



HAL
open science

Electronique radio-fréquence flexible à base de substrats biosourcés

Abdelghafour Sid

► **To cite this version:**

Abdelghafour Sid. Electronique radio-fréquence flexible à base de substrats biosourcés. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Lille, 2023. Français. NNT : 2023ULILN018 . tel-04380719

HAL Id: tel-04380719

<https://theses.hal.science/tel-04380719>

Submitted on 8 Jan 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE DE DOCTORAT

UNIVERSITÉ DE LILLE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ

Spécialité : Électronique, Microélectronique, Nanotechnologie et Microondes

Présentée par

Abdelghafour SID

Electronique radio-fréquence flexible à base de substrats biosourcés

Soutenue publiquement le 12 juin 2023

Ecole doctorale : Lille – ENGSYS-632

Préparée à l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN)

Membres du jury :

Prof. Pascal XAVIER	Université Grenoble Alpes, IMEP-LAHC	Rapporteur
Dr. Marjorie GRZESKOWIAK	INSA de Toulouse, LAAS	Rapporteur
Dr. Thibaut DELERUYELLE	Université Aix-Marseille, IM2NP	Examineur
Prof. Kamal LMIMOUNI	Université de Lille, IEMN	Président
Dr. Pierre-Yves CRESSON	Université d'Artois, IEMN	Examineur
Prof. Tuami LASRI	Université de Lille, IEMN	Directeur de thèse
Prof. Nicolas JOLY	Université d'Artois, UT&A	Invité

Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été réalisé à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) dirigé successivement par M. Lionel BUCHAILLOT et M. Thierry MELIN. Je les remercie pour leur accueil au sein de l'IEMN.

Je tiens ensuite à remercier les membres du jury. En premier lieu, mes remerciements s'adressent à M. Pascal XAVIER Professeur à l'université Grenoble Alpes et Mme. Marjorie Grzeskowiak Maître de Conférences HDR à l'INSA de Toulouse, qui ont accepté de rapporter ma thèse. Merci également à M. Thibaut DELERUYELLE enseignant chercheur à l'YNCREA Méditerranée et M. Kamal LMIMOUNI Professeur à l'université de Lille d'avoir accepté d'examiner mes travaux. Je remercie également M. Nicolas JOLY Professeur à l'université d'Artois pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour sa présence à ma soutenance.

Je remercie fortement M. Pierre-Yves Cresson Maître de Conférences à l'université d'Artois, co-encadrant de cette thèse pour les nombreuses discussions qu'on a pu avoir et surtout pour ses conseils qui ont été prépondérants pour la bonne réussite de ces travaux.

Enfin, je tiens à remercier particulièrement M. Tuami LASRI Professeur à l'université de Lille, directeur de cette thèse pour toute son aide, sa disponibilité ainsi que pour son soutien moral et sa gentillesse qui ont permis le bon déroulement de mon travail de thèse.

Je veux également remercier l'équipe de la plateforme C2EM, en particulier M. Pierre LALY, et l'équipe de la plateforme CMNF, en particulier Mme. Flavie BRAUD, pour leur aide apportée à la caractérisation et la fabrication des différents circuits.

J'adresse également mes remerciements à la direction de l'école doctorale ENGSYS.

Je remercie aussi tous les membres de notre groupe MITEC et tous mes ami(e)s au sein de l'IEMN pour tout leur soutien amical et les bons moments passés au sein et en dehors du laboratoire : Baker, Ali mourad, Rayan, Warda, Mohamed Taieb, Ahmad, Maya, Rita, Rami, Bilal, Ibrahim, Ali ghaddar, Idris, Mahmoud, Ilyas, Hafsa, Vianney, Roman et Parvati.

Je remercie mes amies Rayan OSMAN et Rayane HIJAZI que j'ai rencontrés à Lille. C'est votre présence qui a facilité toutes ces années. Vous êtes une deuxième famille pour moi, je vous remercie énormément.

J'ai une pensée pour ma famille en Algérie qui m'a toujours apporté beaucoup de soutien et qui m'a encouragé durant toutes ces années.

Table des matières

Introduction générale.....	19
Chapitre I: L'électronique RF sur substrats souples : état de l'art.....	23
I.1. Introduction	23
I.2. Electronique souple	23
I.3. Electronique RF souple	26
I.3.1. Introduction	26
I.3.2. Matériaux conducteurs pour l'électronique RF souple	26
I.3.3. Matériaux diélectriques pour l'électronique RF souple	28
I.3.3.1. Electronique RF sur textile.....	29
I.3.3.2. Electronique RF sur papier.....	33
I.3.3.3. Electronique RF sur polymères	35
I.3.3.3.1. Polymères pour l'électronique RF souple.....	35
I.3.3.3.2. Circuits RF passifs sur polymères souples.....	37
A. Les antennes	37
B. Les Filtres	45
I.3.3.3.3. Circuits RF actifs sur des polymères souples.....	46
I.3.4. Conclusion.....	47
I.4. Processus de fabrication des circuits RF souples	48
I.4.1. Introduction	48
I.4.2. Méthode conventionnelle pour la réalisation de circuits RF	48
I.4.3. Impression par jet d'encre (Inkjet printing)	49
I.4.4. Sérigraphie (Screen printing)	50
I.4.5. Flexographie (Flexography).....	50
I.4.6. Héliogravure (Gravure printing)	51
I.4.7. Conclusion.....	54
I.5. Electronique RF souple biosourcée	54
I.5.1. Introduction	54
I.5.2. Classification des biopolymères	55
I.5.3. Fabrication des films de biopolymères.....	57
I.5.4. L'électronique RF souple et verte.....	58

Table des matières

I.5.5.	Conclusion.....	60
I.6.	Conclusion.....	61
I.7.	Bibliographie.....	61
Chapitre II:	Propriétés diélectriques des substrats biopolymères	71
II.1.	Introduction.....	71
II.2.	Méthodes de caractérisation diélectrique à haute fréquence.....	71
II.2.1.	Introduction.....	71
II.2.2.	Cavité résonante.....	71
II.2.3.	Espace libre.....	72
II.2.4.	Sonde coaxiale à extrémité ouverte.....	73
II.2.5.	Guide d'onde.....	74
II.2.6.	Ligne de transmission.....	75
II.2.7.	Conclusion.....	78
II.3.	Caractérisation diélectrique par la méthode des lignes coplanaires.....	78
II.3.1.	Introduction.....	78
II.3.2.	Principales étapes de la caractérisation diélectrique par la méthode des lignes coplanaires.....	78
II.3.2.1.	Détermination de la constante de propagation par la méthode des deux lignes.....	80
II.3.2.2.	Méthode numérique pour la détermination des propriétés diélectriques du substrat.....	81
II.3.2.2.1.	Introduction.....	81
II.3.2.2.2.	Principe de la méthode numérique.....	81
II.3.2.2.3.	Paramètres de la méthode numérique.....	82
II.3.2.2.4.	Simulation 2D.....	87
II.3.2.2.5.	Validation de la méthode sur une large bande de fréquences.....	88
II.3.2.2.6.	Validation de la méthode pour un matériau aux propriétés diélectriques variables en fonction de la fréquence.....	90
II.3.2.2.7.	Conclusion.....	93
II.3.3.	Conclusion.....	93
II.4.	Le biopolymère laurate de cellulose.....	93
II.5.	Conclusion.....	99
II.6.	Bibliographie.....	99

Chapitre III. Conception, réalisation et caractérisation de circuits passifs sur un substrat de laurate de cellulose (CL)..... 103

III.1. Introduction	103
III.2. Filtre passe bande flexible à 2.45 GHz sur laurate de cellulose.....	103
III.2.1. Introduction	103
III.2.2. Conception et simulation du filtre	104
III.2.3. Processus de fabrication du filtre	112
III.2.4. Mesure du filtre	113
III.2.5. Performances du filtre en fonction des déformations mécaniques.....	115
III.2.6. Conclusion.....	118
III.3. Antenne double bande flexible sur laurate de cellulose pour des applications WBAN	119
III.3.1. Introduction	119
III.3.2. Conception et simulation de l'antenne double bande.....	120
III.3.3. Fabrication et caractérisation de l'antenne.....	127
III.3.4. Performance de l'antenne en fonction de sa courbure	129
III.3.5. Tests de l'antenne sur le corps humain.....	134
III.3.6. Comparaison avec l'état de l'art.....	136
III.3.7. Conclusion.....	139
III.4. Conclusion.....	139
III.5. Bibliographie.....	140

Chapitre IV : Récupérateur d'énergie électromagnétique double bande sur un substrat de laurate de cellulose 143

IV.1. Introduction	143
IV.2. Architecture d'un récupérateur d'énergie EM.....	143
IV.3. Conception d'un circuit de conversion RF-DC double bande	146
IV.3.1. Introduction	146
IV.3.2. Le filtre DC	146
IV.3.3. Choix du type de redresseur	147
IV.3.4. Choix de la diode de redressement.....	150
IV.3.5. Modélisation de la diode SMS 7630-079LF	151
IV.3.6. Circuit d'adaptation et simulations.....	154

Table des matières

IV.3.7.	Fabrication du convertisseur RF-DC et caractérisations.....	158
IV.3.8.	Comparaison du convertisseur RF-DC par rapport à l'état de l'art.....	163
IV.3.9.	Conclusion.....	164
IV.4.	Réalisation d'une rectenna sur laurate de cellulose	164
IV.5.	Conclusion.....	171
IV.6.	Bibliographie.....	172
Conclusion générale et perspectives		176
Annexe		181
Production scientifique		191
Résumé.....		192

Liste des figures

Chapitre I

Figure I-1. Les applications potentielles de l'électronique flexible	25
Figure I-2. Circuits RF flexibles avec différents matériaux conducteurs. (a) Antenne dipôle réalisée avec de l'encre conductrice [29], (b) Antenne RFID réalisée avec du cuivre [33], (c) Système Rectenna réalisé sur du textile [34], (d) Antenne ULB à base de polymère conducteur [35], (e) Ligne de transmission avec du graphène [36]	27
Figure I-3. (a) Ligne de transmission avec stub (b) Réseau d'antennes patch flexible [44]	29
Figure I-4. Capteurs basés sur une antenne (a) mesure de la concentration de glucose dans le sang [47] (b) mesure de la concentration de sucre et du sel dans l'eau [48]	30
Figure I-5. (a) Filtre passe bande en textile [53] (b) Filtre coupe bande en textile [54]	31
Figure I-6. (a) Rectenna en textile classique [55] (b) Rectenna omnidirectionnelle [56]	32
Figure I-7. Substrat en carton ondulé [61]	33
Figure I-8. Antennes imprimées sur des substrats en papier (a) bande ISM (2.45 GHz) [62], (b) ultra large bande [63] (c) tri-bande [64]	34
Figure I-9. Circuits RF flexibles sur un substrat en papier (a) Lecteur RFID [65], (b) Capteur d'humidité [66], (c) Capteur de mouvement [67]	35
Figure I-10. Exemples d'antennes souples sur polymères pour les applications WBAN (a) capteur de contraintes [74], (b) système d'imagerie électromagnétique de la tête [75], (c) système pour le diagnostic d'AVC [76]	38
Figure I-11. Exemples d'antennes souples (a) polarisation circulaire robuste [77], (b) antenne avec DAS minimal [80], (c) antenne reconfigurable [81], (d) antenne robuste devant les contraintes mécaniques [83] (e) antennes pour applications 5G [84]	39
Figure I-12. (a) direction de pliage de l'antenne, (b) variation de la fréquence de résonance et de la fréquence normalisée par rapport à l'état plat en fonction de l'angle de pliage [86]	40
Figure I-13. Pourcentage de décalage de la fréquence de résonance des polymères dans les gammes (a) 2.2-2.5 GHz, (b) 2.5-5 GHz et (c) plus de 5 GHz [4]	41
Figure I-14. Antennes utilisées comme capteur pour la détection mécanique (a) détection de cisaillement (b) détection de pression [87]	42
Figure I-15. Antenne flexible sur PET reconfigurable (a) pour les applications 5G [91] (b) pour les applications WLAN/WiMAX [92]	44
Figure I-16. Les différentes déformations mécaniques appliquées au filtre passe bande [96]	46
Figure I-17. Déformations mécaniques appliquées au filtre passe bande [97]	46
Figure I-18. Récupérateur d'énergie (a) hybride RF/solaire [101] (b) électromagnétique [102]	47
Figure I-19. Principales étapes de photolithographie [108]	48
Figure I-20. Processus d'impression jet d'encre [112]	49
Figure I-21. Principe de la sérigraphie [113]	50
Figure I-22. Processus d'impression flexographique [113]	51
Figure I-23. Processus d'héliogravure [114]	52
Figure I-24. Antenne textile [118]	54
Figure I-25. Résumé schématique de l'organisation du chapitre 1	55

Figure I-26. Classification des polymères [119]	56
Figure I-27. (a) Acide poly lactique. (b) palmitate de cellulose.	57
Figure I-28. La méthode de dépôt « spin-coating » [119]	58
Figure I-29. Antennes sur des biopolymères (a) ULB sur du PLA [132], (b) WLAN 5.5 GHz sur du PLA [133] , (c) WLAN 2.4 GHz sur du PHB [134].....	59
Figure I-30. Circuits actifs flexibles biosourcés et biodégradables (a) transistor TFT [130] (b) amplificateur à base de transistor HEMT [131].	60

Chapitre II

Figure II-1. La méthode de la cavité résonante (a) schéma descriptif de la cellule de mesure (b) cavités pour différentes fréquences de mesure [1].....	72
Figure II-2. Méthode de caractérisation en espace libre (a) schéma de principe (b) banc de mesure [2]	73
Figure II-3. Méthode de la sonde coaxiale à extrémité ouverte (a) schéma de principe [4] (b) banc de mesure [5]	74
Figure II-4. Caractérisation diélectrique par guide d'onde (a) schéma de principe (b) banc de mesure [6]	74
Figure II-5. Caractérisation diélectrique par lignes micro-rubans (a) schéma de principe (b) cellule de mesure [8]	75
Figure II-6. Caractérisation diélectrique par lignes CPW [11] (a) ligne coplanaire [12] (b) connecteur GSG (Ground-Signal-Ground) (c) banc de mesure sous pointes [12].....	76
Figure II-7. Principales étapes pour la caractérisation diélectrique par CPW	79
Figure II-8. Etapes de réalisation des lignes coplanaires sur un substrat biopolymère	79
Figure II-9. Lignes CPW pour la méthode dite des deux lignes	80
Figure II-10. Organigramme de la méthode numérique pour la détermination des propriétés diélectriques	82
Figure II-11. CPW implémentée sur ANSYS HFSS	84
Figure II-12. Etude paramétrique sur la constante de propagation en fonction du maximum ΔZ	84
Figure II-13. Maillage généré par HFSS pour plusieurs valeurs de max ΔZ	85
Figure II-14. Variation de ϵ_r et $\tan\delta$ en fonction du nombre d'itérations pour les algorithmes de Newton et Pattern Search.....	87
Figure II-15. CPW implémentée sur ANSYS 2D Extractor.....	88
Figure II-16. Détermination de ϵ_r par la méthode numérique.....	89
Figure II-17. Détermination de $\tan\delta$ par la méthode numérique	89
Figure II-18. ϵ' en fonction de la fréquence pour le matériau considéré selon le modèle de Debye.....	91
Figure II-19. ϵ'' en fonction de la fréquence pour le matériau considéré selon le modèle de Debye.	91
Figure II-20. ϵ'' en fonction de ϵ' pour le matériau considéré selon le modèle de Debye (représentation Cole-Cole)	92
Figure II-21. Comparaison de ϵ_r obtenu à partir du modèle de Debye et de la méthode numérique pour un matériau à caractéristiques diélectriques variables en fonction de la fréquence	92
Figure II-22. Comparaison de $\tan\delta$ obtenu à partir du modèle de Debye et de la méthode numérique pour un matériau à caractéristiques diélectriques variables en fonction de fréquence	93
Figure II-23. Film de laurate de cellulose de 400 μm d'épaisseur.	94
Figure II-24. Lignes CPW réalisées sur un substrat de laurate de cellulose	96

Figure II-25. Evolution fréquentielle de la constante d'atténuation α	96
Figure II-26. Evolution fréquentielle de la constante de phase β	97
Figure II-27. Evolution fréquentielle de la permittivité relative ϵ_r pour le laurate de cellulose.....	97
Figure II-28. Evolution fréquentielle la tangente de l'angle de pertes $\tan\delta$ pour le laurate de cellulose.....	98

Chapitre III

Figure III-1. Schéma équivalent et structure microruban du filtre passe-bande	105
Figure III-2. Plan de section droite du filtre	106
Figure III-3. Exemple d'un filtre passe-bande implémenté sur (a) ADS Schematic (b) ADS Layout.....	107
Figure III-4. Principales étapes de la co-simulation sur ADS.....	109
Figure III-5. Organigramme pour la co-simulation de filtre.....	109
Figure III-6. Schéma du filtre passe-bande à 2.45 GHz.....	110
Figure III-7. Etude paramétrique des caractéristiques du filtre en fonction de 3 grandeurs.	111
Figure III-8. Principales étapes pour la fabrication du filtre.....	113
Figure III-9. Photographies du filtre pendant le processus de fabrication.	113
Figure III-10. (a) Prototype du filtre pour la mesure (b) schéma du filtre pour la co-simulation	114
Figure III-11. Coefficients de réflexion et de transmission du filtre.....	114
Figure III-12. Temps de groupe du filtre	115
Figure III-13. (a) Schéma illustrant les différentes courbures (b) et (c) photographie du filtre pour différentes contraintes mécaniques.	116
Figure III-14. $ S_{11} $ et $ S_{21} $ mesurés pour (a) des courbures convexes (b) des courbures concaves (c) un pliage et des torsions.....	117
Figure III-15. Étapes de conception de l'antenne proposée	121
Figure III-16. (a) Coefficient de réflexion du patch rectangulaire (b) Ecart observé entre les deux fréquences de résonance en fonction de W_3	121
Figure III-17. Coefficient de réflexion (a) en fonction de W_1 pour $W_4= 42$ mm (b) en fonction de W_4 pour $W_1= 19$ mm.	122
Figure III-18. Coefficient de réflexion de la structure optimisée ($W_1= 19$ mm, $W_3= 18$ mm et $W_4= 36$ mm) ..	122
Figure III-19. Efficacité de l'antenne sans et avec fenêtres.....	123
Figure III-20. Position des fenêtres aménagées et représentation de champ électrique.....	123
Figure III-21. Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne sans et avec fenêtres.....	124
Figure III-22. Comparaison des coefficients de réflexion simulés de l'antenne sans et avec fenêtres.....	124
Figure III-23. La structure finale de l'antenne proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous	125
Figure III-24. Organigramme pour la conception de l'antenne	126
Figure III-25. Distribution du courant de surface simulée d'antenne (a) à 2,45 GHz (b) à 5,8 GHz.	126
Figure III-26. Processus de fabrication de l'antenne double bande proposée	127
Figure III-27. Coefficient de réflexion de l'antenne proposée en espace libre.....	128
Figure III-28. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans les plans H et E de l'antenne à 2.45 GHz et 5.8 GHz.....	129
Figure III-29. (a) Rayon de courbure (b) Direction de courbure	130

Figure III-30. Coefficients de réflexion mesurés et simulés pour différents rayons de courbure dans la direction yz.....	130
Figure III-31. Coefficients de réflexion mesurés et simulés pour différents rayons de courbure dans la direction xz.....	131
Figure III-32. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans les plans H et E de l'antenne à 2.45 et 5.8 GHz pour différentes configurations de courbure.	132
Figure III-33. DAS pour l'antenne proposée, simulé à 2.45 GHz et 5.8 GHz pour 1 g et 10 g de tissu.....	135
Figure III-34. Antenne proposée portée à différents endroits du corps humain	135
Figure III-35. Coefficients de réflexion mesurés dans l'espace libre et à différentes positions sur le corps humain.	136

Chapitre IV

Figure IV-1. Architecture générale d'un récupérateur d'énergie EM	144
Figure IV-2. Niveaux de puissance RF ambiants mesurés à différents endroits dans le campus [10].....	145
Figure IV-3. (a) Topologie et dimensions du filtre (b) Paramètres de réflexion et de transmission du filtre passe bas	147
Figure IV-4. Différentes configurations de redresseurs : (a) Série, (b) Parallèle, (c) Doubleur de tension, (d) Pont de Graetz (e) Greinacher [16]	148
Figure IV-5 . Efficacité de conversion et tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour 4 configurations de redresseurs [16]	148
Figure IV-6. L'association de deux convertisseurs (a) série (b) parallèle [17]	149
Figure IV-7. Comparaison des efficacités des diodes en fonction de la puissance d'entrée (a) configuration parallèle [21] (b) configuration série [22]	150
Figure IV-8. Schématisation de la diode [23].....	152
Figure IV-9. Caractéristique de détection pour la fréquence 1.8 GHz [23].....	152
Figure IV-10. Modélisation de la diode SMS 7630-079LF.....	153
Figure IV-11. Comparaison des paramètres S issus du modèle de la diode avec les données fabricant.....	153
Figure IV-12. Schéma de simulation du convertisseur RF-DC sur ADS Keysight	154
Figure IV-13. Simulation du coefficient de réflexion (S_{11}) à l'entrée du convertisseur RF-DC.....	155
Figure IV-14. Efficacité de conversion simulée à 2.45 GHz en fonction de la résistance de charge pour plusieurs puissances en entrée.	156
Figure IV-15. Efficacité de conversion simulée à 5.8 GHz en fonction de la résistance de charge pour plusieurs puissances d'entrée.	156
Figure IV-16. Efficacité en fonction de la puissance d'entrée du convertisseur RF-DC.	157
Figure IV-17. Tension de sortie DC en fonction de la puissance d'entrée du convertisseur RF-DC.	157
Figure IV-18. Dimensions (a) du circuit d'adaptation (b) du filtre DC	158
Figure IV-19. Prototype final du convertisseur RF-DC	159
Figure IV-20. Simulation et mesure du coefficient de réflexion à l'entrée du convertisseur RF-DC.....	160
Figure IV-21. Exemple de mesure de la tension de sortie du convertisseur RF-DC	160
Figure IV-22. Tension de sortie DC du convertisseur RF-DC à 2.45 GHz et 5.8 GHz	161
Figure IV-23. Efficacité de conversion RF-DC à 2.45 GHz et 5.8 GHz	161

Figure IV-24. Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne et du convertisseur RF-DC	165
Figure IV-25. Prototype de la rectenna sur un substrat de laurate de cellulose	166
Figure IV-26. Caractérisation de la rectenna dans la chambre anéchoïque	166
Figure IV-27. Schéma relatif à la caractérisation de la rectenna	167
Figure IV-28. Tension DC en fonction de la puissance incidente pour différentes distances à 2.45 GHz.....	167
Figure IV-29. Tension DC en fonction de la puissance incidente pour différentes distances à 5.8 GHz.....	167
Figure IV-30. Tension DC en fonction de l'angle de réception pour une distance de 1m et différents niveaux de puissance à 2.45 GHz.....	169
Figure IV-31. Tension DC en fonction de l'angle de réception pour une distance de 1 m et différents niveaux de puissance à 5.8 GHz.....	169
Figure IV-32. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans les plans H de l'antenne à 2.45 GHz et 5.8 GHz.....	170

Annexe

Figure A-1. Différentes coordonnées sur l'antenne	181
Figure A-2. Simulation HFSS de l'antenne (a) Coefficient de réflexion (b) Gain.....	182
Figure A-3. Position des fenêtres aménagées.....	182
Figure A-4. Dimensions finales de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de dessous	183
Figure A-5. Comparaison des simulations d'antenne sans et avec fenêtres sur HFSS (a) Coefficient de réflexion (b) Gain	183
Figure A-6. Photographie de l'antenne réalisée (a) vue de dessus (b) vue de dessous	184
Figure A-7. Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne	185
Figure A-8. Diagrammes de rayonnement en champ lointain simulé et mesuré dans le plan H et E de l'antenne	185
Figure A-9 . (a) Trois motifs pour courber l'antenne (b) Antenne courbée (R=40 mm)	186
Figure A-10. Coefficient de réflexion pour différents rayons de courbure (40, 70 et 120 mm) appliqués à l'antenne	186
Figure A-11. Diagrammes de rayonnement en champ lointain simulés et mesurés dans les plans H et E de l'antenne pour différents rayons de courbure.....	186
Figure A-12. DAS pour 1 et 10 g de tissu simulés à 2,45 GHz pour l'antenne proposée	187
Figure A-13. Antenne placée à différentes positions sur le corps humain.....	188
Figure A-14. Coefficient de réflexion mesuré dans l'espace libre et à différentes positions sur le corps humain.	188

Liste des tableaux

Tableau I-1. Exemples de matériaux conducteurs avec leurs valeurs de conductivités électriques associées.	28
Tableau I-2. Différentes techniques de fabrication des circuits électroniques flexibles.....	53
Tableau II-1. Méthodes de caractérisation diélectrique en hyperfréquences	77
Tableau II-2. Constante de propagation calculée par ANSYS HFSS.....	86
Tableau II-3. Résultats d'estimation du couple (ϵ_r , $\tan\delta$) avec la méthode numérique (N : Newton, P : Pattern)	86
Tableau II-4. Les paramètres choisis pour la méthode numérique.....	89
Tableau II-5. Caractérisation du laurate de cellulose	95
Tableau II-6. Comparaison des propriétés diélectriques de polymères classiques à celles du laurate de cellulose à 5 GHz.....	98
Tableau III-1. Caractéristiques des différents matériaux.	105
Tableau III-2. Dimensions finales du filtre.....	111
Tableau III-3. Comparaison avec les travaux qui existent dans la littérature	118
Tableau III-4. Les dimensions de l'antenne optimisée.....	125
Tableau III-5. Gains maximaux simulé et mesuré.....	129
Tableau III-6. Gain maximal mesuré pour différentes courbures	133
Tableau III-7. Comparaison des caractéristiques de l'antenne à celles d'autres antennes flexibles portables récemment publiées.....	137
Tableau IV-1. Puissance ambiante reçue dans diverses bandes de télécommunications publiques [10].....	145
Tableau IV-2. Performances relatives entre plusieurs types de redresseurs	149
Tableau IV-3. Paramètres du modèle SPICE de la diode SMS 7630-079LF [23].....	152
Tableau IV-4. Comparaison des simulations avec les mesures pour la tension DC et l'efficacité maximale	162
Tableau IV-5. Comparaison des caractéristiques du convertisseur RF-DC proposé à celles d'autres convertisseurs flexibles récemment publiées	163
Tableau IV-6. Comparaison de $V_{DC\ max}/2$ avec la tension mesurée à l'angle d'ouverture	170

Liste des abréviations

AC	Alternating Current / Courant Alternatif
AMLCD	Active-Matrix Liquid Crystal Display
AVC	Accident Vasculaire Cérébral
Bio-PE	Bio-PolyEthylene
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
CEN	Centre Européen de Normalisation
CL	Cellulose Laurate / Laurate de Cellulose
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CNF	Cellulose NanoFiber
CP	Cellulose Palmitate
CPW	Co-Planar Waveguide
DAS	Débit d’Absorption Spécifique
DC	Direct Current
Diode PIN	Positive Intrinsic Negative diode
FCC	Federal Communications Commission
FR-4	Flame Retardant 4
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communication
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HiperLAN	High Performance radio LAN
IoT	Internet of Things
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LCP	Liquid Crystal Polymers
LDPE	Low-Density PolyEthylene
LSSP	Large-Signal S-Parameters.
LTE	Long-Term Evolution
MEMS	Micro Electro-Mechanical Systems

Liste des abréviations

OLED	Organic Light-Emitting Diode
PDMS	PolyDiMethylSiloxane
PECVD	Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition
PEDOT: PSS	Poly(3,4-EthyleneDiOxyThiophene)-Poly (StyreneSulfonate)
PEN	PolyEthylene Naphthalate
PET	PolyEthylene Terephthalate
PGA	Poly-Glycolic Acid
PH	Potential Hydrogen
PHB	Poly-Hydroxy-Butyrates
PHV	Poly-Hydroxy-Valerates
PI	Polyimide
PLA	Poly-Lactic Acid
PLGA	Poly-Lactic-co-Glycolic Acid
PMMA	PolyMethylMethAcrylate
PPy	PolyPyrrole
PTFE	PolyTetraFluoroEthylene
R2R	Roll-To-Roll
RF	Radio Fréquence
RFID	Radio Frequency Identification
SAR	Specific Absorption Rate
SIFilter	Stepped Impedance Lowpass Filter
SMA	Sub-Miniature Version A
SMD	Surface Mount Device
SP4T	Single-Pole Four-Throw
SPICE	Software Process Improvement and Capability Determination
TESF	Transmission d'Energie Sans Fil
TFT	Thin Film Transistor
UHF	Ultra High Frequencies

Liste des abréviations

ULB	Ultra Large Bande
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VNA	Vector Network Analyzer
WBAN	Wireless Body Area Network
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPT	Wireless Power Transfer

Introduction générale

Introduction générale

Le secteur industriel et le monde académique montrent ces dernières années beaucoup d'intérêt pour l'électronique RF (Radio Fréquence) flexible, en particulier du fait du très fort développement des applications portables. Ainsi, cette technologie est de plus en plus utilisée dans les équipements médicaux, la sécurité et la défense, les capteurs, le sport et les divertissements.

L'électronique RF souple utilise des matériaux flexibles tels que les polymères, le textile et le papier, pour produire des dispositifs tels que des antennes flexibles, des filtres, des amplificateurs, des oscillateurs et des capteurs RF. Ces dispositifs peuvent être intégrés dans des vêtements, des accessoires portables et d'autres surfaces courbes pour une communication sans fil plus pratique et plus efficace par exemple. Les polymères sont des matériaux très utilisés en électronique RF souple et portable, en raison de leurs propriétés uniques, notamment leur flexibilité, leur extensibilité, leur transparence, leur haute résistivité aux chocs et à la rupture. Les polymères tels que le polyimide, le PET et le PEN sont légers et faciles à manipuler, ce qui en fait des options idéales pour les substrats souples utilisés dans les appareils développés dans le cadre de l'électronique flexible.

La majorité des polymères utilisés pour la fabrication des circuits RF flexibles, sont des matériaux issus de ressources non renouvelables. De plus, l'omniprésence de ces dispositifs dans notre vie quotidienne pose un défi croissant en termes de gestion des déchets qu'ils génèrent. Ainsi, il est urgent de se poser la question de l'impact écologique de ces technologies.

Compte tenu de ce constat, des recherches de plus en plus nombreuses sont menées pour essayer de s'affranchir rapidement des matériaux issus de l'industrie du pétrole. Cette volonté de diminuer le plus possible la dépendance aux matériaux à base de pétrole a donné lieu à l'émergence de plusieurs domaines de recherche. Un élan considérable vers une électronique plus souple et plus durable est observé depuis quelques années.

Le sujet de thèse proposé s'inscrit dans cette dynamique. Plus précisément, celui-ci porte sur l'électronique RF flexible à base de substrats biosourcés.

Le développement d'une telle électronique passe par la connaissance des matériaux pouvant accompagner cette évolution et en premier lieu le substrat sur lequel repose le dispositif. Aussi, dans un premier temps, en partenariat avec l'Université d'Artois, nous essayons de sélectionner les matériaux susceptibles de répondre à nos attentes. En particulier, nous recherchons des matériaux biosourcés dont les propriétés mécaniques et diélectriques sont compatibles avec des applications portables dans le domaine des hautes fréquences. Notons, que compte tenu de l'usage envisagé, l'hydrophobicité est également une caractéristique visée. Dans cette optique, différents types de caractérisation des matériaux sélectionnés sont nécessaires. Parmi eux, la caractérisation diélectrique a retenu une attention particulière. Celle-ci nécessite la mise au point d'un processus technologique compatible avec ce type de matériaux pour la réalisation de structures de tests. Une fois les matériaux caractérisés, la conception et la réalisation de dispositifs peuvent être envisagées. Nous commençons par des circuits RF passifs (filtres et antennes) avant d'aborder un système de récupération d'énergie électromagnétique. Enfin, une attention particulière est portée aux caractéristiques RF des dispositifs proposés sous contraintes mécaniques. Ce type de caractérisation est porté par le souhait d'évaluer les dispositifs développés en vue d'applications de type WBAN (Wireless Body Area Network) et de manière plus générale pour des applications dans le domaine de l'électronique flexible.

La thèse est structurée en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous commençons par la présentation d'un état de l'art succinct sur l'électronique flexible et les applications potentielles. Ensuite nous décrivons les différents travaux récemment menés sur l'électronique RF flexible, en portant une attention particulière aux circuits RF sur polymères. Ensuite, nous présentons les différentes méthodes actuellement disponibles pour la fabrication de circuits RF sur substrats flexibles. Enfin, nous nous focalisons sur l'utilisation de matériaux biosourcés dans l'électronique souple RF.

Le deuxième chapitre est dédié à la caractérisation diélectrique des substrats biopolymères. Nous débutons ce chapitre par une courte présentation des principales méthodes utilisées pour la caractérisation diélectrique à haute fréquence en précisant pour chacune d'entre elles les avantages et les inconvénients. Ensuite, nous détaillons les différentes étapes de l'approche choisie pour cette thèse. Et enfin, nous appliquons la méthode retenue pour extraire les propriétés diélectriques du biopolymère sélectionné dans le cadre de ces travaux, le laurate de

cellulose (CL), et comparons ses caractéristiques à celles de polymères plus classiquement utilisés en électronique RF.

Dans le troisième chapitre, nous exposons les différentes phases de conception, de réalisation et de caractérisation de circuits RF passifs souples à base de substrat de CL. Le premier circuit présenté dans ce chapitre est un filtre passe bande flexible destiné à des applications ISM (Industrial, Scientific and Medical). Après la description du processus de fabrication développé, nous exposons les résultats de caractérisation pour différentes configurations de tests, le filtre à plat et sous contraintes mécaniques (courbure et torsion). Les performances obtenues sont comparées à celles de filtres récemment publiés. Le deuxième circuit est une antenne double bande pour des applications WBAN (Wireless Body Area Network). Dans cette partie nous présentons une modification du processus de fabrication en vue de sa simplification puis nous exposons les résultats de caractérisation de l'antenne en espace libre et pour différentes courbures. Nous terminons le chapitre par des essais sur le corp humain et la comparaison des performance de l'antenne à celles d'antenne WBAN récemment publiées.

Le dernier chapitre, présente la conception, la fabrication et les mesures d'un système de récupération d'énergie électromagnétique (Rectenna) flexible double bande qui exploite le laurate de cellulose. Dans une première partie nous exposons les différents résultats liés à la réalisation d'un circuit de conversion RF-DC double bande flexible et comparons ses performances à celles de convertisseurs RF-DC flexibles disponibles dans la littérature. Ensuite, dans une seconde partie nous présentons l'association d'une antenne double bande avec ce convertisseur pour constituer un système de récupération d'énergie EM flexible.

Enfin, nous concluons ce manuscrit en résumant les points fort de cette contribution au développement d'une électronique RF plus verte et souple et énonçons les perspectives envisagées au terme de cette étude.

Chapitre I : L'électronique RF sur substrats souples : état de l'art

Chapitre I: L'électronique RF sur substrats souples : état de l'art

I.1. Introduction

Ce chapitre présente les derniers travaux dans le domaine de l'électronique souple. Nous commençons par introduire, de manière générale, l'électronique souple et ses applications potentielles. Ensuite, nous décrivons les travaux menés dans le domaine de l'électronique souple RF et en particulier nous nous arrêtons sur les matériaux utilisés et les processus de fabrication associés. Enfin, nous faisons un focus sur l'électronique souple RF biosourcée.

Notons, que dans ce qui suit nous emploierons indifféremment les termes 'souple' ou 'flexible'.

I.2. Electronique souple

L'électronique souple, ou flexible, a attiré l'attention de nombreux scientifiques ces dernières années. En effet, sur le plan académique une augmentation sensible du nombre de publications est observée. Ainsi, le nombre de papiers publiés par année est passé de 500 entre 2000 et 2011 à 2200 entre 2011 et 2019 [1]. Sur le volet industriel, la progression est également très importante avec un taux de croissance annuel du marché de l'électronique flexible qui devrait augmenter de 20% sur la période 2017-2024 pour atteindre plus de 30 milliards d'USD en 2028 selon une étude de marché réalisée par Research Nester, publiée dans «Global Flexible Electronic Market Overview» [2]. Ce très fort intérêt est suscité du fait des nombreux avantages que porte cette technologie, et en particulier la possibilité de conformer des circuits. La caractéristique de légèreté est aussi importante, car les consommateurs demandent des appareils toujours plus petits et plus légers et parfois cette exigence est portée par l'application même.

Le premier circuit flexible a été fabriqué en 1960 pour des cellules solaires dans les satellites [3]. Il est basé sur un wafer de silicium de 100 μm d'épaisseur reporté sur un substrat de plastique. Le wafer a été aminci pour augmenter le rapport puissance sur poids des panneaux solaires et ainsi offrir un certain degré de flexibilité. Un peu plus tard, en 1968, le premier TFT (Thin Film Transistor) flexible a été développé sur un substrat de papier pour de l'adressage dans les écrans [3].

En 1980 le Japon a développé des machines PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) pour la fabrication de cellules solaires a-Si:H sur des substrats souples, ce qui a permis le développement de l'industrie des écrans à cristaux liquides à matrice active (AMLCD) [3]. Dans les années 1990, le polyimide est devenu de plus en plus intéressant de par les caractéristiques qu'il offre telles que la flexibilité, le faible coût et l'endurance thermique. C'est en 1995 que pour la première fois un circuit Si-H TFT flexible a été fabriqué sur un substrat de polyimide en utilisant la photolithographie [4]. Ensuite, en 1996 un TFT en silicium amorphe hydrogéné a-Si:H TFT a été réalisé sur une feuille flexible en acier inoxydable [3] [5], puis en 1997 un TFT en silicium polycristallin (Poly-Si) a été fabriqué avec succès sur un substrat en plastique à l'aide de la technologie laser-annealing [4]. Depuis lors, la recherche sur l'électronique flexible s'est développée rapidement et de nombreux groupes de recherche et entreprises ont fait progresser la technologie des écrans flexibles. Par exemple, un écran électrophorétique a été développé par Philips en 2005, puis un panneau à cristaux liquides flexible de 7 pouces a été proposé en 2006 par Samsung.

Plusieurs applications potentielles de l'électronique flexible sont identifiées (**Figure I-1**). Notamment dans le domaine de la santé, beaucoup de travaux autour de la surveillance ou du contrôle de paramètres vitaux tels que la température [6] [7], la pression artérielle [8], l'activité cérébrale [9], le taux de glucose dans le sang [10] ou le PH dans la sueur [11] ont été adressés. L'industrie du photovoltaïque est aussi un domaine d'application de l'électronique flexible. En effet, l'intérêt pour des panneaux solaires flexibles est évident, en particulier, du fait de leur adaptation à des structures de différentes formes et tailles [12], [13].

Nous trouvons également beaucoup d'applications basées sur les écrans flexibles réalisés grâce à la diode électroluminescente organique (OLED) intégrée dans un substrat flexible. Ceci est possible grâce aux propriétés des OLED, y compris leur structure ultra-mince et leur procédé de fabrication à basse température [14]. Les écrans flexibles sont déjà intégrés dans de nombreuses applications, comme par exemple dans les dispositifs médicaux pour la visualisation instantanée [15] ou encore dans les textiles [16], et sont déjà commercialisés (ex : le téléphone Samsung YOUM)[17].

Un autre champ d'applications important de l'électronique flexible est celui des communications sans fils. Celui-ci connaît une croissance exponentielle en raison de la demande pour les appareils portables ('Wearable'), l'Internet des Objets (IoT) et la technologie

5G [18]. Selon le rapport annuel Cisco de Virtual Networking Index (VNI, 2014-2019) [19], le nombre d'appareils portables devait atteindre 578 millions en 2019, soit une multiplication par cinq par rapport à 2014. En fait, cette prédiction s'est avérée en deçà de la réalité car d'après le site www.statista.com, en 2019 il y en avait 722 millions et en 2022 1.1 milliards d'appareils portables étaient en activité. La quantité de trafic provenant de ces 'Wearable' est estimé à 335 péta octets par mois d'après ce même site web pour l'année 2020. Dans ce contexte il existe donc un fort intérêt pour le développement de circuits RF (antennes, filtres...etc.) sur des matériaux flexibles tels que les polymères, les textiles ou encore le papier en vue de leur intégration dans les applications 'Wearable'.

Il existe d'autres applications de l'électronique flexible en dehors des domaines que nous avons évoqués précédemment. Ainsi, le stockage de données sur des supports flexibles, lié aux nouvelles applications, connaît lui aussi un fort développement. En effet, plusieurs types de mémoires flexibles sont recensés, tels que les mémoires résistives [20], les mémoires ferroélectriques [21], les mémoires à changement de phase [22] et les mémoires à pièges de charges [23]. Ces mémoires sont non volatiles [24] mais il existe aussi des mémoires flexibles volatiles [25]. De la même façon, des batteries flexibles sont également nécessaires pour les appareils de l'électronique flexible [26], [27], [28].

Dans la suite nous nous intéressons essentiellement à l'électronique flexible dans le domaine hyperfréquence.

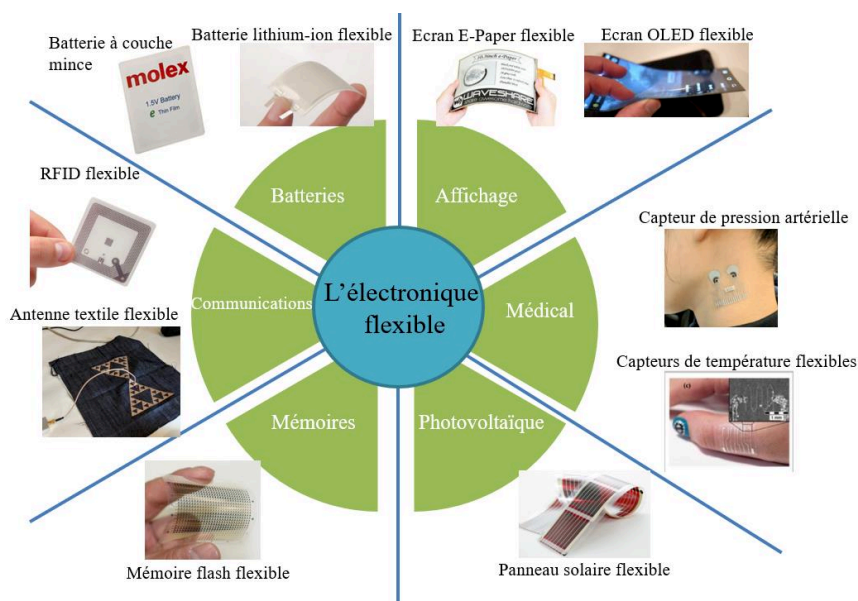


Figure I-1. Les applications potentielles de l'électronique flexible

I.3. Electronique RF souple

I.3.1. Introduction

Après la présentation de l'électronique souple en général, nous nous focalisons ici sur l'électronique souple RF. En fait, nous trouvons de l'électronique flexible RF dans de nombreuses applications mais c'est surtout, comme dit précédemment, dans les télécommunications qu'elle se développe très rapidement. Notons néanmoins, que d'autres domaines d'application, comme le médical, le militaire, la sécurité, le sport et le divertissement sont en forte progression. Dans cette partie nous présentons les différents matériaux (conducteurs et diélectriques) exploités pour la réalisation des circuits et nous donnons dans le cas des polymères quelques exemples de réalisation.

