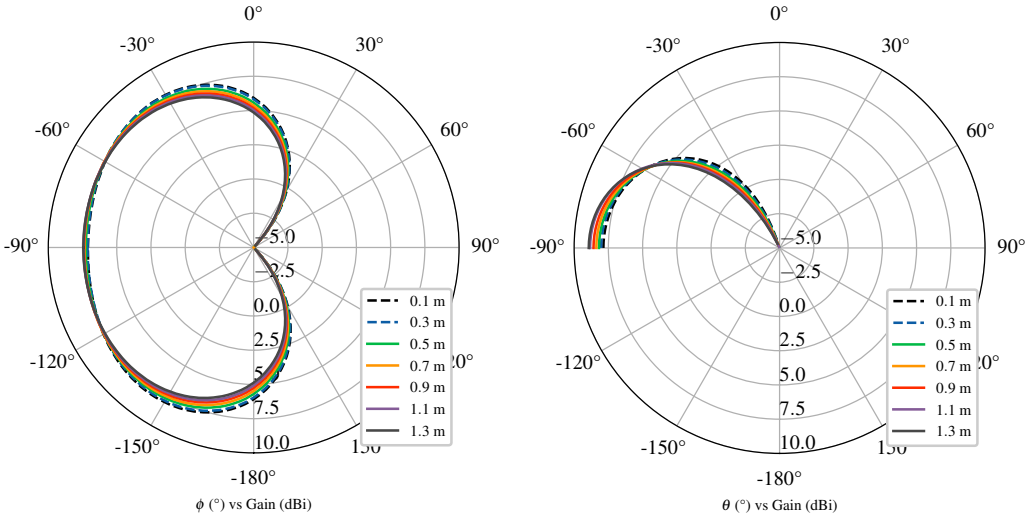
(a) (b)

FIGURE 4.9 – Rayonnement de l'antenne en fonction de la hauteur d'eau sous le plan de sol (a) en azimut. (b) en élévation.

En azimut (Figure 4.9a), la forme du rayonnement reste similaire malgré la variation de la hauteur d'eau. En revanche, c'est le gain qui est affecté par une augmentation de la distance séparant le plan de sol de la surface de l'eau. Pour une hauteur d'eau de 1,3 m, on obtient un gain maximal ($\phi = -90°$) proche de 2,50 dBi, en comparaison avec le gain d'environ 8 dBi lorsque l'eau est proche du plan de sol ($h_{eau} = 0,1$ m).

En élévation (Figure 4.9b), on observe que la perte de gain en azimut est en fait une déformation du rayonnement. En effet, un lobe de rayonnement à $\theta = -10°$ (proche du zénith, c'est-à-dire en direction du ciel) se forme à partir d'une distance $h_{eau} = 0,5$ m entre le plan de sol et la surface de l'eau. On observe une influence majeure du plan d'eau salée sur le rayonnement de l'antenne Tx, ce qui en fait un paramètre important à vérifier sur le long terme. Dans des cas extrêmes avec une hauteur d'eau importante sous le plan de sol de l'antenne Tx, le lobe principal bas sur l'horizon s'atténue (2,5 dBi à $\theta = -90°$) au profit d'un nouveau lobe principal dirigé vers le zénith (8 dBi à $\theta = -10°$).

Afin de limiter l'effet de la hauteur d'eau sur le rayonnement, il serait peut-être pertinent de relier électriquement le plan de sol à l'eau salée avec des tiges métalliques. Cette configuration a été simulée de la même manière que l'étude précédente et les résultats sont présentés en azimut et en élévation, respectivement sur les Figures 4.10a et 4.10b.

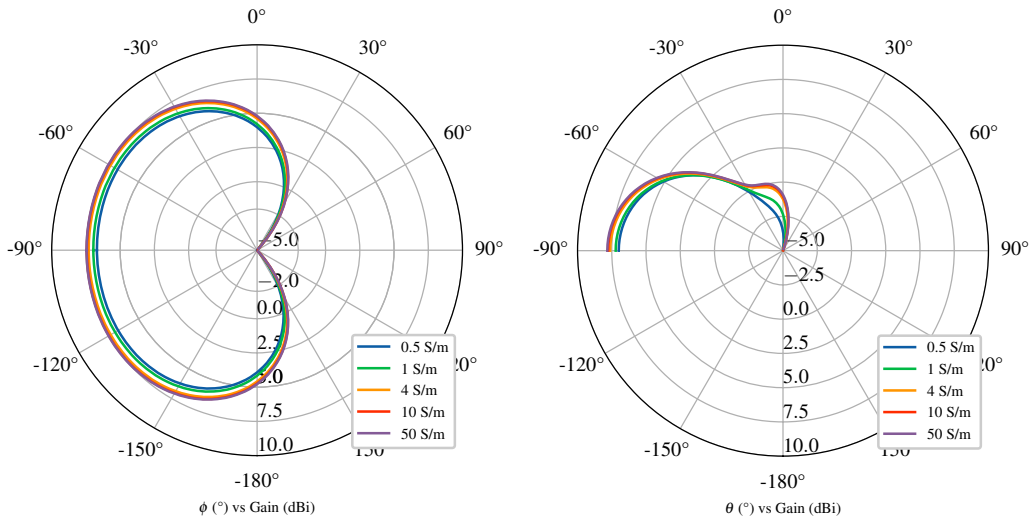


(a) (b)

FIGURE 4.10 – Rayonnement de l'antenne en fonction de la hauteur d'eau sous le plan de sol (avec une continuité électrique entre l'eau et le plan de sol) (a) en azimut. (b) en élévation.

En azimut, on observe tout d'abord que le rayonnement évolue peu en fonction de la hauteur d'eau. Le gain dans la direction de propagation souhaitée ($\phi = -90°$) évolue de 7,14 dBi pour h_{eau} = 0,1 m à 7,5 dBi pour h_{eau} = 1,3 m, soit une augmentation de 0,35 dBi. L'ouverture à mi-puissance évolue elle aussi de 203,4° pour h_{eau} = 0,1 m à 185° pour h_{eau} = 1,3 m, c'est-à-dire que l'on focalise légèrement le faisceau. En élévation, on peut observer l'absence lobe secondaire précédemment observé à l'angle $\theta = -10°$ pour la configuration de plan de sol électriquement séparé de l'eau de mer. Le gain dans la direction de propagation ($\theta = -90°$) augmente de 7,84 dBi pour h_{eau} = 0,1 m à 8,96 dBi pour h_{eau} = 1,3 m. L'ouverture à mi-puissance est de 42° pour h_{eau} = 0,1 m et évolue à 32° pour h_{eau} = 1,3 m. On en déduit donc que l'influence de la hauteur d'eau sous le plan de sol est alors fortement réduite en reliant électriquement le plan de sol et l'eau de mer. Cependant, on peut se poser la question de la solution technique à utiliser pour permettre un contact électrique de bonne qualité dans l'eau de mer à long terme, en raison de la corrosion omniprésente due au milieu salin agressif.

Une dernière étude consiste à vérifier l'effet de la conductivité de l'eau, en relation directe avec sa salinité, sur le rayonnement de l'antenne Tx. Les Figures 4.11a et 4.11b présentent le rayonnement simulé avec une variation de la conductivité de l'eau de mer de 0,5 S/m à 50 S/m. Ces valeurs simulées de conductivité de l'eau sont à mettre en comparaison avec les échantillons de types d'eaux mesurés en Figure 4.2a. La variation de ces conductivités a une influence limitée sur le rayonnement en azimut, présenté en Figure 4.11a. En effet, le gain à la position $\phi = -90°$ varie de 7,5 dBi pour 50 S/m à 6,72 dBi pour une conductivité de 0,5 S/m, soit le cas avec la plus grande résistivité. En élévation (Figure 4.11b), la forme du rayonnement est conservée avec une baisse du gain de la même manière qu'en azimut. On observe aussi un lissage global sur la forme de rayonnement notamment sur le "rebond" à $\theta = -10°$ qui diminue de -2,5 dB en 50 S/m à 0,5 S/m. Ces simulations montrent que le remplacement de l'eau "saline" sous l'antenne Tx par de l'eau de rivière aurait un impact négligeable sur la performance du système radar.



(a) (b)

FIGURE 4.11 – Impact de la conductivité de l'eau sur le rayonnement de l'antenne Tx (a) en azimut. (b) en élévation.