I.3.2. Matériaux conducteurs pour l'électronique RF souple

Les circuits RF flexibles sont fabriqués en utilisant différents types de matériaux, conducteurs et diélectriques (substrats). Le matériau conducteur choisi doit répondre à certaines conditions telles que, une conductivité électrique élevée, la capacité à se déformer et à se plier, une résistance à la dégradation (oxydation et corrosion) et une résistance à l'écrasement. L'encre conductrice, qui répond assez bien à ces critères, est largement utilisée pour fabriquer des circuits RF flexibles (**Figure I-2.a**). Elle est compatible avec les méthodes de fabrication que sont la sérigraphie et l'impression à jet d'encre. Mais il est également possible de réaliser des circuits RF flexibles en utilisant des métaux (**Figure I-2.b**) tels que l'or, l'argent ou le cuivre [29]. L'avantage dans ce cas est la conductivité électrique élevée de ces matériaux. Notons que des substrats à base de textiles métallisés (**Figure I-2.c**) sont également utilisés pour la fabrication des circuits RF. Dans ce cas des techniques de couture et de broderie sont exploitées.

Parmi les matériaux conducteurs utilisés pour la fabrication des circuits RF nous trouvons également de plus en plus de polymères conducteurs (**Figure I-2.d**). Le polypyrrole (PPy) et le poly (3,4- ethylenedioxythiophene) polystyrene sulfonate (PEDOT : PSS) [3] sont des exemples de polymères qui attirent l'intérêt des chercheurs. Comparativement aux métaux, ces matériaux ont une conductivité électrique plus faible, aussi des techniques de dopage ont été développées pour augmenter celle-ci. Ainsi, les polymères sont par exemple chargés de nanotubes de carbones [30] ou de graphène [31] (**Figure I-2.e**). Notons également que ce dernier n'est pas

uniquement utilisé comme dopant mais qu'il peut aussi servir de conducteur pour les circuits flexibles [32], en raison d'une conductivité électrique convenable et d'excellentes propriétés mécaniques. Plusieurs types de matériaux conducteurs à base de graphène sont disponibles (papier de graphène, nanoflocons de graphène et encre de graphène).

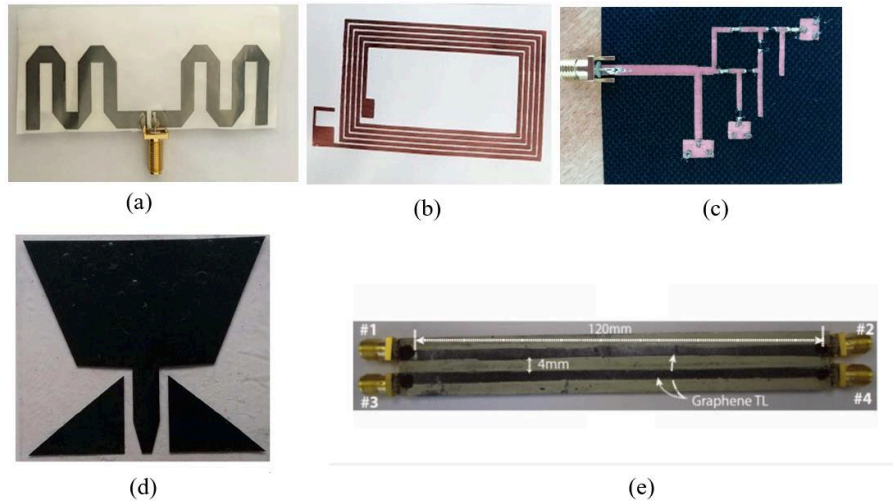


Figure I-2. Circuits RF flexibles avec différents matériaux conducteurs. (a) Antenne dipôle réalisée avec de l'encre conductrice [29], (b) Antenne RFID réalisée avec du cuivre [33], (c) Système Rectenna réalisé sur du textile [34], (d) Antenne ULB à base de polymère conducteur [35], (e) Ligne de transmission avec du graphène [36]

Le **Tableau I-1** résume les différents types de conducteurs exploités en électronique flexible et les conductivités électriques associées.

Tableau I-1. Exemples de matériaux conducteurs avec leurs valeurs de conductivités électriques associées.

Type de matériaux	Matériaux conducteurs	Conductivité, (S/m)
Encre conductrice	Encre à base d'argent [37]	10^5
Métal pur	Cuivre	5.8×10^7
	Argent	6.2×10^7
	Or	4.4×10^7
Polymères conducteurs	(PEDOT : PSS) [3]	100–1500
	Polypyrrole (PPy) [3]	40–200
Polymères avec des additifs	Nanotubes de carbone [30]	4000–7000
	Zoflex +cuivre [19]	1.93×10^5
Graphène	Nano flocons [38]	6×10^5
	Encre [39]	7.13×10^4

I.3.3. Matériaux diélectriques pour l'électronique RF souple

Le matériau diélectrique (substrat) est principalement utilisé pour supporter les éléments conducteurs et les composants du circuit RF, il a une importance primordiale et doit répondre à diverses exigences. En termes de caractéristiques diélectriques le substrat doit posséder des pertes diélectriques minimales [18]. L'aspect mécanique est également important. Un module d'élasticité élevé est requis pour que le substrat soit moins cassable, et une surface dure est également demandée pour supporter les contraintes. La résistivité thermique est aussi un paramètre important pour les substrats flexibles. Pour un polymère il faut connaître sa température de fusion, celle-ci doit être compatible avec la température maximale du processus de fabrication des circuits RF. Parmi les substrats utilisés pour réaliser des circuits RF flexibles nous trouvons : les textiles, le papier et les polymères. Dans la suite, nous revenons sur chacun de ces trois matériaux.

I.3.3.1. Electronique RF sur textile

Comme indiqué précédemment, les substrats en textile (tissu non conducteur) peuvent être utilisés comme substrats pour porter des circuits RF. Divers types de textiles sont utilisés, tels que le coton, la soie, la laine, la viscose et le feutre [40] [41]. Les caractéristiques diélectriques de quelques textiles industriels sont disponibles dans [42] pour la bande de fréquences 0.5-3 GHz et dans [43] pour la bande de fréquences 1-18 GHz. En effet, la caractérisation diélectrique du textile sélectionné, aux fréquences d'intérêt, est essentielle avant l'étape de conception de circuits RF sur ce support. Ceci est d'autant plus important que certains textiles sont anisotropes [40].

Nous trouvons dans la littérature de nombreux circuits RF flexibles qui ont été réalisés sur des substrats en textile. Par exemple, dans [44] il est montré que les textiles commerciaux peuvent être utilisés comme substrats pour des antennes à ondes millimétriques. Dans ce travail, le matériau est caractérisé par la méthode dite de l'« open-stub » [45]. Une ligne avec stub, en cuivre, est obtenue par découpe laser, l'épaisseur du substrat en textile est de 0.2 mm et le plan de masse est réalisé à partir de fibres conductrices. L'exploitation de cette technique (open-stub) (**Figure I-3.a**) a ainsi permis de déterminer les caractéristiques diélectriques du substrat autour de 60 GHz ($\epsilon_r=2$, $\tan\delta=0.02$). La connaissance de ces valeurs, à la fréquence souhaitée, a été exploitée pour la conception et la réalisation d'un réseau d'antennes patch flexible à 60 GHz (**Figure I-3.b**). Ce réseau a été intégré dans des vêtements pour les communications 'Off-Body'. La bande passante de cette antenne s'étend de 57 GHz à 64 GHz et le gain maximal mesuré est de 7.7 dBi. Les tests de pliages effectués sur cette antenne montrent une légère dégradation du gain et du paramètre S_{11} , en fonction du rayon de courbure.

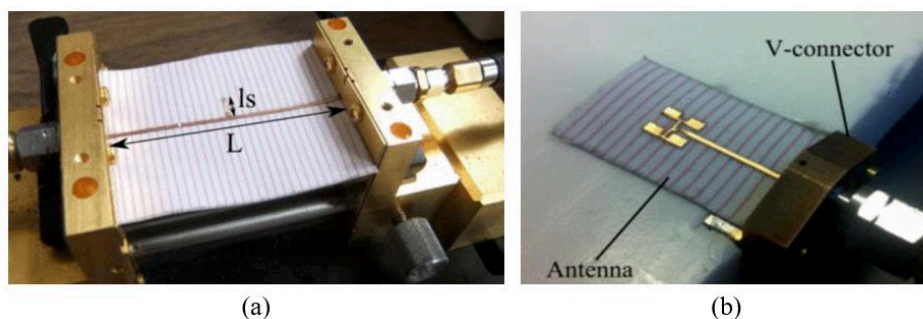


Figure I-3. (a) Ligne de transmission avec stub (b) Réseau d'antennes patch flexible [44]

Les circuits RF sur textiles sont développés généralement pour le fonctionnement sur le corps humain. Aussi, de nombreux travaux s'intéressent à l'influence de la présence du corps humain sur les caractéristiques des circuits.

De la même manière, le processus de fabrication est également susceptible de jouer sur les propriétés du circuit. A titre exemple, dans [46] une étude a été faite sur l'effet de tissage et de finition des textiles sur les performances des antennes réalisées sur ce support. Les auteurs ont montré que la fréquence de résonance, la largeur de bande, l'efficacité de rayonnement et le gain d'antenne variaient en fonction de processus choisis.

Les circuits RF réalisés sur textile peuvent être utilisés comme capteurs pour différentes applications. Par exemple dans [47] les auteurs proposent une antenne textile pour le diagnostic du diabète (**Figure I-4.a**). Le dispositif consiste en une antenne monopôle en anneau carré entièrement textile (substrat et conducteur) pour détecter différents niveaux de glucoses dans le sang. Le principe de détection est basé sur le décalage de la fréquence de résonance en fonction du niveau de glucose dans la goutte de sang mis à l'intérieur de l'anneau. Le capteur proposé montre une bonne sensibilité, la fréquence de résonance varie de 350 KHz pour 1 mg/dL de concentration de glucose.

Basé sur le même principe que le précédent, un capteur pour la détermination de la concentration de sucre et la salinité dans l'eau a été développé dans [48] (**Figure I-4.b**).

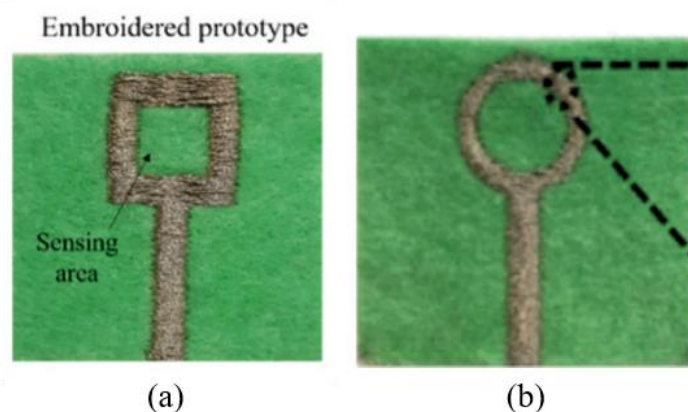


Figure I-4. Capteurs basés sur une antenne (a) mesure de la concentration de glucose dans le sang [47] (b) mesure de la concentration de sucre et du sel dans l'eau [48].

De nombreuses études concernant l'amélioration des performances d'antennes réalisées sur des substrats en textile ont été publiées récemment. Par exemple, nous trouvons dans [49] une antenne à 5.8 GHz avec un gain optimisé de 8 dBi. Dans [50], une antenne ULB a été proposée avec une bande passante améliorée de 2.4 GHz à 14.88 GHz. Une antenne à double polarisation avec un rayonnement omnidirectionnel et une antenne double bande présentant un DAS (débit d'absorption spécifique) (en anglais SAR (Specific Absorption Rate)) minimal sont aussi présentées respectivement en [51] et [52]. Ces antennes sont dédiées à un fonctionnement à proximité du corps humain.

Comme indiqué précédemment, le processus de fabrication des circuits RF sur textile, basé sur l'emploi de fils conducteurs brodés, est largement utilisé. Pour illustration, nous pouvons citer la réalisation d'un filtre passe bande (**Figure I-5.a**) de fréquence centrale 7.58 GHz et de bande passante 0.83 GHz [53]. Les tests de pliage ont montré que la fréquence centrale se décale vers les fréquences basses en fonction des différents rayons de courbure appliqués (de $R=40$ mm jusqu'à $R=10$ mm) de 4.25 MHz/mm. Les avantages mis en avant par les auteurs sont sa petite taille (17×18 mm²), sa flexibilité, sa durabilité et sa facilité de lavage.

Avec le même processus de fabrication (broderie), un filtre coupe bande (**Figure I-5.b**) a été proposé dans [54]. La structure du filtre est basée sur une ligne de transmission couplée à un résonateur. Le niveau de rejection à l'intérieur de la bande est de -30 dB à la fréquence de 2.3 GHz. Il a été observé que la bande de rejection se décale vers les fréquences hautes en fonction du rayon de pliage.

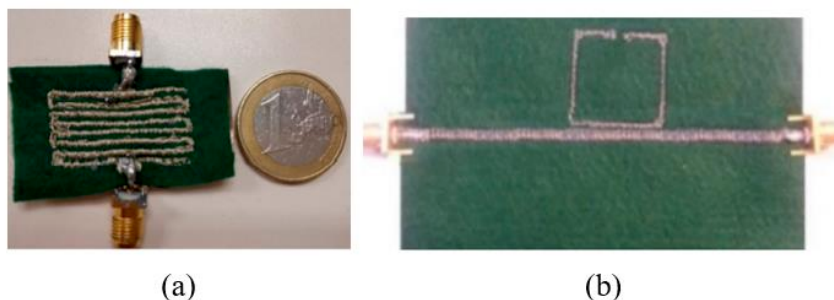


Figure I-5. (a) Filtre passe bande en textile [53] (b) Filtre coupe bande en textile [54]

Les circuits RF flexibles sont généralement intégrés dans des systèmes qui nécessitent une alimentation externe pour fonctionner. Or, l'intégration de batteries conventionnelles dans ces systèmes flexibles se heurte à plusieurs problèmes tels que le poids et l'encombrement, par

exemple. Une stratégie pour solutionner cette difficulté est le recours à la récupération d'énergie électromagnétique (Electromagnetic Energy Harvesting) qui est une des méthodes potentielles d'alimentation durable des systèmes électroniques flexibles permettant de s'affranchir de l'emploi d'une batterie. L'énergie électromagnétique peut être récupérée grâce aux réseaux sans fil ambiants (Wi-Fi, GSM, 4G, 5G, ...etc). Ainsi, ces dernières années, les récupérateurs d'énergie électromagnétique ont beaucoup attiré l'attention des chercheurs. Dans [55] une rectenna (rectifying antenna, antenne avec redresseur) a été proposée pour la bande UHF (**Figure I-6.a**). Celle-ci est basée sur une antenne patch réalisée sur un substrat en textile qui se compose de deux couches, une couche de jean et une de tissu en velours (plan de section droite dans la **Figure I-6.a**). La partie conductrice est réalisée par un conducteur textile non tissé. La mise en forme du circuit rectenna sur le tissu conducteur est réalisée par une machine de découpe contrôlée par CAO. La taille totale de la rectenna est de $240 \times 190 \text{ mm}^2$. Les mesures montrent un rendement de conversion supérieur à 20 % sur la gamme de fréquences 860-918 MHz avec un maximum de 50 % à 876 MHz. Afin de capter une densité de puissance d'énergie électromagnétique considérable, l'antenne doit fonctionner pour plusieurs bandes de fréquences. Aussi, elle doit être indépendante de l'angle de polarisation de l'onde incidente pour éviter les pertes dues à une polarisation opposée. Pour cela une antenne textile omnidirectionnelle à double polarisation est présentée dans [56] (**Figure I-6.b**), dans la bande de fréquence de 800 MHz à 3.5 GHz pour une taille de $118 \times 105 \text{ mm}^2$. Une efficacité maximale de 53 % est mesurée à la fréquence 820 MHz.

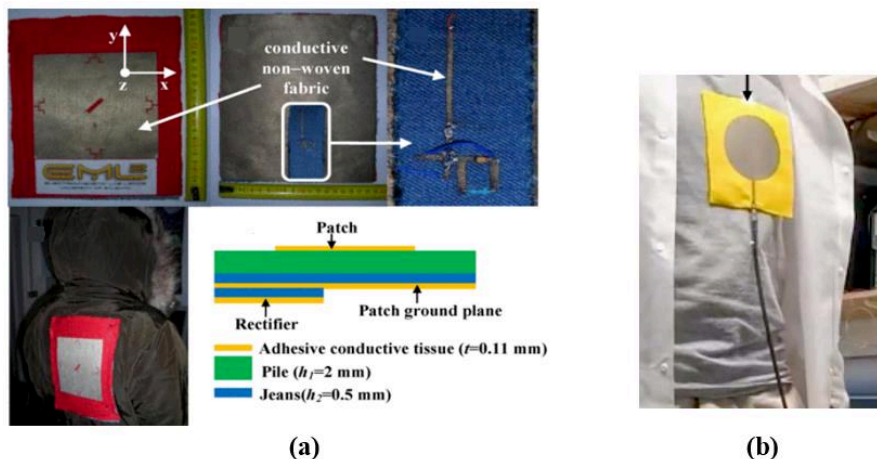


Figure I-6. (a) Rectenna en textile classique [55] (b) Rectenna omnidirectionnelle [56]

Après la présentation de quelques travaux qui ont été menés sur les circuits RF textiles, nous passons maintenant aux circuits RF sur les substrats en papier.

I.3.3.2. Electronique RF sur papier

Depuis récemment, le papier est considéré comme un substrat potentiel pour l'électronique flexible de par ses caractéristiques attractives que sont, par exemple, sa rapidité de production et son faible coût. Concernant la vitesse de fabrication, celle-ci peut aller au-delà des 100 km/h pour le procédé roll-to-roll (R2R) [57]. Pour le coût, celui-ci est très en deçà ($\approx 0,1$ cent dm^{-2}) de celui des substrats plastiques comme par exemple le polyéthylène téréphtalate (PET, ≈ 2 cents dm^{-2}) ou le polyimide (PI, ≈ 30 cents dm^{-2}). Par ailleurs, le papier est plus écologique, recyclable et issu de matières renouvelables ce qui en fait un matériau de choix.

La fabrication de circuits sur des substrats en papier se fait généralement par des processus d'impression à jet d'encre (Inkjet printing), de sérigraphie (Screen printing) ou de flexographie (Flexography) qui utilisent de l'encre conductrice. Par ailleurs des procédés exploitent également des feuilles de cuivre flexibles pour la fabrication des circuits.

Comme indiqué précédemment, pour la fabrication des circuits RF, il est nécessaire de connaître les caractéristiques diélectriques des substrats utilisés dans les bandes de fréquences visées. Ainsi, différents types de substrat en papier ont été caractérisés, dans [58] pour la bande de fréquences 8-12 GHz, dans [59] pour la bande de fréquences 0.5-3 GHz et dans [60] pour la bande de fréquences 1.5-4.5 GHz. Dans les trois cas, les pertes diélectriques ($\tan\delta$) sont importantes. Celles-ci dépendent très largement des caractéristiques de la cellulose qui compose plus de 80 % du substrat [61]. Les études menées pour réduire les pertes ont permis, par exemple, la proposition d'un substrat multi couches à base de carton ondulé qui intègre un gap d'air (**Figure I-7**)[61].

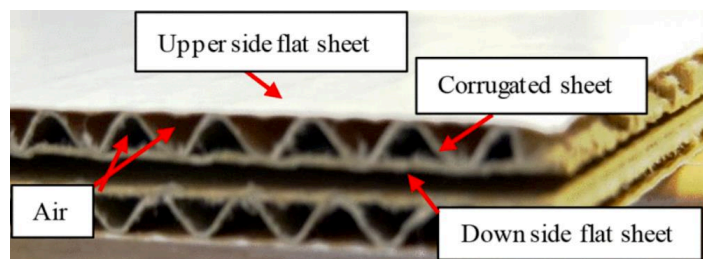


Figure I-7. Substrat en carton ondulé [61]

Ce nouveau substrat ($\tan \delta=0,042$) a été utilisé pour réaliser une antenne patch à 2.45 GHz avec un gain de 5 dBi. Celui-ci est à comparer à celui obtenu avec une antenne réalisée sur un substrat en papier classique ($\tan \delta=0,08$) de même épaisseur, qui est seulement de 0.3 dBi.

Les substrats en papier sont largement utilisés pour réaliser des circuits RF flexibles, nous pouvons ainsi trouver dans la littérature différentes antennes à diverses fréquences fabriquées sur ce type de substrat. Par exemple, dans [62] une antenne patch à 2.45 GHz a été réalisée par impression à jet d'encre (**Figure I-8.a**) pour viser les applications IoT. Selon le même processus de fabrication, une antenne ULB (3.1-10.6 GHz) a été présentée dans [63] pour des applications médicales (**Figure I-8.b**). Dans [64] une antenne tri-bande (**Figure I-8.c**) compacte ($12 \times 37 \text{ mm}^2$) pour les fréquences 1.57, 3.2 et 5 GHz avec des bandes passantes respectives de 3.21%, 28.1% et 36% est proposée. Cette antenne peut être utilisée pour couvrir les applications GPS, WiMAX, HiperLAN/2 et WLAN.

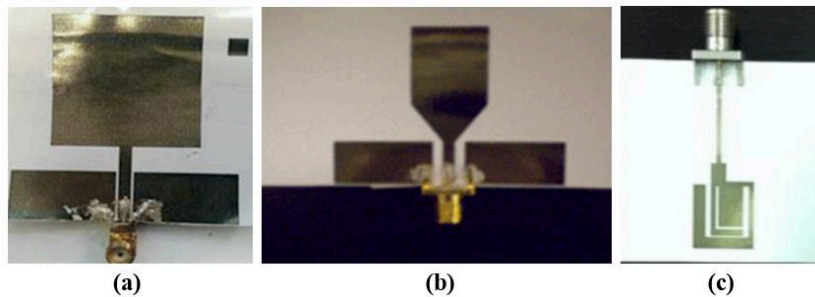


Figure I-8. Antennes imprimées sur des substrats en papier (a) bande ISM (2.45 GHz) [62], (b) ultra large bande [63] (c) tri-bande [64].

La simplicité des processus de fabrication de dispositifs RF sur des substrats en papier, telle que l'impression jet d'encre, encourage les chercheurs à développer non seulement des circuits passifs, mais aussi des systèmes plus complets qui rassemblent des circuits actifs et passifs. Dans [65] un lecteur RFID (**Figure I-9.a**) a été conçu à l'aide de la sérigraphie sur un substrat en papier. Ce système comprend quatre antennes boucle (Loop Antenna) et un multiplexeur SP4T contrôlé extérieurement par un système embarqué. Les résultats montrent que le système a de bonnes performances en termes de pertes et un facteur de qualité Q approprié. La méthode proposée dans ce travail peut être une solution pour la conception des systèmes RFID à faible coût et de grande surface. Un autre système appelé SenSprout (**Figure I-9.b**) a été proposé dans [66] pour des applications agricoles. Ce système consiste en deux capteurs d'humidité du sol et de la végétation (feuilles) imprimés par jet d'encre sur un substrat en papier. Le système est

connecté à une antenne à 2.45 GHz pour récupérer l'énergie électromagnétique et assurer l'alimentation et le transfert des données des capteurs qui sont tous connectés à un microcontrôleur.

Nous trouvons également dans la littérature des travaux à des fréquences plus élevées. Ainsi, dans [67] un radar doppler miniaturisé a été réalisé à 24 GHz sur un substrat de papier avec du cuivre autocollant. Ce système peut être utilisé comme capteur de mouvements pour les applications IoT à faible coût. Le radar intègre un réseau d'antennes de gain maximal 7 dBi, un diviseur de puissance et un mixeur. Le capteur (**Figure I-9.c**), qui a la taille d'un timbre, est capable de détecter le mouvement d'une personne qui marche jusqu'à 10 m de distance, tandis que la vitesse minimale détecté est de 50 mm/s, cette vitesse a été mesurée à une distance de 3 mètres.

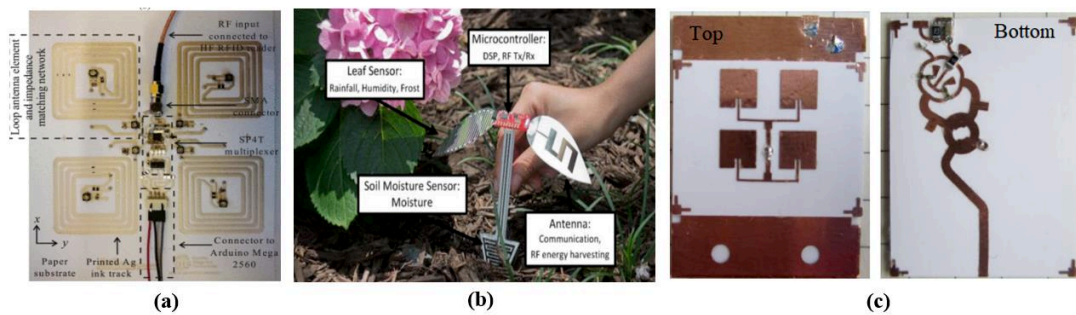


Figure I-9. Circuits RF flexibles sur un substrat en papier (a) Lecteur RFID [65], (b) Capteur d'humidité [66], (c) Capteur de mouvement [67].

I.3.3.3. Electronique RF sur polymères

I.3.3.3.1. Polymères pour l'électronique RF souple

Les matériaux polymères sont devenus populaires et attractifs ces dernières années en raison de leur robustesse, leur flexibilité et leur mouillabilité [18]. Aujourd'hui, ils apparaissent comme les meilleurs candidats pour l'électronique flexible. Les polymères les plus utilisés pour l'électronique flexible sont le polyimide (PI), le polyethylene terephthalate (PET), le polyethylene naphthalate (PEN), les polymères à cristaux liquides (LCPs) et le polydimethylsiloxane (PDMS). Nous donnons ci-après une courte description de chacun de ces polymères.

- **Le polyimide (PI)**

Le polyimide est un des polymères les plus utilisés pour l'électronique flexible. Il présente une excellente résistance à la chaleur (température de transition vitreuse T_g entre 360 °C et 410 °C) et une excellente résistance chimique. Il est disponible en substrat mince, possède une bonne flexibilité et également une résistance importante à la cassure. Par ailleurs, il présente de faibles pertes diélectriques sur une large bande de fréquences comme montré, par exemple, dans [68] où un substrat de 50 μm caractérisé dans la bande de fréquences 2-10 GHz affiche une constante diélectrique et des pertes diélectriques mesurées de l'ordre de $\epsilon_r=3.2$ et $\tan\delta=0.001$ respectivement. Ce matériau est un bon candidat pour l'électronique RF flexible, car de plus il convient à tous les processus de fabrication utilisés dans le cadre de l'électronique souple.

- **Le polyethylene terephthalate (PET)**

Le PET est un type de polyester très courant. Il est flexible, a une bonne résistance chimique et physique et une stabilité diélectrique en fonction de la fréquence. Par contre, il possède une faible résistance à la chaleur ($T_g=80^\circ\text{C}$). Les caractéristiques diélectriques du PET mesurées autour de 10 GHz donnent une permittivité diélectrique $\epsilon_r=2.1$ et des pertes diélectriques $\tan\delta=0.03$ [69].

- **Le polyethylene naphthalate (PEN)**

Le PEN est un polymère qui ressemble beaucoup au PET, mais il est plus résistant chimiquement et sa tenue à la chaleur est meilleure ($T_g=120^\circ\text{C}$). Les caractéristiques diélectriques du PEN données à la fréquence de 7 GHz sont $\epsilon_r=3.3$ et $\tan\delta=0.025$ [70].

- **Les polymères à cristaux liquides (LCP)**

Les LCP sont une classe spéciale de polyester aromatique cristallin à base de monomères [4]. Ils sont flexibles et possèdent de bonnes caractéristiques mécaniques et chimiques. Les pertes diélectriques sont faibles et la T_g est de l'ordre de 145°C. Les caractéristiques diélectriques mesurées autour de 10 GHz, par une technique basée sur l'utilisation de deux condensateurs circulaires, sont $\epsilon_r=3.85$ et $\tan\delta=0.002$.

- **Polydimethylsiloxane (PDMS)**

Le PDMS est un polymère très utilisé comme substrat pour l'électronique souple. Il est peu coûteux, léger, facile à traiter et extrêmement flexible. Les caractéristiques diélectriques du PDMS ont été mesurées dans [71] grâce à la méthode des deux lignes. La permittivité diélectrique varie entre 2.8 et 2.6 dans la bande de fréquences qui s'étend de 1 GHz jusqu'à 220 GHz, et les pertes diélectriques sont stables autour de 0.04 dans la même bande de fréquences. La Tg est de -123 °C.

Après cette brève présentation des polymères les plus utilisés pour la réalisation des circuits RF souples, nous présentons ci-après les travaux de recherche récents autour de l'électronique RF flexible sur polymères.

I.3.3.2. Circuits RF passifs sur polymères souples

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux circuits passifs réalisés sur des substrats polymères et tout particulièrement aux travaux dédiés aux antennes et filtres hyperfréquences.

A. Les antennes

a. Le développement autour des antennes souples polymères

Parmi les caractéristiques des antennes qui sont conçues aujourd'hui, la flexibilité mécanique est un point de fort intérêt. En effet, un grand nombre d'applications nécessitent de disposer d'éléments rayonnants conformables. Un domaine d'application des antennes souples dont le développement est très important est celui du médical. Ainsi, durant ces trois dernières années, la majorité des études publiées concerne ce domaine. Les antennes mises en œuvre dans ce cadre concernent aussi bien le transfert d'informations, que le diagnostic et le traitement [71]. En effet, dans le cas des applications WBAN (Wireless Body Area Network) les antennes placées sur ou même à l'intérieur du corps humain permettent le transfert d'informations vers un moniteur externe ou à distance via Internet [72]. Pour le diagnostic, ce sont les variations des caractéristiques des antennes qui sont observées (rayonnement électromagnétique en champ proche, impédance, coefficient de réflexion,...) par exemple pour la détection de tumeurs (mammaires, cérébrales,...) [72]. Enfin, les antennes sont aussi utilisées pour le traitement de diverses maladies comme le cancer (ablation thermique) [73].

Nous donnons ci-après quelques exemples de recherches récentes sur les antennes flexibles fabriquées sur des substrats en polymères pour des applications WBAN. D'abord, nous présentons une antenne patch fonctionnant à 5.8 GHz sur un substrat de polyimide (**Figure I-10.a**), utilisée comme capteur de contraintes pour la surveillance sans fil des mouvements humains [74]. Un autre exemple concerne une antenne large bande (1-4.3 GHz) sur PDMS (**Figure I-10.b**) utilisée dans un système d'imagerie électromagnétique de la tête [75]. Une troisième application s'appuie sur un réseau d'antenne réalisé également sur PDMS (**Figure I-10.c**) pour le diagnostic d'un accident vasculaire cérébral (AVC) [76]. Il existe dans la littérature beaucoup d'autres travaux sur les antennes pour les applications médicales. Nous pouvons citer à titre d'exemple la mise en œuvre d'une antenne qui fonctionne dans la bande térahertz, réalisée sur LCP (détection du cancer par des techniques de spectroscopie THz ou détection des signes vitaux par radar Doppler) [78].

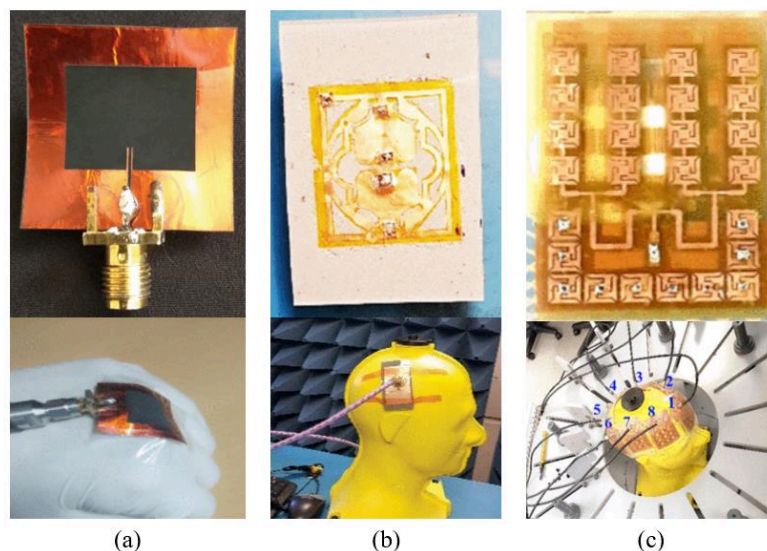


Figure I-10. Exemples d'antennes souples sur polymères pour les applications WBAN (a) capteur de contraintes [74], (b) système d'imagerie électromagnétique de la tête [75], (c) système pour le diagnostic d'AVC [76].

Les derniers travaux menés sur les antennes flexibles ne se focalisent pas uniquement sur l'aspect applicatif, mais aussi sur l'amélioration des caractéristiques d'antennes. Ainsi, dans [77] une antenne pour les applications RFID avec une polarisation circulaire robuste (**Figure I-11.a**) est proposée. Dans [78] une antenne pour les applications WBAN avec une bande passante élargie est présentée et enfin dans [79] et [80] des antennes avec un DAS minimal sont investiguées (**Figure I-11.b**). Par ailleurs, une caractéristique qui suscite beaucoup d'attention

aujourd'hui est la reconfigurabilité des antennes souples (**Figure I-11.c**) [81], [82]. Beaucoup d'autres études sur l'amélioration de telle ou telle caractéristique pour telle ou telle application existent comme par exemple la recherche de robustesse vis-à-vis de contraintes mécaniques (**Figure I-11.d**) [83] surtout dans le cas des antennes pour la 5G [84], [85] (**Figure I-11.e**).

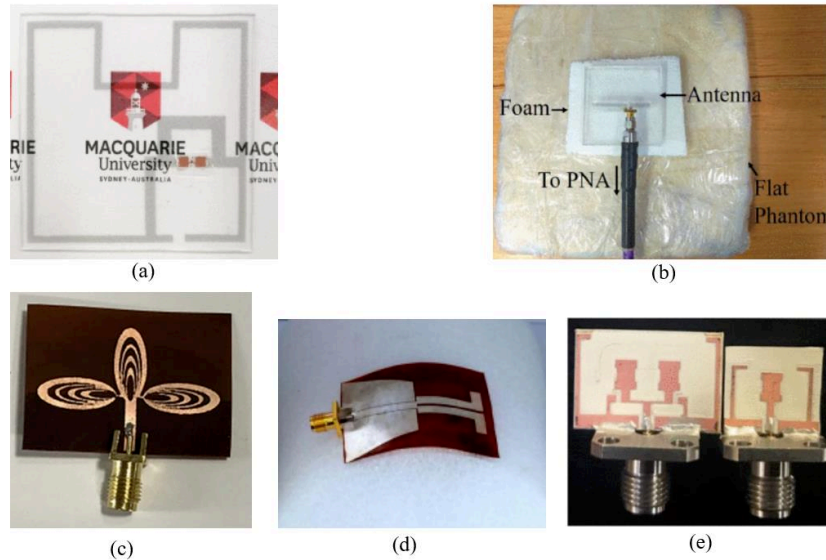


Figure I-11. Exemples d'antennes souples (a) polarisation circulaire robuste [77], (b) antenne avec DAS minimal [80], (c) antenne reconfigurable [81], (d) antenne robuste devant les contraintes mécaniques [83] (e) antennes pour applications 5G [84].

Les antennes conçues sur des substrats souples, sont amenées à subir des contraintes mécaniques susceptibles de modifier les caractéristiques d'antennes, aussi cet aspect est étudié dans la partie suivante.

b. Effet du pliage :

Le pliage d'une antenne dans une direction particulière peut affecter très sensiblement ses performances. Les effets ne sont pas limités au simple décalage de la fréquence de résonance, mais ils concernent également la polarisation, le diagramme de rayonnement, le gain ...etc. Pour illustrer l'influence du pliage, nous proposons de consulter l'étude menée dans la référence [86]. Dans ce travail, l'effet du pliage a été observé sur la fréquence de résonance et le diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire réalisée sur un substrat en textile. Des antennes de différentes épaisseurs ($h=1, 2$ et 3 mm) ont ainsi été testées. En particulier, il est d'abord montré que plus l'épaisseur est faible plus l'effet du pliage est important sur la

fréquence de résonance. Puis, pour une épaisseur donnée ($h=1$ mm), les auteurs ont examiné la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'angle de pliage (2θ) pour les deux directions (Plans E et H (**Figure I-12.a**)). Il est noté que le pliage n'a aucune influence sur la fréquence de résonance pour le plan H. Par contre pour le plan E la fréquence de résonance se décale vers les fréquences basses jusqu'à un angle limite (40° pour leur cas), puis repart vers la valeur initiale (**Figure I-12.b**).

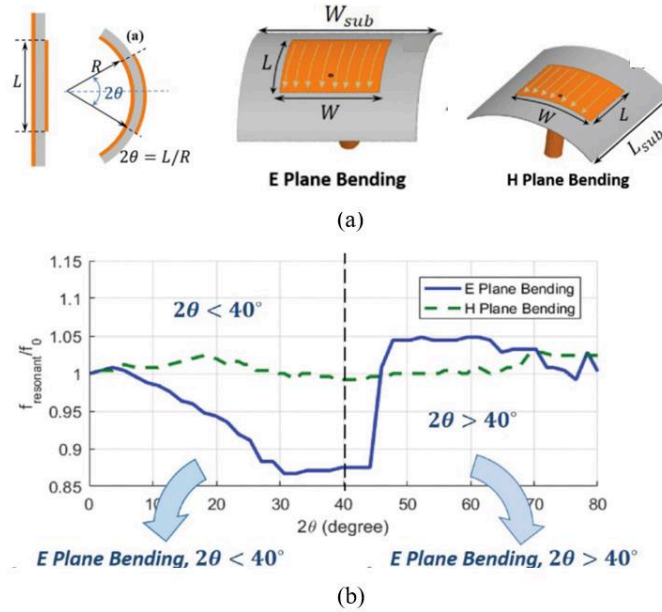


Figure I-12. (a) direction de pliage de l'antenne, (b) variation de la fréquence de résonance et de la fréquence normalisée par rapport à l'état plat en fonction de l'angle de pliage [86].

Les effets du pliage sur le diagramme de rayonnement sont également étudiés dans ce papier. Dans le cas du plan H, bien que la fréquence de résonance ne soit pas significativement affectée, pour des grands angles, le diagramme de rayonnement commence à s'élargir, et une légère dégradation de l'efficacité d'antenne est observée (de 91 % à 87 %). Pour le plan E, pour des angles faibles, il n'y a aucun changement par rapport à l'état 'plat', mais pour un fort pliage il y a un changement sur le diagramme de rayonnement.

Il est évident que la réponse au pliage dépend également de la nature du substrat sur lequel est réalisée l'antenne. Une étude très intéressante est proposée dans [4] à ce sujet. En effet, le comportement des antennes souples sous flexion y est analysé en fonction de différents matériaux. En fait le décalage de la fréquence de résonance par rapport à l'état 'plat' est mesuré pour plusieurs antennes réalisées sur différents polymères (PI, PDMS, PET, LCP, et PTFE) de

même épaisseur dans différentes bandes de fréquences : 2.2-2.5 GHz (**Figure I-13.a**), 2.5-5 GHz (**Figure I-13.b**) et plus de 5 GHz (**Figure I-13.c**). Les rayons de courbure varient de 200 à 6 mm.

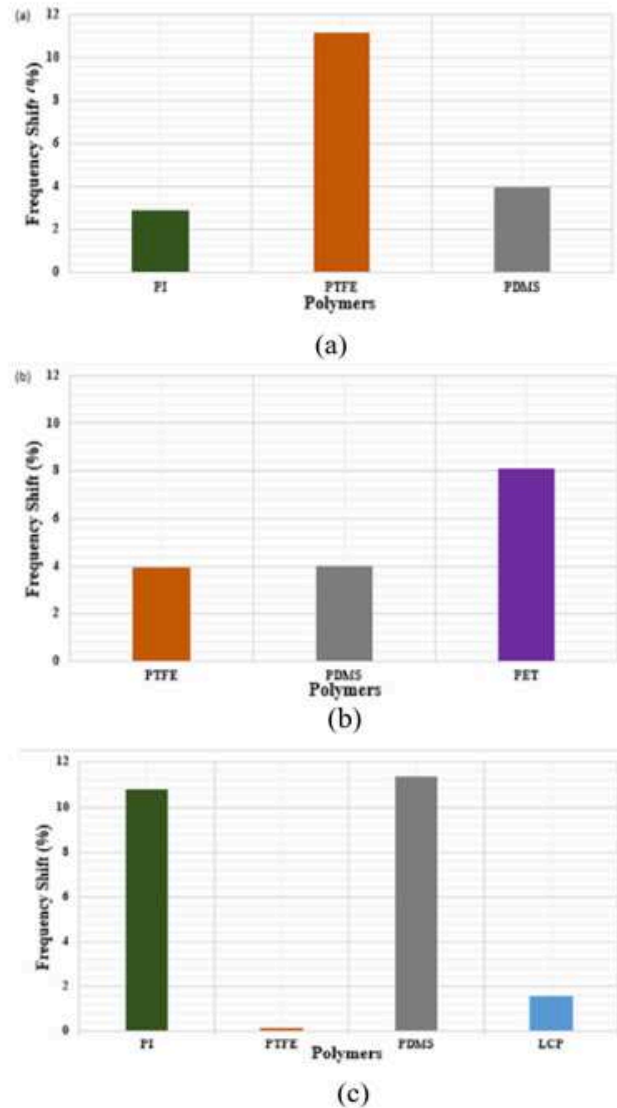


Figure I-13. Pourcentage de décalage de la fréquence de résonance des polymères dans les gammes (a) 2.2-2.5 GHz, (b) 2.5-5 GHz et (c) plus de 5 GHz [4].