On peut conclure de ces analyses que l'antenne est sensible à son environnement proche et que certains paramètres pourraient altérer significativement l'efficacité opérationnelle du radar. La tension des brins des antennes n'a pas d'impact sur le rayonnement à la différence de la hauteur d'eau sous le plan de sol qui a un impact fort sur le rayonnement avec une baisse du gain dans la direction souhaitée de propagation ($\phi = 90°$) d'environ -6 dB et une augmentation du gain en direction du ciel de +8 dB. Nous avons étudié l'influence de la conductivité de l'eau sous l'antenne Tx en montrant un impact limité d'un changement radical de type d'eau sur le site d'expérimentation. La maintenance en condition opérationnelle de ce type d'infrastructure dans le temps est l'un des défis des structures antennaires maritime

en bande HF. En effet, il suffit d'une tempête, d'une inondation, de l'oxydation d'un élément pour rendre le radar moins efficace.

4.3 Mise à l'échelle de la métasurface champignon complètement métallique

Nous avons modélisé et simulé le comportement de l'antenne d'émission du radar dans son environnement. Maintenant nous pouvons introduire la métasurface complètement métallique afin d'étudier son influence sur l'antenne d'émission. La cellule unitaire utilisée reprend la conception de celle du chapitre 3 (Figure 3.10) mais cette fois-ci de manière complètement métallique et avec une mise à l'échelle à la fréquence de 6,5 MHz, en bande HF (Figure 4.12). Les dimensions de la cellule élémentaire sont données dans le tableau 4.1. On remarquera que la structure a toujours une hauteur h en dessous de 2 m (incluant le patch et le via), comme souhaité dans le cahier des charges, et que la largeur de patch w ainsi que le diamètre du via d ont été ajustées pour atteindre le régime inductif souhaité de la métasurface.

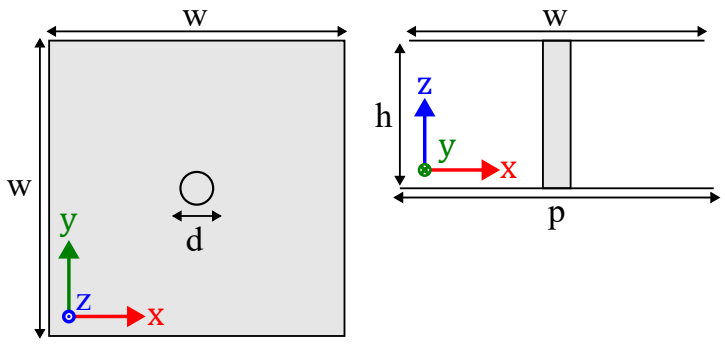


FIGURE 4.12 – Cellule unitaire proposée au chapitre 3 et mise à l'échelle en bande HF.

Paramètre	Nom	Valeur (m)	λ_0/X à 6,5 MHz
p	périodicité de la cellule	5,94	8
w	largeur de patch	5,61	9
d	diamètre du via	0,65	70
h	hauteur d'air	1,7	27

TABLE 4.1 – Dimensions de la cellule unitaire champignon complètement métallique en bande HF.

La métasurface est placée à $\lambda/4$ de l'antenne monopole en "T" la plus proche. La structure est modélisée et simulée sur CST (Figure 4.13). La stratégie de maillage des patchs de la métasurface utilisée est identique à celle du chapitre 3, c'est-à-dire qu'un maillage adapté à cette conception est employé (voir Figure 3.4c) afin de minimiser le nombre total de mailles tout en privilégiant la zone critique des bords des patchs.

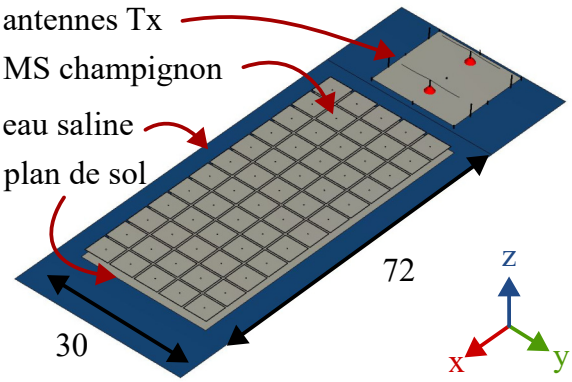
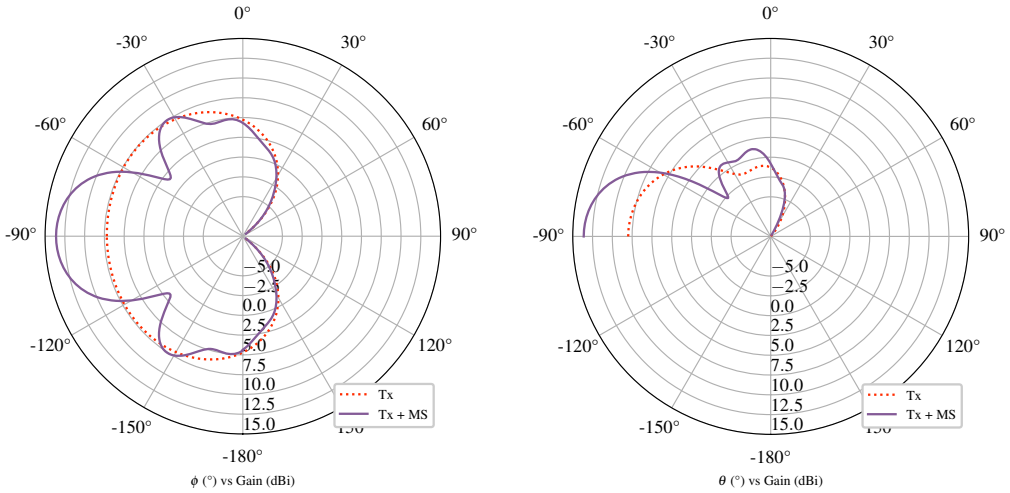


FIGURE 4.13 – Modélisation de la métasurface complètement métal en bande HF sur le logiciel CST.

Le rayonnement simulé de l'antenne d'émission (Tx) en présence de la métasurface (MS) est présenté en Figure 4.14a et en Figure 4.14b.



(a) (b)

FIGURE 4.14 – Rayonnement de l'antenne en bande HF avec et sans la métasurface complètement métallique (a) en azimut, (b) en élévation.

Tout d'abord, on peut remarquer qu'une focalisation du rayonnement dans la direction de propagation est bien effectuée en azimut et en élévation ($\phi = -90°$ et $\theta = -90°$). Ensuite, en détail, en azimut (Figure 4.14a), le lobe formé en présence de la métasurface (Tx + MS) a un gain de 13,8 dBi et une ouverture à mi-puissance de 40°. Cela diffère notablement du rayonnement de l'antenne d'émission seule (Tx), qui affiche un gain de 7,5 dBi et une ouverture à mi-puissance de 190°. Du fait de la formation d'un lobe principal, deux lobes secondaires sont formés aux positions angulaires $\phi = -30°$ et $\phi = 30°$, avec un niveau de lobes secondaires (SLL) de -6 dB.

En élévation (Figure 4.14b), le gain maximal à la position $\theta = -90°$ est de 13,8 dBi avec une ouverture à mi-puissance de 20°. De la même manière que précédemment, un lobe secondaire est identifié à la position angulaire $\theta = -30°$ avec un niveau de 10 dB. On peut remarquer que la présence de la métasurface permet de limiter le rayonnement en direction du ciel pour les angles d'élévation θ allant de -40° à -60° par rapport à l'antenne d'émission Tx, avec une réduction pouvant atteindre 6 dB. En revanche, pour les angles d'élévation θ compris entre 0° et -40°, la présence de la métasurface intensifie jusqu'à 2,5 dB le rayonnement en direction du ciel.

4.4 Conclusion

Pour conclure ce chapitre, nous avons proposé la transposition du concept de métasurface complètement métallique développé dans le chapitre 3 de la bande L à la bande HF. Avant de tester cette métasurface, nous avons tout d'abord cherché à maîtriser l'environnement du système radar ROSHF. Ensuite, nous avons simulé l'antenne d'émission actuellement utilisée ainsi que le circuit d'adaptation d'impédance nécessaire au fonctionnement de l'antenne. Nous avons étudié l'impact de l'environnement proche sur les performances de l'antenne d'émission en établissant que la hauteur d'eau sous l'antenne est un paramètre critique pouvant mener à rayonner majoritairement en direction du ciel. Nous avons identifié une solution pour cela : relier électriquement le plan de sol à l'eau salée afin de réduire considérablement l'effet de la hauteur d'eau sur le rayonnement de l'antenne. D'autres paramètres tels que la tension des brins rayonnants ou la conductivité de l'eau ont été étudiés et identifiés comme ayant des impacts limités sur le rayonnement de l'antenne. Enfin, à partir de cette maîtrise du système ROSHF, nous avons intégré notre concept de métasurface complètement métallique à l'antenne d'émission. Cet ensemble antennaire permet d'augmenter le gain dans la direction de propagation souhaitée, de la même manière que la conception proposée au chapitre 3. Nous remarquons en revanche, une légère remontée d'un lobe secondaire en direction du ciel, ce qui est un effet indésirable résultant des interactions complexes entre l'environnement proche de l'antenne et la structure périodique de la métasurface.

En raison de contraintes temporelles et de la grande complexité dans la mise en place d'expérimentations d'une telle conception en bande HF, nous n'avons pas

pu caractériser notre concept de métasurface complètement métallique malgré la grande expérience en conception et en mesure d'antennes HF à l'ONERA notamment dans l'équipe RMES. Notre étude propose néanmoins une conception à fort gain, à faible hauteur, réalisable et cohérente par rapport au système actuel du ROSHF. L'utilisation actuelle du système repose sur un réseau d'antenne synthétique dont l'intérêt principal est la reconfigurabilité, mais nous pensons qu'une antenne à base de métasurface pour ROSHF pourrait servir dans des applications nécessitant de forts gain pour des cibles à grande distance. En plus d'étudier expérimentalement le concept que nous proposons, une perspective future pourrait également être d'étudier la reconfigurabilité d'un tel système antennaire au niveau de l'antenne et/ou de la métasurface.

Conclusion générale

Conclusion

Ce manuscrit de thèse rapporte le développement de métasurfaces pour l'amélioration de la propagation de l'onde de surface et la réduction de l'onde de ciel dans le cadre des radars à ondes de surface en bande HF (ROSHF) de l'ONERA. Ce type de radar est un candidat sérieux pour la surveillance de l'espace maritime français et, plus particulièrement, de la Zone Économique Exclusive (ZEE). Précédemment, des démonstrateurs radar de l'ONERA ont permis de valider le potentiel de ces infrastructures, mais des interférences liées à l'ionosphère ont été établies. Un développement récent d'une structure à métasurface [2] pour réduire ce brouillage ionosphérique a montré l'intérêt des métasurface à haute impédance mais sans proposer d'équivalence de ce type de structure pour le système en bande HF. C'est le point de départ de ces travaux de recherche.

Le premier chapitre de la thèse est consacré à une introduction générale sur les radars à Haute Fréquence (HF), plus particulièrement aux radars à ondes de surface en bande HF (ROSHF) et aux problèmes rencontrés dans leur utilisation. Ensuite, une présentation du confinement des ondes de surface est présentée, dont le cas particulier du confinement d'ondes à l'aide de Surfaces à Haute Impédance (SHI). Ces explications nous permettent de présenter l'état de l'art en termes de métamatériaux et de métasurfaces, d'abord de manière générale, puis dans le cadre particulier des ROSHF.

Le deuxième chapitre de ce manuscrit propose tout d'abord d'étudier les caractéristiques électromagnétiques nécessaires afin de confiner une onde avec une métasurface à haute impédance. Une fois que ces caractéristiques sont déterminées, un substrat diélectrique alternatif est proposé, avec une étude sur les matériaux diélectriques et la forme des inclusions à utiliser. Une cellule unitaire composite eau-Téflon est donc simulée et son comportement inductif est établi pour 25% d'eau dans le Téflon. La preuve de concept réalisée a été caractérisée à l'aide du dispositif EMIR et a montré des performances plus faibles qu'attendues pour le confinement des ondes de surface. Une discussion a étudié différentes pistes pour expliquer ces performances faibles, en vérifiant le moyen de mesure utilisé et en caractérisant l'eau et le Téflon utilisés. Un second concept, de conception très proche, est aussi proposé dans ce chapitre ; il utilise des matériaux différents afin de se passer de l'eau. Celui-ci utilise un volume de PMMA dans lequel un mélange liquide d'acétonitrile et d'acétate de butyle est inséré. Une caractérisation des matériaux puis du mélange liquide avec la proportion idéale est présentée. Ce concept, se voulant plus flexible que le concept de composite eau-Téflon n'est pas été testé de manière expérimentale en raison de manque de temps mais aussi de la complexité à mettre en place ce type de substrat composite liquide-solide.

Un troisième chapitre vient tirer les retours d'expérience sur l'utilisation de ces

métasurfaces à haute impédance dépendantes des diélectriques et propose l'utilisation d'une autre topologie de motif à haute impédance, le champignon de Sievenpiper [3]. Ce nouveau motif permet une conception totalement métallique et de faible hauteur ($\lambda/30$) mais avec la contrainte d'un régime de bande interdite (EBG). Une étude de ce motif est effectuée en simulation, tout d'abord pour déterminer la bonne stratégie de maillage, puis avec une comparaison multi-solveur d'une métasurface formée de ce type de cellule unitaire. Ensuite, une preuve de concept a été réalisée et sa capacité à confiner une onde a été validée par différents moyens de mesure, dont un banc de cartographie de champ électrique mis en place à cette occasion. Enfin, le rayonnement en champ lointain de l'ensemble antennaire (antenne monopole et métasurface champignon) a été caractérisé en chambre anéchoïque. Ces mesures ont permis d'établir que la présence de la métasurface augmente le gain rasant ($\theta = 90°$) d'un monopole quart-d'onde de 5 dB, de réduire le gain en direction du ciel pour θ de 0° à 50°. On peut notamment conclure que cette métasurface permet bien de confiner une onde de surface et de réduire le rayonnement en direction du ciel.

Un quatrième et dernier chapitre de ce manuscrit de thèse étudie la transposition en fréquence de la topologie précédemment proposée de métasurface champignon de la bande L à la bande HF. L'étude du site d'implantation du système radar ROSHF est effectuée avec une caractérisation de l'eau de mer. De même, l'antenne d'émission du ROSHF est simulée dans son environnement avec l'évaluation des paramètres potentiellement impactants (tension des brins, hauteur d'eau sous l'antenne et conductivité de l'eau de mer). Une simulation de la métasurface champignon transposée à la bande HF est effectuée avec l'antenne d'émission dans l'environnement des Salins du Midi. Cette simulation mets en évidence l'intérêt de cette métasurface avec un gain en angle rasant augmenté de 6 dB, un gain en direction du ciel réduit jusqu'à 6 dB pour θ de -40° à -60°. En revanche, pour θ de 0 à -40°, la métasurface augmente jusqu'à 2,5 dB le gain en direction du ciel.

En conclusion mes travaux de thèse ont permis d'évaluer deux topologies différentes de métasurfaces à haute impédance. La première topologie, à substrat diélectrique liquide-solide, a montré une forte complexité dans la mise en œuvre d'un tel substrat alternatif. La deuxième topologie, la métasurface à champignons, a montré de bons résultats en bande L et serait facilement transposable en bande HF au regard des résultats de simulation.

Perspectives

Même si mes travaux de thèse ont ouvert la voie à une implémentation réaliste en bande HF, ils peuvent être complétés ou améliorés. Concernant le chapitre 2, la recherche d'un substrat à haute permittivité, avec des pertes faibles et facilement disponible dans la nature, reste une nécessité pour concevoir une métasurface à haute impédance à substrat alternatif en bande HF.

Ensuite, pour le chapitre 3, il serait intéressant de réaliser cette proposition de métasurface à champignon en bande HF et de comparer les résultats aux simula-

tions effectuées. De même, il serait intéressant d'utiliser les méthodes d'analyse et de mesure développées récemment par l'ONERA et le GeePs notamment la caractérisation d'antennes HF par drones [15, 17, 40].