Il est mis en évidence que l'impact du pliage sur le décalage de la fréquence de résonance est différent selon le matériau. Dans la bande 2-2.5 GHz, nous remarquons que le PI est le moins affecté par le pliage avec un pourcentage de décalage de 2.9%. En revanche, les antennes à base de PTFE sont fortement impactées par le pliage avec un pourcentage de décalage d'environ 11,7 %. Pour la bande 2.5-5 GHz ce pourcentage diminue jusqu'à être équivalent à celui du PDMS (4%). Au-delà de 5 GHz les fréquences de résonances pour le PTFE et le LCP sont peu affectées

avec un décalage respectif de 0,138 % et 1,57 %, par contre pour le PI et le PDMS un décalage supérieur à 10% est observé.

Au travers de la présentation des résultats de cette publication, nous voyons que le pliage d'une antenne est susceptible d'impacter de manière sensible la fréquence de résonance d'antenne. Cela peut être exploitable pour faire des capteurs à base d'antenne comme nous le verrons dans la suite.

c. Antennes flexibles et capteurs

Les antennes souples sont potentiellement utilisées dans des situations où sont subies des courbures, aussi elles doivent fonctionner avec un minimum de dégradations des caractéristiques d'antenne (fréquence de résonance, coefficient de réflexion, gain... etc.). Cette condition doit par exemple être satisfaite dans le cas d'applications liées aux communications sans fil. Au contraire, parfois les antennes souples sont utilisées comme des capteurs.

Les capteurs à base d'antennes sont classés en plusieurs catégories en fonction du type de détection (diélectrique, température, mécanique ou fissure [87]). A titre d'illustration, nous donnons en **Figure I-14** des exemples d'antennes développées comme capteur mécanique. Des caractéristiques comme la pression [88] ou le cisaillement [89] sont évaluées au travers de la mesure du décalage de la fréquence de résonance de l'antenne.

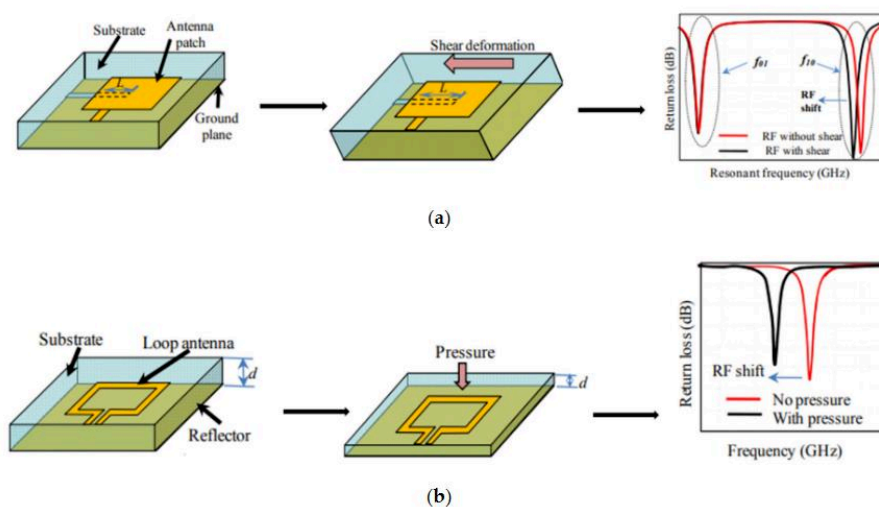


Figure I-14. Antennes utilisées comme capteur pour la détection mécanique (a) détection de cisaillement (b) détection de pression [87]

Dans la suite nous nous intéressons au fonctionnement des antennes flexibles au voisinage du corps humain.

d. Fonctionnement à proximité du corps humain

Nous avons vu précédemment que de plus en plus de systèmes antennaires sont développés pour des applications sans fil ou utilisés comme capteurs à proximité du corps humain. Ceux-ci sont évidemment impactés par cette présence, et inversement ces dispositifs ont potentiellement des effets sur le corps humain. Selon la FCC (Federal Communications Commission) le DAS (W/kg), brièvement évoqué précédemment, qui mesure le taux d'absorption d'énergie électromagnétique par les tissus humains est donné par l'expression suivante :

$$DAS = \frac{\sigma |E(r)|^2}{\rho} \quad (1)$$

Où σ est la conductivité dans le tissu en S/m, $E(r)$ est le champ électrique en V/m au point d'observation r à l'intérieur des tissus humains et ρ est la masse volumique du tissu en kg/m^3 . Le DAS est en fait calculé en faisant la moyenne sur un volume spécifique (généralement une zone de 1 gramme ou 10 grammes). Aux États-Unis, selon la FCC, le DAS doit être inférieur à 1,6 W/Kg en moyenne pour 1 gramme de tissu, tandis qu'en Europe, le DAS est régulé à 2 W/Kg en moyenne pour 10 grammes de tissu. Plusieurs travaux autour des antennes souples sur polymères pour un fonctionnement à proximité du corps humain, avec une valeur maximale du DAS qui ne dépasse pas les valeurs réglementaires, ont été proposés. Par exemple, dans la référence [78] les auteurs proposent une antenne où le DAS maximum est de 1.56 W/Kg à la fréquence de résonance de 2.45 GHz pour 1 et 10 g tandis que dans [90] une valeur de DAS de 0.17 W/Kg pour 1 g, à la fréquence de résonance de 2.48 GHz est relevé.

e. Antenne souple reconfigurable

La reconfigurabilité des antennes est définie comme la susceptibilité de changement dynamique des caractéristiques telles que la fréquence de résonance, la polarisation et le diagramme de rayonnement. Cette propriété peut être obtenue en utilisant des diodes à capacité variable, des diodes PIN, des systèmes micro électromécaniques (MEMS) ou par l'utilisation de matériaux à propriétés variables tels que les ferrites (la variation des propriétés se fait par l'application

d'un champ magnétique). Cette caractéristique de reconfigurabilité nous la retrouvons également dans le domaine des antennes flexibles sur polymères. A titre d'exemple, dans la référence [91] les auteurs proposent une antenne souple sur PET (**Figure I-15.a**) pour les applications 5G où la reconfigurabilité est assurée à l'aide d'une diode PIN qui permet de changer la fréquence de résonance. En fait, lorsque la diode est bloquée l'antenne fonctionne à la fréquence de 28 GHz et quand elle est passante la fréquence de fonctionnement est de 38 GHz. Toujours sur PET et en utilisant le principe précédent pour la reconfigurabilité, [92] propose une antenne reconfigurable pour les applications WLAN (2.4 GHz) lorsque la diode est dans l'état passant, tandis que quand la diode est bloquée l'antenne fonctionne en double fréquence (2.4 et 3.6 GHz) pour des applications WLAN et WiMAX. (**Figure I-15.b**).

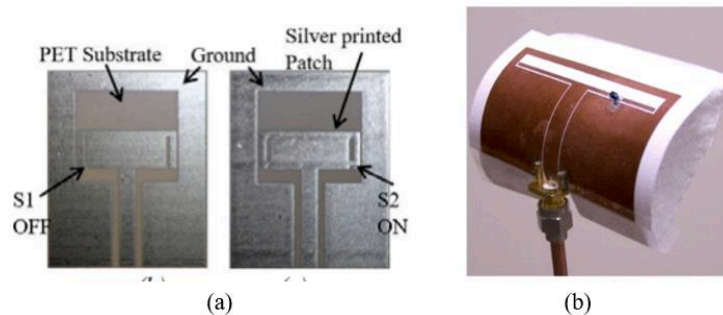


Figure I-15. Antenne flexible sur PET reconfigurable (a) pour les applications 5G [91] (b) pour les applications WLAN/WiMAX [92].

f. Orientation des futurs travaux

Les antennes flexibles et reconfigurables sont un sujet de très fort intérêt que ce soit pour le monde académique ou le secteur industriel. Les recherches futures concerneront les méthodes de fabrication, la proposition de nouveaux matériaux conducteurs et les aspects de miniaturisation. Des recherches seront également menées pour l'exploitation de nouveaux matériaux biosourcés pour remplacer les matériaux issus des ressources non renouvelables. Dans le cas des applications autour du corps humain, de nouvelles structures, plus simples et efficaces, sont également souhaitées.

Après ce rapide tour d'horizon des études menées autour du développement d'antennes souples sur polymères, nous abordons dans la suite une autre fonction microonde très importante, le filtrage. Nous présentons ainsi brièvement quelques travaux sur la réalisation de filtres passifs flexibles sur substrats polymères.

B. Les Filtres

Les filtres sont des éléments très importants en électronique RF. Beaucoup de travaux concernant les filtres sur substrats polymères exploitent le LCP. A titre d'illustration, dans [93] est proposé un filtre passe bande CPW, autour de 5 GHz avec une bande passante de 25 % et des pertes d'insertion maximales de 1 dB tandis que dans [94] toujours sur LCP un filtre passe bas microruban à 2 GHz miniaturisé (26x23 mm²) est décrit. Par ailleurs, dans [95] deux filtres, passe bande et passe bas, avec respectivement, une taille de 5.4x3.2 mm² et 17.2x2 mm² réalisés sur LCP pour la bande X, sont proposés.

Dans ces travaux, l'effet du pliage sur les caractéristiques du filtre est mesuré. Généralement l'étude consiste à plier le filtre selon plusieurs rayons de courbure et à évaluer le pourcentage de changement, par rapport à l'état plat (référence), de la bande passante, du niveau des pertes d'insertion et de l'adaptation dans la bande passante.

Dans le cas où le filtre est utilisé pour des applications portables ('Wearable'), plusieurs types de déformations mécaniques peuvent être rencontrés. Les travaux les plus récents tournent autour de l'étude de l'influence des différentes déformations sur les caractéristiques des filtres. La référence [96] qui traite d'un filtre passe bande en structure microruban sur un substrat de polyimide est un bon exemple. Les principales caractéristiques de ce filtre sont une taille de 43x21 mm², une fréquence centrale de 2.42 GHz avec une bande passante de 80%, des pertes d'insertion minimales de 0.34 dB et un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB à l'intérieur de la bande passante. Les différentes déformations mécaniques appliquées au filtre sont présentées dans la **Figure I-16**. Notons que cette étude s'est poursuivie en considérant le même type de filtre (fréquence centrale 5.5 GHz, bande passante de 13 % et pertes d'insertion minimales de 0.83 dB) mais en considérant des déformations mécaniques plus importantes [97] comme le montre la **Figure I-17**.

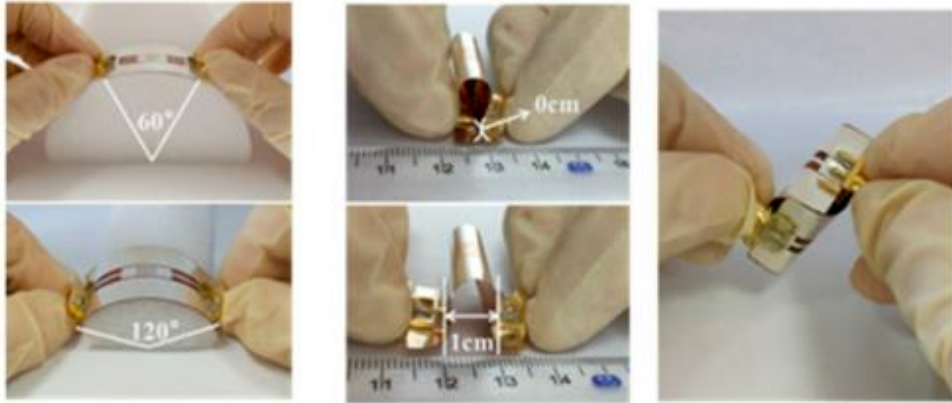


Figure I-16. Les différentes déformations mécaniques appliquées au filtre passe bande [96]

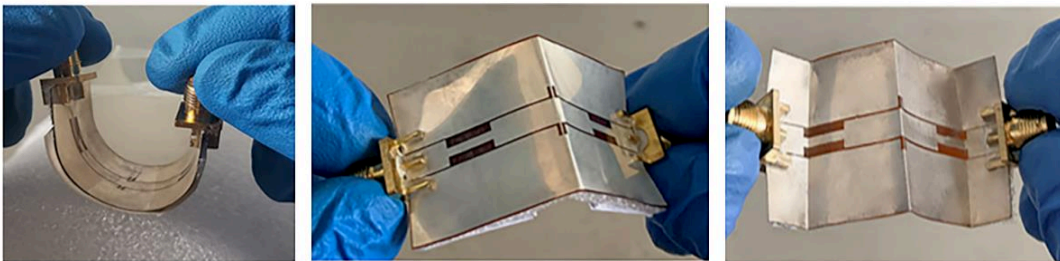


Figure I-17. Déformations mécaniques appliquées au filtre passe bande [97]

L'étude montre que les caractéristiques principales des filtres telles que la fréquence centrale, la bande passante et le niveau des pertes d'insertion sont pratiquement inchangées pour toutes les conditions de déformation. Les auteurs concluent que ces filtres sont une bonne solution pour les applications portables.

Après la présentation de différents travaux représentatifs du développement des circuits RF flexibles passifs (antenne, filtres) sur des substrats polymères, nous abordons dans la suite, succinctement, la présentation de travaux qui ont été menés sur des circuits RF actifs sur substrats polymères.

I.3.3.3. Circuits RF actifs sur des polymères souples

Ici il faut distinguer deux aspects. Le premier concerne les travaux dédiés à la fabrication de composants actifs de base, tels que les transistors et les diodes sur des substrats souples. Ces travaux s'intéressent généralement à l'amélioration des performances des composants, à la diminution de leur taille, ou encore au développement de nouveaux processus de fabrication

[98], [99] et [100]. Nous ne nous attardons pas sur cet axe de recherche qui n'est pas dans le champ de notre travail. Le second est un peu plus large puisqu'il concerne l'intégration de composants actifs discrets au sein de systèmes, qui incorporent également des circuits passifs sur le même support, dans le but d'adresser des applications particulières (récupération d'énergie, applications RFID, capteurs, ...etc.). Nous pouvons citer deux exemples pour la récupération d'énergie. Le premier [101] propose un récupérateur d'énergie hybride RF et solaire (**Figure I-18.a**). En RF, le système fonctionne à deux fréquences, pour la bande 5G (3.5 GHz) et Wifi (5 GHz). Le circuit montre une efficacité de 54% pour une puissance RF d'entrée de 13 dBm.

Le second concerne un récupérateur d'énergie RF, flexible et mince pour la bande Wifi [102] (**Figure I-18.b**). Dans cette étude un redresseur à base d'une diode Schottky MoS_2 bidimensionnelle, qui fonctionne jusqu'à 10 GHz, a été fabriqué.



Figure I-18. Récupérateur d'énergie (a) hybride RF/solaire [101] (b) électromagnétique [102]

Nous trouvons également dans la littérature d'autres travaux récents pour la réalisation de systèmes RF flexibles pour différentes applications. A titre d'exemples, nous pouvons citer un système pour la détection des minéraux dans l'eau potable [103], un capteur de température [104], un système pour la détection sans fil de glace [105] et des étiquettes de dosimètre [106].

I.3.4. Conclusion

Après cette présentation de différents circuits RF actifs et passifs, tel que les antennes, les filtres, et les récupérateurs d'énergie sur différents substrats flexibles, nous pouvons conclure que cette technologie est très prometteuse pour différentes applications et plus particulièrement pour les

applications WBAN. Nous abordons dans la suite les méthodologies de fabrication des circuits RF souples.

I.4. Processus de fabrication des circuits RF souples

I.4.1. Introduction

Dans cette partie, nous présentons les différentes méthodes actuellement disponibles, pour la fabrication de circuits RF sur des substrats flexibles. Nous donnons pour chaque méthode les avantages et les inconvénients ainsi que la résolution associée. Cet inventaire permet de faire le choix de la méthode la plus adaptée à nos objectifs. La première technique exposée est la méthode dite conventionnelle.

I.4.2. Méthode conventionnelle pour la réalisation de circuits RF

La méthode la plus utilisée pour la réalisation de circuits imprimés, et en particulier de circuits RF (antennes, lignes de transmission, filtres ...) combine deux processus, la photolithographie et la gravure chimique [107]. Cette méthode nécessite le transfert de l'image d'un masque sur un support photosensible à l'aide d'une source lumineuse. Le principe de la méthode est décrit en **Figure I-19**.

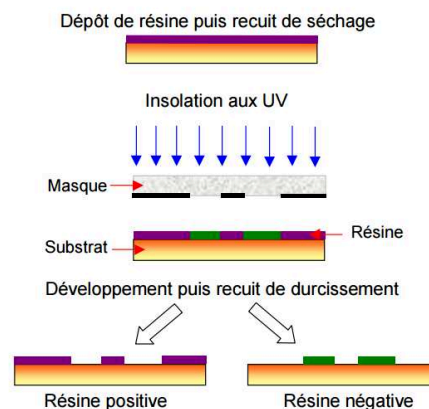


Figure I-19. Principales étapes de photolithographie [108]

Une résine est d'abord déposée sur le substrat, puis elle est insolée par des rayonnements UV et développée pour faire apparaître le transfert du masque sur la résine. L'étape suivante consiste à révéler la résine en utilisant un solvant chimique. Deux types de résines sont disponibles, une

positive et une négative. Pour la fabrication des circuits RF l'utilisation de résine positive est préférée car elle offre une meilleure résolution, celle-ci est de l'ordre de 800 nm. La résine restante est ensuite utilisée comme masque pour faire la métallisation sur le substrat par évaporation. L'évaporation des métaux est faite par chauffage à haute température.

Cette méthode permet de transférer des motifs sur une surface relativement importante. Néanmoins des problèmes liés à l'uniformité de la source lumineuse peuvent être rencontrés.

I.4.3. Impression par jet d'encre (Inkjet printing)

L'impression par jet d'encre (**Figure I-20**) de circuits RF est devenue très populaire ces dernières années [109] [110]. Les imprimantes à jet d'encre fonctionnent en déposant des gouttelettes d'encres conductrices d'une taille allant jusqu'à quelques pico litres. Cette technique permet d'obtenir de bonnes résolutions (15-100 μm) [111]. Un autre avantage est que les processus et les configurations d'impression sont entièrement contrôlés par ordinateur et ne nécessitent pas un environnement de salle blanche. Par ailleurs, la quantité d'encre déposée étant bien contrôlée, peu de déchets sont produits et la technique s'avère donc relativement économique. De plus, elle est applicable à une grande diversité de substrats [111]. Les principaux inconvénients de la méthode sont la faible vitesse d'impression, le coût lorsqu'il s'agit de grandes surfaces à imprimer et le nécessaire calibrage (réglage des paramètres selon le substrat).

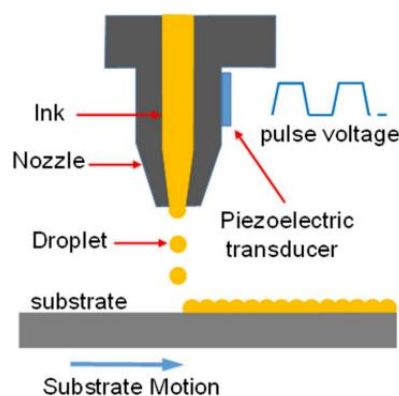


Figure I-20. Processus d'impression jet d'encre [112]

I.4.4. Sérigraphie (Screen printing)

La sérigraphie est l'une des méthodes les plus simples et les plus économiques utilisées pour la fabrication des circuits imprimés. Cette technique est basée sur un écran tissé qui a différentes épaisseurs et densités de fil (**Figure I-21**).

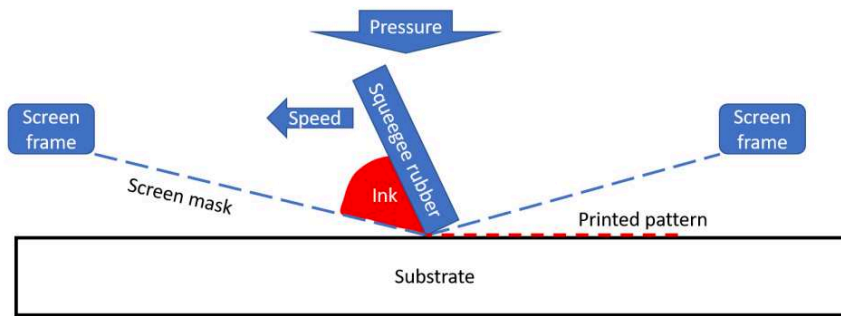


Figure I-21. Principe de la sérigraphie [113]

Pour produire un motif imprimé, une lame de raclette est entraînée vers le bas, forçant l'écran à entrer en contact avec le substrat fixé. L'encre est alors éjectée sur le substrat à travers les ouvertures de l'écran, et ainsi, le motif souhaité est formé [114]. Les limitations de cette méthode sont liées au contrôle limité de l'épaisseur et à la résolution des motifs imprimés, de l'ordre de 30 μm [114].

I.4.5. Flexographie (Flexography)

L'impression par flexographie est une technique d'impression en relief couramment utilisée dans l'industrie de l'impression commerciale, en particulier pour les substrats en papier généralement utilisés pour la conception des circuits RFID [115]. L'image est imprimée à partir d'un cylindre en caoutchouc (Plate Cylinder) qui transfère le motif sur le substrat (**Figure I-22**).

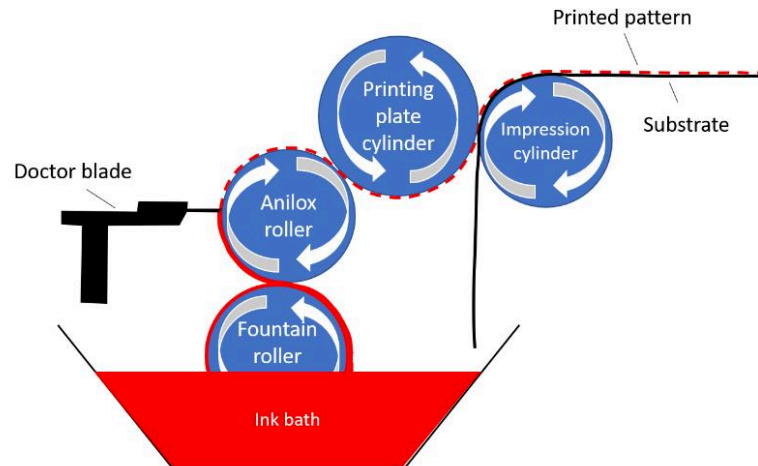


Figure I-22. Processus d'impression flexographique [113]

Le rouleau fontaine est d'abord plongé dans un bain d'encre, ensuite l'encre est transférée vers le rouleau anilox, une lame raclette est utilisée afin d'éliminer l'excès d'encre (optionnel), l'encre est ensuite transférée du rouleau anilox vers le cylindre d'impression (Plate Cylinder), et enfin le cylindre d'impression applique une pression sur le cylindre porte-plaque où l'image est transférée au substrat récepteur d'image.

Ce processus permet une impression à grande vitesse à un coût bas, par contre il s'accompagne de halos (excès d'encre) dus à la compression de la plaque d'impression sur le substrat. La résolution typique est environ de 50 à 100 μm .

I.4.6. Héliogravure (Gravure printing)

L'héliogravure est le processus inverse de la flexographie, l'image à imprimer est négative. Il n'y a pas d'intermédiaire pour transférer l'encre, celle-ci est reçue directement par rouleau sur la plaque de gravure où se trouve l'image du motif (**Figure I-23**).

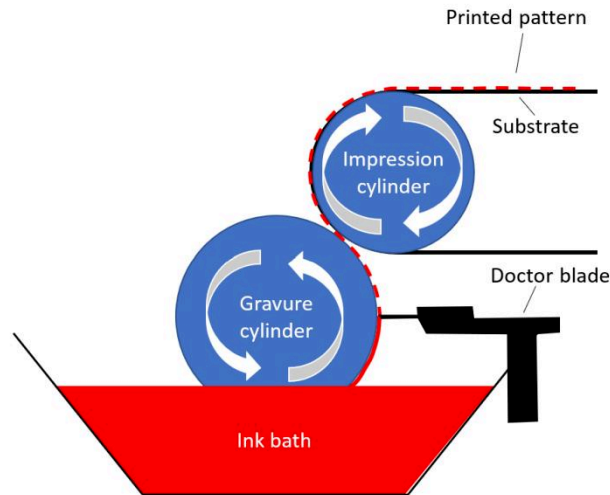


Figure I-23. Processus d'héliogravure [114]

Le dispositif comporte quatre composants de base pour chaque unité d'impression : un cylindre gravé, un bain d'encre, une raclette et un rouleau d'impression.

Cette technique permet une impression à grande vitesse de bonne qualité, la résolution est de l'ordre de 20 μm . Cependant son coût est relativement élevé compte tenu en particulier de la courte durée de vie des cylindres utilisés. Ce processus est généralement utilisé pour la réalisation des antennes RFID [116].

Les différentes méthodes de fabrication présentées sont récapitulées dans le **Tableau I-2**.

Tableau I-2. Différentes techniques de fabrication des circuits électroniques flexibles

Methode	Résolution	Avantages	Inconvénients
Méthode conventionnelle	800 nm	-Très bonne résolution	- Problème d'uniformité - Coût élevé
Impression par jet d'encre	De 15 à 100 μm	- Bonne résolution - Contrôlée par ordinateur	- Peu rapide - Coût élevé
Sérigraphie	30 μm	- Simple et économique - Rapide - Bonne résolution	- Epaisseur non contrôlée
Flexographie	De 50 à 100 μm	- Grande vitesse d'impression - Bonne résolution - Bas-coût	- Moyenne résolution
Héliogravure	20 μm	- Grande vitesse d'impression - Bonne résolution	- Coût élevé

Les techniques de fabrication présentées dans le **Tableau I-2** sont surtout adaptées aux substrats en polymère ou en papier. Dans le cas des substrats en textile, le processus mis en œuvre est plutôt l'impression par jet d'encre [117], mais des alternatives à base de cuivre autocollant sont également possibles [44]. Notons par ailleurs, que dans le cas du textile, une méthode largement utilisée est basée sur de la broderie. A titre d'exemple, nous pouvons citer la référence [118] où des fils conducteurs ont été utilisés pour tisser l'élément rayonnant d'une antenne sur un substrat textile à l'aide d'une machine à broder.



Figure I-24. Antenne textile [118]

I.4.7. Conclusion

La présentation des différentes méthodes de fabrication des circuits flexibles ainsi que leurs principaux avantages et inconvénients permet une vue d'ensemble des principales techniques à disposition. Le choix du processus de réalisation se fait généralement en fonction de substrat utilisé, de la précision voulue et du coût. Après l'exposé du développement de l'électronique RF souple sur des substrats tels que le papier, le textile et les polymères, nous abordons dans la suite de ce document l'électronique flexible RF biosourcée.

I.5. Electronique RF souple biosourcée

I.5.1. Introduction

Nous avons commencé ce chapitre par la présentation de l'électronique flexible en général. Ensuite nous avons abordé l'électronique souple RF, avec un focus sur l'électronique souple RF sur polymères, pour terminer sur les différents processus de fabrication des circuits souples (**Figure I-25**). Aussi, maintenant nous présentons plus largement la thématique que nous avons traitée plus particulièrement pendant ce travail de thèse, à savoir l'électronique flexible RF biosourcée.

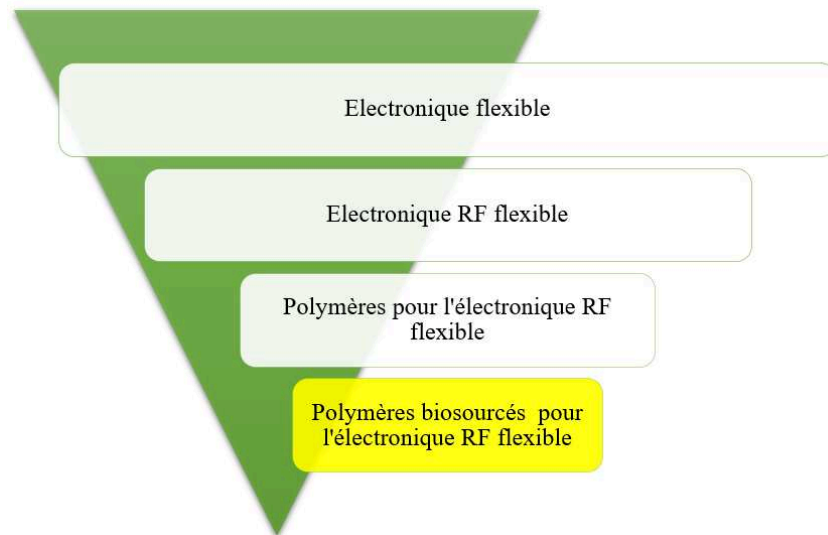


Figure I-25. Résumé schématique de l'organisation du chapitre 1

Les substrats en polymères présentés précédemment, qui sont les plus utilisés pour l'électronique flexible, sont généralement obtenus à partir d'extraits de pétrole. Aussi, remplacer ces polymères par d'autres matériaux, biosourcés et/ou biodégradables, permettrait de réduire significativement, d'une part la dépendance vis-à-vis du pétrole et d'autre part l'empreinte écologique des appareils électroniques.

1.5.2. Classification des biopolymères

Le CEN (Centre Européen de Normalisation) classe les biopolymères selon la source (biosourcée ou pas) et la biodégradabilité éventuelle (**Figure I-26**). Un polymère biosourcé est issu d'une ressource végétale renouvelable et un polymère dit biodégradable signifie qu'il peut être dégradé grâce à des organismes vivants (champignons, bactéries, insectes...) ou bien grâce à une dégradation chimique (hydrolyse ou oxydation).

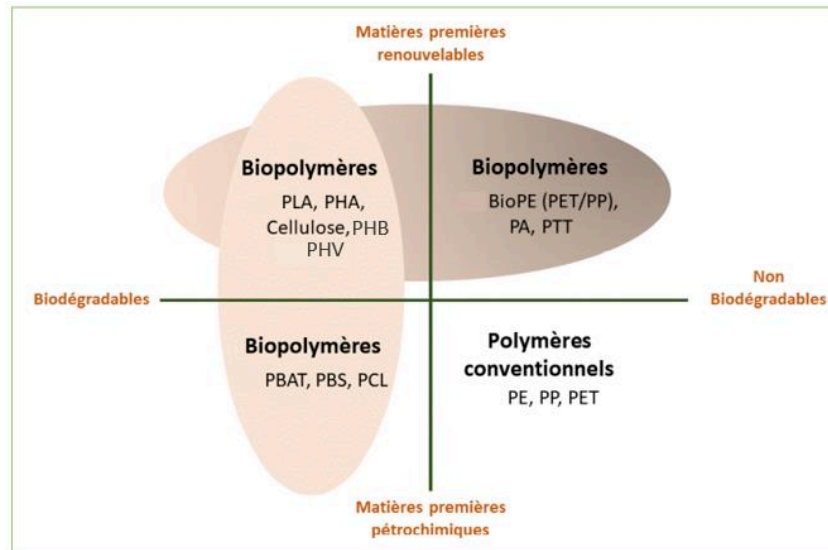


Figure I-26. Classification des polymères [119]

Comme la montre la **Figure I-26** un polymère biosourcé n'est pas forcément biodégradable et inversement un polymère biodégradable n'est pas forcément biosourcé.

Il existe une grande variété de biopolymères, répartis selon la nature et l'origine de la matière première dont ils sont issus. Les polymères biosourcés et biodégradables sont produits à partir d'agro-ressources telles que l'amidon, la cellulose, des protéines ou des résines naturelles. Ils peuvent également être fabriqués par des micro-organismes et obtenus par extraction, comme par exemple les polyhydroxybutyrates (PHB) et polyhydroxyvalérates (PHV). Une autre voie de production est la synthèse chimique, comme pour le PLA (Acide PolyLactique) par exemple [119]. Comme dit précédemment les polymères biosourcés ne sont pas assurément biodégradables comme par exemple le bio polyéthylène (Bio-PE).

Nous trouvons aujourd'hui des biopolymères dans un large éventail de domaines d'application comme l'emballage alimentaire [120], le textile [121], l'automobile [122] et les articles ménagers [123]. Nous les retrouvons aussi couramment dans les applications médicales, pour des fils chirurgicaux résorbables par exemple, ou pour réaliser différents capteurs biomédicaux [124]. Parmi ces biopolymères nous trouvons le PLA, le PGA (Acide PolyGlycolique) et le PLGA (Acide PolyLactique-co-Glycolique), qui ont l'avantage d'être biocompatibles, donc sans effets indésirables sur le corps humain, et possèdent une résistance mécanique très importante. Leur biorésorbabilité permet une décomposition dans l'organisme humain.

Nous nous intéressons donc ici à l'électronique RF flexible basée sur des biopolymères.

I.5.3. Fabrication des films de biopolymères

Dans cette partie nous présentons les méthodes de fabrication de films biopolymères. Nous décrivons en particulier la méthode utilisée par nos collaborateurs chimistes de l'Université d'Artois.

Au début de processus de fabrication, le biopolymère est sous forme de granules, coton ou poudre (**Figure I-27**). Pour diminuer la teneur en eau du biopolymère celui-ci est placé dans un dessiccateur au minimum 4 heures, puis il est dissout dans un solvant sous agitation magnétique.



Figure I-27. (a) Acide poly lactique. (b) palmitate de cellulose [119]

Le solvant le plus utilisé pour la dissolution des biopolymères est le chloroforme, il présente l'avantage de permettre la dissolution et l'évaporation à température ambiante. Il a été utilisé dans [125] pour la fabrication d'un film de PLA et dans [126] pour la fabrication d'un film de PHB. Nous pouvons trouver d'autres solvants tels que l'éthyle acétate [127] ou le dioxane [128] utilisé pour la fabrication d'un film de PLA, ou encore l'acétone qui a été utilisé [129] pour la fabrication d'un ester de cellulose.

Une fois le biopolymère dissout, la solution obtenue est dégazée. Pour avoir un substrat de biopolymère nous appliquons la méthode de dépôt dite « méthode de casting » ou dépôt par écoulement. Cette méthode consiste à verser directement la solution de biopolymère dans un cristalliseur et, laisser évaporer le chloroforme. Après un délai de 3 à 4 jours, un film se forme dont l'épaisseur dépend de la quantité initiale de biopolymère déposée.

Notons qu'il existe une autre méthode de dépôt par « spin-coating » qui est utilisée pour obtenir des substrats très fins, ayant une épaisseur allant de quelques centaines de nanomètres à quelques micromètres. Cette méthode consiste à déposer la solution (biopolymère) à l'aide d'une pipette sur un substrat fixé sur un plateau, la mise en rotation permet au biopolymère de se répartir uniformément sur toute la surface du substrat. Les étapes de la méthode sont résumées dans la **Figure I-28**.

L'épaisseur de substrat biopolymère obtenue dépend de la concentration de biopolymère dans le solvant et aussi de la vitesse de rotation. L'utilisation d'un substrat de borosilicate permet d'avoir des substrats biopolymères très plats.

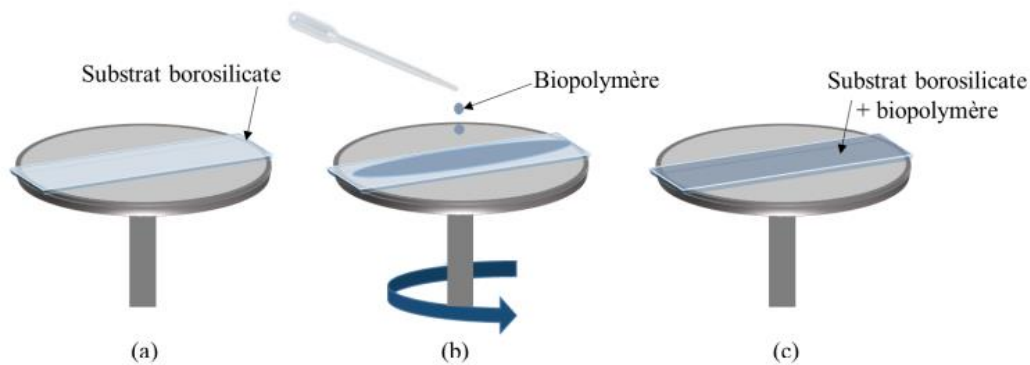


Figure I-28. La méthode de dépôt « spin-coating » [119]

I.5.4. L'électronique RF souple et verte

Comme dit précédemment, il existe un fort souhait de la part des chercheurs de remplacer les polymères classiques pétrosourcés tels que le polyimide, le PET, le PEN ...etc., par des biopolymères tels que le PLA, le PHB, les esters de celluloses...etc. Cet intérêt se mesure en particulier par le nombre de travaux publiés sur la caractérisation diélectrique des biopolymères et la conception de circuits RF passifs et actifs sur des substrats à base de ces matériaux.

La caractérisation diélectrique des biopolymères est une étape importante avant la conception des circuits RF. Jusqu'à présent, ces matériaux étant peu utilisés dans le domaine des hautes fréquences, leurs propriétés diélectriques sont peu connues pour cette gamme de fréquences. Une caractérisation est donc nécessaire. A titre exemple, nous pouvons citer la caractérisation diélectrique du PLA [130]. Une permittivité diélectrique (ϵ_r) de l'ordre de 2.57 et des pertes diélectriques ($\tan\delta$) variant entre 0.016 et 0.02 dans la bande de fréquences s'étalant de 0.5 à

67 GHz ont été mesurées. De même, le palmitate de cellulose (CP) est caractérisé dans [131], une permittivité diélectrique de l'ordre de 2.4 et des pertes diélectriques de l'ordre de 0.025 ont été mesurées dans la bande de fréquences 10-67 GHz.

La propriété de biocompatibilité est souvent exploitée pour le développement d'antennes à base de biopolymères. En effet pour les applications nécessitant un contact avec le corps humain ce type de matériaux est généralement retenu. Par exemple, dans [132] une antenne souple sur PLA fonctionnant dans la bande 3.1-10.6 GHz est proposée (**Figure I-29.a**). Dans [133], une antenne fabriquée pour fonctionner à la fréquence de 5.5 GHz sur du PLA rigide et être attachée au poignet est présentée (**Figure I-29.b**), ou encore dans [134] une antenne patch fonctionnant à 2.4 GHz pour applications WLAN réalisée sur du PHB est étudiée (**Figure I-29.c**).

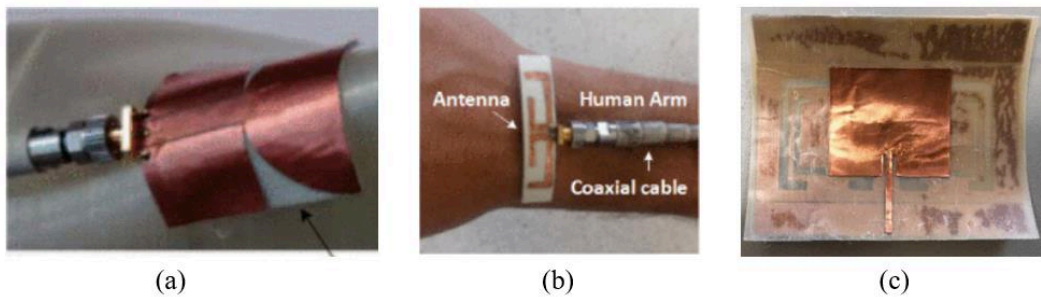


Figure I-29. Antennes sur des biopolymères (a) ULB sur du PLA [132], (b) WLAN 5.5 GHz sur du PLA [133], (c) WLAN 2.4 GHz sur du PHB [134].

Nous trouvons aussi dans la littérature des circuits actifs réalisés sur des biopolymères. Par exemple dans [135] un transistor TFT réalisé sur un substrat de CNF (Cellulose Nanofiber) est proposé (**Figure I-30.a**). Ce polymère est biosourcé et biodégradable. Le transistor proposé possède des fréquences de coupure $f_T=4.9$ GHz et $f_{max}=10.6$ GHz. La fréquence f_T est définie comme la fréquence à laquelle le gain en courant (h_{21}) est égal à l'unité et la fréquence f_{max} appelée aussi fréquence d'oscillation maximale est définie comme la fréquence pour laquelle le gain de puissance unilatéral maximal est égal à l'unité. Lorsque le transistor est plié avec un rayon de 38.5 mm, des décalages de f_T et de f_{max} sont observés ($f_T=3.8$ GHz et $f_{max}=9.2$ GHz).

Un autre exemple, récent, concerne la réalisation d'un amplificateur RF sur un substrat de CNF par des chercheurs de l'université du Wisconsin-Madison (**Figure I-30.b**) [136]. Les avantages de cet amplificateur sont son faible coût, son poids, sa compacité et évidemment son caractère biosourcé et biodégradable. L'amplificateur a montré un gain maximal de 5.51 dB à la fréquence

de 5.62 GHz. Lorsqu'il est soumis à un pliage (rayon de 38.5 mm et 28.5 mm respectivement) un décalage en fréquence du maximum de gain vers les fréquences basses (5.60 GHz et 5.58 GHz respectivement) avec niveaux légèrement inférieurs (5.37 dB et 5.29 dB respectivement) sont observés.

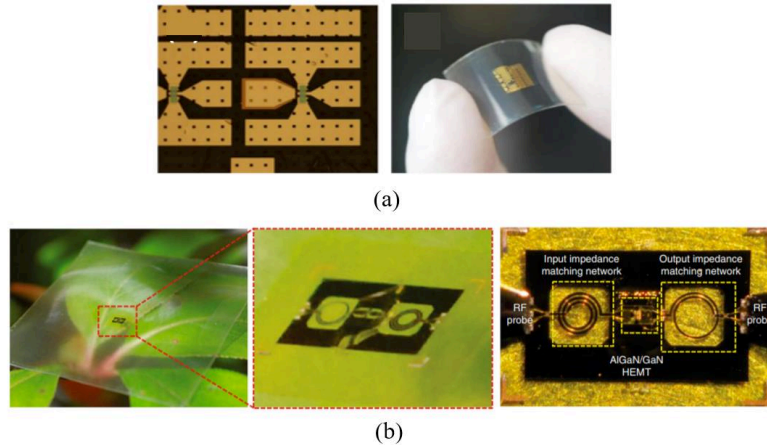


Figure I-30. Circuits actifs flexibles biosourcés et biodégradables (a) transistor TFT [130] (b) amplificateur à base de transistor HEMT [131].