Plus généralement, il serait intéressant de développer une métasurface à haute impédance double bande [96, 97], ce qui pourrait répondre à un besoin spécifique du ROSHF lorsque l'état de mer est formé et sature avec les raies de Bragg [98] la bande de fonctionnement principale du radar. Ensuite, il serait aussi intéressant de travailler sur des motifs encore plus compacts pour une métasurface SHI afin de rendre la réalisation et le déploiement de ce type de dispositif accessible aux utilisateurs, notre proposition a une hauteur de $\lambda/27$ en bande HF, soit 2 m à 6,5 MHz. La bande d'utilisation d'un ROSHF dans la littérature étant de 2 MHz à 30 MHz [98], il serait intéressant d'être sous les 2 mètres imposés à 2 MHz, c'est-à-dire avoir un motif avec une hauteur de $\lambda/75$. De même, on pourrait aussi imaginer qu'un motif avec une hauteur $\lambda/75$, soit 60 cm à 6,5 MHz et 20 cm à 20 MHz. Cette très faible hauteur pourrait permettre le développement de stations d'émissions mobile du ROSHF en mode bistatique. En effet, le système d'émission pourrait être déployé en bord de mer à l'aide d'une antenne HF compacte et de la métasurface complètement métallique sous forme d'un tapis déroulable.

Annexe A

Caractérisation électromagnétique des matériaux

A.1 Traitement Nicholson-Ross-Weir (NRW)

La méthode de Nicholson-Ross-Weir [51, 99] est une technique de mesure pour la détermination des propriétés électromagnétiques complexe des matériaux diélectriques. Elle permet entre autres de mesurer la permittivité ε_r et la tangente de perte diélectrique tan δ. La méthode détaillée ci-dessous est utilisée à partir de mesures et de simulations (CST) en espace libre ou en propagation TEM (ligne à air coaxiale).
Tout d'abord, aux équations A.1 et A.2, le coefficient de réflexion Γ est calculé à partir des paramètres S simulés ou mesurés.

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \tag{A.1}$$

$$X = \frac{1 - (S_{21}^2 - S_{11}^2)}{2S_{11}} \tag{A.2}$$

Ensuite, on doit d'assurer que $|\Gamma| \leq 1$ puis calculer le coefficient de transmission T.

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \tag{A.3}$$

Puis μ_r^* et ε_r^* sont obtenus à partir de T, x et y. ω est la pulsation, c la vitesse de la lumière et t l'épaisseur de l'échantillon à caractériser.

$$x = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}\right)^2 \tag{A.4}$$

$$y = -\left[\frac{c}{\omega t} ln\left(\frac{1}{T}\right)\right]^2 \tag{A.5}$$

$$\mu_r^* = \sqrt{x \cdot y} \tag{A.6}$$

$$\varepsilon_r^* = \sqrt{\frac{y}{x}} \tag{A.7}$$

A.1.1 Cas particulier en guide d'ondes

Dans le cas du guide d'ondes, en raison des modes particuliers qui se propagent, les définitions de ε_r^* et μ_r^* évoluent (équations A.10 et A.9) [99].

$$\frac{1}{\Lambda^2} = -\left[\frac{1}{2\pi t} ln \frac{1}{T}\right]^2 \tag{A.8}$$

avec $Re(\frac{1}{\Lambda}) = \frac{1}{\lambda_g}$, λ_g est la longueur d'onde guidée.

$$\mu_r^* = \frac{1}{\Lambda}\left(\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}\right)\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \tag{A.9}$$

$$\varepsilon_r^* = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r^*}\left(\frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\Lambda^2}\right) \tag{A.10}$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et λ_c est la longueur d'onde de coupure du premier mode dans le guide d'ondes. Des caractérisations en guide d'ondes en bande Ku (12 - 18 GHz, WR62) ont été effectuées dans le cadre de cette thèse mais les résultats ne sont pas présentés car elles sont peu pertinentes dans la démonstration de la thèse.

A.2 Méthode sans plan de référence invariable (RPI)

Dans notre cas particulier de détermination des propriétés électromagnétiques avec une cellule coaxiale à air Maury 2453D [100], la méthode NRW n'a pas montré de bon résultats en raison de difficulté a établir un plan de calibrage de référence. La Figure A.1 présente la méthode pour obtenir un plan de référence au niveau de l'échantillon sous test. La difficulté se situe sur l'opération de "de-embedding" notamment pour arriver au plan de référence sur les connecteurs MPC14 car nous n'avions pas à disposition le kit de calibrage approprié. Une série d'adaptateurs permettent de passer d'un connecteur SMA au connecteur MPC14. Une méthode nommé "Reference Plane Invariant" (RPI) [101] permet de se passer du plan de référence pour le calcul des propriétés électromagnétiques par une estimation. La méthode est décrite dans les équations ci-dessous.

$$A = \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}S_{12}} \tag{A.11}$$

$$B = e^{2\gamma_1(L_{air}-L)}(S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}) \tag{A.12}$$

$$R = \frac{S_{21}}{S_{21}^0} \tag{A.13}$$

avec $\gamma_1 = j\omega/c$, L_{air} est la longueur de ligne à air vide, L étant l'épaisseur de l'échantillon et S_{21}^0 est le coefficient de réflexion de la ligne à air à vide.

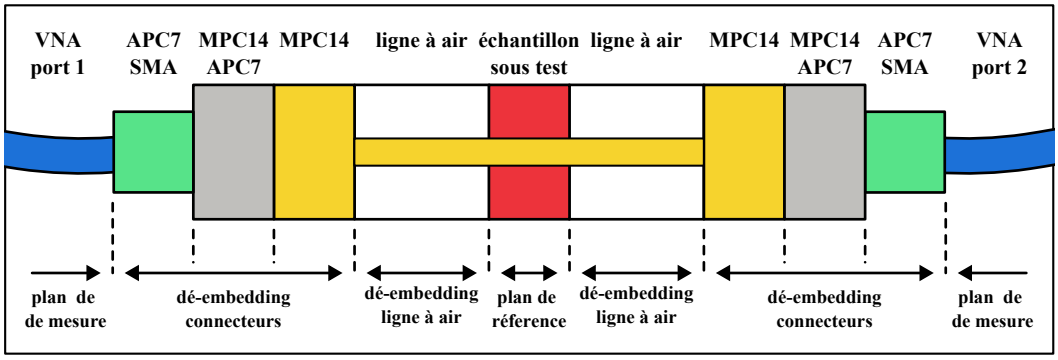


FIGURE A.1 – (a) Sonde coaxiale Maury Microwave 2453D utilisée.

On calcule le coefficient de réflexion Γ en équation A.14 à partir de A et B, respectivement calculés aux équations A.11 et A.12.

$$\Gamma^2 = \frac{-A(1+B^2)+(1-B)^2}{2AB} \pm \frac{\sqrt{-4A^2B^2+[A(1+B^2)-(1-B)^2]^2}}{2AB} \tag{A.14}$$

On s'assure que $|\Gamma| \leq 1$.

$$P = \frac{B+\Gamma^2}{1+B\Gamma^2} \tag{A.15}$$

On calcule l'indice de réfraction n en équation A.16 et l'impédance relative z en équation A.17. n possède une infinité de solutions, dans notre cas et pour des fréquence basses $n = 0$. Le choix des bonnes racines de n se fait pour chaque résonance de l'échantillon sous test et cette fréquence de résonance est déterminée par les propriétés électromagnétiques ε_r^*, μ_r^* et l'épaisseur L de l'échantillon.

$$n = \frac{1}{\gamma_1 L} ln\left(\frac{1}{P}\right) \tag{A.16}$$

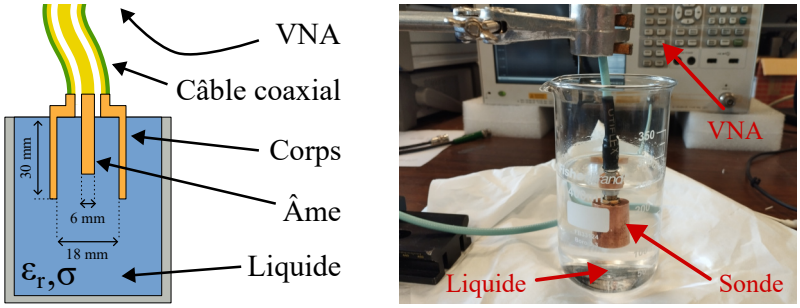
$$z = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \tag{A.17}$$

$$\mu_r^* = nz \tag{A.18}$$

$$\varepsilon_r^* = \frac{n}{z} \tag{A.19}$$

A.3 Sonde coaxiale

La caractérisation de liquides électromagnétiques par sonde coaxiale est un procédé commun des mesures de matériaux électromagnétiques. La mesure est constituée d'une mesure du coefficient d'insertion (S_{11}) d'une sonde coaxiale à vide puis dans le liquide sous test (Figure A.2a). La sonde utilisée a une profondeur de 30 mm, un diamètre d'âme de 6 mm et un diamètre intérieur de corps de 18 mm.