I.5.5. Conclusion

Le nombre important de travaux menés autour des biopolymères montre une forte volonté d'intégration de ces matériaux dans le domaine de l'électronique flexible.

Les exemples de circuits RF actifs et passifs réalisés sur des biopolymères démontrent que les polymères classiques peuvent potentiellement être remplacés par des polymères biosourcés et/ou biodégradables. Ces nouveaux dispositifs permettent d'envisager d'une part une réduction de la quantité de déchets électroniques qui ont un impact négatif sur l'environnement et d'autre part une plus grande indépendance vis-à-vis des énergies fossiles. Par ailleurs le développement de procédés de fabrication plus écologiques que les techniques traditionnelles participent également à la réduction de l'empreinte écologique globale de ces dispositifs. Enfin, il faudrait porter une attention à l'analyse du cycle de vie (ACV) de la méthode de fabrication des biopolymères.

I.6. Conclusion

Dans ce premier chapitre introductif, nous avons présenté de manière générale l'électronique flexible et ses applications potentielles. Nous avons passé en revue les différents matériaux candidats à une utilisation en électronique RF flexible. Nous avons ainsi mis en lumière les matériaux biosourcés et/ou biodégradables susceptibles d'être exploités comme substrat pour la réalisation de circuits RF en vue d'applications dans un large panel de domaines.

Dans ce cadre général du développement de solutions vertes pour l'électronique, l'objectif principal de cette thèse est la proposition de nouveaux biopolymères pour la réalisation de circuits RF souples.

Nous avons vu que la connaissance des propriétés diélectriques des biopolymères candidats sont indispensables pour leur éventuelle exploitation en vue de la réalisation de dispositifs RF souples. Aussi, dans le chapitre suivant nous présentons les différentes étapes qui ont mené à la qualification du biopolymère retenu dans ce travail, le Laurate de Cellulose.

I.7. Bibliographie

- [1] D. Corzo, G. Tostado-Blázquez, and D. Baran, "Flexible Electronics: Status, Challenges and Opportunities," *Front.Electron.*, vol. 1, p. 594003, Sep. 2020, doi: 10.3389/felec.2020.594003.
- [2] J. Hu, "Overview of flexible electronics from ITRI's viewpoint," in *2010 28th VLSI Test Symposium (VTS)*, Santa Cruz, CA, USA: IEEE, Apr. 2010, pp. 84–84. doi: 10.1109/VTS.2010.5469608.
- [3] W. S. Wong and A. Salleo, Eds., *Flexible Electronics: Materials and Applications*, vol. 11. in *Electronic Materials: Science & Technology*, vol. 11. Boston, MA: Springer US, 2009. doi: 10.1007/978-0-387-74363-9.
- [4] M. U. Ali Khan, R. Raad, F. Tubbal, P. I. Theoharis, S. Liu, and J. Foroughi, "Bending Analysis of Polymer-Based Flexible Antennas for Wearable, General IoT Applications: A Review," *Polymers*, vol. 13, no. 3, p. 357, Jan. 2021, doi: 10.3390/polym13030357.
- [5] S. D. Theiss and S. Wagner, "Amorphous silicon thin-film transistors on steel foil substrates," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 578–580, Dec. 1996, doi: 10.1109/55.545776.
- [6] Y. Su *et al.*, "Printable, Highly Sensitive Flexible Temperature Sensors for Human Body Temperature Monitoring: A Review," *Nanoscale Res Lett*, vol. 15, no. 1, p. 200, Dec. 2020, doi: 10.1186/s11671-020-03428-4.
- [7] S. A. Pullano, S. K. Islam, and A. S. Fiorillo, "Pyroelectric Sensor for Temperature Monitoring of Biological Fluids in Microchannel Devices," *IEEE Sensors J.*, vol. 14, no. 8, pp. 2725–2730, Aug. 2014, doi: 10.1109/JSEN.2014.2315738.
- [8] H. Li *et al.*, "Wearable skin-like optoelectronic systems with suppression of motion artifacts for cuff-less continuous blood pressure monitor," *National Science Review*, vol. 7, no. 5, pp. 849–862, May 2020, doi: 10.1093/nsr/nwaa022.

- [9] J.-F. Wang, H.-H. Tian, and Y. Fang, "Implantable and Flexible Electronics for In vivo Brain Activity Recordings," *Chinese Journal of Analytical Chemistry*, vol. 47, no. 10, pp. 1549–1558, Oct. 2019, doi: 10.1016/S1872-2040(19)61192-8.
- [10] Giacomo Cappon, Giada Acciaroli, Martina Vettoretti, Andrea Facchinetti, and Giovanni Sparacino, "Wearable Continuous Glucose Monitoring Sensors: A Revolution in Diabetes Treatment," *Electronics*, vol. 6, no. 3, p. 65, Sep. 2017, doi: 10.3390/electronics6030065.
- [11] S. Nappi, V. Mazzaracchio, L. Fiore, F. Arduini, and G. Marrocco, "Flexible pH Sensor for Wireless Monitoring of the Human Skin from the Medimun Distances," in *2019 IEEE International Conference on Flexible and Printable Sensors and Systems (FLEPS)*, Glasgow, United Kingdom: IEEE, Jul. 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/FLEPS.2019.8792291.
- [12] S. A. Hashemi, S. Ramakrishna, and A. G. Aberle, "Recent progress in flexible–wearable solar cells for self-powered electronic devices," *Energy Environ. Sci.*, vol. 13, no. 3, pp. 685–743, 2020, doi: 10.1039/C9EE03046H.
- [13] X. Li, P. Li, Z. Wu, D. Luo, H.-Y. Yu, and Z.-H. Lu, "Review and perspective of materials for flexible solar cells," *Materials Reports: Energy*, vol. 1, no. 1, p. 100001, Feb. 2021, doi: 10.1016/j.matre.2020.09.001.
- [14] S.-M. Lee, J. H. Kwon, S. Kwon, and K. C. Choi, "A Review of Flexible OLEDs Toward Highly Durable Unusual Displays," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, no. 5, pp. 1922–1931, May 2017, doi: 10.1109/TED.2017.2647964.
- [15] J. T. Smith *et al.*, "Application of Flexible OLED Display Technology to Point-of-Care Medical Diagnostic Testing," *J. Display Technol.*, vol. 12, no. 3, pp. 273–280, Mar. 2016, doi: 10.1109/JDT.2015.2479457.
- [16] A. Ivanov, "Implementation of Flexible Displays for Smart Textiles Using Processes of Printed Electronics," in *2019 IMAPS Nordic Conference on Microelectronics Packaging (NordPac)*, Copenhagen, Denmark: IEEE, Jun. 2019, pp. 206–213. doi: 10.23919/NORDPAC.2019.8760351.
- [17] L. Alistair, "Samsung flexible-OLED now officially trademarked as 'YOUM.'" [Online]. Available: <https://hexus.net/tech/news/monitors/37585-samsung-flexible-oled-now-officially-trademarked-youm/>
- [18] S. G. Kirtania *et al.*, "Flexible Antennas: A Review," *Micromachines*, vol. 11, no. 9, p. 847, Sep. 2020, doi: 10.3390/mi11090847.
- [19] K. N. Paracha, S. K. Abdul Rahim, P. J. Soh, and M. Khalily, "Wearable Antennas: A Review of Materials, Structures, and Innovative Features for Autonomous Communication and Sensing," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 56694–56712, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2909146.
- [20] B. Behera, S. Maity, A. K. Katiyar, and S. Das, "High-performance flexible resistive memory devices based on Al₂O₃:GeO_x composite," *Superlattices and Microstructures*, vol. 117, pp. 298–304, May 2018, doi: 10.1016/j.spmi.2018.03.036.
- [21] M. T. Ghoneim and M. M. Hussain, "Study of harsh environment operation of flexible ferroelectric memory integrated with PZT and silicon fabric," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 107, no. 5, p. 052904, Aug. 2015, doi: 10.1063/1.4927913.
- [22] A. I. Khan, A. Daus, and E. Pop, "Flexible Low-Power Superlattice-Like Phase Change Memory," in *2020 Device Research Conference (DRC)*, Columbus, OH, USA: IEEE, Jun. 2020, pp. 1–1. doi: 10.1109/DRC50226.2020.9135166.
- [23] K. Saranti and S. Paul, "Charge-Trap-Non-volatile Memory and Focus on Flexible Flash Memory Devices," in *Charge-Trapping Non-Volatile Memories*, P. Dimitrakakis, Ed., Cham: Springer International Publishing, 2017, pp. 55–89. doi: 10.1007/978-3-319-48705-2_2.
- [24] M. Ghoneim and M. Hussain, "Review on Physically Flexible Nonvolatile Memory for Internet of Everything Electronics," *Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 424–479, Jul. 2015, doi: 10.3390/electronics4030424.

- [25] Y. Hu *et al.*, “A transparent flexible volatile memory with ultrahigh ON/OFF ratio and ultralow switching voltage,” *Organic Electronics*, vol. 82, p. 105708, Jul. 2020, doi: 10.1016/j.orgel.2020.105708.
- [26] W.-J. Song *et al.*, “Recent progress in aqueous based flexible energy storage devices,” *Energy Storage Materials*, vol. 30, pp. 260–286, Sep. 2020, doi: 10.1016/j.ensm.2020.05.006.
- [27] J. ur Rehman and Masud. H. Chowdhury, “Super-capacitors and Other Fiber-Shaped Batteries as Energy Storage Devices for Flexible Electronic Devices,” in *2019 IEEE International Conference on Flexible and Printable Sensors and Systems (FLEPS)*, Glasgow, United Kingdom: IEEE, Jul. 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/FLEPS.2019.8792288.
- [28] P. Lall, V. Soni, and S. Miller, “Flexible Batteries Under Dynamic Folding and Flex-to-Install with Varying C-Rates and Temperatures,” in *2020 IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, Orlando, FL, USA: IEEE, Jun. 2020, pp. 2215–2225. doi: 10.1109/ECTC32862.2020.00345.
- [29] P. Descent and R. Izquierdo, “Thermal Transfer Printing with Donor Ribbon for Flexible Hybrid RFID Antenna Fabrication,” in *2018 International Flexible Electronics Technology Conference (IFETC)*, Ottawa, ON: IEEE, Aug. 2018, pp. 1–2. doi: 10.1109/IFETC.2018.8583855.
- [30] S. Khan, L. Lorenzelli, and R. S. Dahiya, “Technologies for Printing Sensors and Electronics Over Large Flexible Substrates: A Review,” *IEEE Sensors J.*, vol. 15, no. 6, pp. 3164–3185, Jun. 2015, doi: 10.1109/JSEN.2014.2375203.
- [31] R. Zhang and H. Pang, “Application of graphene-metal/conductive polymer based composites in supercapacitors☆,” *Journal of Energy Storage*, vol. 33, p. 102037, Jan. 2021, doi: 10.1016/j.est.2020.102037.
- [32] I. Ibanez Labiano and A. Alomainy, “Flexible inkjet-printed graphene antenna on Kapton,” *Flex. Print. Electron.*, vol. 6, no. 2, p. 025010, Jun. 2021, doi: 10.1088/2058-8585/ac0ac1.
- [33] T. Leng, X. Huang, K. Chang, J. Chen, M. A. Abdalla, and Z. Hu, “Graphene Nanoflakes Printed Flexible Meandered-Line Dipole Antenna on Paper Substrate for Low-Cost RFID and Sensing Applications,” *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1565–1568, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2016.2518746.
- [34] F. Silva, R. Almeida, C. Gouveia, C. Loss, P. Pinho, and D. Belo, “Textile Rectenna for RF Energy Harvesting,” in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Dusseldorf, Germany: IEEE, Mar. 2021, pp. 1–4. doi: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411039.
- [35] S. J. Chen, C. Fumeaux, P. Talemi, B. Chivers, and R. Shepherd, “Progress in conductive polymer antennas based on free-standing polypyrrole and PEDOT: PSS,” in *2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Montreal, QC, Canada: IEEE, Jul. 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/ANTEM.2016.7550191.
- [36] S. Asif, A. Iftikhar, S. Z. Sajal, B. Braaten, and M. S. Khan, “On using graphene-based conductors as transmission lines for feed networks in printed antenna arrays,” in *2015 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT)*, Dekalb, IL, USA: IEEE, May 2015, pp. 681–683. doi: 10.1109/EIT.2015.7293438.
- [37] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, “Implementation and Measurements of Chipless RFID Tags,” in *Chipless RFID based on RF Encoding Particle*, Elsevier, 2016, pp. 171–227. doi: 10.1016/B978-1-78548-107-9.50005-7.
- [38] H. Subbaraman *et al.*, “Inkjet-Printed Two-Dimensional Phased-Array Antenna on a Flexible Substrate,” *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 170–173, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2245292.
- [39] K. Pan *et al.*, “Sustainable production of highly conductive multilayer graphene ink for wireless connectivity and IoT applications,” *Nat Commun*, vol. 9, no. 1, p. 5197, Dec. 2018, doi: 10.1038/s41467-018-07632-w.
- [40] H. R. Khaleel, Ed., *Innovation in wearable and flexible antennas*. Southampton, UK ; Billerica, MA: Wit Press, 2015.

- [41] Yongsang Kim, Hyejung Kim, and Hoi-Jun Yoo, "Electrical Characterization of Screen-Printed Circuits on the Fabric," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 33, no. 1, pp. 196–205, Feb. 2010, doi: 10.1109/TADVP.2009.2034536.
- [42] J. Lilja and P. Salonen, "Textile material characterization for SoftWear antennas," in *MILCOM 2009 - 2009 IEEE Military Communications Conference*, Boston, MA, USA: IEEE, Oct. 2009, pp. 1–7. doi: 10.1109/MILCOM.2009.5380112.
- [43] E. Håkansson, A. Amiet, and A. Kaynak, "Dielectric characterization of conducting textiles using free space transmission measurements: Accuracy and methods for improvement," *Synthetic Metals*, vol. 157, no. 24, pp. 1054–1063, Dec. 2007, doi: 10.1016/j.synthmet.2007.11.001.
- [44] N. Chahat, M. Zhadobov, S. A. Muhammad, L. Le Coq, and R. Sauleau, "60-GHz Textile Antenna Array for Body-Centric Communications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 61, no. 4, pp. 1816–1824, Apr. 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2232633.
- [45] D. Liu, Ed., *Advanced millimeter-wave technologies: antennas, packaging and circuits*. Hoboken, NJ: John Wiley, 2009.
- [46] R. Aprilliyani, P. A. Dzagbletey, J. H. Lee, M. J. Jang, J.-H. So, and J.-Y. Chung, "Effects of Textile Weaving and Finishing Processes on Textile-Based Wearable Patch Antennas," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 63295–63301, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2984934.
- [47] M. E. Gharbi, R. Fernández-García, and I. Gil, "Textile Antenna-Sensor for In Vitro Diagnostics of Diabetes," *Electronics*, vol. 10, no. 13, p. 1570, Jun. 2021, doi: 10.3390/electronics10131570.
- [48] M. E. Gharbi, M. Martinez-Estrada, R. Fernandez-Garcia, and I. Gil, "Determination of Salinity and Sugar Concentration by Means of a Circular-Ring Monopole Textile Antenna-Based Sensor," *IEEE Sensors J.*, vol. 21, no. 21, pp. 23751–23760, Nov. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3112777.
- [49] B. B. Q. Elias, P. J. Soh, A. A. Al-Hadi, and P. Akkaraekthalin, "Gain Optimization of Low-Profile Textile Antennas Using CMA and Active Mode Subtraction Method," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 23691–23704, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3056905.
- [50] A. De, B. Roy, A. Bhattacharya, and A. K. Bhattacharjee, "Bandwidth-Enhanced Ultra-Wide Band Wearable Textile Antenna for Various WBAN and Internet of Things (IoT) Applications," *Radio Science*, vol. 56, no. 11, Nov. 2021, doi: 10.1029/2021RS007315.
- [51] C.-X. Mao, D. Vital, D. H. Werner, Y. Wu, and S. Bhardwaj, "Dual-Polarized Embroidered Textile Armband Antenna Array With Omnidirectional Radiation for On-/Off-Body Wearable Applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 68, no. 4, pp. 2575–2584, Apr. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2951517.
- [52] T. Le and T.-Y. Yun, "Wearable Dual-Band High-Gain Low-SAR Antenna for Off-Body Communication," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 20, no. 7, pp. 1175–1179, Jul. 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3074641.
- [53] B. Moradi, R. Fernández-García, and I. Gil, "Meander Microwave Bandpass Filter on a Flexible Textile Substrate," *Electronics*, vol. 8, no. 1, Art. no. 1, Dec. 2018, doi: 10.3390/electronics8010011.
- [54] B. Moradi, R. Fernández-García, and I. Gil, "E-Textile Embroidered Metamaterial Transmission Line for Signal Propagation Control," *Materials*, vol. 11, no. 6, p. 955, Jun. 2018, doi: 10.3390/ma11060955.
- [55] G. Monti, L. Corchia, and L. Tarricone, "UHF Wearable Rectenna on Textile Materials," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 61, no. 7, pp. 3869–3873, Jul. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2254693.
- [56] M. Wagih, A. S. Weddell, and S. Beeby, "Omnidirectional Dual-Polarized Low-Profile Textile Rectenna With Over 50% Efficiency for Sub- μ W/cm² Wearable Power Harvesting," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 69, no. 5, pp. 2522–2536, May 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3030992.
- [57] D. Tobjörk and R. Österbacka, "Paper Electronics," *Adv. Mater.*, vol. 23, no. 17, pp. 1935–1961, May 2011, doi: 10.1002/adma.201004692.

- [58] M. Yusof Ismail, H. Ijaz Malik, S. Adnan, and S. Rizal Masrol, "Broadband dielectric characterization of novel organic substrates for microwave applications," *MATEC Web Conf.*, vol. 192, p. 01047, 2018, doi: 10.1051/mateconf/201819201047.
- [59] C. Beisteiner and B. G. Zagar, "Dielectric Permittivity Measurement of Paper Substrates Using Commercial Inkjet Printers," *Procedia Engineering*, vol. 168, pp. 995–998, 2016, doi: 10.1016/j.proeng.2016.11.324.
- [60] D. E. Anagnostou, A. A. Gheethan, A. K. Amert, and K. W. Whites, "A Direct-Write Printed Antenna on Paper-Based Organic Substrate for Flexible Displays and WLAN Applications," *J. Display Technol.*, vol. 6, no. 11, pp. 558–564, Nov. 2010, doi: 10.1109/JDT.2010.2045474.
- [61] I. Kharrat, P. Xavier, T.-P. Vuong, J.-M. Duchamp, Ph. Benech, and G. E. P. Tourtollet, "Low-Loss Paper Substrate for Printed High Efficiency Antennas at 2.45 GHz," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1400–1403, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2015.2409214.
- [62] A. Mansour, N. Shehata, M. R. M. Rizk, and M. Abdelazim, "Cognitive Band Manipulations using Twistable Paper-based Antenna for IoT Applications," in *2018 IEEE 9th Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON)*, Vancouver, BC: IEEE, Nov. 2018, pp. 1265–1270. doi: 10.1109/IEMCON.2018.8614816.
- [63] G. Shaker, S. Safavi-Naeini, N. Sangary, and M. M. Tentzeris, "Inkjet Printing of Ultrawideband (UWB) Antennas on Paper-Based Substrates," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 111–114, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2106754.
- [64] H. F. Abutarboush and A. Shamim, "Paper-Based Inkjet-Printed Tri-Band U-Slot Monopole Antenna for Wireless Applications," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 1234–1237, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2223751.
- [65] X. Li, J. Siden, H. Andersson, and T. Schon, "A Paper-Based Screen Printed HF RFID Reader Antenna System," *IEEE J. Radio Freq. Identif.*, vol. 2, no. 3, pp. 118–126, Sep. 2018, doi: 10.1109/JRFID.2018.2869494.
- [66] D. UbiComp (Conference) Anind K. *et al.*, *UbiComp '12: proceedings of the 2012 ACM Conference on Ubiquitous Computing : September 5-8, 2012, Pittsburgh, USA*. 2012. Accessed: Nov. 22, 2021. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/2370216>
- [67] F. Alimenti *et al.*, "A 24-GHz Front-End Integrated on a Multilayer Cellulose-Based Substrate for Doppler Radar Sensors," *Sensors*, vol. 17, no. 9, p. 2090, Sep. 2017, doi: 10.3390/s17092090.
- [68] Rujun Bai *et al.*, "Cryogenic microwave characterization of Kapton polyimide using superconducting resonators," in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA: IEEE, May 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7539977.
- [69] M. Haghzadeh, C. Armiento, and A. Akyurtlu, "Microwave dielectric characterization of flexible plastic films using printed electronics," in *2016 87th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, San Francisco, CA, USA: IEEE, May 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/ARFTG.2016.7501960.
- [70] A. Bisognin *et al.*, "Antenna on PEN substrate for millimeter-wave applications," in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Orlando, FL, USA: IEEE, Jul. 2013, pp. 684–685. doi: 10.1109/APS.2013.6711002.
- [71] P.-Y. Cresson *et al.*, "1 to 220 GHz Complex Permittivity Behavior of Flexible Polydimethylsiloxane Substrate," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 4, Art. no. 4, Apr. 2014, doi: 10.1109/LMWC.2013.2295230.
- [72] H. M. E. Misilmani, T. Naous, S. K. A. Khatib, and K. Y. Kabalan, "A Survey on Antenna Designs for Breast Cancer Detection Using Microwave Imaging," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 102570–102594, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2999053.
- [73] H. Fallahi and P. Prakash, "Antenna Designs for Microwave Tissue Ablation," *Crit Rev Biomed Eng*, vol. 46, no. 6, pp. 495–521, 2018, doi: 10.1615/CritRevBiomedEng.2018028554.

- [74] B. Sindhu, A. Kothuru, P. Sahatiya, S. Goel, and S. Nandi, "Laser-Induced Graphene Printed Wearable Flexible Antenna-Based Strain Sensor for Wireless Human Motion Monitoring," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 68, no. 7, pp. 3189–3194, Jul. 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3067304.
- [75] A. S. M. Alqadami, N. Nguyen-Trong, B. Mohammed, A. E. Stacombe, M. T. Heitzmann, and A. Abbosh, "Compact Unidirectional Conformal Antenna Based on Flexible High-Permittivity Custom-Made Substrate for Wearable Wideband Electromagnetic Head Imaging System," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 1, pp. 183–194, Jan. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2938849.
- [76] A. S. M. Alqadami, K. S. Bialkowski, A. T. Mobashsher, and A. M. Abbosh, "Wearable Electromagnetic Head Imaging System Using Flexible Wideband Antenna Array Based on Polymer Technology for Brain Stroke Diagnosis," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 13, no. 1, pp. 124–134, Feb. 2019, doi: 10.1109/TBCAS.2018.2878057.
- [77] A. S. Md. Sayem *et al.*, "Optically Transparent Flexible Robust Circularly Polarized Antenna for UHF RFID Tags," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, no. 12, pp. 2334–2338, Dec. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3032687.
- [78] A. Arif, M. Zubair, M. Ali, M. U. Khan, and M. Q. Mehmood, "A Compact, Low-Profile Fractal Antenna for Wearable On-Body WBAN Applications," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 5, pp. 981–985, May 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2906829.
- [79] A. S. Md. Sayem, R. B. V. B. Simorangkir, K. P. Esselle, and R. M. Hashmi, "Development of Robust Transparent Conformal Antennas Based on Conductive Mesh-Polymer Composite for Unobtrusive Wearable Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 12, pp. 7216–7224, Dec. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2930116.
- [80] A. S. Md. Sayem, R. B. V. B. Simorangkir, K. P. Esselle, R. M. Hashmi, and H. Liu, "A Method to Develop Flexible Robust Optically Transparent Unidirectional Antennas Utilizing Pure Water, PDMS, and Transparent Conductive Mesh," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 10, pp. 6943–6952, Oct. 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2996816.
- [81] B. V. S. Sailaja and K. Kumar Naik, "Design and analysis of reconfigurable fractal antenna with RF-switches on a flexible substrate for X-band applications," *Analog Integr Circ Sig Process*, vol. 107, no. 1, pp. 181–193, Apr. 2021, doi: 10.1007/s10470-020-01767-x.
- [82] B. Mohamadzade *et al.*, "A Conformal, Dynamic Pattern-Reconfigurable Antenna Using Conductive Textile-Polymer Composite," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 10, pp. 6175–6184, Oct. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3069422.
- [83] Y. Liu, Z.-L. Wang, D.-Y. Cang, J.-S. Gong, and H.-W. Qu, "A polyimide-based flexible monopole antenna," *J Mater Sci: Mater Electron*, Jan. 2022, doi: 10.1007/s10854-022-07725-9.
- [84] S. F. Jilani, M. O. Munoz, Q. H. Abbasi, and A. Alomainy, "Millimeter-Wave Liquid Crystal Polymer Based Conformal Antenna Array for 5G Applications," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 84–88, Jan. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2018.2881303.
- [85] I.-J. Hwang, J.-I. Oh, H.-W. Jo, K.-S. Kim, J.-W. Yu, and D.-J. Lee, "28/38 GHz Dual-Band Vertically Stacked Dipole Antennas on Flexible Liquid Crystal Polymer Substrates for Millimeter-Wave 5G Cellular Handsets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 1–1, 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3137234.
- [86] L. Song and Y. Rahmat-Samii, "A Systematic Investigation of Rectangular Patch Antenna Bending Effects for Wearable Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 5, Art. no. 5, May 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2809469.
- [87] M. El Gharbi, R. Fernández-García, S. Ahyoud, and I. Gil, "A Review of Flexible Wearable Antenna Sensors: Design, Fabrication Methods, and Applications," *Materials*, vol. 13, no. 17, Art. no. 17, Aug. 2020, doi: 10.3390/ma13173781.
- [88] I. Mohammad and H. Huang, "Pressure and shear sensing based on microstrip antennas," presented at the SPIE Smart Structures and Materials + Nondestructive Evaluation and Health Monitoring, San Diego,

- California, M. Tomizuka, C.-B. Yun, and J. P. Lynch, Eds., San Diego, California, Apr. 2012, p. 83451D. doi: 10.1117/12.914979.
- [89] H. Huang, F. Farahanipad, and A. K. Singh, "A Stacked Dual-Frequency Microstrip Patch Antenna for Simultaneous Shear and Pressure Displacement Sensing," *IEEE Sensors J.*, vol. 17, no. 24, pp. 8314–8323, Dec. 2017, doi: 10.1109/JSEN.2017.2765893.
- [90] A. Al-Sehemi, A. Al-Ghamdi, N. Dishovsky, N. Atanasov, and G. Atanasova, "On-body investigation of a compact planar antenna on multilayer polymer composite for body-centric wireless communications," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 82, pp. 20–29, Dec. 2017, doi: 10.1016/j.aeue.2017.07.029.
- [91] S. F. Jilani and A. Alomainy, "An inkjet-printed MMW frequency-reconfigurable antenna on a flexible PET substrate for 5G wireless systems," in *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC 2017)*, Loughborough, UK: Institution of Engineering and Technology, 2017. doi: 10.1049/cp.2017.0237.
- [92] S. M. Saeed, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Inkjet-Printed Flexible Reconfigurable Antenna for Conformal WLAN/WiMAX Wireless Devices," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1979–1982, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2016.2547338.
- [93] Y. Yu, P. Gao, K. Ding, and M. Zhang, "A flexible bandpass filter based on Liquid Crystal Polymer substrate," in *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing: IEEE, Dec. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/APMC.2015.7413368.
- [94] L. Zhang, K. Chen, G. Chen, J. Cheng, Y. Luo, and W. Shen, "Study of Flexible RF Front-end Module Based on Liquid Crystal Polymer Substrate," in *2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shanghai, China: IEEE, Sep. 2020, pp. 1–3. doi: 10.1109/ICMMT49418.2020.9386888.
- [95] Y. Lan *et al.*, "Flexible microwave filters on ultra thin Liquid Crystal Polymer substrate," in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, May 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7166818.
- [96] H. Qu, Z. Wang, and D. Cang, "Flexible Bandpass Filter Fabricated on Polyimide Substrate by Surface Modification and In Situ Self-Metallization Technique," *Polymers*, vol. 11, no. 12, Art. no. 12, Dec. 2019, doi: 10.3390/polym11122068.
- [97] J.-S. Gong, Z.-L. Wang, H.-W. Qu, and D.-Y. Cang, "Flexible bandpass filter on polyimide substrate," *J Mater Sci: Mater Electron*, vol. 32, no. 20, pp. 25137–25148, Oct. 2021, doi: 10.1007/s10854-021-06968-2.
- [98] Y. Wang, Q. Wu, B. Yan, R. Xu, and Y. Xu, "A Compact Surface Potential Model for Flexible Radio Frequency AlGaIn/GaN High-Electron-Mobility Transistor," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 70, no. 1, pp. 315–322, Jan. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2021.3102237.
- [99] K.-L. Hsu and M.-C. Wu, "Fabrication and Characterization of Flexible AlGaIn/GaN HEMTs on Kapton Tape," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 68, no. 7, pp. 3320–3324, Jul. 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3083475.
- [100] W. Wei *et al.*, "Mechanically robust 39 GHz cut-off frequency graphene field effect transistors on flexible substrates," *Nanoscale*, vol. 8, no. 29, pp. 14097–14103, 2016, doi: 10.1039/C6NR01521B.
- [101] B.-Y. Yu *et al.*, "Flexible and Wearable Hybrid RF and Solar Energy Harvesting System," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 1–1, 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3118814.
- [102] X. Zhang *et al.*, "Two-dimensional MoS₂-enabled flexible rectenna for Wi-Fi-band wireless energy harvesting," *Nature*, vol. 566, no. 7744, pp. 368–372, Feb. 2019, doi: 10.1038/s41586-019-0892-1.
- [103] X. Qian, Z. Li, Z. Meng, N. Gao, and Z. Zhang, "Flexible RFID Tag for Sensing the Total Minerals in Drinking Water via Smartphone Tapping," *IEEE Sensors J.*, vol. 21, no. 21, pp. 24749–24758, Nov. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3113797.

- [104] R. Trangkanukulki, T. Kim, and W. S. Kim, "A 3D Printed Flexible Passive RFID for Temperature Sensing," in *2018 International Flexible Electronics Technology Conference (IFETC)*, Ottawa, ON: IEEE, Aug. 2018, pp. 1–3. doi: 10.1109/IFETC.2018.8583913.
- [105] M. Wagih and J. Shi, "Wireless Ice Detection and Monitoring Using Flexible UHF RFID Tags," *IEEE Sensors J.*, vol. 21, no. 17, pp. 18715–18724, Sep. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3087326.
- [106] O. M. Sanusi, F. A. Ghaffar, A. Shamim, M. Vaseem, Y. Wang, and L. Roy, "Development of a 2.45 GHz Antenna for Flexible Compact Radiation Dosimeter Tags," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 67, no. 8, pp. 5063–5072, Aug. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2911647.
- [107] K. Mitzner, *Complete PCB design using OrCAD Capture and PCB editor*. Amsterdam ; Boston: Newnes/Elsevier, 2009.
- [108] Céline Ribot, "Etude des optiques diffractives en imagerie infrarouge," Université de Paris XI, 2008.
- [109] M. M. Belhaj, W. Wei, E. Pallecchi, C. Mismar, I. Roch-jeune, and H. Happy, "Inkjet printed flexible transmission lines for high frequency applications up to 67 GHz," in *2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference*, Rome, Italy: IEEE, Oct. 2014, pp. 584–587. doi: 10.1109/EuMIC.2014.6997924.
- [110] V. Camarchia *et al.*, "Assessment of silver nanoparticle inkjet-printed microstrip lines for RF and microwave applications," in *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, Beijing, China: IEEE, Apr. 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/IEEE-IWS.2013.6616731.
- [111] S. M. F. Cruz, L. A. Rocha, and J. C. Viana, "Printing Technologies on Flexible Substrates for Printed Electronics," in *Flexible Electronics*, S. Rackauskas, Ed., InTech, 2018. doi: 10.5772/intechopen.76161.
- [112] Zhening Yang, "Flexible substrate technology for millimeter wave applications," université de toulouse, 2016.
- [113] J. Wiklund *et al.*, "A Review on Printed Electronics: Fabrication Methods, Inks, Substrates, Applications and Environmental Impacts," *JMMP*, vol. 5, no. 3, p. 89, Aug. 2021, doi: 10.3390/jmmp5030089.
- [114] H. R., H. M., and A. I., "Design, Fabrication, and Testing of Flexible Antennas," in *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*, A. Kishk, Ed., InTech, 2013. doi: 10.5772/50841.
- [115] A. Vena *et al.*, "Design of Chipless RFID Tags Printed on Paper by Flexography," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 61, no. 12, pp. 5868–5877, Dec. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2281742.
- [116] F. Zhao *et al.*, "Gravure fabrication and stability study of RFID antenna," in *The 8th Annual IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, Suzhou, China: IEEE, Apr. 2013, pp. 865–868. doi: 10.1109/NEMS.2013.6559861.
- [117] A. Chauraya *et al.*, "Inkjet printed dipole antennas on textiles for wearable communications," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 7, no. 9, pp. 760–767, Jun. 2013, doi: 10.1049/iet-map.2013.0076.
- [118] I. Gil and R. Fernandez-Garcia, "Wearable embroidered GPS textile antenna," in *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*, St Petersburg, Russia: IEEE, May 2017, pp. 655–659. doi: 10.1109/PIERS.2017.8261822.
- [119] Ghizlane Boussatour, "Caracterisation dielectrique et thermique de films biopolymeres pour l'électronique flexible haute frequence," Université de Lille, 2019.
- [120] M. J. Fabra, A. López-Rubio, and J. M. Lagaron, "Biopolymers for food packaging applications," in *Smart Polymers and their Applications*, Elsevier, 2014, pp. 476–509. doi: 10.1533/9780857097026.2.476.
- [121] A. Jahandideh, M. Ashkani, and N. Moini, "Biopolymers in textile industries," in *Biopolymers and their Industrial Applications*, Elsevier, 2021, pp. 193–218. doi: 10.1016/B978-0-12-819240-5.00008-0.
- [122] F. Barillari and F. Chini, "Biopolymers - Sustainability for the Automotive Value-added Chain," *ATZ Worldw*, vol. 122, no. 11, Art. no. 11, Nov. 2020, doi: 10.1007/s38311-020-0298-6.

- [123] C. L. Reichert *et al.*, “Bio-Based Packaging: Materials, Modifications, Industrial Applications and Sustainability,” *Polymers*, vol. 12, no. 7, Art. no. 7, Jul. 2020, doi: 10.3390/polym12071558.
- [124] X. Peng, K. Dong, Z. Wu, J. Wang, and Z. L. Wang, “A review on emerging biodegradable polymers for environmentally benign transient electronic skins,” *J Mater Sci*, vol. 56, no. 30, pp. 16765–16789, Oct. 2021, doi: 10.1007/s10853-021-06323-0.
- [125] M. L. Sanyang, S. M. Sapuan, M. Jawaid, M. R. Ishak, and J. Sahari, “Development and characterization of sugar palm starch and poly(lactic acid) bilayer films,” *Carbohydrate Polymers*, vol. 146, pp. 36–45, Aug. 2016, doi: 10.1016/j.carbpol.2016.03.051.
- [126] P. Anbukarasu, D. Sauvageau, and A. Elias, “Tuning the properties of polyhydroxybutyrate films using acetic acid via solvent casting,” *Sci Rep*, vol. 5, no. 1, p. 17884, Nov. 2016, doi: 10.1038/srep17884.
- [127] J. Muller, C. González-Martínez, and A. Chiralt, “Poly(lactic) acid (PLA) and starch bilayer films, containing cinnamaldehyde, obtained by compression moulding,” *European Polymer Journal*, vol. 95, pp. 56–70, Oct. 2017, doi: 10.1016/j.eurpolymj.2017.07.019.
- [128] Gou-Jen Wang, Kuan-Hsuan Ho, and Cheng-Chih Hsueh, “BIODEGRADABLE POLYLACTIC ACID (PLA) MICROSTRUCTURES FOR SCAFFOLD APPLICATIONS,” Stresa, Italy, Apr. 2007.
- [129] P. M. Kosaka, Y. Kawano, O. A. El Seoud, and D. F. S. Petri, “Catalytic Activity of Lipase Immobilized onto Ultrathin Films of Cellulose Esters,” *Langmuir*, vol. 23, no. 24, pp. 12167–12173, Nov. 2007, doi: 10.1021/la701913q.
- [130] G. Boussatour, P.-Y. Cresson, B. Genestie, N. Joly, and T. Lasri, “Dielectric Characterization of Polylactic Acid Substrate in the Frequency Band 0.5–67 GHz,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 28, no. 5, Art. no. 5, May 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2812642.
- [131] P.-Y. Cresson, G. Boussatour, S. Li, B. Genestie, N. Joly, and T. Lasri, “Wideband (10–67 GHz) Dielectric Properties of Biosourced Cellulose Ester Flexible Films,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 68, no. 6, Art. no. 6, Jun. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2985653.
- [132] S. Jun, B. Sanz-Izquierdo, and M. Summerfield, “UWB antenna on 3D printed flexible substrate and foot phantom,” in *2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, Leicestershire, United Kingdom: IEEE, Nov. 2015, pp. 1–5. doi: 10.1109/LAPC.2015.7366100.
- [133] S. Y. Jun, A. Elibiary, B. Sanz-Izquierdo, L. Winchester, D. Bird, and A. McClelland, “3-D Printing of Conformal Antennas for Diversity Wrist Worn Applications,” *IEEE Trans. Compon., Packag. Manufact. Technol.*, vol. 8, no. 12, Art. no. 12, Dec. 2018, doi: 10.1109/TCPMT.2018.2874424.
- [134] G. K. F. Serres *et al.*, “Eco-Friendly Metamaterial Antenna for 2.4GHz WLAN Applications,” in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Copenhagen, Denmark: IEEE, Mar. 2020, pp. 1–5. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135785.
- [135] J.-H. Seo *et al.*, “Microwave flexible transistors on cellulose nanofibrillated fiber substrates,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 106, no. 26, p. 262101, Jun. 2015, doi: 10.1063/1.4921077.
- [136] H. Zhang *et al.*, “Heterogeneously integrated flexible microwave amplifiers on a cellulose nanofibril substrate,” *Nat Commun*, vol. 11, no. 1, Art. no. 1, Dec. 2020, doi: 10.1038/s41467-020-16957-4.

Chapitre II : Propriétés diélectriques des substrats biopolymères

Chapitre II: Propriétés diélectriques des substrats biopolymères

II.1.Introduction

La réalisation de dispositifs RF nécessite la bonne connaissance des propriétés diélectriques des substrats qui sont utilisés pour leur mise en œuvre. Nous commençons ce chapitre par une brève présentation des principales méthodes exploitées pour la caractérisation diélectrique à haute fréquence. Ensuite, nous définissons l'approche retenue dans le cadre de cette thèse, et finalement nous décrivons la mise en application de cette approche pour l'extraction des propriétés diélectriques de substrats biopolymères.

II.2.Méthodes de caractérisation diélectrique à haute fréquence

II.2.1. Introduction

La conception et la réalisation de dispositifs RF nécessitent la connaissance précise des matériaux exploités comme substrat. Il est donc indispensable de connaître, le plus précisément possible, les propriétés diélectriques de ces matériaux. La caractérisation diélectrique de ces derniers consiste à mesurer la permittivité diélectrique relative ϵ_r et la tangente de l'angle de pertes $\tan\delta$. Il existe plusieurs méthodes pour la réalisation de cette opération. En fait, le choix de la méthode est très largement fonction de la nature du matériau à caractériser, de la bande de fréquences et de la précision requise. Les procédés de caractérisation sont basés sur la mesure des propriétés de réflexion et/ou de transmission du matériau et nécessitent idéalement l'emploi d'un analyseur de réseaux. Plusieurs techniques sont disponibles pour réaliser cette tâche. Nous décrivons très brièvement dans ce chapitre les principales d'entre elles, à savoir la méthode de la cavité résonante, les techniques en espace libre, la méthode de la sonde coaxiale, les méthodes guide d'ondes et enfin celles basées sur les lignes de transmission en structure plaquée.

II.2.2. Cavité résonante

La méthode de la cavité résonante est une méthode précise qui s'applique de manière simple sans besoin de faire une métallisation sur le matériau. Elle est généralement préférée pour la caractérisation des matériaux à très faibles pertes du fait de sa grande sensibilité. L'inconvénient majeur de cette méthode de perturbation est qu'elle est à bande de fréquences très étroite.

Souvent, elle est mise en œuvre pour valider d'autres méthodes de caractérisation à plus large bande.

La méthode de caractérisation consiste à insérer l'échantillon dans une cavité métallique (**Figure II-1**), cylindrique ou rectangulaire, et à observer le décalage de la fréquence de résonance et la diminution du facteur de qualité liée aux pertes du matériau sous test. La comparaison des mesures à vide et en charge permet d'extraire la permittivité diélectrique complexe du matériau sous test. Un exemple de mise en œuvre de cette méthode est donné dans la référence [1] pour la caractérisation du LCP (Polymère à cristaux liquides). Les valeurs trouvées pour la permittivité diélectrique du LCP autour de 60 GHz sont $\epsilon_r=3.16$ et $\tan\delta=0.004$.

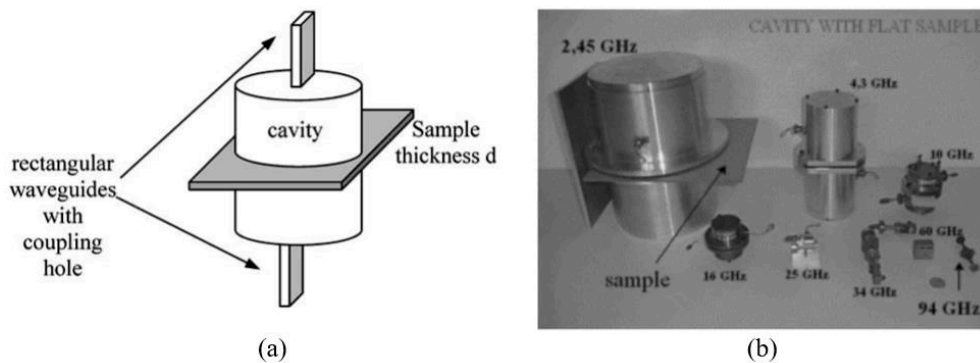


Figure II-1. La méthode de la cavité résonante (a) schéma descriptif de la cellule de mesure (b) cavités pour différentes fréquences de mesure [1]

II.2.3. Espace libre

La technique de caractérisation en espace libre (**Figure II-2**) a pour principal avantage d'offrir une mesure sans contact et non destructive. Dans le cas d'une mesure en transmission, l'échantillon à caractériser est placé entre deux antennes, l'une pour l'émission et l'autre pour la réception. Les paramètres S mesurés dans cette configuration sont utilisés pour déterminer les caractéristiques diélectriques du matériau sous test.

A titre d'illustration, nous donnons l'exemple de l'application de cette technique pour l'extraction des paramètres diélectriques d'échantillons de Polyméthylméthacrylate (PMMA) et de Polytetrafluorethylène (PTFE) dans la bande de fréquences de 1 à 6 GHz [2]. Les valeurs trouvées pour la permittivité relative et la tangente de l'angle de pertes sont $\epsilon_r = 2.61 / \tan\delta = 0.0019$ et $\epsilon_r = 2.05 / \tan\delta = 0.009$ respectivement pour le PMMA et pour le PTFE.

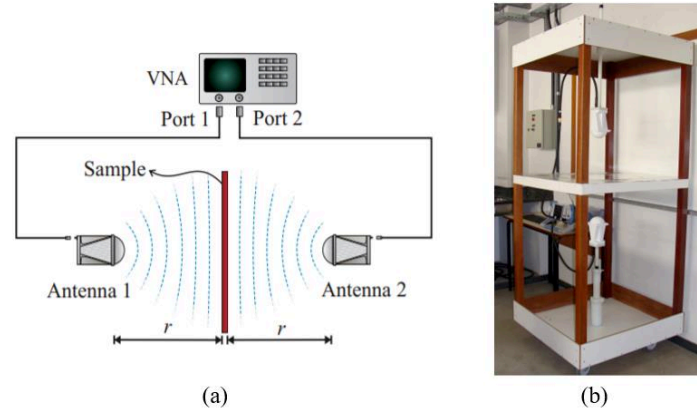


Figure II-2. Méthode de caractérisation en espace libre (a) schéma de principe (b) banc de mesure [2]

La méthode peut aussi s'appliquer en réflexion (utilisation d'une seule antenne). Les principales limitations de cette méthode en espace libre sont liées à la présence d'effets de bords qui peuvent être réduits en utilisant des lentilles et au niveau des pertes (méthode peu précise pour les faibles pertes diélectriques). Par ailleurs, l'échantillon sous test doit être large et plat, elle est moins opérante pour les substrats minces.

II.2.4. Sonde coaxiale à extrémité ouverte

Cette technique est fréquemment utilisée pour la caractérisation de matériaux présentant des pertes élevées. Une large variété de matériaux peut être testée par ce procédé, des solides, des liquides, des poudres, des tissus biologiques, etc... Pour ce procédé, l'état de surface de l'échantillon est important (planéité, rugosité) de sorte à assurer le meilleur contact possible avec la sonde. Le matériau à mesurer doit également présenter une épaisseur minimale. Cette méthode (**Figure II-3**) est non destructive et permet une caractérisation sur une large bande de fréquences, de 0.5 GHz jusqu'à 110 GHz.

L'extraction des propriétés diélectriques se fait à partir de la mesure du coefficient de réflexion (module et phase) à la discontinuité entre la sonde et l'échantillon à caractériser. Cette technique a, par exemple, été appliquée dans [3] pour caractériser de l'huile d'olive ($\epsilon_r=2.67$) avec une conductivité ($\sigma = 0.02$ S/m) et les tissus de la peau ($\epsilon_r=34.17$) avec une conductivité $\sigma = 4$ S/m autour de 4 GHz. Nous remarquons que les pertes diélectriques ne sont pas explicitement indiquées, mais grâce à la permittivité diélectrique ϵ_r et à la conductivité électrique σ nous pouvons remonter aux pertes diélectriques $\tan\delta$ ($\tan\delta=\sigma/\omega\epsilon_0\epsilon_r$).

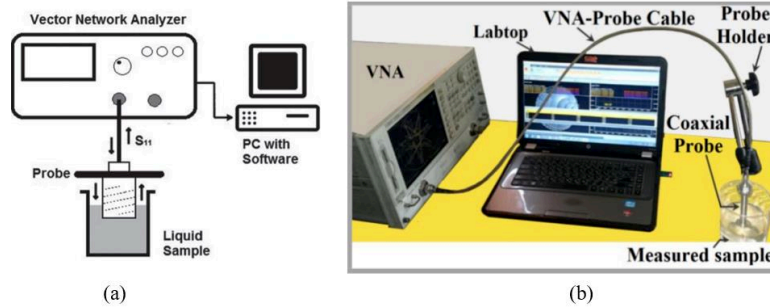


Figure II-3. Méthode de la sonde coaxiale à extrémité ouverte (a) schéma de principe [4] (b) banc de mesure [5]

II.2.5. Guide d'onde

Cette méthode (**Figure II-4**) consiste à placer à l'intérieur d'un guide d'onde l'échantillon à caractériser. Les mesures du coefficient de réflexion et de transmission permettent de déterminer les caractéristiques diélectriques de l'échantillon. Cette technique est à bande relativement étroite par rapport à la méthode précédente. Pour étendre la bande de fréquences, il est nécessaire d'utiliser plusieurs guides avec des dimensions différentes, chaque guide d'onde correspond à une bande de fréquences bien précise.

Cette technique a été appliquée, par exemple, dans [6] pour la caractérisation de l'Acrylic, le RT Duroid 5880 et le FR4 autour des fréquences 8 GHz, 10 GHz et 11 GHz. Les permittivités diélectriques ϵ_r retrouvées sont 2.6, 2.4 et 4.3 respectivement. Pour les pertes diélectriques ces dernières n'ont pas été évoquées dans le papier.

Parmi les limitations de la technique, nous pouvons mentionner la nécessité d'usiner l'échantillon à tester aux dimensions du guide et le recours à plusieurs guides pour couvrir une large bande de fréquences.

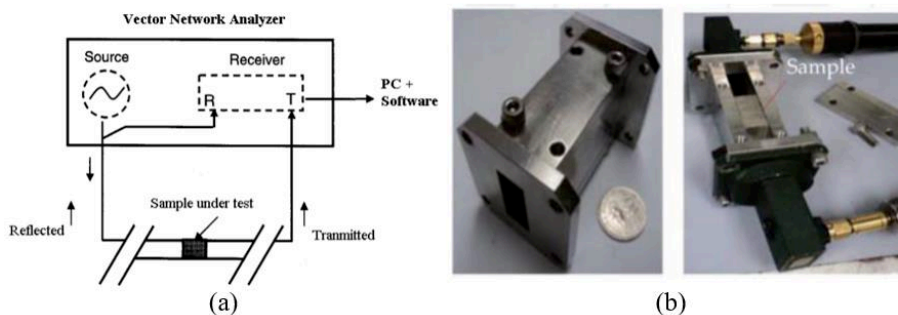


Figure II-4. Caractérisation diélectrique par guide d'onde (a) schéma de principe (b) banc de mesure [6]

II.2.6. Ligne de transmission

Les lignes de transmission, qui sont des éléments importants pour la réalisation des circuits hyperfréquences, sont aussi utilisables pour la caractérisation diélectrique de matériaux. En effet, des techniques de mesure basées sur l'exploitation de lignes de transmission en structure plaquée telles que les lignes micro-rubans (microstrip, MS) et les lignes coplanaires (coplanar waveguide, CPW) sont mises en œuvre pour la caractérisation de matériaux.

Pour les lignes micro-rubans (**Figure II-5**), celles-ci sont utilisées soit comme support, dans ce cas le matériau à caractériser est placé sur la ligne, soit comme substrat, dans ce cas la ligne est réalisée directement sur le matériau à caractériser [7]. La mesure des paramètres S permet alors de remonter aux propriétés diélectriques pour des fréquences allant jusqu'à la fréquence de coupure du connecteur utilisé (de quelques mégahertz à 18 GHz dans le cas d'un connecteur SMA classique). Cette technique a, par exemple, été utilisée dans [8] pour la caractérisation d'échantillons de SiC en poudre entre 0.5 et 6 GHz. Dans cette gamme de fréquences, la poudre de SiC a une permittivité diélectrique relative comprise entre 6 et 7 et une tangente de l'angle de pertes située entre 0.12 et 0.2.

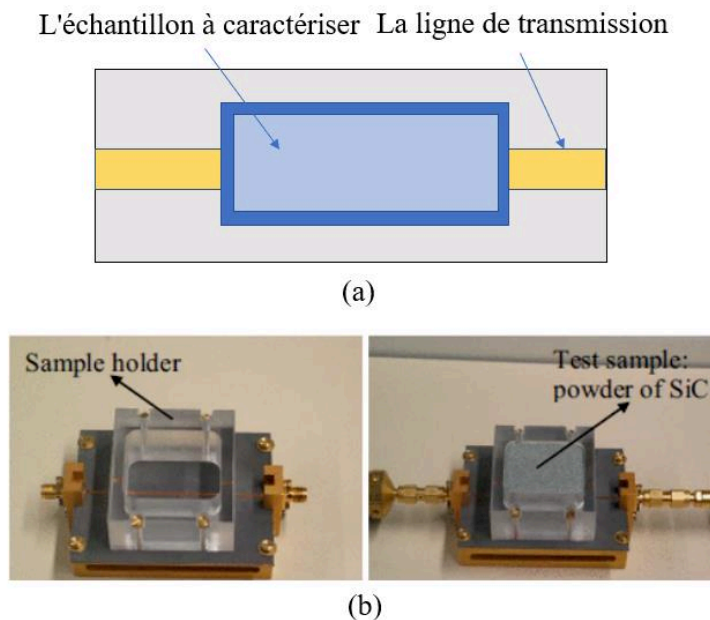


Figure II-5. Caractérisation diélectrique par lignes micro-rubans (a) schéma de principe (b) cellule de mesure [8]

Dans le cas des lignes coplanaires, celles-ci sont réalisées sur le matériau à caractériser qui sert alors de substrat. Parfois les lignes CPW sont aussi utilisées comme support et le matériau à

caractériser est placé sur la ligne [9]. L'extraction des propriétés diélectriques se fait alors à partir de la mesure sous pointes des paramètres S de la structure de propagation (**Figure II-6**) à l'aide de sondes GSG (Ground-Signal-Ground). Cette méthode, qui permet une mesure très large bande, a été appliquée dans [10] pour la caractérisation du PDMS de 1 à 220 GHz. Les résultats de cette caractérisation ont mené à des valeurs $\epsilon_r / \tan\delta$ égales à 2.77/0.054, 2.68/0.044 et 2.62/0.044 respectivement à 5 GHz, 40 GHz et 77 GHz [10].

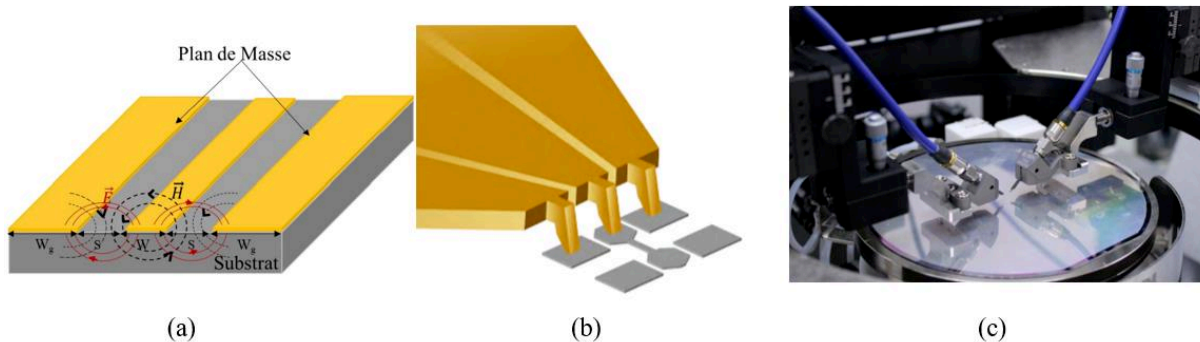


Figure II-6. Caractérisation diélectrique par lignes CPW [11] (a) ligne coplanaire [12] (b) connecteur GSG (Ground-Signal-Ground) (c) banc de mesure sous pointes [12].

Des études ont montré qu'il était également possible d'utiliser des sondes GSG pour la caractérisation de matériaux sans nécessairement métalliser le matériau à caractériser. Dans ce cas, deux mesures en réflexion sont effectuées. La première est réalisée lorsque la sonde est en contact direct avec l'échantillon à caractériser, tandis que la deuxième est effectuée lorsque la sonde est en l'air, sans contact avec l'échantillon. À partir de ces mesures, il est possible de remonter à la permittivité complexe du matériau sous test [13].

Après cet exposé succinct sur les différentes méthodes de caractérisation disponibles, nous faisons dans le **Tableau II-1** une courte synthèse en indiquant les principaux avantages et inconvénients pour chaque méthode.

Tableau II-1. Méthodes de caractérisation diélectrique en hyperfréquences

Méthode	Avantages	Inconvénients
Cavité résonante	<ul style="list-style-type: none"> - Mesure précise - Utilisable pour des matériaux à faible pertes - Envisageable pour les solides et les liquides - Non destructive 	<ul style="list-style-type: none"> - Mesure pour une seule fréquence - Applicable uniquement aux échantillons de petite dimension
Espace libre	<ul style="list-style-type: none"> - Non destructive et sans contact - Large bande - Applicable pour les matériaux de grande taille, plats et solides 	<ul style="list-style-type: none"> - Précision moyenne - Limitée par la taille de l'échantillon - Problèmes de diffraction aux bords des matériaux
Sonde coaxiale à extrémité ouverte	<ul style="list-style-type: none"> - Non destructive - Mesure large bande - Adaptée aux semi-solides ou aux liquides 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible précision - Étalonnages répétitifs
Guide d'onde	<ul style="list-style-type: none"> - Adaptée aux liquides, solides et poudres (avec un porte échantillon) 	<ul style="list-style-type: none"> - Usinage des échantillons - Précision moyenne
Lignes micro-rubans	<ul style="list-style-type: none"> - Mesure sur une large bande de fréquences - Applicable pour la caractérisation des substrats - Bonne précision 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessite une métallisation sur les deux faces - Utilisation de connecteurs
Ligne coplanaire	<ul style="list-style-type: none"> - Mesure sur une large bande de fréquences - Convenable pour la caractérisation des substrats - Bonne précision 	<ul style="list-style-type: none"> - Coût élevé - Nécessite une mesure sous pointes

II.2.7. Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté succinctement les différentes méthodes de caractérisation diélectrique dans le domaine des hyperfréquences, en indiquant pour chacune d'entre elles les principaux avantages et inconvénients. Le choix de la méthode est essentiellement lié au type d'échantillons, au domaine de fréquences et à la précision souhaitée. Dans ce travail nous avons opté pour la caractérisation à partir de lignes coplanaires (méthode CPW). Dans la suite, nous décrivons de manière plus détaillée cette méthode.

II.3. Caractérisation diélectrique par la méthode des lignes coplanaires

II.3.1. Introduction

Dans ce travail nous décrivons d'abord la technique d'extraction sur une large bande de fréquences, des propriétés diélectriques d'un substrat, puis nous appliquons cette technique à un substrat de biopolymère. Parmi les méthodes disponibles, rappelées dans le paragraphe précédent, nous avons opté pour l'approche par ligne coplaire qui garantit une caractérisation large bande avec une précision acceptable. La connaissance de ces propriétés nous permettra d'envisager ultérieurement la réalisation de circuits RF flexibles.

II.3.2. Principales étapes de la caractérisation diélectrique par la méthode des lignes coplanaires

Cette méthode nécessite d'abord de fabriquer des lignes CPW sur le substrat à caractériser, puis de mesurer les paramètres S de ces lignes et enfin d'appliquer une méthode d'extraction des propriétés diélectriques du matériau constituant le substrat par une méthode de simulation inverse. La technique retenue est la méthode dite « méthode des deux lignes » qui permet d'extraire la constante de propagation γ . Ensuite, connaissant cette dernière il est alors possible de remonter à la permittivité diélectrique relative ϵ_r et à la tangente de l'angle de pertes $\tan\delta$ en utilisant une méthode analytique ou numérique. Ces étapes sont résumées dans le schéma de la **Figure II-7**.

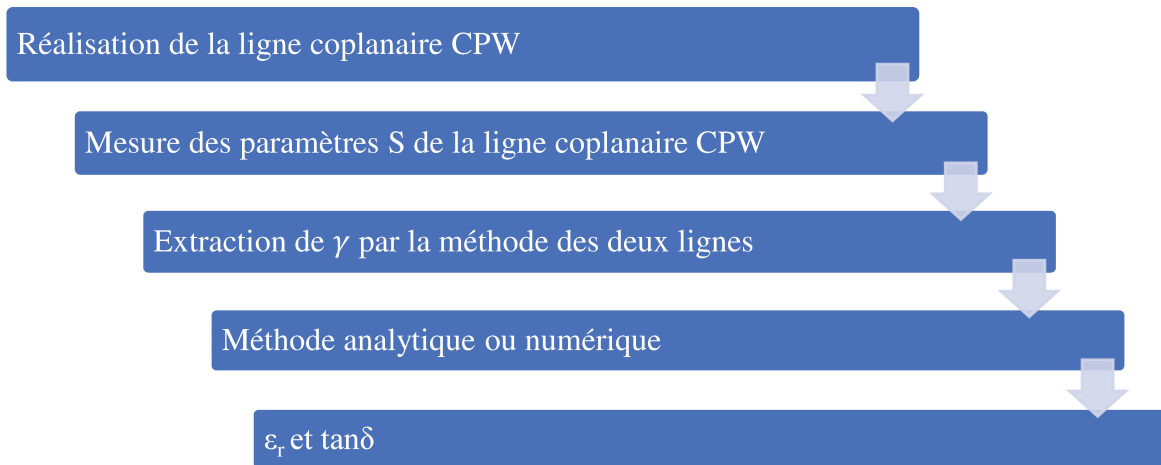


Figure II-7. Principales étapes pour la caractérisation diélectrique par CPW

La méthode de réalisation des lignes coplanaires sur un substrat biopolymère est décomposée en deux étapes, d’abord la réalisation des lignes coplanaires sur un substrat dit substrat donneur, puis le report des lignes réalisées sur un substrat biopolymère dit substrat récepteur. Les deux étapes sont résumées dans la **Figure II-8**. Le choix du substrat utilisé comme donneur doit répondre à certaines conditions, telles que la résistance aux températures élevées et aux produits chimiques, pour appliquer facilement le processus photolithographique, et une bonne rigidité pour simplifier le transfert des lignes sur le substrat récepteur. Ensuite, pour créer le substrat récepteur (biopolymère), une solution liquide de biopolymère est déposée sur la surface du substrat donneur. Après évaporation du solvant, les deux substrats peuvent être séparés.

Ce processus qui nécessite un environnement salle blanche a été mis au point par un membre du groupe (MITEC). Le détail de la réalisation des lignes coplanaires sur un biopolymère est donné dans [11] et [14].

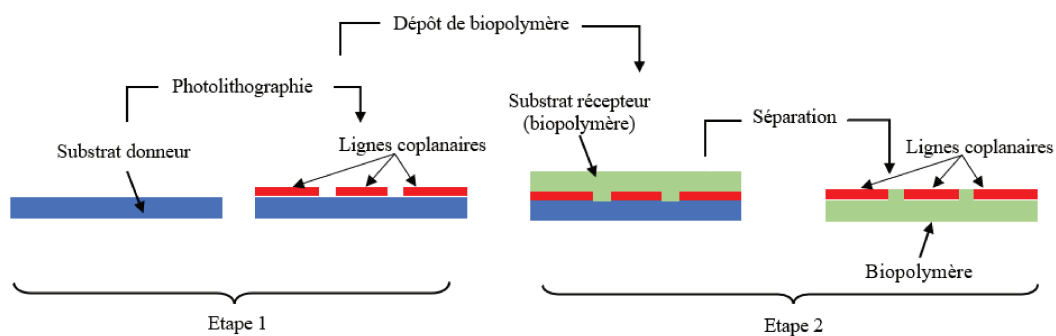


Figure II-8. Etapes de réalisation des lignes coplanaires sur un substrat biopolymère

A partir de la connaissance des paramètres S, nous pouvons envisager l'extraction des propriétés diélectriques des biopolymères. Ainsi, dans un premier temps nous nous sommes attachés à déterminer la constante de propagation à partir de la méthode des deux lignes, puis nous en avons déduit les propriétés diélectriques du matériau en fonction de la fréquence. Ci-après sont présentées ces deux grandes étapes du processus de détermination des propriétés diélectriques des matériaux d'intérêt.

II.3.2.1. Détermination de la constante de propagation par la méthode des deux lignes

La méthode de caractérisation retenue est basée sur la mesure des paramètres S de deux lignes CPW (**Figure II-9**) de mêmes dimensions géométriques transversales et donc de même impédance caractéristique mais de longueur différente (L_1 et L_2 avec $L_2 > L_1$) [15], [16]. Un des avantages de cette technique, en plus de sa simplicité de mise en œuvre, est qu'elle permet de réduire l'influence de la perturbation liée aux contacts des pointes de mesure aux extrémités des lignes coplanaires sur la détermination de la constante de propagation γ (mesure différentielle) [11].

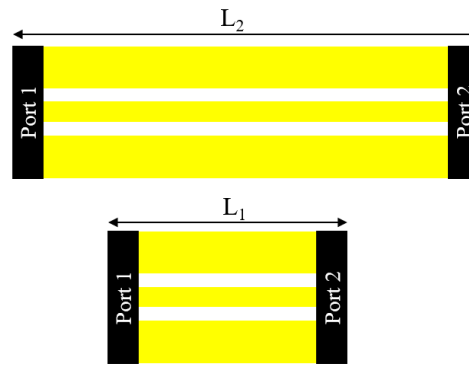


Figure II-9. Lignes CPW pour la méthode dite des deux lignes

Dans un premier temps, nous mesurons les paramètres S des lignes L_1 et L_2 puis nous transformons les matrices S obtenues en matrices chaînes (ABCD) appelées M_1 et M_2 . La constante de propagation γ s'exprime alors par la relation suivante [17]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{\Delta L} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{2} \text{tr} (M_1 M_2^{-1}) \right) \quad (1)$$

Où $\Delta L = L_2 - L_1$ et "tr" signifie la trace de la matrice.

L'expression de la constante de propagation en fonction des paramètres S est la suivante :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{\Delta L} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{2} \frac{S_{12,1}^2 + S_{12,2}^2 + S_{11,1}S_{22,2} + S_{11,2}S_{22,1} - S_{11,1}S_{22,1} - S_{11,2}S_{22,2}}{S_{12,1}S_{12,2}} \right) \quad (2)$$

$S_{ij,1}$ correspond aux paramètres S de la ligne 1 et $S_{ij,2}$ correspond aux paramètres S de la ligne 2.

Après la détermination de la constante de propagation, nous pouvons alors remonter aux propriétés diélectriques en mettant en œuvre une méthode numérique. Cette dernière est décrite dans la partie suivante.

II.3.2.2. Méthode numérique pour la détermination des propriétés diélectriques du substrat

II.3.2.2.1. Introduction

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la connaissance de la constante de propagation γ permet de remonter aux propriétés diélectriques du substrat. Différentes méthodes analytiques et numériques peuvent être utilisées. Pour les méthodes analytiques nous trouvons la méthode RLCG, basée sur les travaux de W. Heinrich [18], ou encore la méthode « Conformal Mapping Techniques » [19]. Ces méthodes analytiques sont caractérisées par leur rapidité d'exécution. Néanmoins, la détermination de $\tan\delta$ s'avère moins opérante car les pertes métalliques ne sont jamais prises correctement en compte dans les modèles analytiques [14].

Dans ce travail, pour déterminer ϵ_r et $\tan\delta$ à partir de la constante de propagation γ , nous proposons une méthode numérique basée sur le logiciel ANSYS HFSS.

II.3.2.2.2. Principe de la méthode numérique

L'objectif de la méthode numérique mise en place est d'extraire les propriétés diélectriques d'un substrat sur lequel est réalisée plusieurs CPW. La détermination du couple (ϵ_r , $\tan\delta$) se fait à partir de la mesure des paramètres S dont est extraite la constante de propagation.

Le principe de la méthode est le suivant. À partir d'une ligne CPW de géométrie connue, nous déterminons la constante de propagation par simulation HFSS ($\gamma_{\text{calculé}}$) pour un couple $(\epsilon_r, \tan\delta)$ initial. Puis, nous regardons l'écart entre la constante de propagation calculée par simulation ($\gamma_{\text{calculé}}$) et celle mesurée ($\gamma_{\text{mesuré}}$) par la méthode des deux lignes. Si l'écart est supérieur à la précision souhaitée ($|\gamma_{\text{calculé}} - \gamma_{\text{mesuré}}| > \text{erreur souhaitée}$), l'opération est renouvelée pour un autre couple de valeur $(\epsilon_r, \tan\delta)$ et ainsi de suite. Ces valeurs de couples sont générées par l'outil d'optimisation de HFSS. Nous résumons la méthode numérique par un organigramme dans la **Figure II-10**.

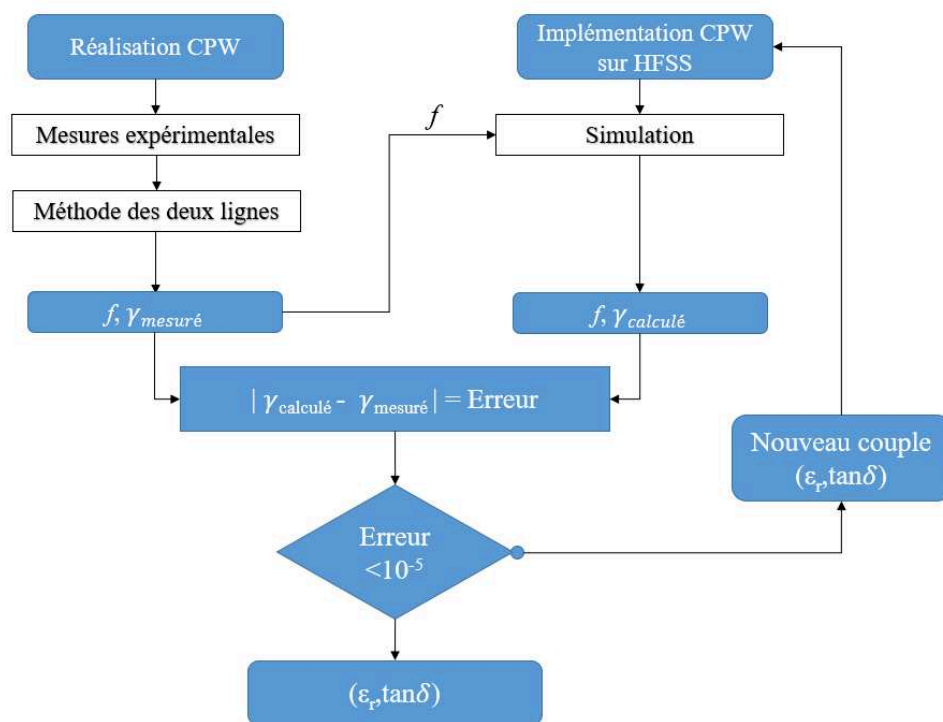


Figure II-10. Organigramme de la méthode numérique pour la détermination des propriétés diélectriques

Cette méthode est itérative pour chaque point de fréquence. L'itération en fréquence et le transfert des données expérimentales ($\gamma_{\text{mesuré}}$) se fait automatiquement par un script VBs.

II.3.2.2.3. Paramètres de la méthode numérique

L'application de la méthode nécessite la définition de certains paramètres tels que l'algorithme d'optimisation pour la génération des nouveaux couples $(\epsilon_r, \tan\delta)$ (**Figure II-10**), les valeurs initiales, le pas de génération des nouveaux couples, les limites de chaque variable et le

maillage. Le bon choix initial de chaque paramètre joue un rôle important dans la convergence et la rapidité de la méthode.

Le biopolymère à caractériser faisant partie de la famille des esters de cellulose, nous avons cherché dans la littérature d'autres esters de cellulose ayant des propriétés diélectriques proches du biopolymère proposé. Ces données sont utilisées pour choisir le vecteur initial (ϵ_{r0} , $\tan\delta_0$) et les limites de chaque variable.

Nous donnons dans la suite des précisions sur le choix du maillage et de l'algorithme d'optimisation.

Maillage :

La définition du maillage se fait à partir d'une étude paramétrique, qui est décrite ci-après. Comme nous l'avons indiqué précédemment, la méthode numérique est basée sur le logiciel ANSYS HFSS. Aussi, il est important de voir comment opère le maillage sur cet outil.

ANSYS HFSS est basé sur la modélisation par éléments finis, il utilise un maillage tétraédrique pour déterminer une solution d'un problème électromagnétique donné, le maillage est automatiquement généré avec une géométrie optimale.

L'algorithme de maillage est itératif, il résout les champs électromagnétiques dans le modèle et affine intelligemment le maillage (maillage adaptatif) jusqu'à ce que les paramètres S convergent vers un seuil défini par l'utilisateur (Maximum ΔS). Ainsi, le choix de ΔS est important, il ne faut pas qu'il soit trop petit pour ne pas induire un temps de calcul trop long et aussi monopoliser trop de ressources informatiques. Il est donc généralement nécessaire de faire un compromis entre la précision souhaitée et les contraintes de temps de calcul et d'espace mémoire.

Dans notre cas, nous n'avons besoin de déterminer que la constante de propagation, alors nous choisissons l'option "Solve Ports Only". Cela permet de ne calculer que la constante de propagation, l'impédance caractéristique et la permittivité effective. De plus nous bénéficions d'un temps de calcul moindre comparé au mode qui est utilisé pour le calcul des paramètres S (structure 3D).

Les itérations du maillage dans ce cas se font en fonction du Maximum Delta Z (Z : impédance caractéristique). La sélection du "bon" Maximum ΔZ se fait à partir d'une étude paramétrique (**Figure II-12**).

Pour cela nous simulons sur la bande de fréquences 0.5-67 GHz une CPW de longueur 10 mm et de dimensions transversales $W=120 \mu\text{m}$, $G = 150 \mu\text{m}$ et $S=420 \mu\text{m}$ (**Figure II-11**) déposée sur un substrat de polyimide d'épaisseur 0.4 mm dont les propriétés diélectriques sont considérées constantes en fonction de la fréquence ($\epsilon_r=3.5$, $\tan\delta=0.008$). Le pas en fréquence choisi pour le calcul de γ est de 0.5 GHz. La ligne en or (conductivité : $\sigma=3.2 \times 10^7 \text{ S/m}$) est d'épaisseur 400 nm. Nous affectons au Maximum ΔZ différentes valeurs (1, 0.5, 0.1, 0.05, 0.01, 0.005 et 0.001) et observons les résultats de simulation de la constante de propagation dans la **Figure II-12**.

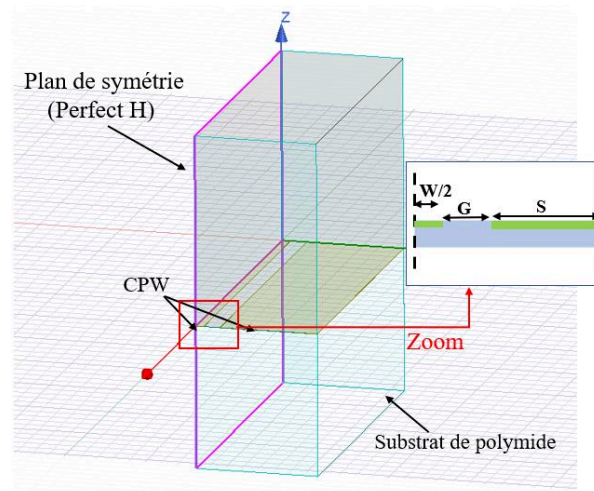


Figure II-11. CPW implémentée sur ANSYS HFSS

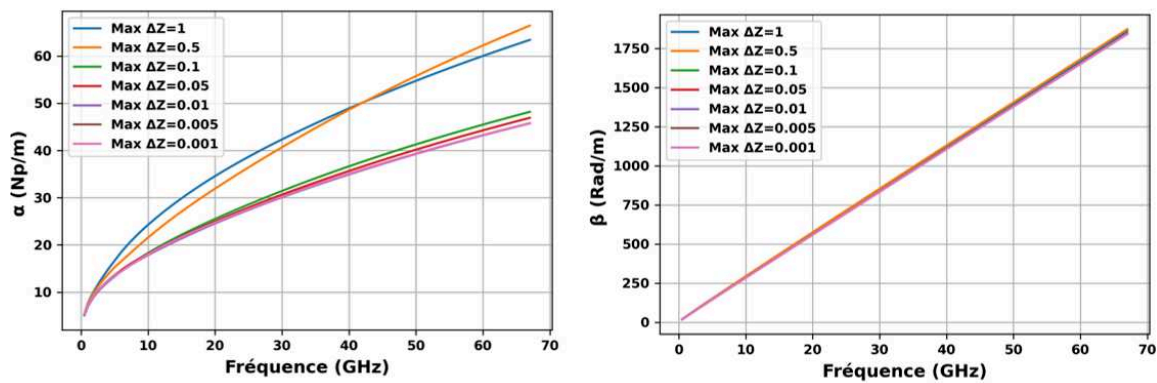


Figure II-12. Etude paramétrique sur la constante de propagation en fonction du maximum ΔZ

Nous remarquons qu'en deçà de $\text{Max } \Delta Z = 0.01$ la constante de propagation se stabilise à la même solution. Nous donnons en **Figure II-13**, le maillage appliqué dans le plan de section droite de la CPW pour chaque valeur de $\text{Max } \Delta Z$. Pour $\text{Max } \Delta Z = 0.01$, le temps de calcul sur l'ordinateur (RAM= 32 Go et microprocesseur Xeon® CPU E5-2669 @ 1.9 GHz (12 CPUs) est de 3 min et 22 sec pour la fréquence 20 GHz. Dans ce cas la densité de maillage (cinq couches de triangles dans le conducteur ($h=400$ nm)) s'avère suffisante pour avoir une solution stable (convergence de la constante de propagation).

Pour avoir cette densité de maillage (cinq couches de triangles) il faut veiller à augmenter le nombre de triangles maximum par port dans les paramètres avancés (c'est 500 par défaut).

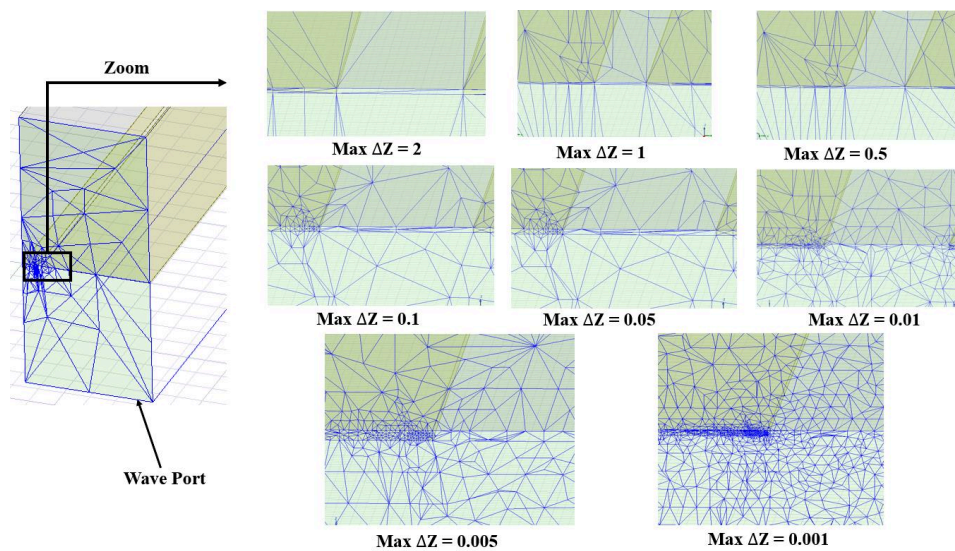


Figure II-13. Maillage généré par HFSS pour plusieurs valeurs de $\text{max } \Delta Z$.

- ***L'algorithme d'optimisation***

Pour appliquer la méthode numérique nous devons choisir un algorithme d'optimisation pour la génération des couples (ϵ_r , $\tan\delta$) sur ANSYS HFSS (**Figure II-10**). Différents algorithmes tels que l'algorithme génétique, le "pattern search" ou le "quasi newton" sont disponibles sur ANSYS HFSS.

Comme nous avons deux variables d'optimisation (α et β), nous n'utilisons pas l'algorithme génétique qui est généralement dédié à des optimisations beaucoup plus complexes et qui est relativement chronophage.

Ainsi, dans la suite nous présentons les résultats de l'évaluation des algorithmes "pattern search" et "quasi newton". Pour cela, nous évaluons les résultats obtenus, pour plusieurs points de fréquence, dans le cas d'un substrat dont les caractéristiques sont connues. En particulier, nous regardons les résultats obtenus en termes de convergence et de temps de calcul (nombre d'itérations).

La ligne CPW qui est utilisée est celle décrite dans la partie précédente (**Figure II-11**), et les fréquences considérées sont 5, 10, 15 et 20 GHz. Les valeurs de la constante de propagation ($\gamma = \alpha + j\beta$) sont données dans le **Tableau II-2**. Le couple à retrouver est ϵ_r (polymide)=3.5/ $\tan\delta$ (polymide)=0.008, alors que le vecteur initial est (ϵ_r (initiale)=5/ $\tan\delta$ (initiale)=0.02).

Tableau II-2. Constante de propagation calculée par ANSYS HFSS

Fréquence (GHz)	5	10	15	20
α (Np/m)	13.046	16.201	18.391	20.190
β (Rad/m)	164.360	323.088	481.488	639.734

Les résultats obtenus sont donnés dans le **Tableau II-3**. Nous notons que l'algorithme quasi Newton (N) apporte les meilleurs résultats et qu'il nécessite un nombre décroissant d'itérations en fonction de la fréquence (réduction du temps de calcul). Par contre, Pattern Search (P) ne converge que pour la fréquence de 10 GHz. Nous représentons en **Figure II-14** les variations de ϵ_r et $\tan\delta$ en fonction du nombre d'itérations pour la fréquence 10 GHz.

Tableau II-3. Résultats d'estimation du couple (ϵ_r , $\tan\delta$) avec la méthode numérique (N : Newton, P : Pattern)

Fréquence (GHz)	5		10		15		20	
	N	P	N	P	N	P	N	P
ϵ_r	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5
$\tan\delta$	0.008	0.01	0.008	0.008	0.008	0.01	0.008	0.01
Nombre d'itérations	40	23	40	23	33	22	28	23
Convergence	Oui	Non	Oui	Oui	Oui	Non	Oui	Non

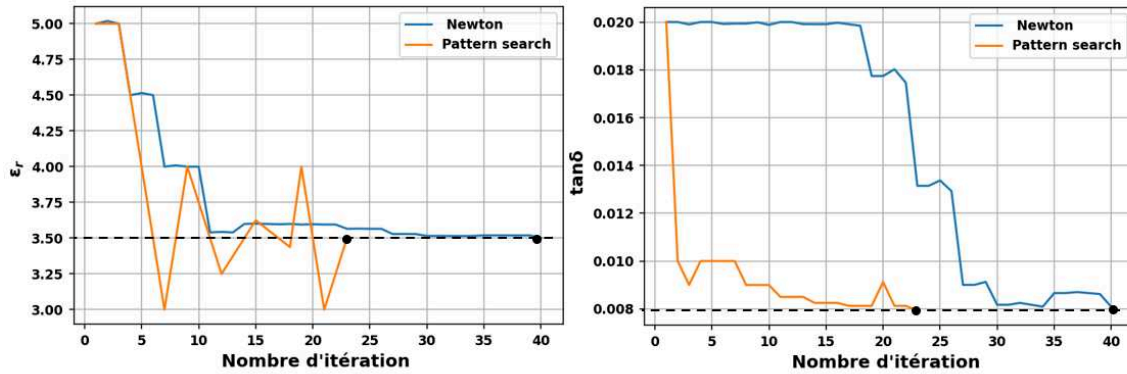


Figure II-14. Variation de ϵ_r et $\tan\delta$ en fonction du nombre d'itérations pour les algorithmes de Newton et Pattern Search.

Nous vérifions également que le nombre d'itérations dépend de la valeur initiale. En effet, plus le vecteur initial est proche de la solution, plus le nombre d'itérations pour assurer la convergence est faible.

Compte tenu des résultats obtenus, nous décidons de retenir l'algorithme quasi Newton pour la détermination des propriétés diélectriques (ϵ_r , $\tan\delta$) du biopolymère, à partir de la constante de propagation ($\gamma = \alpha + j\beta$).

II.3.2.2.4. Simulation 2D

Comme déjà indiqué précédemment le calcul de la constante de propagation sur ANSYS HFSS, pour une fréquence donnée, dure un peu plus de trois minutes. Aussi, pour une optimisation avec 40 itérations le temps de calcul s'élève à plus de deux heures (2 h et 15 min) pour une fréquence. Ainsi, pour une étude sur une large bande, ici 0.5-67 GHz, le temps de calcul pour un pas de 0.5 GHz devient prohibitif (environ 12 jours). Une alternative pour diminuer drastiquement ce temps de calcul est l'emploi de l'outil ANSYS 2D Extractor. Celui-ci permet de calculer différents paramètres d'intérêt (les grandeurs RLCG, l'impédance caractéristique, la constante de propagation, la permittivité diélectrique effective ...etc.) dans un plan de section droite d'une ligne de transmission.

A titre de démonstration, nous reprenons la même CPW qui a été utilisée dans les parties précédentes (même constante de propagation) pour une caractérisation sur 2D Extractor (Figure II-15). Le calcul de la constante de propagation avec le même ordinateur est de 1 min

et 7 sec pour la fréquence de 20 GHz malgré un maillage plus fin (jusqu'à 6 couches de triangle dans le conducteur d'épaisseur $h=400$ nm).