(a) (b)

FIGURE A.2 – (a) Sonde coaxiale utilisée. (b) Caractérisation d'un liquide par sonde coaxiale.

La mesure du S_{11} de la sonde permet de déterminer son impédance capacitive Z_c tel que $Z_c = Z_0 \cdot \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}\right)$. Puis la capacité de la sonde est obtenu à partir de $Z_c = \frac{1}{jC\omega}$. L'équation A.20 permet lier S_{11} à la capacité C. L'équation A.21 représente la capacité C d'un condensateur composé d'un diélectrique ε_r, d'une surface A et d'une distance h entre l'âme et le corps du condensateur. Dans le cadre d'une mesure où l'on peut assurer un calibrage parfait avec un plan de référence au début de la sonde coaxiale, nous pourrions déduire les caractéristiques électromagnétique du liquide sous test avec les équations A.20 et A.21.

Nous ne possédons pas de kit de calibrage adapté, nous allons donc déduire la permittivité ε_r à partir d'une mesure par soustraction, c'est-à-dire en soustrayant la capacité mesurée à vide C_{vide} à la capacité du liquide mesuré $C_{liquide}$ (équation A.22). De fait, les grandeurs telles que la permittivité dans le vide ε_0 et les dimensions de la sonde A/d s'annulent, on obtient donc la permittivité ε_r du liquide mesuré. Enfin, on peut obtenir la conductivité du liquide mesuré à l'aide de l'équation A.23.

$$C = Im\left[Z_0 \cdot \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}\right)\right] \cdot \frac{1}{\omega} \tag{A.20}$$

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{A}{d} \tag{A.21}$$

$$\varepsilon_r = \frac{C_{liquide}}{C_{vide}} \tag{A.22}$$

$$\sigma = \varepsilon_r^{"} \varepsilon_0 \omega \tag{A.23}$$

La sonde utilisée a été dimensionnée afin de faire des caractérisations dans la bande HF. A des fréquences plus hautes, notamment dans notre bande d'intérêt (bande L), il faudrait proposer une sonde avec des nouvelles dimensions. En effet, en fonction de la permittivité ε_r du liquide mesuré, une résonance diélectrique apparait. Cette technique de mesure a été utilisée avec l'aide de Monsieur F. Issac.

Publications

Revues à comité de lecture

- G. Briand, A. Barka and S. N. Burokur, "Enhanced Surface Wave Propagation With a Highly Inductive Metasurface," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 25, no. 1, pp. 329-333, Jan. 2026, doi : https://doi.org/10.1109/LAWP.2025.3626206.

Conférences internationales

- G. Briand, A. Barka et S. N. Burokur, « Composite based metasurface for surface wave excitation in HF band", présenté à 13th International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics (META), Paris, France, Jul. 18-21, 2023.
- G. Briand, A. Barka and S. N. Burokur, "Full-metal metasurface for surface wave tailoring," 2024 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Lisbon, Portugal, 2024, pp. 423-426, doi : https://doi.org/10.1109/ICEAA61917.2024.10702002.
- G. Briand, A. Barka and S. N. Burokur, "Composite metasurface for surface wave radar enhancement," 2024 International Radar Conference (RADAR), Rennes, France, 2024, pp. 1-4, doi : https://doi.org/10.1109/RADAR58436.2024.10994105.

Conférences nationales

- G. Briand, A. Barka et S. N. Burokur, « Métasurface composite pour l'excitation d'ondes de surface", présenté aux 23èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Antibes Juan-les-pins, France, Jun. 5-7, 2024.
- G. Briand, A. Barka et S. N. Burokur, « Surface à haute impédance à composite solide-liquide pour une métasurface fonctionnant en angle rasant", présenté aux Journées de Caractérisation et Microondes et Matériaux (JCMM), Saint-Étienne, France, Mar. 24-26, 2025.

Bibliographie

[1] J. H. Schön, "Chapter 8 - Electrical Properties," in *Developments in Petroleum Science*, J. H. Schön, Ed. Elsevier, Jan. 2015, vol. 65, pp. 301–367. [Online]. Available : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780081004043000081 (Cité en pages v et 20.)

[2] A. Barka and D. Prost, "Low-profile inductive metasurface for surface wave excitation in L-band : Design, manufacture and electromagnetic infrared measurements," *Advanced Electromagnetics*, vol. 11, no. 2, pp. 49–53, Jun. 2022. [Online]. Available : http://aemjournal.org/index.php/AEM/article/view/1832 (Cité en pages 1, 13, 14, 18, 22, 31, 46, 56 et 95.)

[3] D. F. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces," Ph.D. dissertation, University of California, Los Angeles, 1999. (Cité en pages 2, 7, 9, 10, 44, 50, 51, 63 et 96.)

[4] O. Luukkonen, "Artificial impedance surfaces," Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, 2009. [Online]. Available : https://core.ac.uk/download/pdf/301128762.pdf (Cité en pages 2, 10, 49, 51, 52 et 60.)

[5] C. R. Simovski, "High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 3, 2005. (Cité en pages 2, 49, 51, 52 et 60.)

[6] Y. Blanchard and P. van Genderen, "A German radar chain, facing the British Chain Home during WW II," in *2014 11th European Radar Conference*, Oct. 2014, pp. 29–32. (Cité en page 3.)

[7] J. Darricau and Y. Blanchard, "Histoire du Radar, part I : La naissance du Radar," *Revue de l Electricité et de l Electronique*, vol. 2003, pp. 72–82, Jan. 2003. (Cité en page 3.)

[8] H. Griffiths, "The History Column : COBRA MIST," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. PP, pp. 1–2, Jun. 2023. (Cité en page 4.)

[9] P. Vaillant, "Radar Tutoriel - AN/FPS-95 „Cobra Mist"." [Online]. Available : https://www.radartutorial.eu/19.kartei/01.oth/karte017.fr.html (Cité en pages 4 et 82.)

[10] M. Menelle, G. Auffray, and F. Jangal, "Full digital High Frequency Surface Wave Radar : French trials in the Biscay bay," in *2008 International Conference on Radar*. Adelaide, SA : IEEE, Sep. 2008, pp. 224–229. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/4653922/ (Cité en page 5.)

[11] E. Bronner, "Amélioration des performances des radars HF à ondes de surface par étude d'antenne compacte et filtrage adaptatif appliqué à la réduction du fouillis de mer," Thèse, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2005. (Cité en page 5.)

[12] M. Bellec, “Conception de systèmes antennaires omnidirectionnels et directifs favorisant les ondes de surface comme vecteur de propagation dans la bande HF,” Ph.D. dissertation, Université Rennes 1, 2015. (Cité en page 6.)

[13] F. Jangal, “Apport de la bipolarisation, du traitement adaptatif du signal et de la mutirésolution à l’élimination du fouillis isonosphérique pour les radars haute fréquence à ondes de surface,” Ph.D. dissertation, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2007. (Cité en page 6.)

[14] M.-J. Abi Akl, “Propagation dans l’ionosphère en présence de turbulences : applications aux radars HF,” Ph.D. dissertation, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2017. [Online]. Available : http://www.theses.fr/2017PA066374/document (Cité en page 6.)

[15] N. Payet, “HF antennas characterization using near field measurement,” Ph.D. dissertation, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2013. (Cité en pages 6, 12 et 97.)

[16] N. Bourey, “Transition between a Metamaterial and the Soil for High Frequency Surface Wave Radar,” Ph.D. dissertation, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2014. [Online]. Available : https://theses.hal.science/tel-01232126/ (Cité en pages 6 et 12.)

[17] Q. Herbette, “Antenna gain and target reflectivity using surface waves,” Ph.D. dissertation, Sorbonne Université, 2021. [Online]. Available : http://www.theses.fr/2021SORUS250/document (Cité en pages 6, 11, 12, 49, 50 et 97.)

[18] L. Petrillo, “Plasmonics for HF radar,” Ph.D. dissertation, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2011. (Cité en pages 6, 7, 11 et 12.)

[19] K. Norton, “The Propagation of Radio Waves over the Surface of the Earth and in the Upper Atmosphere,” *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 24, no. 10, pp. 1367–1387, Oct. 1936. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/1686016 (Cité en page 6.)

[20] S. A. Maier, *Plasmonics : Fundamentals and Applications*. New York, NY : Springer US, 2007. [Online]. Available : http://link.springer.com/10.1007/0-387-37825-1 (Cité en pages 7 et 8.)