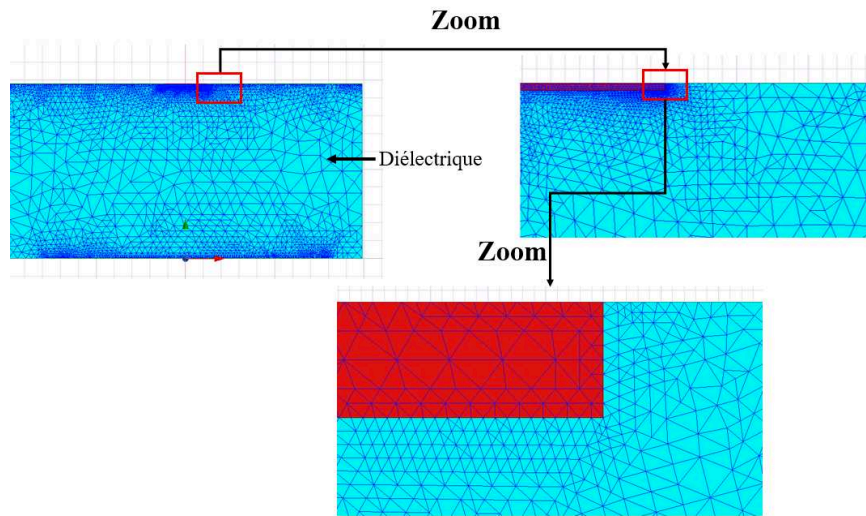


Figure II-15. CPW implémentée sur ANSYS 2D Extractor

II.3.2.2.5. Validation de la méthode sur une large bande de fréquences

Avant d'appliquer cette méthode sur des données expérimentales pour un substrat aux caractéristiques diélectriques inconnues, nous vérifions d'abord la validité de la méthode sur des données d'un substrat ayant des caractéristiques connues sur une large bande de fréquences (0.5-67 GHz). Néanmoins, dans un premier temps nous considérons un exemple où les propriétés diélectriques sont supposées constantes en fonction de la fréquence.

Nous reprenons la même CPW déposée sur un substrat de polyimide (**Figure II-11**) dont les caractéristiques diélectriques sont considérées constantes sur la bande de fréquences 0.5-67 GHz ($\epsilon_r=3.5$, $\tan\delta=0.008$), et calculons grâce au logiciel 2D Extractor la valeur de γ avec un pas de 0.5 GHz, cette valeur est appelée $\gamma_{\text{théorique}}$. Cette dernière est la donnée d'entrée pour le test de la méthode numérique.

Les paramètres choisis pour appliquer la méthode d'optimisation sont donnés dans le **Tableau II-4**. Les résultats obtenus sont représentés sur la **Figure II-16** pour ϵ_r et sur la **Figure II-17** pour $\tan\delta$.

Tableau II-4. Les paramètres choisis pour la méthode numérique

Algorithme	Quasi Newton
$\epsilon_r \text{ Max} / \epsilon_r \text{ Min}$	5 / 1
$\tan\delta_{\text{Max}} / \tan\delta_{\text{Min}}$	0.02 / 0.001
$\text{pas}_{\text{max}\epsilon_r} / \text{pas}_{\text{min}\epsilon_r}$	0.5 / 0.01
$\text{pas}_{\text{max}\tan\delta} / \text{pas}_{\text{min}\tan\delta}$	$10^{-3} / 10^{-4}$

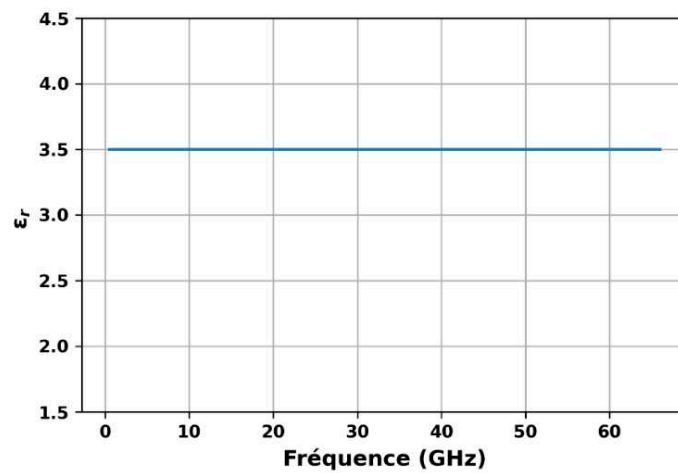


Figure II-16. Détermination de ϵ_r par la méthode numérique

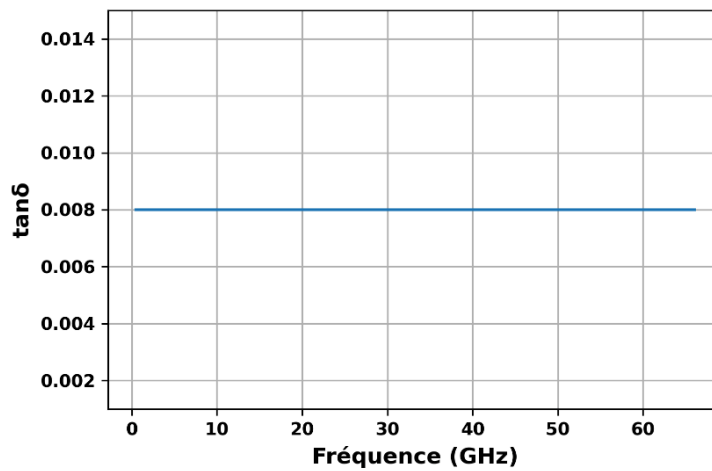


Figure II-17. Détermination de $\tan\delta$ par la méthode numérique

Nous retrouvons effectivement le couple recherché (3.5, 0.008) sur toute la bande de fréquences (0.5-67 GHz). Le temps de calcul dans la bande de fréquences 0.5-18 GHz est compris entre 25

et 35 minutes pour un point de fréquence tandis qu'à partir de 18 GHz il est compris entre 15 et 25 minutes pour un point de fréquence. Le temps de calcul total moyen estimé est de 50 heures.

II.3.2.2.6. Validation de la méthode pour un matériau aux propriétés diélectriques variables en fonction de la fréquence

Après cette première validation, nous considérons maintenant une variation des propriétés diélectriques en fonction de la fréquence et regardons si la méthode numérique est toujours capable de les retrouver. Comme précédemment les données γ théorique sont générées par 2D Extractor, qui permet de prendre en compte des propriétés diélectriques variables selon un modèle analytique. Parmi les différents modèles proposés, nous choisissons le modèle de Debye à cause de sa causalité [20]. Celui-ci est un modèle physique qui décrit l'évolution fréquentielle d'un milieu diélectrique soumis à un champ électrique. Dans le modèle, la permittivité diélectrique complexe d'un matériau est définie par : $(\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega))$ tel que $\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_r$ et $\tan\delta = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)}$. La permittivité diélectrique complexe du modèle de Debye est alors donnée par la relation suivante :

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (3)$$

En séparant les parties réelle et imaginaire nous obtenons les expressions suivantes :

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (4)$$

$$\varepsilon''(\omega) = \frac{\omega\tau(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (5)$$

Où :

ε_∞ est la permittivité diélectrique à haute fréquence ($\lim_{f \rightarrow \infty} \varepsilon'(\omega)$),

ε_s est la permittivité statique ($\lim_{f \rightarrow 0} \varepsilon'(\omega)$),

ω est la pulsation, $\omega = 2\pi f$,

et τ est le temps de relaxation du matériau.

Pour obtenir un matériau avec des propriétés diélectriques variables en fonction de la fréquence suivant le modèle de Debye sur 2D Extractor, nous devons d'abord définir ϵ_r et $\tan\delta$ en basse fréquence et en haute fréquence. Nous choisissons les valeurs suivantes $\epsilon_{r \text{ basse}} = 3.63$, $\epsilon_{r \text{ haute}} = 3.5$, $\tan\delta_{\text{basse}} = 0.006$ et $\tan\delta_{\text{haute}} = 0.002$. Les parties réelle ($\epsilon'(\omega)$) et imaginaire ($\epsilon''(\omega)$) de la permittivité diélectrique complexe obtenues sont tracées respectivement dans la **Figure II-18** et la **Figure II-19** en fonction du logarithme de la pulsation. Une représentation largement exploitée est le diagramme Cole-Cole (**Figure II-20**) qui établit la variation de $\epsilon''(\omega)$ en fonction de $\epsilon'(\omega)$.

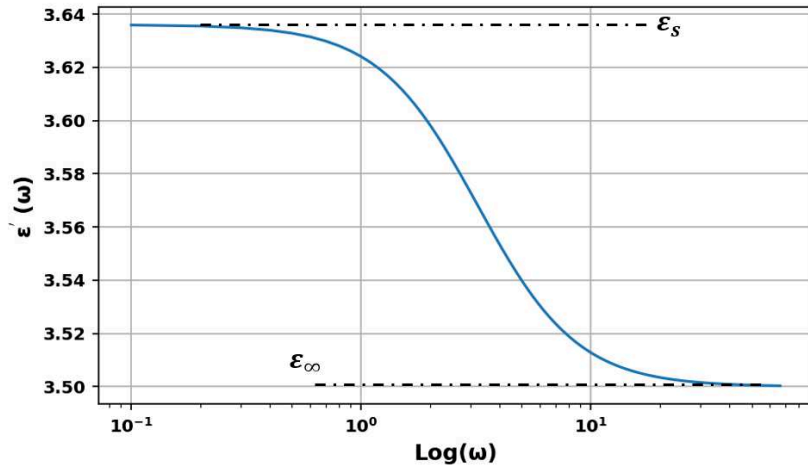


Figure II-18. ϵ' en fonction de la fréquence pour le matériau considéré selon le modèle de Debye.

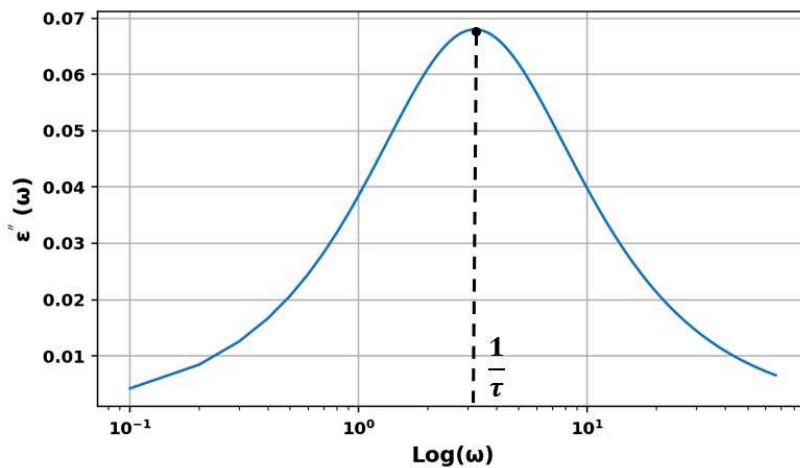


Figure II-19. ϵ'' en fonction de la fréquence pour le matériau considéré selon le modèle de Debye.

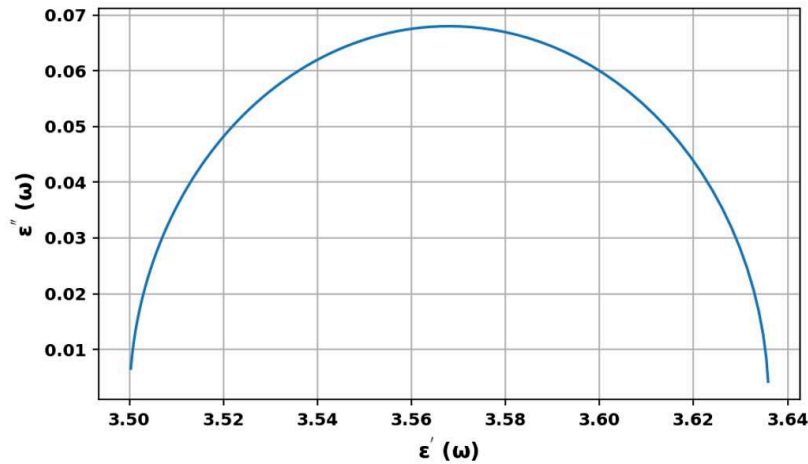


Figure II-20. ϵ'' en fonction de ϵ' pour le matériau considéré selon le modèle de Debye (représentation Cole-Cole)

Le diagramme de Cole-Cole en **Figure II-20** correspond bien à un modèle de Debye car la variation de la partie imaginaire ($\epsilon''(\omega)$) en fonction de la partie réelle ($\epsilon'(\omega)$) se traduit par un demi-cercle [21]. Le temps de relaxation, τ , est égal à 0.31 ns.

Nous simulons la ligne CPW entre 0.5 GHz et 67 GHz pour calculer les valeurs de γ_{Debye} dans toute la bande de fréquences, avec un pas de 0.5 GHz. Nous appliquons la technique d'optimisation évoquée précédemment pour déterminer le couple ($\epsilon_r, \tan\delta$) à partir de γ_{Debye} . Les résultats obtenus sont confrontés à ceux issus du modèle de Debye en **Figure II-21** et **Figure II-22**.

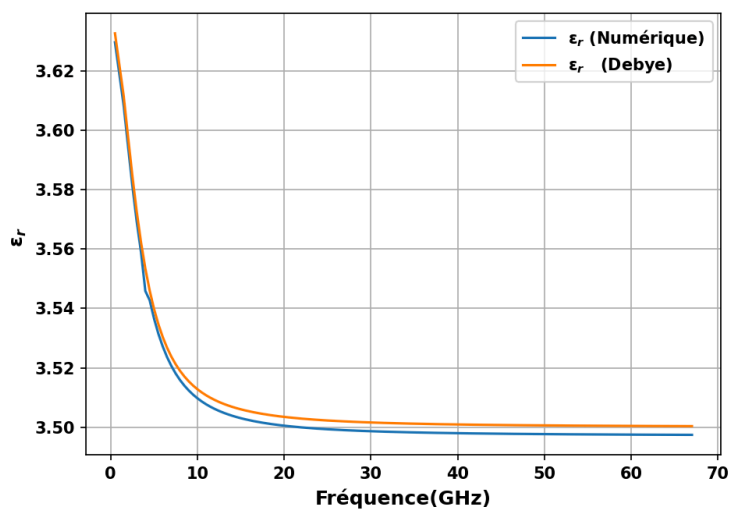


Figure II-21. Comparaison de ϵ_r obtenu à partir du modèle de Debye et de la méthode numérique pour un matériau à caractéristiques diélectriques variables en fonction de la fréquence

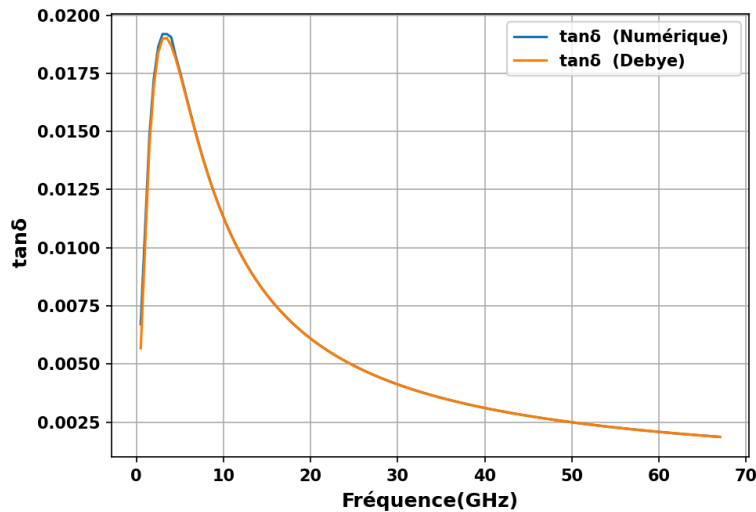


Figure II-22. Comparaison de $\tan\delta$ obtenu à partir du modèle de Debye et de la méthode numérique pour un matériau à caractéristiques diélectriques variables en fonction de fréquence

Là aussi, nous retrouvons bien ϵ_r et $\tan\delta$ en fonction de la fréquence. Le temps de calcul pour la bande de fréquences considérée (0,5 GHz-67 GHz avec un pas de 0,5 GHz) est de l'ordre de 58 heures.

II.3.2.2.7. Conclusion

La méthode numérique proposée pour la détermination de ϵ_r et $\tan\delta$ à partir de la constante de propagation γ est bien validée pour des tests sur des données obtenus par simulation sur une large bande de fréquences. Nous pouvons donc appliquer maintenant cette méthode sur des données expérimentales.

II.3.3. Conclusion

Cette étude nous a permis de démontrer que nous disposons d'une méthode performante pour la détermination des caractéristiques diélectriques d'un matériau dans une bande de fréquences donnée. Nous montrons dans la suite comment celle-ci a été appliquée pour caractériser le matériau retenu pour nos applications, le laurate de cellulose.

II.4. Le biopolymère laurate de cellulose

La cellulose est l'un des biomatériaux les plus abondants sur terre. C'est un glucide complexe constitué de centaines ou de milliers de molécules de glucose, liées entre elles pour former un

polymère de cellulose. La cellulose, dont la formule chimique est $[(C_6H_{10}O_5)_n]$, est généralement synthétisée par les plantes, mais elle est également produite par certaines bactéries.

Il existe plusieurs dérivés de cellulose, tels que les éthers de cellulose comme le méthyle hydroxyéthyle cellulose, ou les esters de cellulose comme l'acétate butyrate de cellulose, l'acétate de cellulose ou encore le palmitate de cellulose. Les esters de cellulose sont très utilisés pour la fabrication de films transparents et flexibles qui permettent d'isoler de l'humidité et de l'oxygène de l'air [11].

Dans ce travail, le biopolymère utilisé est le laurate de cellulose. Ce matériau est synthétisé par des collègues chimistes de l'Université d'Artois. Il est obtenu à partir de l'estérification de la cellulose par le chlorure de lauroyle [22]. Dans la **Figure II-23** nous présentons un film de laurate de cellulose d'épaisseur $400 \mu\text{m}$.

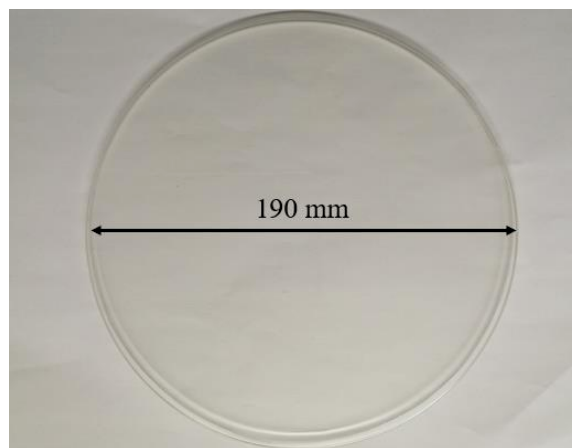


Figure II-23. Film de laurate de cellulose de $400 \mu\text{m}$ d'épaisseur.

Différentes caractérisations ont été faites par les collègues chimistes sur le film de laurate de cellulose, telles que les caractérisations mécanique, thermique, thermomécanique et la mesure de l'hydrophobicité. Les résultats de celles-ci sont reportés dans le **Tableau II-5**.

Tableau II-5. Caractérisation du laurate de cellulose

Caractéristique	Méthode de caractérisation	Valeurs
Hydrophobie	Angle de contact	$\theta = 100^\circ \Rightarrow$ matériau hydrophobe
Comportement mécanique	Tractions	Module d'élasticité : $E = 135$ MPa Résistance à la traction : $s_R = 11-12$ MPa Allongement à la rupture : $\epsilon_R = 60-80\%$
Comportement thermique	Calorimétrie différentielle à balayage	Température de transition vitreuse : $T_g = 100-110^\circ\text{C}$
	Analyse thermogravimétrique	Température de dégradation : $T_d = 250^\circ\text{C}$
Comportement thermomécanique	Analyse mécanique dynamique	Température de relaxation mécanique : $T_b = -45^\circ\text{C}$ $T_a = 97^\circ\text{C}$

L'angle de contact mesuré est de 100° , le matériau est donc hydrophobe ($\theta > 90^\circ$). Les propriétés mécaniques montrent que le laurate de cellulose est un matériau élastique avec un allongement à la rupture jusqu'à 80 %, et une résistance à la traction de 12 MPa. Ces propriétés sont largement suffisantes pour des applications en électronique flexible. Pour les propriétés thermiques nous avons une température de transition vitreuse T_g (température à laquelle un polymère amorphe passe d'un état dur/vitreux à un état mou/caoutchouteux) de l'ordre de 110°C et une température de dégradation T_d (température à partir de laquelle le polymère subit une dégradation moléculaire) de 250°C , ces valeurs doivent être prises en compte lors de l'utilisation du laurate de cellulose comme un substrat. Par ailleurs, le laurate de cellulose est connu par sa biocompatibilité [23], ce qui en fait un matériau intéressant pour des applications médicales.

Dans le paragraphe suivant nous présentons les résultats de l'application de la méthode, présentée précédemment, pour la détermination des propriétés diélectriques du laurate de cellulose.

- **Caractéristiques diélectriques du laurate de cellulose**

Comme vu précédemment, l'application de la méthode de caractérisation nécessite la réalisation de lignes coplanaires sur le substrat à caractériser, ici le laurate de cellulose. Celles-ci ont été réalisées par un membre du groupe MITEC. Nous donnons en **Figure II-24** des photographies des lignes réalisées.

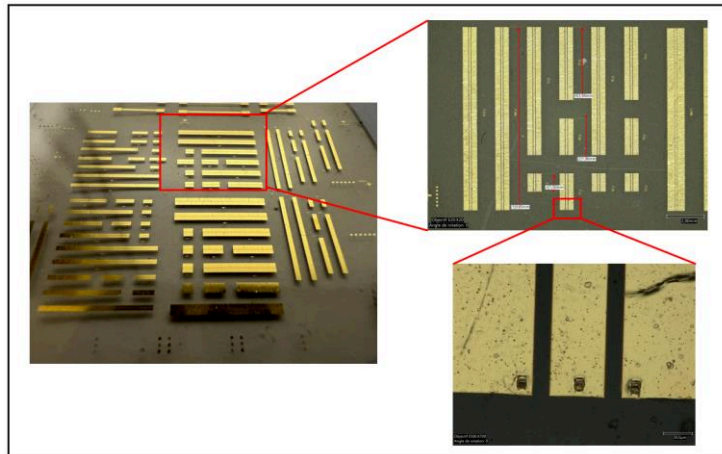


Figure II-24. Lignes CPW réalisées sur un substrat de laurate de cellulose

Après la mesure des paramètres S, pour plusieurs longueurs de lignes (1 mm, 2 mm, 4 mm, 7 mm et 10 mm), nous appliquons la méthode des deux lignes pour plusieurs combinaisons de longueurs, et calculons la valeur moyenne de la constante de propagation ($\gamma = \alpha + j\beta$). Nous représentons en **Figure II-25** la constante d'atténuation α (Np/m) et en **Figure II-26** la constante de phase β (rad /m).

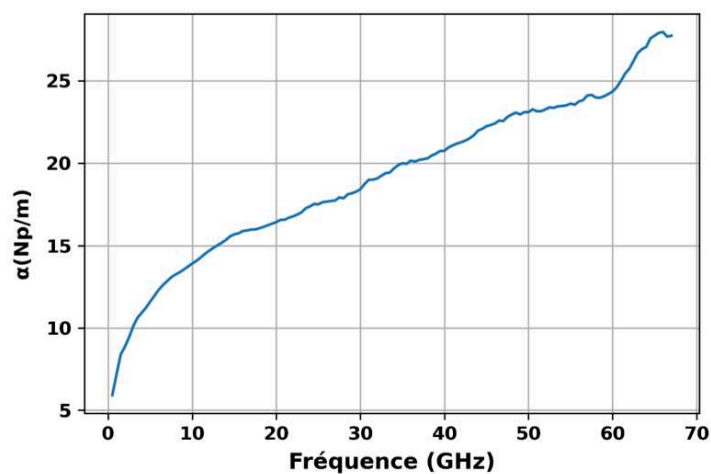


Figure II-25. Evolution fréquentielle de la constante d'atténuation α

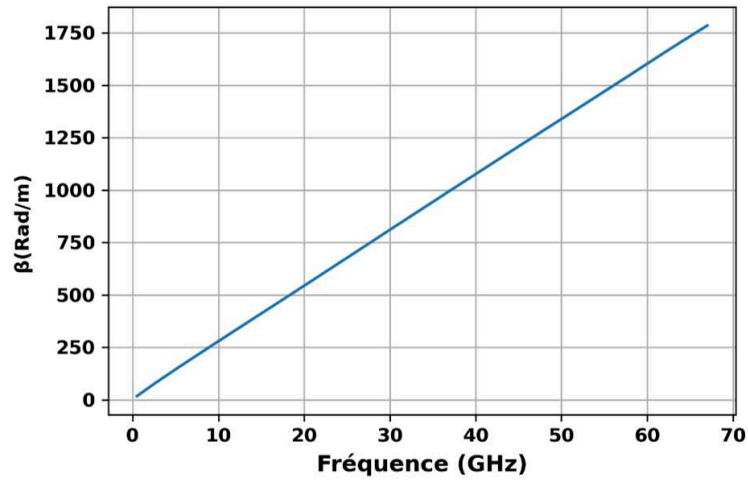


Figure II-26. Evolution fréquentielle de la constante de phase β

Nous constatons, comme attendu, que la constante d'atténuation croît avec la fréquence et que la constante de phase varie selon une loi quasi linéaire ($R^2 = 0.999$). Par ailleurs, nous notons que le niveau de pertes, qui n'excède pas 30 Np/m, ce matériau est donc utilisable pour des applications en hyperfréquence [24].

Comme indiqué précédemment, nous utilisons un script VBs pour transférer les données nécessaires ($\gamma_{\text{mesuré}} = \alpha + j\beta$) à l'application de la méthode vers 2D Extractor. Les résultats de l'extraction des propriétés diélectriques pour le laurate de cellulose sont présentés en **Figure II-27** et **Figure II-28** respectivement pour la permittivité relative et la tangente de l'angle de pertes.

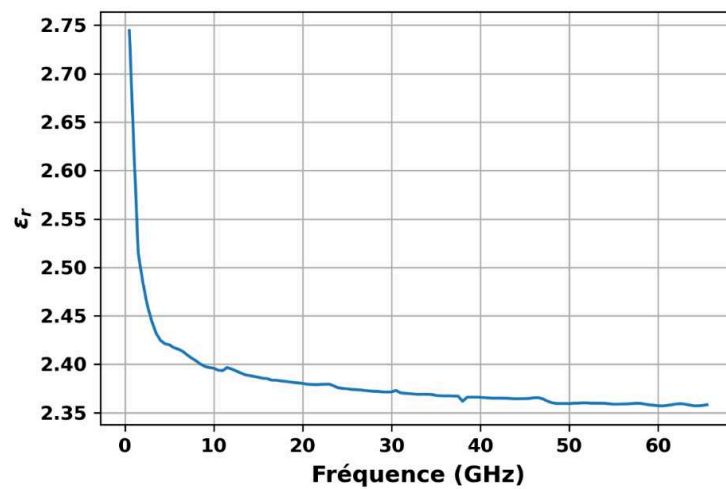


Figure II-27. Evolution fréquentielle de la permittivité relative ϵ_r pour le laurate de cellulose.

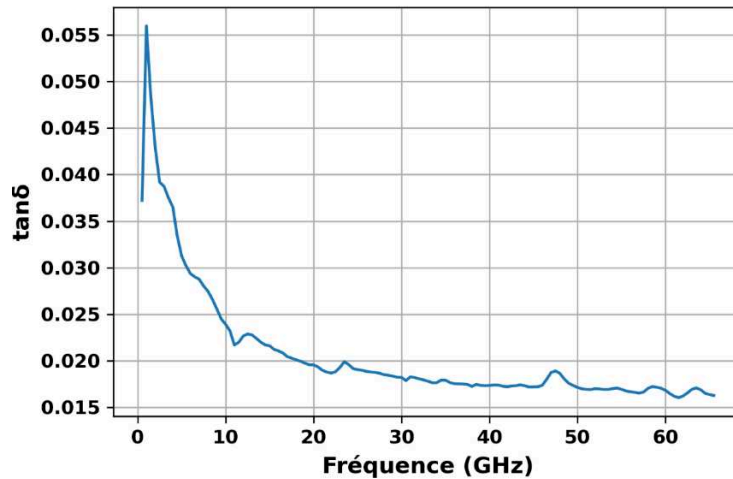


Figure II-28. Evolution fréquentielle la tangente de l'angle de pertes $\tan\delta$ pour le laurate de cellulose.

Nous remarquons que la permittivité diélectrique ϵ_r varie entre 2.75 et 2.37 pour la bande de fréquences s'étalant de 0.5 GHz à 35 GHz, puis se stabilise à 2.36 en fin de bande (autour de 60 GHz) tandis que la tangente de l'angle de pertes $\tan\delta$ varie entre 0.055 et 0.017 pour la bande de fréquences 0.5 GHz - 35 GHz et se stabilise à 0.017 pour les fréquences plus élevées.

Dans le tableau suivant (**Tableau II-6**), nous comparons les caractéristiques diélectriques obtenues pour le laurate de cellulose à celles de polymères classiques pour une fréquence autour de 5 GHz.

Tableau II-6. Comparaison des propriétés diélectriques de polymères classiques à celles du laurate de cellulose à 5 GHz.

Matériau	Kapton [25]	PET [25]	LCP [26]	PDMS [10]	Laurate
ϵ_r	3.5	2	3.05	2.8	2.43
$\tan\delta$	0.001	0.035	0.0034	0.04	0.03
Biosourcé	Non	Non	Non	Non	Oui

Nous notons en particulier que le laurate de cellulose présente moins de pertes diélectriques que le PET ou le PDMS et qu'il est donc potentiellement utilisable pour la réalisation de circuits microondes (antennes, filtres, ...).

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons, dans un premier temps, fait un court inventaire des différentes méthodes disponibles pour la caractérisation de matériaux dans le domaine des hyperfréquences. Puis, nous nous sommes plus particulièrement arrêtés sur la méthode de caractérisation diélectrique par CPW qui a été mise en œuvre dans ce travail pour qualifier un substrat en biopolymère, le laurate de cellulose. La caractérisation de ce dernier sur un large domaine de fréquences a montré que les pertes étaient plus faibles, ou du même ordre de grandeur, que celles observées pour des matériaux classiquement exploités pour la réalisation de dispositifs RF flexibles. Ce résultat, important, montre que ce type de matériau est un candidat sérieux pour une électronique haute fréquence plus verte.

Dans la suite du manuscrit nous exposons les résultats de l'exploitation de ce biopolymère comme substrat pour la réalisation de circuits RF passifs (antennes, filtres), et un système de récupération d'énergie électromagnétique, une rectenna.

II.6. Bibliographie

- [1] D. C. Thompson, O. Tantot, H. Jallageas, G. E. Ponchak, M. M. Tentzeris, et J. Papapolymerou, « Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates From 30 to 110 GHz », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 52, n° 4, p. 1343-1352, avr. 2004, doi: 10.1109/TMTT.2004.825738.
- [2] F. Gonçalves, A. Pinto, R. Mesquita, E. Silva, et A. Brancaccio, « Free-Space Materials Characterization by Reflection and Transmission Measurements using Frequency-by-Frequency and Multi-Frequency Algorithms », *Electronics*, vol. 7, n° 10, p. 260, oct. 2018, doi: 10.3390/electronics7100260.
- [3] C. Aydinalp, S. Joof, I. Dilman, I. Akduman, et T. Yilmaz, « Characterization of Open-Ended Coaxial Probe Sensing Depth with Respect to Aperture Size for Dielectric Property Measurement of Heterogeneous Tissues », *Sensors*, vol. 22, n° 3, p. 760, janv. 2022, doi: 10.3390/s22030760.
- [4] M. T. Jilani, W. P. Wen, M. Z. U. Rehman, A. M. Khan, et L. Y. Cheong, « Microwave sensor for non-destructive dielectric characterization of biological systems », *JAE*, vol. 50, n° 2, p. 353-363, févr. 2016, doi: 10.3233/JAE-150114.
- [5] A. H. Abdelgwad et T. M. Said, « Measured Dielectric Permittivity of Contaminated Sandy Soil at Microwave Frequency », *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 15, n° 2, p. 115-122, juin 2016, doi: 10.1590/2179-10742016v15i2591.
- [6] K. Y. You, « Materials Characterization Using Microwave Waveguide System », in *Microwave Systems and Applications*, S. K. Goudos, Éd., InTech, 2017. doi: 10.5772/66230.
- [7] M. Noroozariab, S. Bulja, R. Cahill, R. Kopf, et A. Tate, « Complex dielectric permittivity extraction based on multilayer thin film microstrip lines », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, n° 7, p. 955-960, juin 2017, doi: 10.1049/iet-map.2016.1045.

- [8] Q. Lu, L. Dubois, P.-Y. Cresson, et T. Lasri, « New Method for Dielectric Properties Characterization of Powder Materials: Application to Silicon Carbide », *40th European Microwave Week, CNIT, Paris, France*, oct. 2010.
- [9] K. Grenier *et al.*, « Integrated Broadband Microwave and Microfluidic Sensor Dedicated to Bioengineering », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 57, n° 12, p. 3246-3253, déc. 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2034226.
- [10] P.-Y. Cresson *et al.*, « 1 to 220 GHz Complex Permittivity Behavior of Flexible Polydimethylsiloxane Substrate », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, n° 4, Art. n° 4, avr. 2014, doi: 10.1109/LMWC.2013.2295230.
- [11] Ghizlane Boussatour, « Caractérisation diélectrique et thermique de films biopolymères pour l'électronique flexible haute fréquence », Université de Lille, 2019.
- [12] « MPI Probe Selection Guide ». 2016. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.mpi-corporation.com/wp-content/uploads/2016/07/Probe-Selection-Guide.pdf>
- [13] I. Sbai, N. Delhote, O. Tantot, S. Verdeyme, et E. Perrin, « Technique de caractérisation large bande en fréquence de matériaux diélectriques avec sonde GSG », *17èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Tours, avril 2023.
- [14] P.-Y. Cresson, G. Boussatour, S. Li, B. Genestie, N. Joly, et T. Lasri, « Wideband (10–67 GHz) Dielectric Properties of Biosourced Cellulose Ester Flexible Films », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 68, n° 6, Art. n° 6, juin 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2985653.
- [15] J. A. Reynoso-Hernandez, « Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, n° 8, Art. n° 8, août 2003, doi: 10.1109/LMWC.2003.815695.
- [16] Moon-Que Lee et Sangwook Nam, « An accurate broadband measurement of substrate dielectric constant », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 6, n° 4, Art. n° 4, avr. 1996, doi: 10.1109/75.481077.
- [17] S. Li, G. Boussatour, P.-Y. Cresson, B. Genestie, N. Joly, et T. Lasri, « Wide Band (0,5-67 GHz) Dielectric Properties of Biosourced Cellulose Ester Flexible Films », in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Bochum, Germany: IEEE, juill. 2019, p. 112-114. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2019.8880132.
- [18] W. Heinrich, « Quasi-TEM description of MMIC coplanar lines including conductor-loss effects », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 41, n° 1, Art. n° 1, janv. 1993, doi: 10.1109/22.210228.
- [19] S. Gevorgian, L. J. P. Linner, et E. L. Kollberg, « CAD models for shielded multilayered CPW », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 43, n° 4, p. 772-779, avr. 1995, doi: 10.1109/22.375223.
- [20] E. Engin, A. Tambawala, M. Swaminathan, S. Bhattacharya, P. Pramanik, et K. Yamazaki, « Causal Modeling and Extraction of Dielectric Constant and Loss Tangent for Thin Dielectrics », in *2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Honolulu, HI, USA: IEEE, juill. 2007, p. 1-5. doi: 10.1109/IEMC.2007.55.
- [21] S. Morsalin, T. B. Phung, M. Danikas, et D. Mawad, « Diagnostic challenges in dielectric loss assessment and interpretation: a review », *IET sci. meas. technol.*, vol. 13, n° 6, p. 767-782, août 2019, doi: 10.1049/iet-smt.2018.5597.
- [22] L. Duchatel-Crépy *et al.*, « Substitution degree and fatty chain length influence on structure and properties of fatty acid cellulose esters », *Carbohydrate Polymers*, vol. 234, p. 115912, avr. 2020, doi: 10.1016/j.carbpol.2020.115912.
- [23] L. Crépy *et al.*, « Evaluation of a bio-based hydrophobic cellulose laurate film as biomaterial-Study on biodegradation and cytocompatibility », *J. Biomed. Mater. Res.*, vol. 100B, n° 4, p. 1000-1008, mai 2012, doi: 10.1002/jbm.b.32665.

- [24] G. Boussatour, P.-Y. Cresson, B. Genestie, N. Joly, et T. Lasri, « Dielectric Characterization of Polylactic Acid Substrate in the Frequency Band 0.5–67 GHz », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 28, n° 5, Art. n° 5, mai 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2812642.
- [25] M. Haghzadeh, C. Armiento, et A. Akyurtlu, « Microwave dielectric characterization of flexible plastic films using printed electronics », in *2016 87th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, San Francisco, CA, USA: IEEE, mai 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/ARFTG.2016.7501960.
- [26] Y. Ji, Y. Bai, X. Liu, et K. Jia, « Progress of liquid crystal polyester (LCP) for 5G application », *Advanced Industrial and Engineering Polymer Research*, vol. 3, n° 4, p. 160-174, oct. 2020, doi: 10.1016/j.aiepr.2020.10.005.

**Chapitre III : Conception, réalisation
et caractérisation de circuits passifs
sur un substrat de Laurate de
Cellulose (CL)**

Chapitre III. Conception, réalisation et caractérisation de circuits passifs sur un substrat de laurate de cellulose (CL)

III.1. Introduction

Après avoir exposé les résultats obtenus lors de la phase de caractérisation diélectrique du biopolymère sélectionné comme substrat, le laurate de cellulose (CL), nous présentons ici les étapes de conception, réalisation et caractérisation de circuits RF passifs flexibles sur ce matériau.

Nous avons retenu des dispositifs élémentaires largement mis en œuvre dans les applications RF pour assurer des fonctions telles que l'émission, la réception et le filtrage de signaux. Ainsi, nous commençons ce chapitre par la présentation d'un filtre passe bande flexible destiné à des applications ISM (Industrial, Scientific and Medical) à la fréquence de 2.45 GHz. Puis, dans un second exemple, une antenne double bande (fréquences centrales 2.45 GHz et 5.8 GHz), est présenté.

III.2. Filtre passe bande flexible à 2.45 GHz sur laurate de cellulose

III.2.1. Introduction

Le premier circuit proposé pour démontrer la faisabilité de circuits RF sur le biopolymère sélectionné est un filtre passe bande flexible pour des applications dans la bande ISM, à 2.45 GHz. Après les étapes de conception et de fabrication, nous présentons les résultats de caractérisation du filtre y compris lorsque celui-ci est soumis à des contraintes mécaniques (courbure et torsion). Finalement, les performances obtenues sont comparées à celles de filtres récemment publiés.

III.2.2. Conception et simulation du filtre

- *Conception*

La conception du filtre proposé est basée sur la méthode des éléments semi-localisés, ce qui signifie que la structure ne contient que des lignes de transmission. Par ailleurs, pour simplifier le processus de fabrication, la structure proposée ne contient pas de via.

La structure retenue du filtre passe bande est inspirée de celle présentée dans les références [1] et [2]. Ce type de filtre est basé sur une capacité interdigitée planaire, des lignes de transmission de largeur différente et des stubs. Nous avons choisi ce type de structure en particulier pour montrer tout le potentiel du processus de fabrication qui sera décrit par la suite. En effet, la présence d'un motif relativement compliqué tel qu'une capacité interdigitée permet d'évaluer la possibilité de réaliser des structures avec une bonne définition. L'adaptation du filtre, réalisé sur le matériau proposé, à la fréquence souhaitée, est effectuée grâce au logiciel Keysight ADS (Advanced Design System).

Le filtre passe-bande proposé est la combinaison de filtres élémentaires à éléments purement réactifs, deux filtres passe-bas et un filtre passe-haut. Les filtres passe-bas sont des circuits en T tandis que le filtre passe-haut est réalisé à partir d'une structure en pi. Comme le montre la **Figure III-1**, le filtre a une structure symétrique. En microruban, le filtre passe-haut est constitué d'une capacité interdigitée, tandis que le filtre passe-bas est un filtre à saut d'impédance. Pour améliorer l'adaptation, deux stubs (C_2) ont été ajoutés avant et après la capacité interdigitée. La structure finale du filtre passe-bande et son schéma équivalent sont présentés dans la **Figure III-1**.

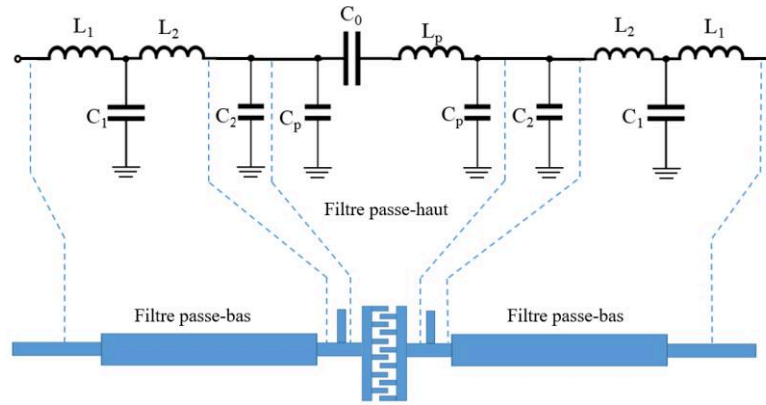


Figure III-1. Schéma équivalent et structure microruban du filtre passe-bande

Dans le but de déterminer le plus précisément possible les dimensions finales du filtre, tous les matériaux qui entrent dans le processus de fabrication ont été pris en compte. Nous donnons, dans le **Tableau III-1**, les caractéristiques des matériaux entrant dans la composition du filtre (**Figure III-2**).

La présence de la colle est due au processus de fabrication qui utilise du cuivre autocollant, processus qui sera expliqué par la suite.

Tableau III-1. Caractéristiques des différents matériaux.