[21] H. J. Rance, “Surface Waves on Periodic Structures at Microwave Frequencies,” Ph.D. dissertation, University of Exeter, Jul. 2013. [Online]. Available : https://ore.exeter.ac.uk/repository/handle/10871/14109 (Cité en page 7.)

[22] E. M. G. Brock, “The Lateral Confinement of Microwave Surface Waves,” Ph.D. dissertation, University of Exeter, Dec. 2013. [Online]. Available : https://ore.exeter.ac.uk/repository/handle/10871/15097 (Cité en page 7.)

[23] L. Petrillo, F. Jangal, M. Darces, J.-L. Montmagnon, and M. Hélier, “Negative permittivity media able to propagate a surface wave,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 115, pp. 1–10, 2011. [Online]. Available :

http://www.jpier.org/PIER/pier.php?paper=11020702 (Cité en pages 7 et 11.)

[24] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, p. 509, Apr. 1968. [Online]. Available : https://dx.doi.org/10.1070/PU1968v010n04ABEH003699 (Cité en page 8.)

[25] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, Nov. 1999. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/798002/ (Cité en pages 9, 11 et 49.)

[26] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity," *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, 2000. (Cité en page 9.)

[27] J. B. Pendry, D. Schurig, and D. R. Smith, "Controlling Electromagnetic Fields," *Science*, vol. 312, no. 5781, pp. 1780–1782, Jun. 2006. [Online]. Available : https://doi.org/10.1126/science.1125907 (Cité en page 9.)

[28] S. Yu, N. Kou, Z. Ding, and Z. Zhang, "Low-profile transmitarray lens antenna of X-band with one layer of substrate and metallic vias," *Electronics Letters*, vol. 55, no. 19, pp. 1029–1030, Sep. 2019. [Online]. Available : https://doi.org/10.1049/el.2019.2106 (Cité en page 10.)

[29] B. Imaz-Lueje, D. González-Ovejero, M. R. Pino, M. Arrebola, and R. Sauleau, "Compact Cassegrain Antenna based-on a Low-Profile Multi-faceted Reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1–1, 2025. (Cité en page 10.)

[30] L. Wang, Z. Zhang, H. Shi, X. Ding, Y. Wang, X. Wang, and W. Zhu, "Optically Transparent Flexible Metamaterial for Ultrabroadband Millimeter-Wave Absorption," *ACS Applied Optical Materials*, vol. 2, no. 12, pp. 2568–2574, Dec. 2024. [Online]. Available : https://doi.org/10.1021/acsaom.4c00410 (Cité en pages 10 et 11.)

[31] G. Minatti, F. Caminita, M. Casaletti, and S. Maci, "Spiral Leaky-Wave Antennas Based on Modulated Surface Impedance," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 12, pp. 4436–4444, Dec. 2011. (Cité en pages 10, 11 et 53.)

[32] A. Clemente, R. Madi, F. F. Manzillo, M. Smierzchalski, J. Reverdy, and R. Sauleau, "Reconfigurable Transmitarrays at Ka-Band with Beam-Forming and Polarization Agility," in *2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Mar. 2023, pp. 1–5. (Cité en pages 10 et 11.)

[33] A. De Oliveira Cabral Junior, A. Barka, H. Kaouach, and F. Positano, "Wideband 1-bit Reconfigurable Circularly Polarized Transmitarrays in Ka-Band," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 170 670–170 680, 2025. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/11184516/ (Cité en page 10.)

[34] N. Jaglan and S. Dev Gupta, "Surface waves minimisation in microstrip patch antenna using EBG substrate," in *2015 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)*, Mar. 2015, pp. 116–121. (Cité en pages 10 et 11.)

[35] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Planar distributed structures with negative refractive index," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1252–1263, Apr. 2004. (Cité en pages 10, 11 et 53.)

[36] S. Papantonis, S. Lucyszyn, and E. Shamonina, "Dispersion effects in Fakir's bed of nails metamaterial waveguides," *J. Appl. Phys.*, 2024. (Cité en pages 11 et 49.)

[37] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs, "Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures," *Physical Review Letters*, vol. 76, no. 25, pp. 4773–4776, Jun. 1996. [Online]. Available : https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.76.4773 (Cité en pages 11 et 49.)

[38] J. J. Barroso, A. Tomaz, and U. C. Hasar, "Wire grid metamaterial for directive emission," in *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, Aug. 2013, pp. 1–5. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/6646460 (Cité en pages 11 et 49.)

[39] Q. Herbette, N. Bourey, M. Menelle, M. Darces, S. Saillant, Y. Chatelon, and M. Hélier, "Using a 3D Metamaterial to Enhance the Surface Wave Propagation for High Frequency Over -the-Horizon Radars : From Simulation to Outdoor Measurements," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 115, pp. 81–93, 2021. [Online]. Available : http://www.jpier.org/PIERC/pier.php?paper=21061704 (Cité en page 12.)

[40] A. Lugand, "Réflectivité des cibles maritimes en bande HF : Mise au point d'un système de mesure de SER in-situ, adapté à la propagation en ondes de surface," Ph.D. dissertation, Sorbonne Université, 2022. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251017150612/https://theses.fr/s384111 (Cité en pages 12 et 97.)

[41] A. Lugand, S. Saillant, and M. Darces, "Over-the-Horizon Surface Wave Radar : From the Maritime Target Point-of-View," in *2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Mar. 2025, pp. 1–5. (Cité en page 12.)

[42] AFT, ONERA, and GeePs, "AC3M, Antennes Compactes à Multi-Bandes à Métamatériau : Rapport final," Rapport Technique, Oct. 2021. (Cité en pages 13, 18 et 20.)

[43] "TMM® Thermoset Microwave Materials," Rogers Corporation, Datasheet, Sep. 2025. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20250618213311/https://www.rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/tmm-thermoset-lamin

ate-data-sheet-tmm3----tmm4----tmm6----tmm10----tmm10i----tmm13i.pdf (Cité en page 18.)

[44] M. M. Gomaa, "Frequency Response of Electrical Properties of some Granite Samples," *Journal of the Earth and Space Physics*, vol. 47, no. 4, pp. 75–86, 2022. [Online]. Available : https://jesphys.ut.ac.ir/article_83550.html (Cité en page 20.)

[45] B. Filali, J. Rhazi, and G. Ballivy, "Mesure des propriétés diélectriques du béton par une large sonde coaxiale à terminaison ouverte," *Canadian Journal of Physics*, vol. 84, pp. 365–379, Aug. 2006. (Cité en page 20.)

[46] T. Matsumoto, H. Miyamoto, T. Nishibori, T. Manabe, T. Ito, R. Katayama, and J. Haruyama, "On the Heterogeneities of Electro-Magnetic Properties of Rocks," in *45th Lunar and Planetary Science Conference (2014)*, Feb. 2014. (Cité en page 20.)

[47] J. Cihlar and F. T. Ulaby, "Dielectric properties of soils as a function of moisture content," NASA, Radio Science Laboratory, University of Kansas, Tech. Rep., 1975. [Online]. Available : https://ntrs.nasa.gov/api/citations/19750018483/downloads/19750018483.pdf (Cité en page 20.)

[48] W. B. Westphal and D. E. Sils, "Dielectric constant and loss data : Tabulated dielectric constant and loss data for materials commonly used in the microwave region," Air Force Materials Laboratory, Wright-Patterson Air Force Base, Tech. Rep., 1972. [Online]. Available : https://apps.dtic.mil/sti/tr/pdf/AD0746686.pdf (Cité en page 20.)

[49] Microwave101, "PTFE, dissipation factor." [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251007150044/https://www.microwaves101.com/encyclopedias/ptfe (Cité en page 20.)

[50] J. Sheen, Z.-W. Hong, W. Liu, and W.-L. Mao, "Studies of dielectric constant measurements at microwave frequency using mixing equations—The analyses on five rules," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 11, pp. 2481–2485, Nov. 2011. [Online]. Available : https://doi.org/10.1002/mop.26357 (Cité en pages 20 et 21.)

[51] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 377–382, Nov. 1970. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/4313932 (Cité en pages 21 et 99.)

[52] CLEC Group, "High Frequency Laminates : Teflon woven glass fabric copper-clad laminates with high permittivity F4BM," Datasheet. (Cité en page 22.)

[53] D. Ferreira, R. F. S. Caldeirinha, I. Cuinas, and T. R. Fernandes, "Square Loop and Slot Frequency Selective Surfaces Study for Equivalent Circuit Model Optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 9, pp. 3947–3955, Sep. 2015. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/7122283/ (Cité en page 23.)

[54] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ : Wiley, 2012. (Cité en page 24.)

[55] D. Prost, "Measurement of the Amplitude and Polarization of the Electric Field by Electromagnetic Infrared Thermography," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 5, 2022. (Cité en pages 27, 28 et 64.)

[56] Amplifier Research, "Model 50S1G4A," Datasheet. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20260117155349/https://www.axiomtest.com/documents/models/Amplifier%20Research%2050S1G4A%20DataSheet.pdf (Cité en pages 28 et 64.)

[57] "Anyfields." [Online]. Available : https://anyfields.eu/ (Cité en page 31.)

[58] L. Klein and C. Swift, "An improved model for the dielectric constant of sea water at microwave frequencies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 25, no. 1, pp. 104–111, Jan. 1977. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/1141539 (Cité en page 32.)

[59] ASTM International, "ASTM D1193-06(2018) : Specification for Reagent Water," Rapport Technique. (Cité en page 32.)

[60] Eurowater, "Water quality," Sep. 2025. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20250902121136/https://www.eurowater.com/en/water-quality (Cité en page 32.)

[61] J. D. Rhoades, A. Kandiah, and A. M. Mashali, *The Use of Saline Waters for Crop Production*, ser. FAO Irrigation and Drainage Paper. Rome : Food and Agriculture Organization of the United Nations, 1992, no. 48. (Cité en page 32.)

[62] Eutech, "Conductivity To TDS Conversion Factors," Sep. 2025. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20250902122733/https://www.eutechinst.com/tips/contds/07.pdf (Cité en page 32.)

[63] Keysight, "N1501A Dielectric Probe Kit." [Online]. Available : https://www.keysight.com/us/en/product/N1501A/dielectric-probe-kit.html (Cité en page 34.)

[64] "EpsiMu PE13." [Online]. Available : https://epsimu.com/language/fr/produits/ (Cité en page 34.)

[65] D. Palessonga, M. El Gibari, S. Ginestar, H. Terrisse, B. Guiffard, A. Kassiba, and H. W. Li, "Bandwidth improvement of microwave photonic components based on electro-optic polymers loaded with TiO2 nanoparticles," *Applied Physics A*, vol. 123, no. 8, p. 542, Jul. 2017. [Online]. Available : https://doi.org/10.1007/s00339-017-1154-4 (Cité en pages 36 et 39.)

[66] Mitsubishi Engineering-Plastics Corporation, "Properties of Hi-dielectric PC resin," Datasheet, Oct. 2025. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251005165551/https://www.m-ep.co.jp/assets/document/product/pdf/en/high-dielectric-polycarbonate-1-e.pdf (Cité en page 36.)

[67] M. Pérez-Escribano and E. Márquez-Segura, "Parameters Characterization of Dielectric Materials Samples in Microwave and Millimeter-Wave Bands," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 3, pp. 1723–1732, Mar. 2021. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/9313034/ (Cité en page 36.)

[68] Curbell plastics, "Plastic materials for high performance radomes," Datasheet. [Online]. Available : http://web.archive.org/web/20251005165200/https://www.curbellplastics.com/wp-content/uploads/2022/11/Plastics-for-High-Performance-Radomes-White-Paper.pdf (Cité en page 36.)

[69] Wikipedia, "Hansen solubility parameter." [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251007164803/https://en.wikipedia.org/wiki/Hansen_solubility_parameter (Cité en page 36.)

[70] J. Barthel, M. Kleebauer, and R. Buchner, "Dielectric relaxation of electrolyte solutions in acetonitrile," *Journal of Solution Chemistry*, vol. 24, no. 1, pp. 1–17, Jan. 1995. [Online]. Available : http://link.springer.com/10.1007/BF00973045 (Cité en pages 36 et 39.)

[71] Y. Sudake, S. Kamble, S. Patil, P. Khirade, and S. Mehrotra, "Study of Dynamics of Allyl Chloride-2-Butanone Binary System Using Time Domain Reflectometry," *Journal of the Korean Chemical Society*, vol. 56, no. 1, pp. 20–27, Feb. 2012. [Online]. Available : https://doi.org/10.5012/JKCS.2012.56.1.020 (Cité en page 36.)

[72] A. Chaudhari, R. M. Shirke, N. M. Nore, and P. B. Patil, "Dielectric Study of n-Butyl Acetate–Alcohol Mixtures by Time-Domain Reflectometry," *Journal of Solution Chemistry*, vol. 31, no. 4, pp. 305–315, Apr. 2002. [Online]. Available : https://doi.org/10.1023/A:1015805304781 (Cité en pages 36 et 39.)

[73] A. P. Gregory and R. N. Clarke, "Tables of the Complex Permittivity of Dielectric Reference Liquids at Frequencies up to 5 GHz," National Physical Laboratory, Tech. Rep., Jan. 2012. [Online]. Available : https://eprintspublications.npl.co.uk/4347/1/MAT23.pdf (Cité en page 36.)

[74] P. Petong, R. Pottel, and U. Kaatze, "Dielectric Relaxation of H-Bonded Liquids. Mixtures of Ethanol and n-Hexanol at Different Compositions and Temperatures," *The Journal of Physical Chemistry A*, vol. 103, no. 31, pp. 6114–6121, Aug. 1999. [Online]. Available : https://doi.org/10.1021/jp991046l (Cité en page 36.)

[75] B. Zhuang, G. Ramanauskaite, Z. Y. Koa, and Z.-G. Wang, "Like dissolves like : A first-principles theory for predicting liquid miscibility and mixture dielectric constant," *Science Advances*, vol. 7, no. 7, p. eabe7275, Feb. 2021. [Online]. Available : https://doi.org/10.1126/sciadv.abe7275 (Cité en page 37.)

[76] H. Looyenga, "Dielectric constants of heterogeneous mixtures," *Physica*, vol. 31, no. 3, pp. 401–406, 1965. (Cité en page 37.)

[77] C. J. F. Böttcher and P. Bordewijk, *Theory of Electric Polarization*. Elsevier, 1973. (Cité en page 37.)

[78] T. Iglesias and J. Peón Ferńandez, "A new approach for prediction of the permittivity of mixtures," *Journal of Chemical Thermodynamics*, vol. 33, no. 10, pp. 1375–1381, 2001. (Cité en page 37.)

[79] A. Ghanadzadeh Gilani, N. Paktinat, and M. Moghadam, "Relative permittivity data of binary mixtures containing 2-butanol, 2-butanone, and cyclohexane," *The Journal of Chemical Thermodynamics*, vol. 43, no. 4, pp. 569–575, Apr. 2011. [Online]. Available : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0021961410003472 (Cité en page 37.)

[80] Green Cast, "Green Cast SETACRYL FICHE TECHNIQUE," Datasheet. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251005193835/https://madreperlaspa.com/wp-content/uploads/2024/07/fiche-technique-GREEN-CAST-SETACRYL.pdf (Cité en pages 38 et 39.)

[81] F. Minato, "Extension du domaine d'application des résonateurs ouverts dans la caractérisation des matériaux en hyperfréquence," Ph.D. dissertation, Université Toulouse 3, 1995. (Cité en page 38.)

[82] Honeywell, "Acétonitrile," Datasheet. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251005202910/https://www.fishersci.fr/shop/products/acetonitrile-lc-ms-ultra-chromasolv-honeywell-2/15601400 (Cité en pages 39 et 40.)

[83] ——, "Acétate de butyle," Datasheet. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251005203105/https://www.fishersci.fr/shop/products/butyl-acetate-puriss-p-a-acs-reagent-99-5-gc-honeywell-riedel-de-ha-n-4/15605600 (Cité en pages 39 et 40.)

[84] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, and R. D. Meade, *Photonic Crystals : Molding the Flow of Light - Second Edition*. Princeton University Press, Mar. 2008. [Online]. Available : https://press.princeton.edu/books/hardcover/9780691124568/photonic-crystals (Cité en page 44.)

[85] TECHNOLAM, "Datasheet NP-140," Datasheet, Aug. 2024. (Cité en pages 59 et 62.)

[86] G. Briand, A. Barka, and S. N. Burokur, "Full-metal metasurface for surface wave tailoring," in *2024 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Sep. 2024, pp. 423–426. (Cité en page 59.)

[87] ETS-Lindegren, "User Manual : Battery-Powered EMC Field Probes, HI-6023, HI-6006, HI-6053," Datasheet, Dec. 2023. (Cité en page 67.)