Matériau	Paramètre	Valeur
Laurate de cellulose	ϵ_r	2.66
	$\tan\delta$	0.025
	h	400 μm
Cuivre	σ_{cu}	$5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$
	h_c	35 μm
Adhésif	ϵ_{ra}	1.2
	h_a	15 μm

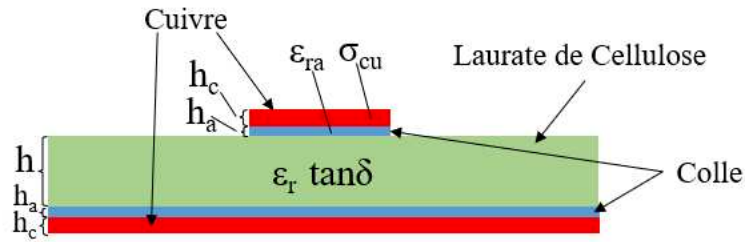


Figure III-2. Plan de section droite du filtre

Nous remarquons dans le **Tableau III-1**, que les caractéristiques diélectriques du laurate de cellulose ($\epsilon_r=2.66$, $\tan\delta=0.025$) sont un peu différentes de celles indiquées dans le chapitre 2 ($\epsilon_r=2.4$, $\tan\delta=0.037$). En fait ces valeurs ont été retrouvées par simulation inverse à partir des paramètres S mesurés du filtre. Concrètement, à l'aide de l'outil d'optimisation d'ADS Keysight, nous faisons varier ϵ_r et $\tan\delta$ jusqu'à faire coïncider les données de simulation et de mesure pour $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$.

Cette légère différence sur les propriétés diélectriques peut être attribuée au vieillissement du matériau et à la possible variabilité des substrats entre chaque fabrication. En effet, les substrats qui ont été utilisés pour la caractérisation diélectrique et pour la réalisation du filtre ne proviennent pas du même lot. En fait, l'impact du vieillissement sur les propriétés diélectriques d'un polymère dépend de nombreux facteurs, tels que la nature du polymère, les conditions de vieillissement (température, humidité, exposition à la lumière, etc.) et le temps écoulé. Dans la référence [3], il est par exemple montré que la constante diélectrique du polymère LDPE (low-density polyethylene) varie de $\epsilon_r = 2.2$ à $\epsilon_r = 2.5$ autour de 1 MHz, après quatre cycles de vieillissement thermique (1 cycle représente 200 h).

Enfin, rappelons que les biopolymères que nous exploitons, ici le laurate de cellulose, sont en cours de développement et de caractérisation et que leur fabrication reste artisanale.

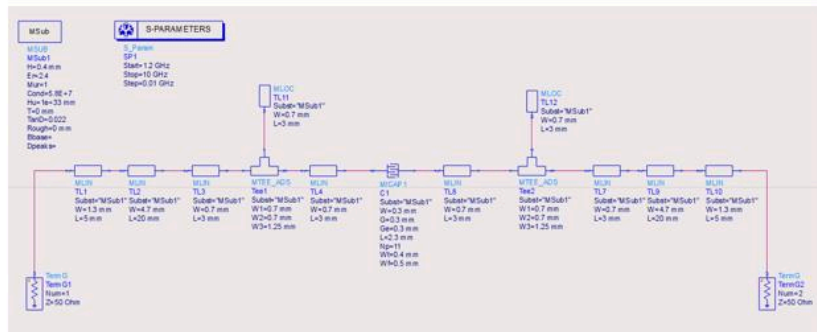
- **Simulation**

La simulation du filtre et l'optimisation de toutes les dimensions ont été effectuées grâce au logiciel Keysight ADS Momentum.

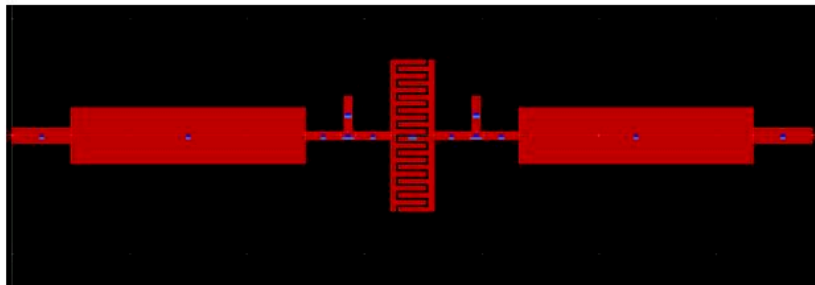
Avant de présenter les résultats de simulation du filtre, nous donnons d'abord une description de la méthodologie de simulation.

Pour simuler un circuit RF avec ADS Keysight il y a deux possibilités. La première est la simulation par ADS Schematic (**Figure III-3.a**). Dans ce cas, le calcul des différents paramètres (S, Z ...) est fait à l'aide de calculs matriciels. Ce type de calcul est rapide mais moins précis surtout lorsqu'il s'agit d'un circuit RF microruban car les couplages électromagnétiques entre les différents éléments du circuit ne sont pas pris en compte. L'avantage d'ADS Schematic est qu'il contient une grande variété d'outils pour l'optimisation et les études paramétriques. Une large bibliothèque de circuits discrets (transistor, diode, inductance ...etc.) est également disponible.

La seconde possibilité est la simulation avec ADS Layout ou (ADS Momentum) (**Figure III-3.b**). Dans ce cas, le calcul se fait à l'aide d'une analyse électromagnétique qui est basée sur la méthode des moments (Method of Moments, MoM). L'avantage de cette technique est qu'elle permet de prendre en compte l'influence mutuelle entre tous les éléments du circuit, elle est donc plus précise. Par contre, le temps de calcul pour une simulation des paramètres S du filtre est plus long (30 secondes pour une bande de fréquence de 0.5 à 3.6 GHz, par rapport à 5 secondes pour une simulation avec ADS Schematic).



(a)



(b)

Figure III-3. Exemple d'un filtre passe-bande implémenté sur (a) ADS Schematic (b) ADS Layout.

Le logiciel ADS Keysight nous permet donc de faire des analyses plus ou moins complètes des circuits. Cette possibilité d'analyse électromagnétique est d'autant plus intéressante lorsque le circuit contient des éléments discrets et des lignes microruban ou lorsque nous voulons faire des optimisations ou des études paramétriques qui prennent en compte les influences mutuelles entre composants, nous parlons alors de co-simulation.

Nous expliquons les principales étapes pour faire de la co-simulation sur ADS Keysight en nous appuyant sur l'exemple du filtre proposé.

La première étape est la conception du circuit sur ADS Schematic (**Figure III-4.a**). Une première optimisation du filtre prenant en compte les caractéristiques du substrat de laurate de cellulose est exécutée. Un fichier Layout (**Figure III-4.b**) est alors généré pour le filtre.

Une fois que la structure du filtre est générée sous ADS layout, nous affectons des variables aux différents paramètres géométriques du filtre, nous définissons les couches de matériaux (Layers Stack-up) qui constituent le filtre (**Figure III-4.c**) avec les ports et nous indiquons les fréquences minimale et maximale pour la simulation. Enfin, à l'aide de l'outil Advanced Model Composer d'ADS Keysight Layout, nous générons un composant qui caractérise le filtre. Ce composant est transféré automatiquement dans la bibliothèque d'ADS Schematic, prêt à être utilisé pour faire la co-simulation. Il est maintenant possible de prendre en compte les couplages électromagnétiques entre les divers éléments du filtre (**Figure III-4.d**). Il faut impérativement supprimer le premier fichier ADS Schematic qui a servi à obtenir les dimensions initiales du filtre (sans prise en compte des couplages EM). Dans la **Figure III-5**, nous avons représenté un organigramme qui décrit les différentes étapes nécessaires pour la co-simulation du filtre.

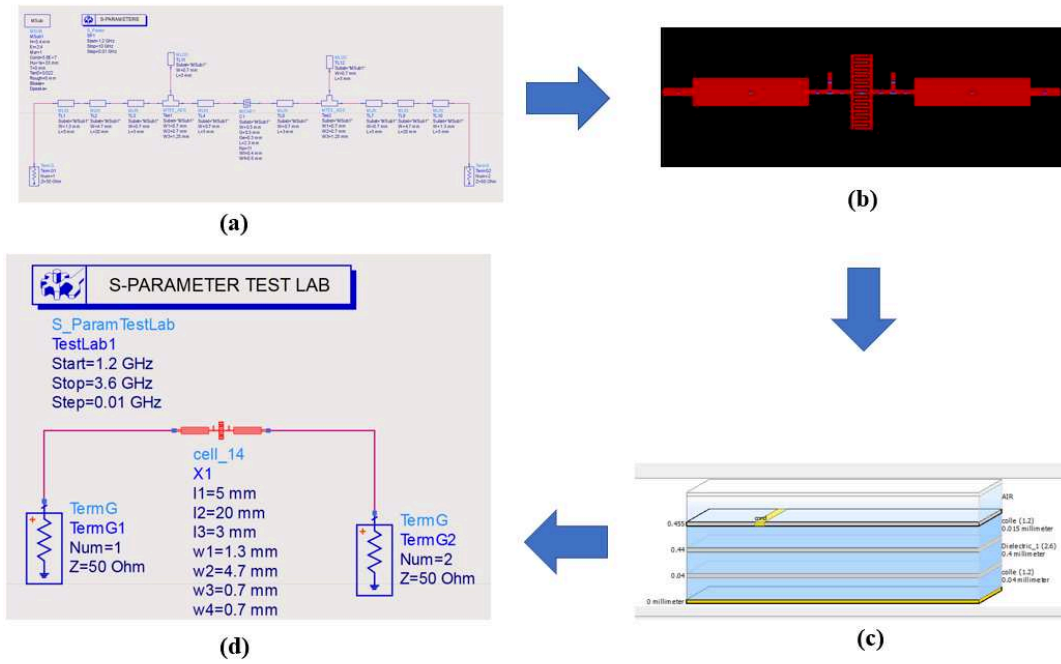


Figure III-4. Principales étapes de la co-simulation sur ADS.

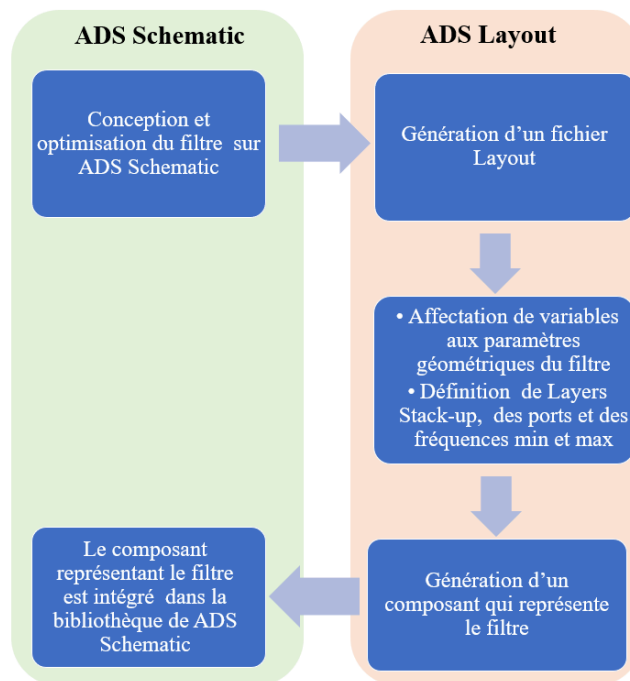


Figure III-5. Organigramme pour la co-simulation de filtre

Après la création d'un composant qui représente le filtre, nous pouvons donc faire l'analyse EM du filtre dans un nouveau fichier grâce à ADS Schematic et tous les outils d'optimisation et de paramétrage sont accessibles. Le filtre est alors optimisé de façon à obtenir une fréquence

centrale de 2.45 GHz et un minimum de pertes dans la bande passante, en prenant en compte cette fois-ci, les effets du couplage électromagnétique.

Concrètement, nous commençons les études de simulation par l'identification des paramètres du filtre les plus influents. Pour cela nous examinons les effets des différents paramètres géométriques du filtre sur la fréquence centrale, la bande passante et le coefficient de réflexion. Il apparaît que les effets les plus marqués sont liés aux dimensions L_2 , L_4 et G (**Figure III-6**), les autres dimensions ont peu d'influence. Toutes les dimensions du filtre sont données dans le **Tableau III-2**. Les résultats de cette étude réalisée grâce à Keysight ADS sont donnés en **Figure III-7**.

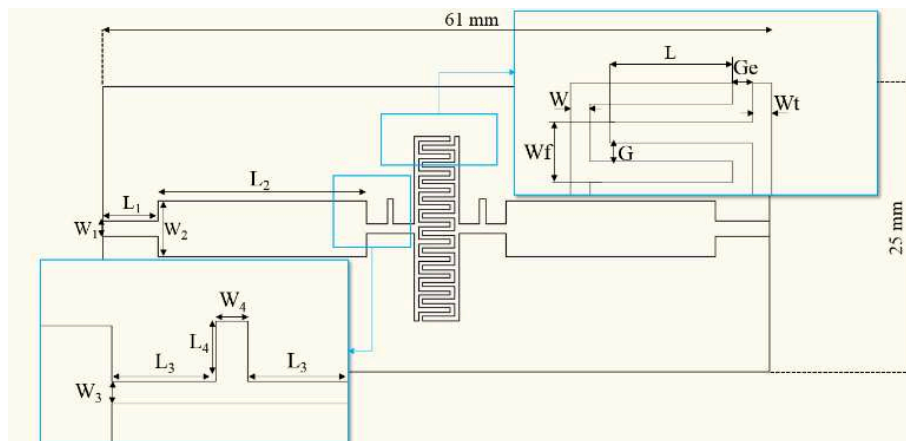


Figure III-6. Schéma du filtre passe-bande à 2.45 GHz

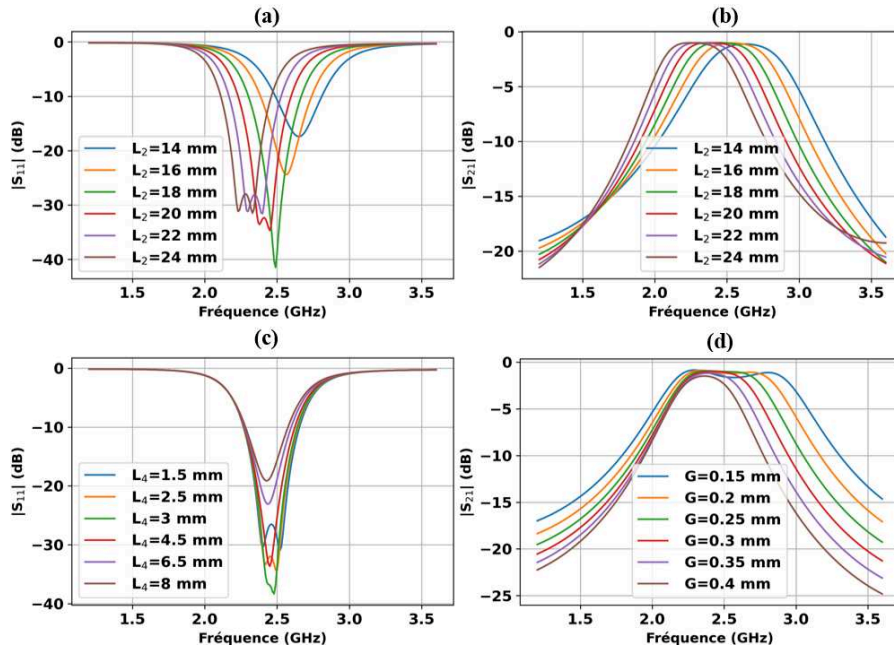


Figure III-7. Etude paramétrique des caractéristiques du filtre en fonction de 3 grandeurs.

Les résultats de simulation montrent que l'augmentation de L_2 décale la fréquence centrale dans la bande passante vers les basses fréquences (Figure III-7.a et Figure III-7.b), alors que L_4 joue sur le niveau d'adaptation du filtre (Figure III-7.c). Enfin, il apparaît que la bande passante dépend largement de la dimension G (Figure III-7.d). Cette étude paramétrique permet de sélectionner la configuration optimale du filtre dont les dimensions finales correspondant à la structure donnée en Figure III-6, sont reportées dans le Tableau III-2.

Tableau III-2. Dimensions finales du filtre

Paramètre	W	W_1	W_2	W_3	W_4
Valeur (mm)	0.3	1.31	4.78	0.8	0.57
Paramètre	Wt	Wf	G	Ge	L
Valeur (mm)	0.4	0.54	0.3	0.3	2.38
Paramètre	L_1	L_2	L_3	L_4	
Valeur (mm)	5	19.16	3.24	2.82	

III.2.3. Processus de fabrication du filtre

Différents types de circuits RF sur substrats flexibles ont déjà été fabriqués en utilisant par exemple l'association de la photolithographie et de la gravure chimique [4], [5]. Cependant, dans le cas des biopolymères, ce processus de fabrication peut affecter les caractéristiques physico-chimiques du substrat en raison en particulier des températures élevées et des produits chimiques utilisés au cours du processus. Aussi, pour éviter ces problèmes et dans le but de mettre en œuvre un processus plus écologique, nous proposons une méthode de fabrication inspirée de [6] et [7]. Celle-ci, basée sur l'utilisation de cuivre autocollant et de la structuration laser se caractérise, en particulier, par sa simplicité de mise en œuvre et la rapidité d'exécution.

La structuration laser nécessite, selon le matériau considéré, le réglage d'un ensemble de paramètres (longueur d'onde, puissance, vitesse de déplacement...) pour être la plus efficace possible. Aussi, il est nécessaire de procéder, au préalable, à plusieurs tests afin de sélectionner les paramètres optimaux pour tel ou tel matériau.

Le processus de fabrication est décrit dans la **Figure III-8**. L'étape initiale consiste à fixer le morceau de cuivre autocollant, coté papier, sur un support en verre à l'aide d'un ruban adhésif double face (**Figure III-8. a**) pour que le circuit puisse être tracé au laser sans mouvement indésirable du cuivre pendant la découpe. Ensuite, la forme du circuit est tracée sur le cuivre à l'aide du laser (**Figure III-8. b**). La partie de cuivre désirée est extraite délicatement à l'aide d'un ruban adhésif simple face (**Figure III-8. (c et d)**). Ensuite, ce ruban adhésif est collé sur le biopolymère puis enlevé soigneusement pour éviter de décoller le cuivre transféré sur le biopolymère (**Figure III-8. (e et f)**). Le ruban adhésif simple face doit être suffisamment collant pour que le motif en cuivre puisse être facilement récupéré pour son transfert sur le biopolymère mais pas trop non plus, afin qu'il puisse facilement être enlevé une fois le transfert du motif sur le biopolymère terminé. Des photographies du filtre correspondant à différentes étapes du processus de fabrication sont données dans la **Figure III-9**.

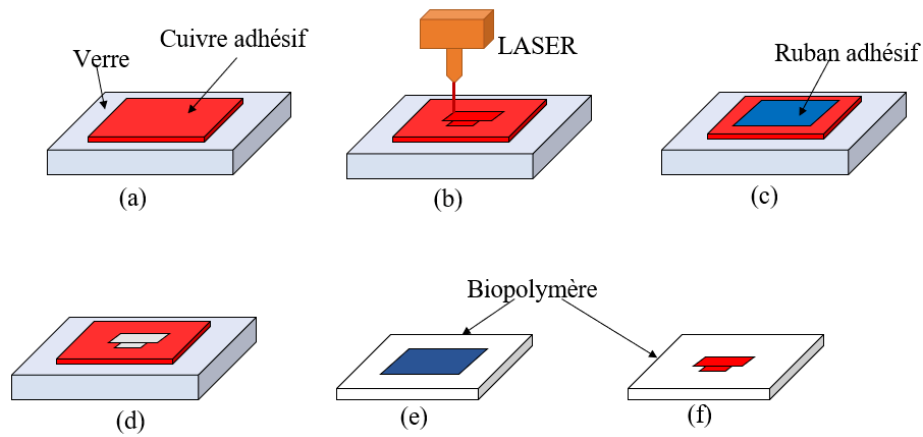


Figure III-8. Principales étapes pour la fabrication du filtre.

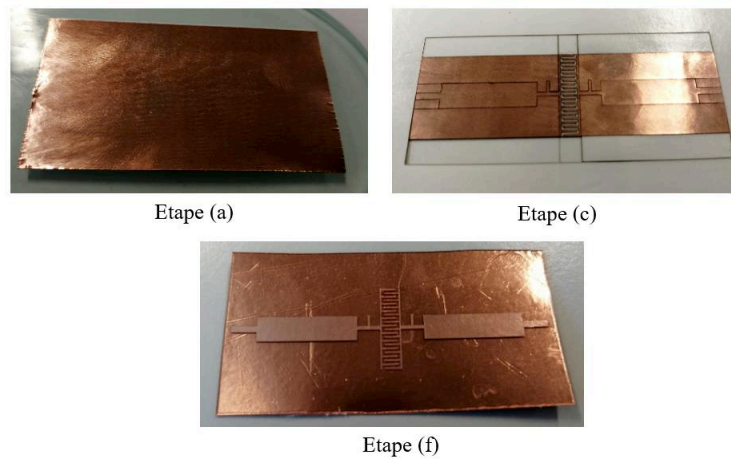


Figure III-9. Photographies du filtre pendant le processus de fabrication.

Après la description des étapes de conception et de fabrication, nous présentons dans le paragraphe suivant la comparaison des résultats de simulation et de mesure.

III.2.4. Mesure du filtre

Une fois l'étape d'optimisation finalisée nous avons donc réalisé et caractérisé le filtre. Les mesures ont été effectuées au moyen d'un analyseur de réseau (Agilent N5224A VNA), connecté au circuit à l'aide de connecteurs SMA (Figure III-10.a). Les comparaisons des mesures et des simulations (Figure III-10.b) des coefficients de réflexion et de transmission sont donnés dans la Figure III-11.

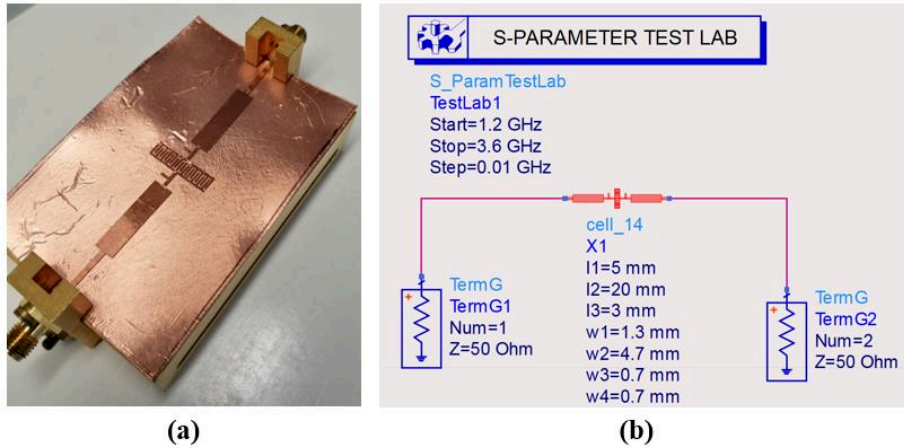


Figure III-10. (a) Prototype du filtre pour la mesure (b) schéma du filtre pour la co-simulation

D'une manière générale, nous pouvons constater un bon accord entre la simulation et la mesure. La fréquence centrale mesurée est de 2.45 GHz et les fréquences de coupure à 3 dB inférieure et supérieure sont de 2.2 GHz et de 2.7 GHz respectivement, ce qui correspond à une bande passante de 0.5 GHz (environ 20%). Pour cette bande passante, nous notons un module de S_{11} inférieur à -10 dB. Le niveau de pertes minimal mesuré (module de S_{21}) dans la bande passante est de 1.2 dB. Une grandeur importante pour les applications RF, qui rend compte de la distorsion du signal quand celui-ci traverse le filtre, est le temps de groupe. La Figure III-12, montre que les retards de groupe simulé et mesuré sont proches et autour de 1 ns dans la bande passante du filtre.

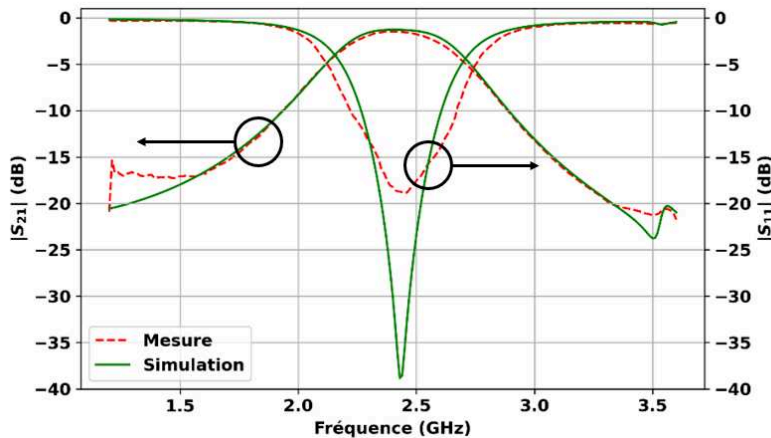


Figure III-11. Coefficients de réflexion et de transmission du filtre

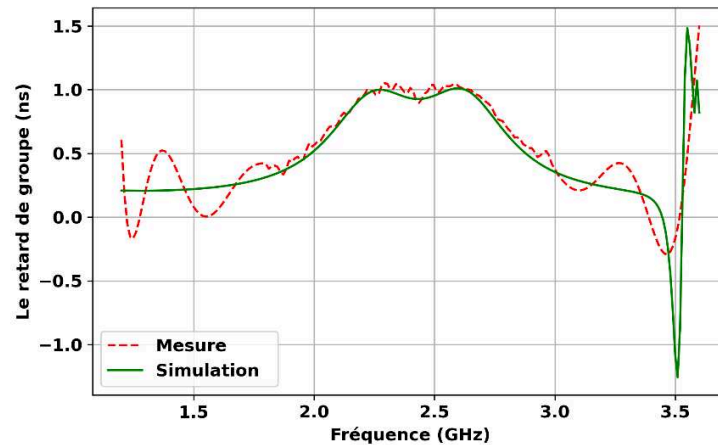


Figure III-12. Temps de groupe du filtre

III.2.5. Performances du filtre en fonction des déformations mécaniques

Dans cette partie nous évaluons l'adéquation du filtre proposé pour l'électronique RF souple. Nous étudions alors l'impact de déformations physiques subies par le filtre sur ses performances. Pour cela, différentes situations ont été sélectionnées pour estimer les effets des contraintes mécaniques. Dans un premier temps, le filtre est caractérisé lorsque des courbures concaves et convexes sont appliquées selon différents rayons de courbure ($R = 38$ mm, 64 mm et 106 mm). Ces différentes courbures (**Figure III-13.a**) sont obtenues à l'aide d'une plateforme mécanique (**Figure III-13.b**) et manuellement pour les torsions (**Figure III-13.c**). Les résultats de ces tests sont donnés dans la **Figure III-14**.

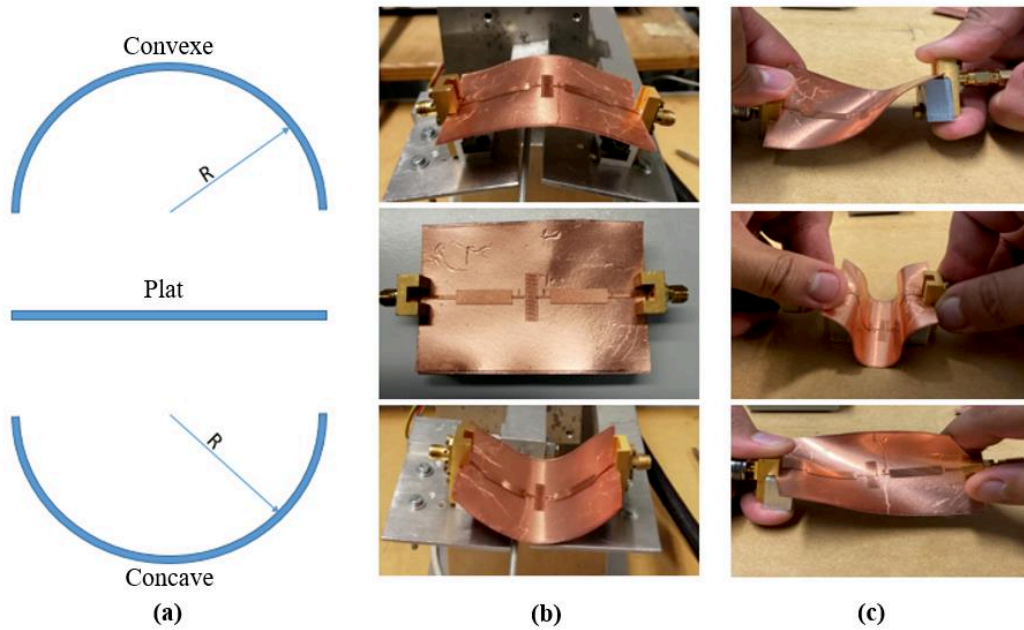


Figure III-13. (a) Schéma illustrant les différentes courbures (b) et (c) photographie du filtre pour différentes contraintes mécaniques.

Nous pouvons remarquer que les différentes courbures appliquées au filtre ont un faible effet aussi bien sur le S_{11} que sur le S_{21} . En effet, la fréquence centrale est quasiment inchangée et le niveau de pertes minimal varie relativement peu passant de 1.2 dB à 1.6 dB dans la bande passante.

Dans le cas où le filtre est utilisé pour des applications portables (wearable), d'autres types de déformations, comme le pliage ou la torsion, peuvent être rencontrés. Nous avons donc également étudié ces possibilités (**Figure III-13.c**). Comme le montre la **Figure III-14.c**, l'effet de ces déformations reste relativement faible. Il apparaît donc que le filtre passe-bande proposé présente une dégradation minimale sous les différentes déformations physiques appliquées.

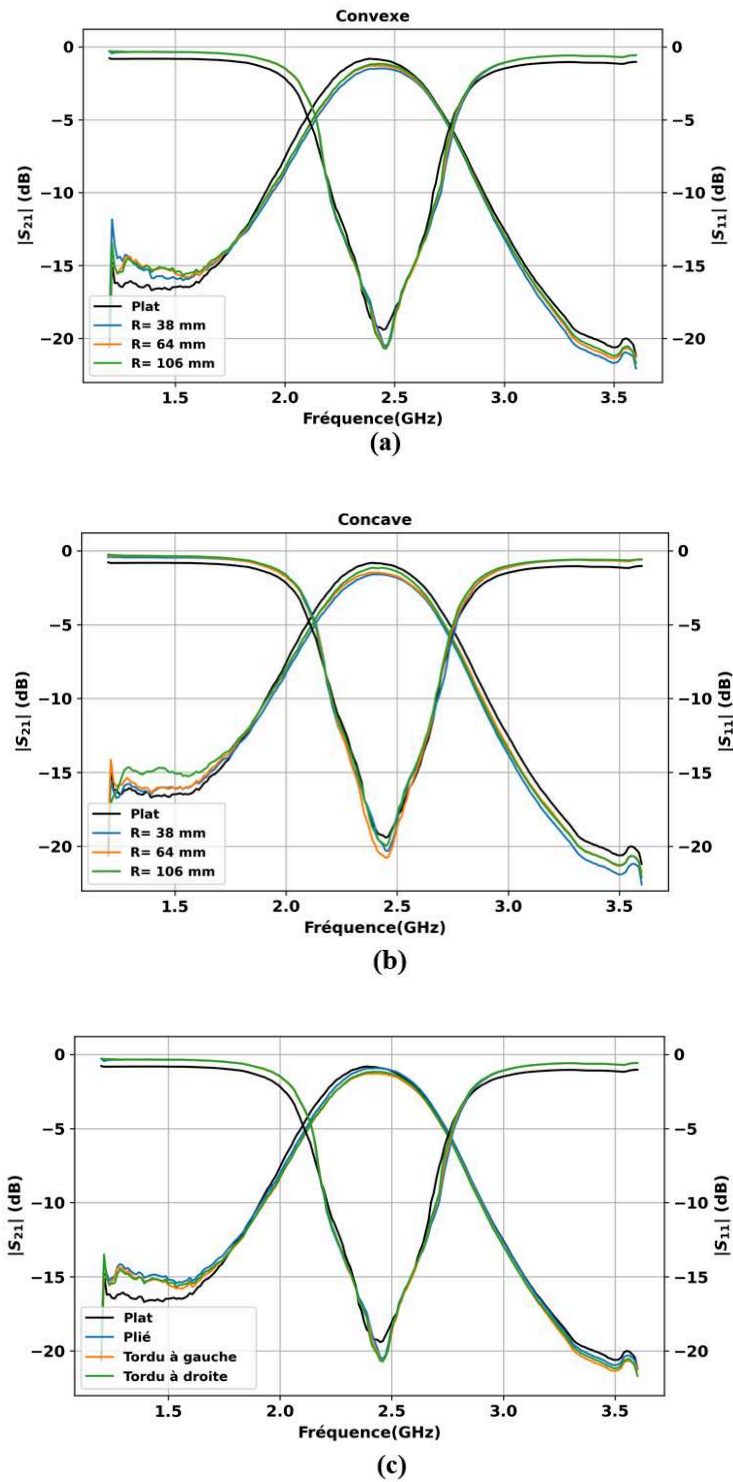


Figure III-14. $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ mesurés pour (a) des courbures convexes (b) des courbures concaves (c) un pliage et des torsions.

A titre de comparaison, nous présentons dans le **Tableau III-3** les performances des différents filtres flexibles passe bandes trouvées dans la littérature. Nous indiquons la fréquence centrale (f_c) lorsque le filtre ne subit pas de déformation et la fréquence centrale relevée lorsqu'une courbure est imposée ($f_{c\text{courbure}}$).

Tableau III-3. Comparaison avec les travaux qui existent dans la littérature

Référence	Substrat	Processus de fabrication	f_c (GHz)	Max(S ₂₁)	f_c (GHz) Courbure	Max(S ₂₁) Courbure	Vert
[8]	Polyimide	Auto-métallisation	5.5	-0.81 dB	5.58	-0.95 dB	Non
[9]	Kapton	Sérigraphie	4	-2.6 dB	4	-2.6 dB	Non
[10]	Polyimide	Auto-métallisation	2.42	-0.49 dB	2.42	-0.51 dB	Non
[11]	LCP	Photolithographie	9.6	-1.5 dB	9.7	-4.5 dB	Non
[12]	LCP	N.A	5	-0.74 dB	4.86	-0.94 dB	Non
[13]	LCP	N.A	5.61	-2.9 dB	5.66	-2.03 dB	Non
Ce travail	Laurate de cellulose	Laser avec cuivre autocollant	2.45	-1.2 dB	2.45	-1.6 dB	Oui

Du point de vue des performances, nous notons donc que le filtre réalisé sur un substrat biosourcé affiche des résultats au moins équivalents à ceux obtenus pour un substrat classiquement utilisé en électronique RF. Un des avantages de la solution proposée réside dans la technologie de fabrication. Contrairement à la plupart des travaux qui mettent en œuvre des processus de fabrication (pour des substrats pétrosourcés) basés sur de la photolithographie avec gravure chimique ou de la sérigraphie, le processus de fabrication proposé ici, basé sur une technique laser associée à du cuivre adhésif, convient à tous les types de substrats. La méthode de fabrication proposée correspond, en particulier, aux substrats qui ne résistent pas aux hautes températures et aux produits chimiques tels que le papier ou les biopolymères.

III.2.6. Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté un filtre passe bande flexible fabriqué sur un substrat biosourcé à l'aide d'un processus basé sur de la structuration laser et du cuivre autocollant. Le filtre a été caractérisé à plat et sous contraintes mécaniques. Il a démontré de bonnes

performances RF et des caractéristiques stables sous les contraintes mécaniques. Aussi, compte tenu des bons résultats obtenus pour ce filtre passe bande, nous pouvons dire que le laurate de cellulose peut remplacer efficacement les polymères classiques pour des applications en électronique flexible RF.

Le processus de fabrication proposé a montré la possibilité de réaliser des structures avec des dimensions précises et qui intègrent des motifs relativement fins tels qu'une capacité interdigitée.

Ainsi, l'ensemble des résultats obtenus permet de conclure à une possible exploitation du substrat proposé, le laurate de cellulose, pour une électronique RF souple plus verte.

Après cette partie dédiée à la réalisation d'un filtre, nous exposons dans la suite les résultats obtenus pour un autre dispositif RF, une antenne flexible micro ruban double bande de fréquences centrales 2.45 GHz et 5.8 GHz.

III.3. Antenne double bande flexible sur laurate de cellulose pour des applications WBAN

III.3.1. Introduction

Après avoir fait la démonstration que le laurate de cellulose est potentiellement utilisable comme substrat pour des circuits RF flexibles, nous rapportons dans cette partie les résultats obtenus pour une antenne flexible qui couvre deux bandes de fréquences ISM (2.45 GHz et 5.8 GHz).

Nous commençons par la présentation des étapes de design de l'antenne, ensuite nous décrivons le processus de fabrication qui est aussi basé aussi sur une structuration laser et du cuivre autocollant, mais avec des améliorations par rapport à celui précédemment présenté, et terminons par la caractérisation de l'antenne.

L'antenne étant envisagée pour des applications WBAN (Wireless Body Area Network), elle doit répondre à un certain nombre de critères tels que la compacité, un gain élevé, un faible SAR et une dégradation minimale des performances quand elle subit des contraintes mécaniques ou quand elle est portée sur le corps humain.

Nous notons que, avant la conception de l'antenne double bande, nous avons d'abord conçu et réalisé sur laurate de cellulose une antenne microruban rectangulaire flexible pour des applications ISM à 2.45 GHz [14]. Nous avons observé que les caractéristiques de l'antenne sont peu affectées par une courbure relativement importante. En particulier, nous avons montré que l'ajout de fenêtres dans le plan de masse permettait d'améliorer sensiblement le gain de l'antenne (de 0.07 dBi à 1.87 dBi). La simulation du DAS (Débit d'Absorption Spécifique) moyen a permis de vérifier que les normes européennes et américaines sont respectées. Enfin, les différents tests sur le corps humain ont montré que le fonctionnement de l'antenne n'était pas affecté de manière significative. Le détail de la conception et la caractérisation de cette première antenne sont donnés dans l'annexe. Dans la suite, nous rapportons uniquement les résultats pour l'antenne double bande.

III.3.2. Conception et simulation de l'antenne double bande

La structure de l'antenne double bande, conçue à l'aide d'ANSYS HFSS, est composée de deux patchs trapézoïdaux de tailles différentes connectés à une ligne de 50 Ohm. La procédure qui conduit à cette configuration est la suivante. Nous commençons avec un patch rectangulaire, conçu pour un fonctionnement double bande (**Figure III-15.a**). Les résultats de simulation de ce patch sont présentés dans la **Figure III-16.a**.

Nous remarquons que même si le comportement bi-bande de l'antenne est bien observé, les fréquences centrales sont décalées par rapport à celles visées ($f_1=2.65$ GHz, $f_2=5.3$ GHz). Aussi, pour ajuster ces fréquences, deux encoches (N_1) séparées d'une distance de W_3 sont aménagées (**Figure III-15.b**). Cette distance W_3 modifie l'écart (df en GHz) entre la première et la deuxième résonance du patch rectangulaire. L'étude paramétrique, dont les résultats sont reportés en **Figure III-16.b**, montre que cet écart varie pratiquement linéairement avec W_3 .

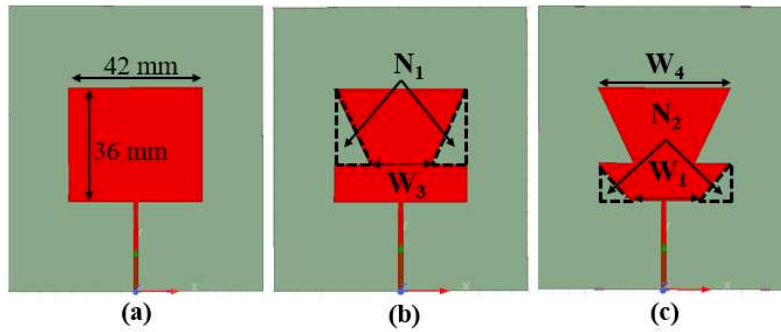


Figure III-15. Étapes de conception de l'antenne proposée

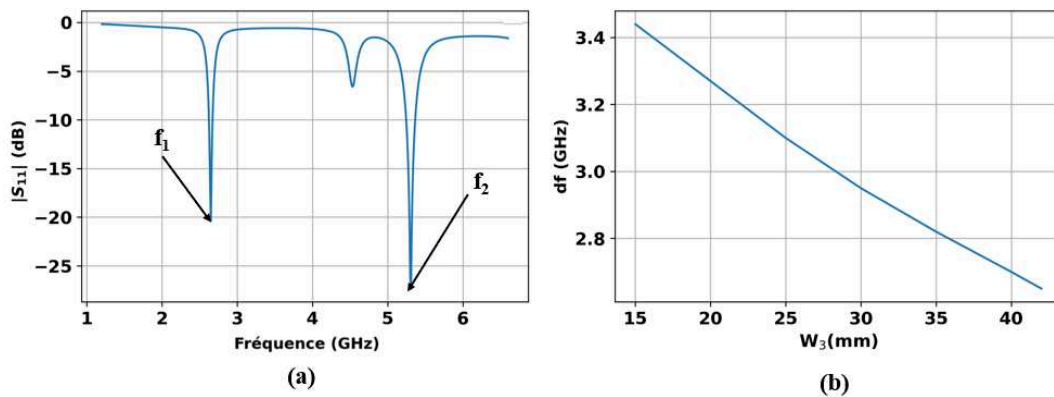


Figure III-16. (a) Coefficient de réflexion du patch rectangulaire (b) Ecart observé entre les deux fréquences de résonance en fonction de W_3 .

Une différence de 3.35 GHz (écart entre 2.45 GHz et 5.8 GHz) nécessite de fixer W_3 à 18 mm. Puis, afin de régler la première fréquence de résonance à la valeur souhaitée, deux autres encoches (N_2) séparées d'une distance W_1 sont introduites sur l'antenne (Figure III-15. c).

La Figure III-17.a montre d'une part que les deux fréquences de résonance sont décalées vers les fréquences hautes lorsque W_1 diminue et d'autre part que ces deux encoches (N_2) introduisent une autre fréquence de résonance. Cette dernière est supprimée en diminuant la valeur de W_4 (Figure III-17.b).