[88] AAMCS, "Radio frequency and Microwave components for unlimited developments and solutions.." Datasheet. [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20250922144927/http://www.aa-mcs.com/wp-content/uploads/documents/AAMCS-2018-Shortform2.pdf (Cité en page 68.)

[89] S. Varault, B. Gabard, J. Sokoloff, and S. Bolioli, "Plasma-based localized defect for switchable coupling applications," *Applied Physics Letters*, vol. 98, no. 13, p. 134103, Apr. 2011. [Online]. Available : https://doi.org/10.1063/1.3559605 (Cité en page 70.)

[90] J. Appel-Hansen, "Accurate determination of gain and radiation patterns by radar cross-section measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 5, pp. 640–646, Sep. 1979. (Cité en page 73.)

[91] ONERA, "L'ONERA dévoile le ROS NG à Euronaval : Démonstrateur de Radar transhorizon à Onde de Surface nouvelle génération." [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251008082121/https://onera.fr/fr/presse/onera-devoile-le-ros-ng-a-euronaval-demonstrateur-de-radar-transhorizon-a-onde-de-surface (Cité en page 81.)

[92] Le Marin Ouest France, "Comment le centre français de recherche aérospatiale repousse les limites des radars." [Online]. Available : https://web.archive.org/web/20251008082445/https://lemarin.ouest-france.fr/industries-navales/comment-le-centre-francais-de-recherche-aerospatiale-repousse-les-limites-des-radars-f7ce687c-9de8-11ef-84c9-4bebe8d0c332 (Cité en page 81.)

[93] M. M. Moeini, H. Oraizi, A. Amini, and V. Nayyeri, "Wide-band Beam-scanning by Surface Wave Confinement on Leaky Wave Holograms," *Scientific Reports*, vol. 9, no. 1, p. 13227, Sep. 2019. [Online]. Available : https://www.nature.com/articles/s41598-019-49619-7 (Cité en page 82.)

[94] A. Kianinejad, Z. N. Chen, and C.-W. Qiu, "Design and Modeling of Spoof Surface Plasmon Modes-Based Microwave Slow-Wave Transmission Line," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 6, pp. 1817–1825, Jun. 2015. [Online]. Available : https://ieeexplore.ieee.org/document/7101301 (Cité en page 82.)

[95] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 4th ed. Hoboken, NJ : Wiley-Blackwell, Jan. 2016. (Cité en pages 82 et 83.)

[96] R. Ohashi, T. Tanaka, S. Yamamoto, M. Takikawa, and Y. Inasawa, "A design of multi-band and low-profile mushroom-type EBG structure with multi-layer configuration," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2021. [Online]. Available : https://sci-hub.mk/10.23919/isap47053.2021.9391256 (Cité en page 97.)

[97] D. Rohith, N. Pallavi, B. Annapurna, and K. P. Kumar, "Mono and multi-band EBG structures : A comparative study," *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. (start page if available)–(end page if available), 2015. [Online]. Available : https://airccse.com/jant/papers/1115jant03.pdf (Cité en page 97.)

[98] M. Menelle and F. Jangal, "Performance of surface wave radar based on frequency range," in *Ocean and Coastal Observation : Sensors and Observing*

Systems, Numerical Models and Information Systems (OCOSS 2010), Brest, Jun. 2010. (Cité en page 97.)

[99] K. Haddadi, "Mesure hyperfréquence des propriétés électromagnétiques de matériaux : 300 MHz à 300 GHz," *Techniques de l'Ingénieur*, Dec. 2016. [Online]. Available : https://www.techniques-ingenieur.fr/doi/10.51257/a/v1/r1117 (Cité en pages 99 et 100.)

[100] Maury Microwave, "Reference airlines - 2453 SERIES," Datasheet, Sep. 1990. (Cité en page 100.)

[101] K. Chalapat, K. Sarvala, Jian Li, and G. Paraoanu, "Wideband Reference-Plane Invariant Method for Measuring Electromagnetic Parameters of Materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 9, pp. 2257–2267, Sep. 2009. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/document/5204113/ (Cité en page 100.)

Résumé : La capacité de détection de cibles maritimes au-delà de l'horizon est un atout majeur pour la surveillance du littoral français ainsi que de sa Zone Économique Exclusive (ZEE). L'ONERA, expert technique auprès de la DGA pour les thématiques radar et furtivité, développe des installations de radars maritimes transhorizon à ondes de surface en bande HF (ROS-HF). Ces radars permettent une détection transhorizon par l'excitation d'une onde de surface, confinée à l'interface air-mer, se propageant suivant la rotondité de la Terre jusqu'à se réfléchir sur une cible. Des études antérieures ont permis d'établir la faisabilité d'une installation radar à ondes de surface mais aussi la présence d'un brouillage important provenant de l'ionosphère. Des travaux successifs réalisés conjointement avec le laboratoire GEEPS (Sorbonne Université) ont montré que l'utilisation d'un métamatériau à permittivité équivalente négative favorise la propagation des ondes de surface par rapport aux ondes de ciel. Dans le cadre du RAPID AC3M, une structure à métamatériaux de type corrugation a été proposée tout d'abord à échelle réduite en bande L puis à échelle en bande HF. Ces expérimentations ont permis de valider l'influence de cette structure métamatériaux sur le confinement de l'onde et la diminution des ondes rayonnées en direction du ciel. En revanche, la structure proposée reste trop haute ($\lambda/10$) pour une installation pérenne sur le littoral français. C'est pour cela que la conception d'une autre structure métamatériaux compacte a été étudiée dans le cadre du RAPID AC3M ; une métasurface fonctionnant en régime fortement inductif. Validée expérimentalement, cette conception est trois fois plus compacte ($\lambda/30$), mais nécessite un substrat à haute permittivité ($\varepsilon_r = 6$) et à faibles pertes ($tan\delta = 1 \cdot 10^{-3}$) qui ne possède pas d'équivalent en bande HF, ce qui ne permet pas la réalisation d'un prototype à l'échelle d'un système radar. Cette thèse explore la conception d'une métasurface de faible profil présentant une haute impédance, mais avec un objectif de conception réaliste en bande HF. Une première partie de la thèse a consisté à concevoir un substrat alternatif de type composite réalisable en bande HF. Une seconde partie de la thèse a permis la conception d'une métasurface presque complètement métallique en bande L à partir de motifs champignons présentant une haute impédance. Ces conceptions en bande L ont ainsi permis de proposer un prototype de métasurface en bande HF adaptée aux conditions d'un système de radar réel utilisé par l'ONERA.

Mots clés : Onde de surface, Radar, Métasurface, HF

Abstract : The capability to detect maritime targets beyond the horizon is a significant asset for surveilling France's coastline and its Exclusive Economic Zone (EEZ). As a technical expert for radar and stealth technologies on behalf of the DGA, ONERA has been developing over-the-horizon (OTH) maritime High-Frequency surface waves radar (HF-SWR) installations. These radars enable beyond-the-horizon detection by exciting a surface wave confined to the air-sea interface, which propagates along the Earth's curvature until reflecting off a target. Previous studies have established the feasibility of surface wave radar installations but also revealed significant ionospheric interference. Subsequent collaborative work with the GEEPS laboratory (Sorbonne University) demonstrated that employing a metasurface with equivalent negative permittivity enhances surface wave propagation over sky waves. Within the RAPID AC3M framework, a corrugated metasurface structure was initially proposed at reduced scale in L-band and later at full scale in HF band. These experiments validated the influence of this metasurface on wave confinement and reduced skyward radiation. However, the proposed structure remains too tall ($\lambda/10$) for permanent installation along France's coastline. Consequently, an alternative compact metasurface design was explored within RAPID AC3M ; a strongly inductive metasurface. Experimentally validated, this design is three times more compact ($\lambda/30$), but requires a high-permittivity substrate ($\varepsilon_r = 6$) with low losses ($tan\delta = 1 \cdot 10^{-3}$), which lacks an equivalent in the HF band, precluding prototype realization at radar system scale. This thesis investigates the design of a low-profile metasurface exhibiting high impedance, with a focus on realistic implementation in the HF band. The first part of this thesis involved designing an alternative composite substrate feasible in the HF band. The second part led to the conception of an almost entirely metallic metasurface in L-band, utilizing mushroom-shaped motifs with high impedance. These L-band designs ultimately enabled proposing an HF metasurface prototype tailored to the conditions of a real radar system utilized by ONERA.

Keywords : Surface wave, Radar, Metasurface