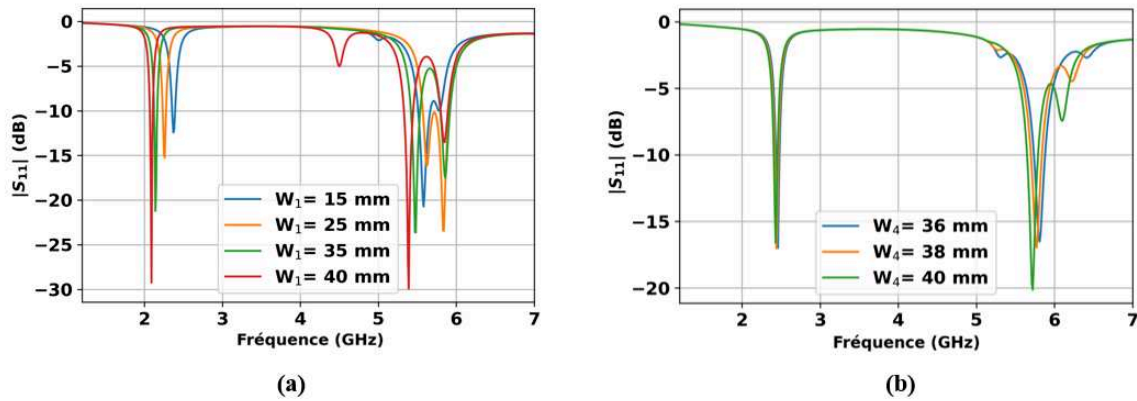


Figure III-17. Coefficient de réflexion (a) en fonction de W_1 pour $W_4= 42$ mm (b) en fonction de W_4 pour $W_1= 19$ mm.

L'étude paramétrique montre que le meilleur couple pour répondre aux critères imposés est $W_1 = 19$ mm et $W_4 = 36$ mm. Le coefficient de réflexion simulé de la structure ainsi optimisée est donné à la **Figure III-18**.

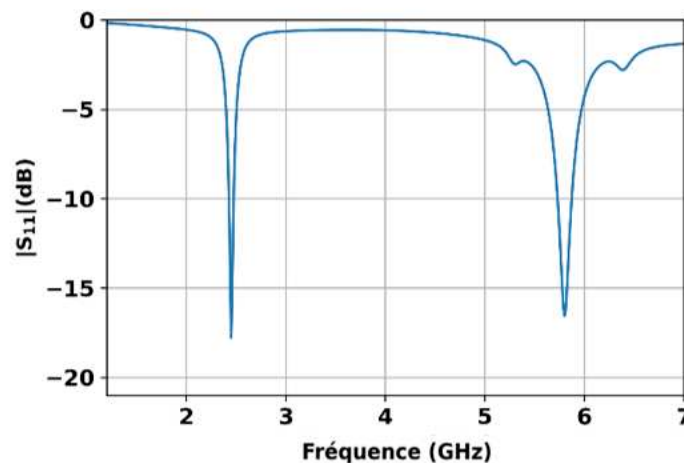


Figure III-18. Coefficient de réflexion de la structure optimisée ($W_1= 19$ mm, $W_3= 18$ mm et $W_4= 36$ mm)

Néanmoins, l'efficacité estimée pour cette structure est faible (7.47 % à 2.45 GHz et 30.89 % à 5.8 GHz (**Figure III-19**)). Pour l'améliorer, des fentes de 1 mm de largeur sont ajoutées dans le plan de masse. Cette technique (ajout de fenêtres dans le plan de masse) a déjà été appliquée dans [15] et [16] pour l'amélioration du gain. Cette légère modification du plan de masse, qui permet d'obtenir plus de puissance rayonnée, se traduit par une efficacité égale à 60 % et 69 % respectivement à 2,45 GHz et 5,8 GHz (**Figure III-19**). En fait, la présence des fentes au-dessous des extrémités de l'antenne, là où le champ électromagnétique est important (**Figure**

III-20), permet de libérer plus de champ électromagnétique dans l'air et donc de diminuer la puissance dissipée dans le substrat à cause des pertes diélectriques.

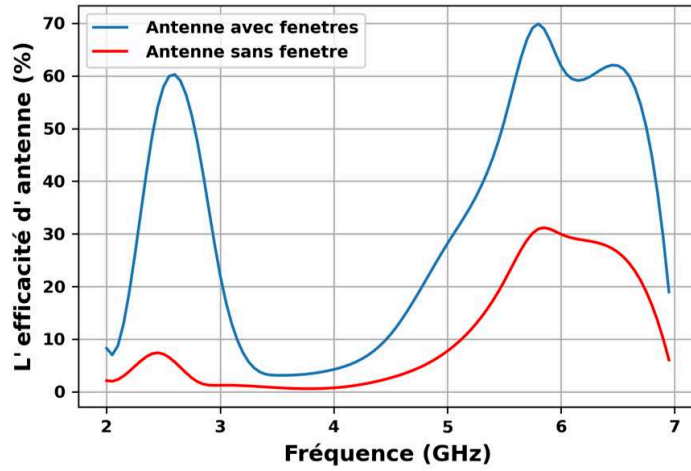


Figure III-19. Efficacité de l'antenne sans et avec fenêtrés

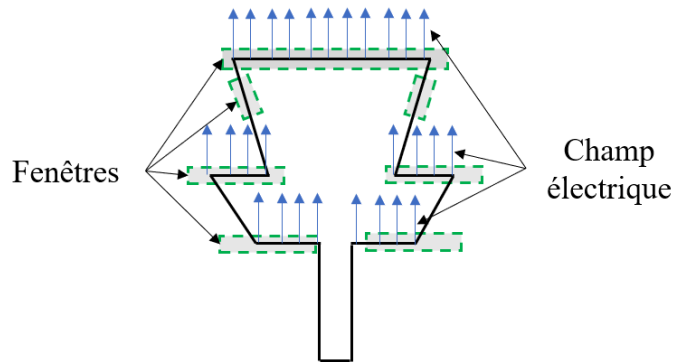


Figure III-20. Position des fenêtrés aménagées et représentation de champ électrique

En effet, sans fentes les lignes de champ sont plus concentrées dans le substrat où il y a des pertes ($\tan\delta=0.025$) qui engendrent une atténuation du champ EM. La comparaison des diagrammes de rayonnement simulés pour l'antenne sans et avec fenêtrés est donnée dans la **Figure III-21**. Nous pouvons constater que l'ajout des fenêtrés a libéré plus de champ EM ce qui permet d'augmenter l'efficacité. Enfin, l'ajout de fenêtrés permet aussi d'améliorer l'adaptation (**Figure III-22**). Le module du coefficient de réflexion de l'antenne passe de -17 et -16 dB respectivement aux fréquences de résonance de 2.45 GHz et 5.8 GHz sans fenêtrés à -37 et -39 dB avec fenêtrés pour ces mêmes fréquences respectives. Cette meilleure adaptation joue également un rôle dans l'amélioration de l'efficacité.

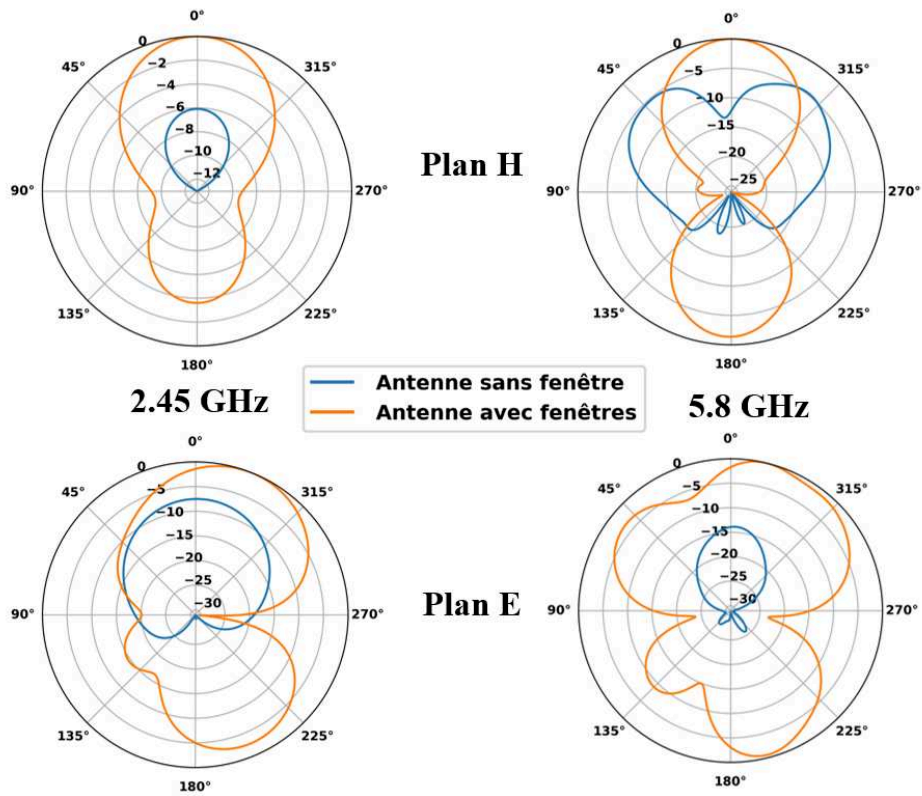


Figure III-21. Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne sans et avec fenêtres.

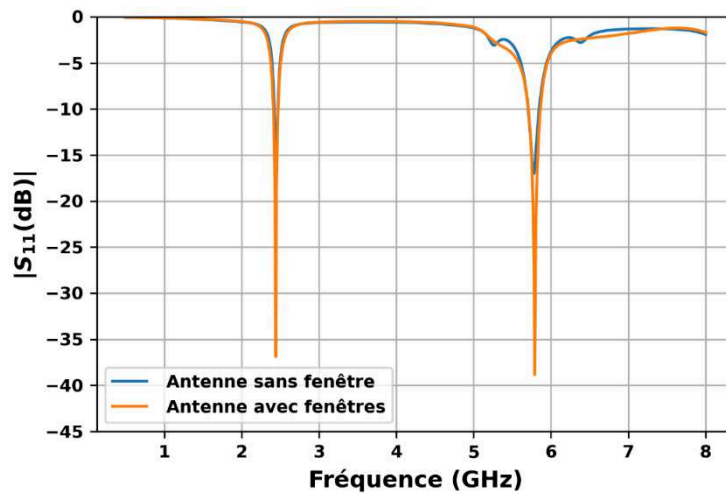


Figure III-22. Comparaison des coefficients de réflexion simulés de l'antenne sans et avec fenêtres.

Cependant, ces fenêtres introduisent un décalage sur les deux fréquences de résonance qui sont finalement ajustées en faisant varier les paramètres d'antenne à l'aide de l'outil d'optimisation disponible dans ANSYS HFSS. La géométrie et les dimensions finales sont données sur la Figure III-23 et dans le Tableau III-4.

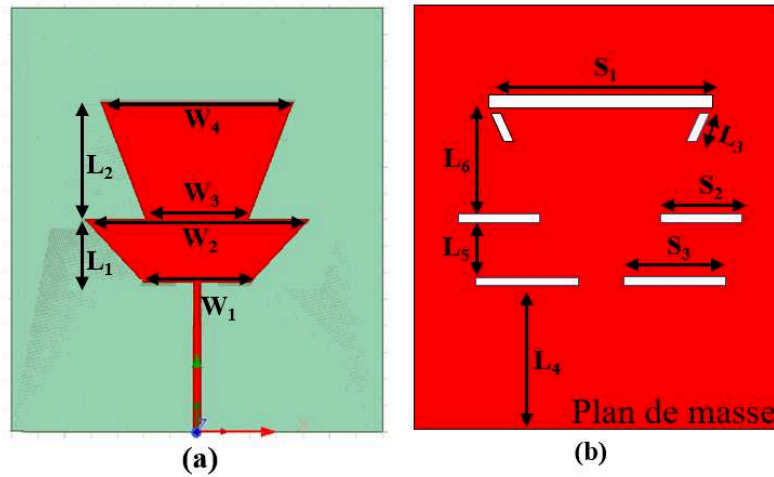


Figure III-23. La structure finale de l'antenne proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous

Tableau III-4. Les dimensions de l'antenne optimisée

Paramètre	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆	S ₁
Valeur (mm)	11.9	22	5	27.4	10.8	21.6	42.9
Paramètre	S ₂	S ₃	W ₁	W ₂	W ₃	W ₄	
Valeur (mm)	15.8	19.7	20.2	42.3	19.3	36.2	

De façon à résumer la procédure d'optimisation, nous présentons en **Figure III-24** un organigramme décrivant les différentes étapes de la conception de l'antenne.

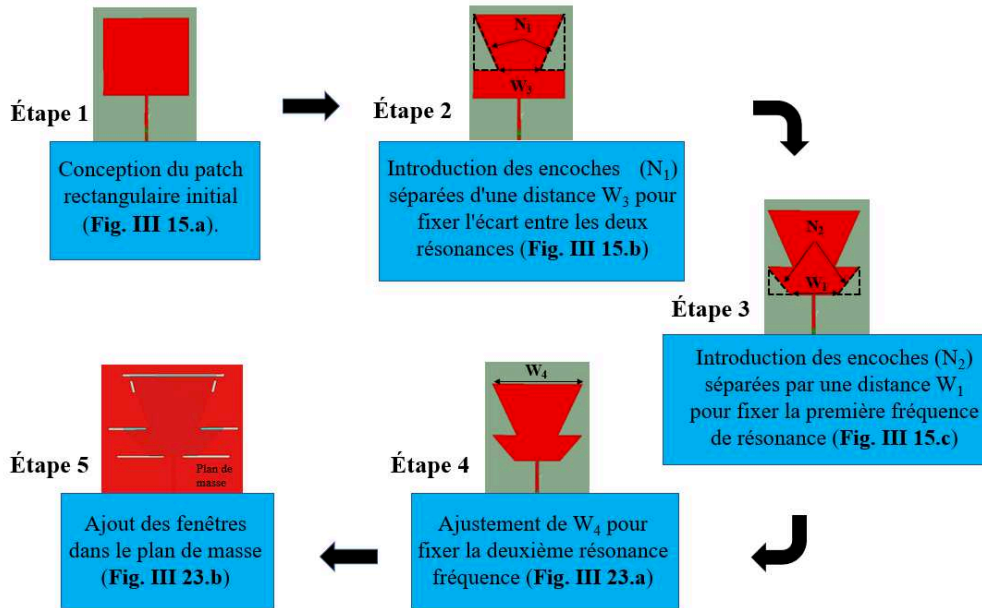


Figure III-24. Organigramme pour la conception de l'antenne

Le mécanisme d'antenne double bande peut également être illustré en analysant sa distribution de courants de surface aux fréquences de résonance. La distribution des courants simulée est représentée sur une échelle logarithmique dans la **Figure III-25**. Nous pouvons noter qu'à la fréquence de 2.45 GHz le courant est plus concentré dans le trapèze supérieur (**Figure III-25.a**) alors qu'à la fréquence de 5.8 GHz il est plus concentré dans le trapèze inférieur (**Figure III-25.b**).

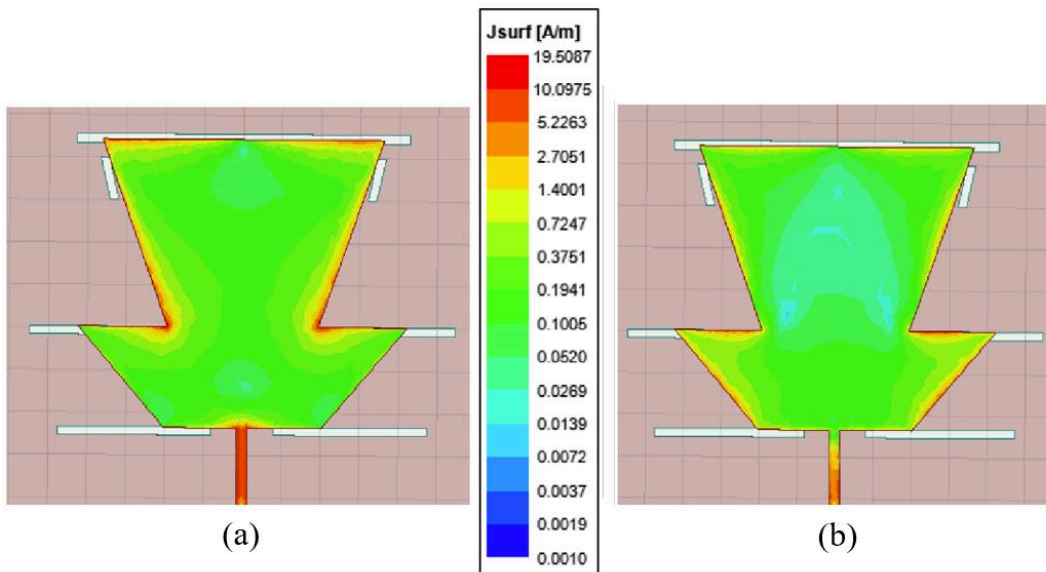


Figure III-25. Distribution du courant de surface simulée d'antenne (a) à 2,45 GHz (b) à 5,8 GHz.

III.3.3. Fabrication et caractérisation de l'antenne

Dans cette partie, le processus mis en œuvre pour la fabrication du filtre et de l'antenne monopatch rectangulaire à 2.45 GHz est modifié afin de le simplifier et de gagner en temps et précision de manipulation. Ainsi, au lieu de tracer la forme du circuit sur le cuivre fixé sur une plaque de verre puis de transférer la partie de cuivre désirée sur le substrat, nous collons directement le cuivre sur ce dernier et traçons la forme du circuit directement sur le substrat avant d'enlever la partie de cuivre non désirée. Cette variante nous permet de réduire le temps de fabrication et de faciliter le processus de fabrication surtout dans le cas d'un circuit double faces.

Cette méthode de fabrication compte trois étapes décrites en **Figure III-26**. La première étape consiste à fixer le cuivre adhésif sur le substrat de laurate de cellulose (**Figure III-26.a**), puis le laser Tangerine - OXFORD trace la forme de l'antenne et les fentes dans le cuivre (**Figure III-26.b**). Enfin, les parties indésirables du cuivre sont retirées délicatement et de l'eau est employée pour éliminer la partie indésirable de l'adhésif (**Figure III-26.c**).

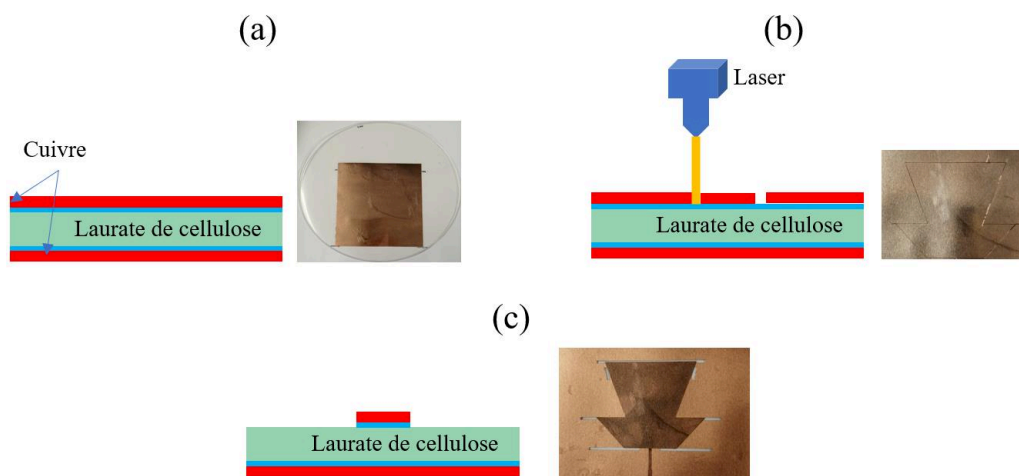


Figure III-26. Processus de fabrication de l'antenne double bande proposée

Comme pour le premier processus décrit précédemment, une série de tests a été réalisée de façon à définir les paramètres optimaux du laser (longueur d'onde, puissance, vitesse de déplacement...) pour découper le cuivre sans abimer le substrat.

Le coefficient de réflexion de l'antenne ainsi fabriquée est mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (Agilent N5224A VNA) et comparé à celui simulé (**Figure III-27**).

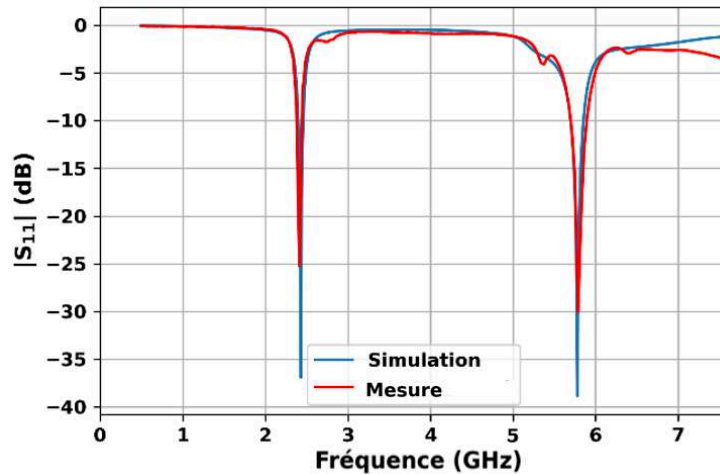


Figure III-27. Coefficient de réflexion de l'antenne proposée en espace libre.

Nous notons d'abord que le module du coefficient de réflexion est inférieur à -20 dB pour les deux fréquences de résonance (2.45 GHz et 5.8 GHz). Par ailleurs, la comparaison montre un bon accord entre les données de simulation et de mesure. Les bandes passantes autour des fréquences de résonance sont respectivement égales à 70 MHz (2.41-2.48 GHz) et à 180 MHz (5.70-5.88 GHz). Afin de compléter la caractérisation de l'antenne, les diagrammes de rayonnement normalisés et le gain sont mesurés en espace libre et comparés avec les simulations respectivement dans la **Figure III-28** et le **Tableau III-5**.

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain (plans E et H) ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de l'IEMN à l'aide d'une antenne cornet standard (SAS-200/571) et d'un analyseur de réseau vectoriel (Agilent 8735ES, 30 KHz - 6 GHz). Un bon accord est globalement observé entre les résultats de simulation et de mesure.

Pour le plan H, le gain maximal mesuré à 0° pour 2.45 GHz et 5.8 GHz est respectivement égal à 3.4 dBi et 5.34 dBi tandis que l'angle d'ouverture à 3 dB mesuré à 2.45 GHz et 5.8 GHz est respectivement égal à 80° et 50° . Concernant le plan E, à 2.45 GHz, un gain maximal de 2.8 dBi mesuré à 23° et un angle d'ouverture à 3 dB de 65° sont obtenus, alors qu'à 5.8 GHz, un gain maximal de 5.3 dBi mesuré à 12° et un angle d'ouverture à 3 dB de 62° sont relevés.

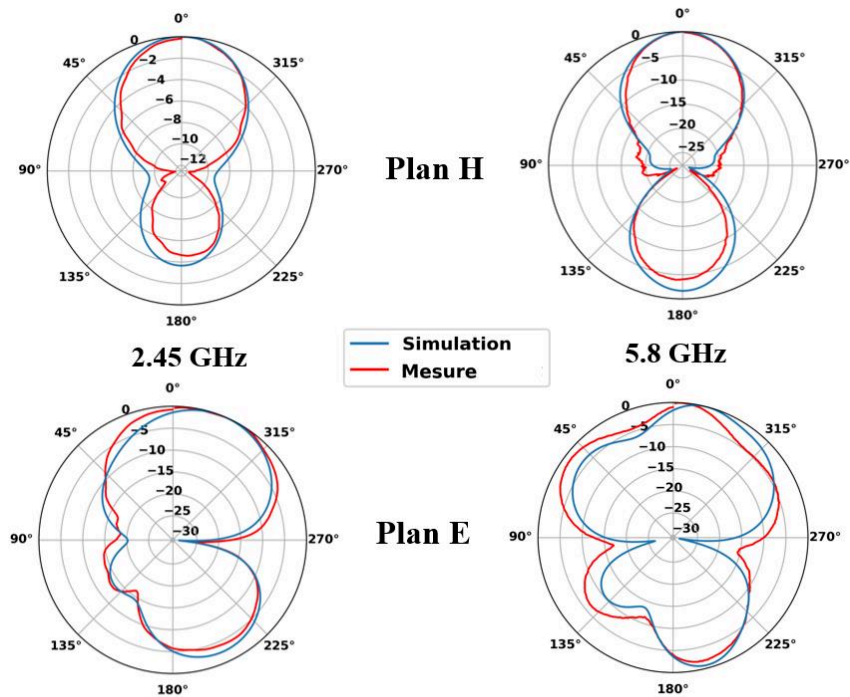


Figure III-28. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans les plans H et E de l'antenne à 2.45 GHz et 5.8 GHz.

Tableau III-5. Gains maximaux simulé et mesuré

Fréquence (GHz)	Simulation		Mesure	
	2.45	5.8	2.45	5.8
Gain max Plan H (dBi)	3.8	5.9	3.4	5.34
Gain max Plan E (dBi)	3	6.7	2.8	5.3

III.3.4. Performance de l'antenne en fonction de sa courbure

L'antenne, qui est destinée aux applications WBAN, est susceptible de subir des contraintes mécaniques (déformations) lorsqu'elle est portée. Pour étudier l'effet de possibles déformations sur les caractéristiques de l'antenne nous utilisons des supports en ABS fabriqués par impression 3D. Comme indiqué en **Figure III-29**, l'antenne est caractérisée en appliquant plusieurs rayons de courbure (40 mm, ce rayon est proche de celui d'un bras humain, 70 mm et 120 mm, **Figure III-29.a**) et selon deux directions de courbure (**Figure III-29.b**). Les

coefficients de réflexion mesurés et simulés pour chaque rayon de courbure sont donnés en **Figure III-30** et **Figure III-31**.

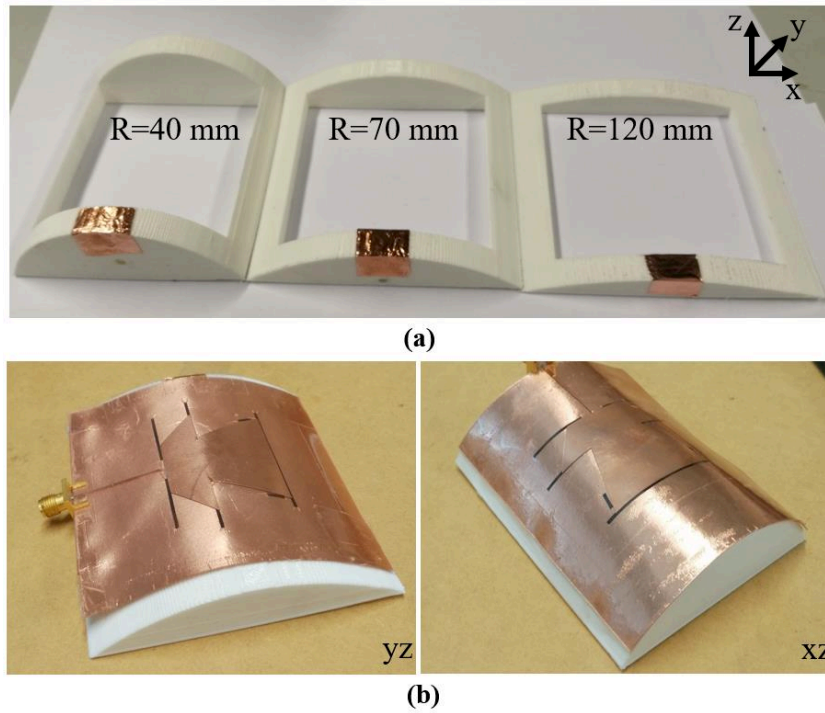


Figure III-29. (a) Rayon de courbure (b) Direction de courbure

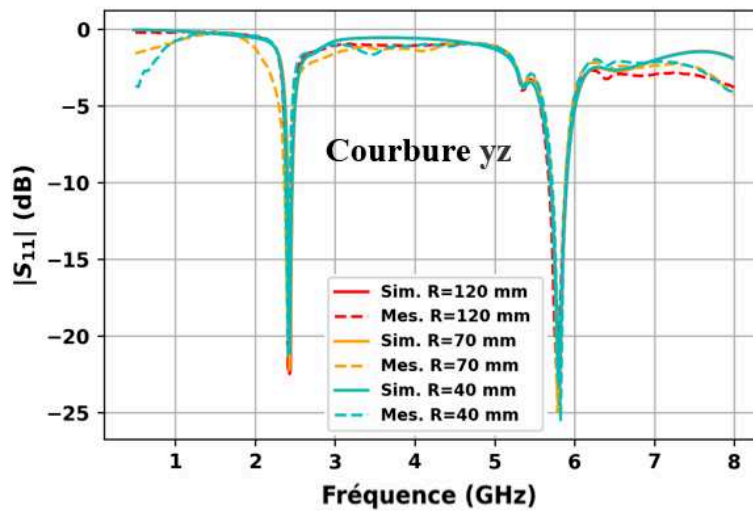


Figure III-30. Coefficients de réflexion mesurés et simulés pour différents rayons de courbure dans la direction yz

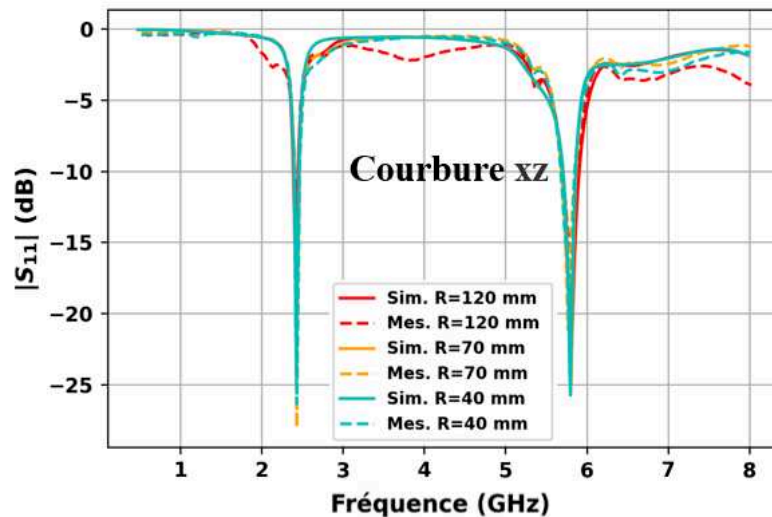


Figure III-31. Coefficients de réflexion mesurés et simulés pour différents rayons de courbure dans la direction xz

Dans un premier temps nous notons que les mesures et les simulations sont en bon accord. Puis, nous relevons que les différentes configurations de courbure n'ont pratiquement aucun effet sur le niveau du coefficient de réflexion. Par contre, un léger décalage de la seconde fréquence de résonance (5.8 GHz) est noté. En effet, par exemple pour le rayon $R=120$ mm, celle-ci se décale de 37 MHz (0.51 % de la fréquence centrale) vers les hautes fréquences, lorsque l'antenne est courbée dans la direction yz et de 23 MHz (0.4 % de la fréquence centrale) vers les fréquences basses lorsque l'antenne est courbée dans la direction xz. Néanmoins, malgré ce décalage, la bande ISM (150 MHz (5.725-5.875 GHz)) est toujours couverte par l'antenne. En revanche, aucun décalage n'est observé pour la première fréquence de résonance (2.45 GHz) lorsque l'antenne est courbée selon les deux directions. Après l'étude de la courbure de l'antenne sur le coefficient de réflexion, nous examinons son effet sur les diagrammes de rayonnement et le gain de l'antenne. Les résultats de cette étude sont donnés respectivement en **Figure III-32** et dans le **Tableau III-6**.

La comparaison entre les simulations et les mesures du diagramme de rayonnement montre un bon accord pour toutes les configurations de pliage. Nous remarquons que les directions de gain maximal dans toutes les situations de courbure sont inchangées. Ensuite, une légère diminution de la directivité est observée lorsque l'antenne est courbée avec $R = 40$ mm et $R = 70$ mm dans les deux directions étudiées, ce qui influence le gain maximal. De manière générale les caractéristiques de rayonnement sont peu affectées par les différentes courbures appliquées à l'antenne.

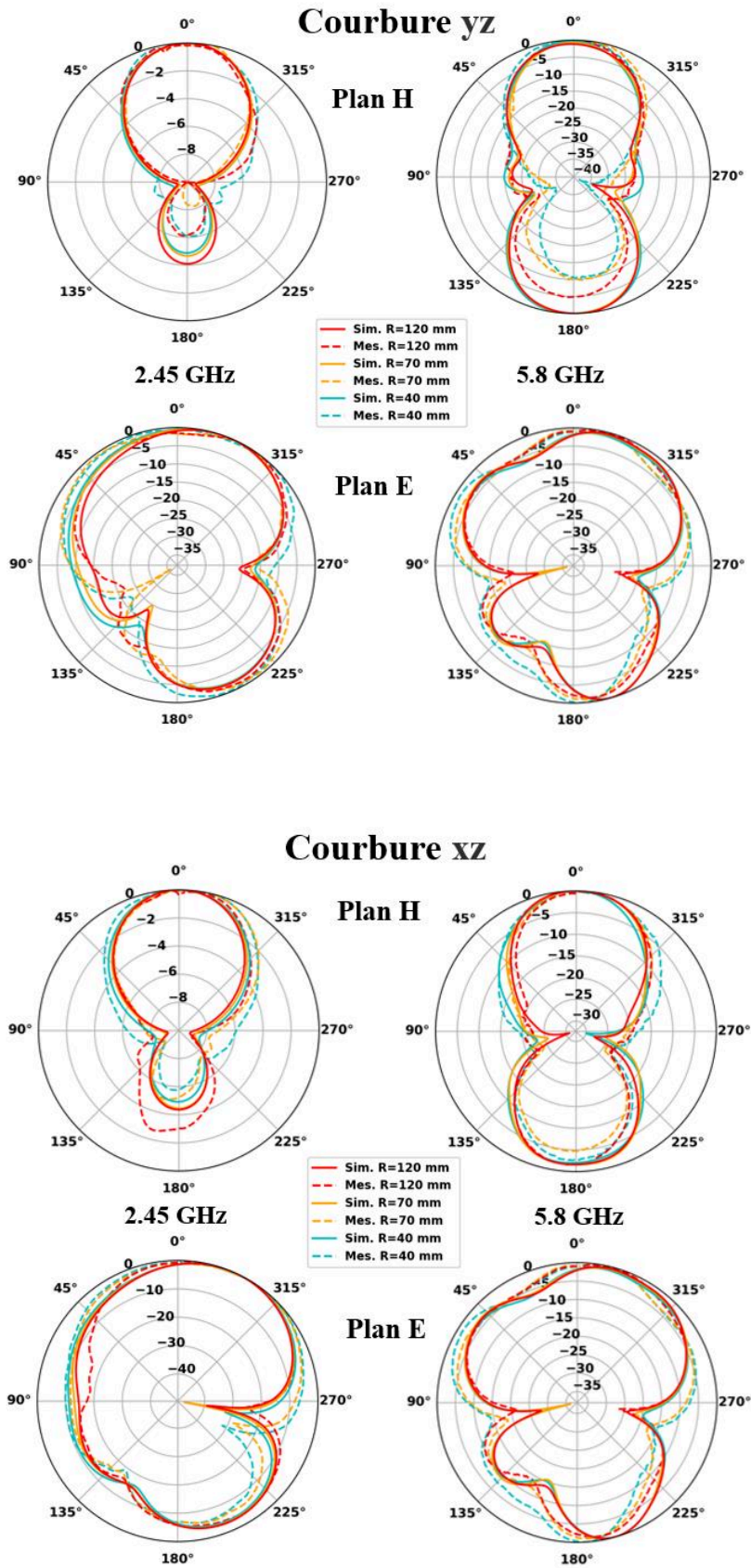


Figure III-32. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans les plans H et E de l'antenne à 2.45 et 5.8 GHz pour différentes configurations de courbure.

Tableau III-6. Gain maximal mesuré pour différentes courbures

Courbure dans la direction XZ				
R(mm)	2.45 GHz		5.8 GHz	
	Plan H	Plan E	Plan H	Plan E
40	2.1 dBi	1.53 dBi	2.8 dBi	2.6 dBi
70	2.1 dBi	1.6 dBi	3.38 dBi	2.74 dBi
120	2.45 dBi	2.49 dBi	4.82 dBi	4.01 dBi
Courbure dans la direction YZ				
R(mm)	2.45GHz		5.8 GHz	
	Plan H	Plan E	Plan H	Plan E
40	2.1 dBi	1.8 dBi	3.59 dBi	3.58 dBi
70	2.25 dBi	1.9 dBi	3.8 dBi	3.69 dBi
120	2.6 dBi	2.45 dBi	4.2 dBi	3.60 dBi
Plat (R=0)	3.4 dBi	2.8 dBi	5.34 dBi	5.3 dBi

Comme remarqué dans **Tableau III-6**, la légère diminution de la directivité due à la courbure de l'antenne influence la valeur maximale de gain. Plus l'antenne est fortement courbée plus la diminution est importante.

Comme déjà indiqué, cette antenne est envisagée pour des applications WBAN, aussi avons-nous procédé à des tests supplémentaires.

III.3.5. Tests de l'antenne sur le corps humain

L'antenne proposée est destinée à fonctionner à proximité du corps humain, aussi nous nous assurons également de la conformité aux règles de sécurité.

Pour cela nous calculons le débit d'absorption spécifique (DAS, en anglais SAR pour Specific Absorption Rate) qui est la puissance absorbée par le corps humain. Il doit être inférieur à la limite de 1.6 W/kg pour 1 g de tissu pour les normes américaines et inférieur à la limite de 2 W/kg pour 10 g de tissu pour les normes européennes [17].

Le DAS moyen a été simulé sur une couche homogène de tissu humain disponible dans la bibliothèque du logiciel HFSS (1048 kg/m³ de densité), pour 1 g et 10 g de tissu, pour chaque fréquence de résonance. La taille globale de ce modèle est de 150x150x40 mm³, la puissance d'entrée est de 1 W et l'écart entre le modèle (tissu humain) et le plan de masse de l'antenne est de 0.5 mm (**Figure III-33**). Cette distance est de l'ordre de l'épaisseur d'une chemise ou d'un tee-shirt.

Les valeurs de DAS maximales à 2.45 GHz sont de 0.3 W/kg dans 1 g de tissu et de 0.11 W/kg dans 10 g de tissu. Pour 5.8 GHz, les valeurs de DAS sont respectivement de 0.49 W/kg et 0.1 W/kg dans 1g et 10g de tissu. Les valeurs de DAS maximales sont donc inférieures aux limites requises par les normes internationales et permettent d'envisager l'emploi de l'antenne sur un sujet sans risque.

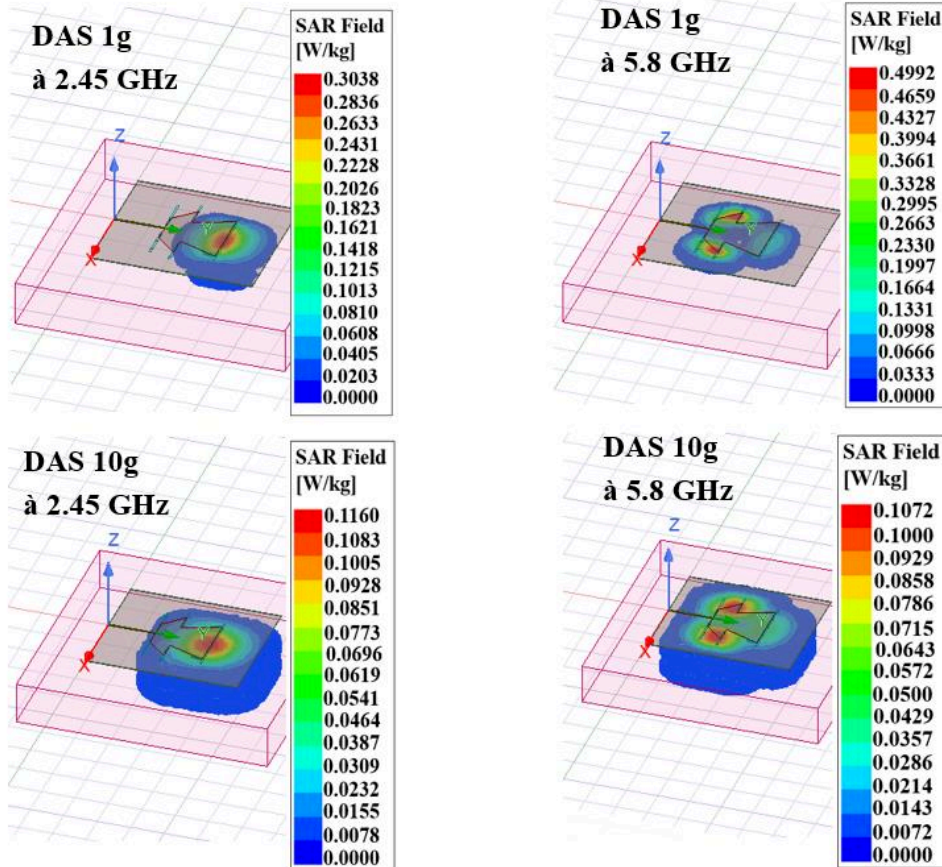


Figure III-33. DAS pour l'antenne proposée, simulé à 2.45 GHz et 5.8 GHz pour 1 g et 10 g de tissu.

Après la vérification du DAS, des mesures lorsque l'antenne est installée à différents endroits du corps (bras, poitrine et dos (**Figure III-34**)) sont réalisées. Le sujet est un homme de 28 ans, pesant 100 kg et mesurant 1,80 m. L'épaisseur de la chemise portée par le sujet est de l'ordre de 0.5 mm. Les coefficients de réflexion mesurés correspondants sont donnés dans la **Figure III-35**.

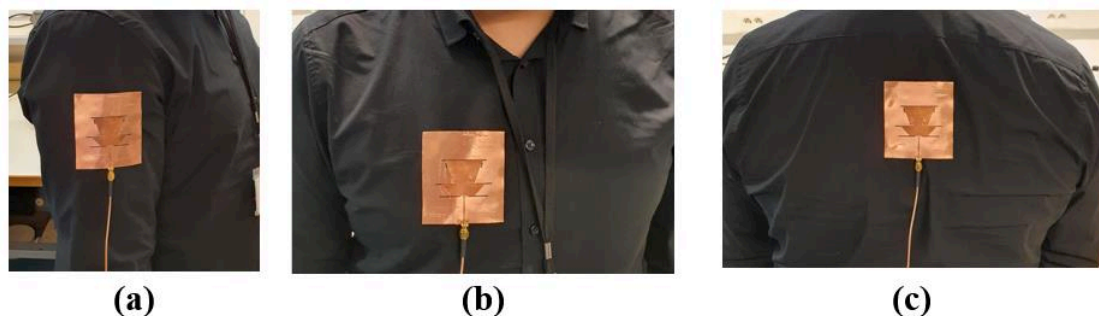


Figure III-34. Antenne proposée portée à différents endroits du corps humain

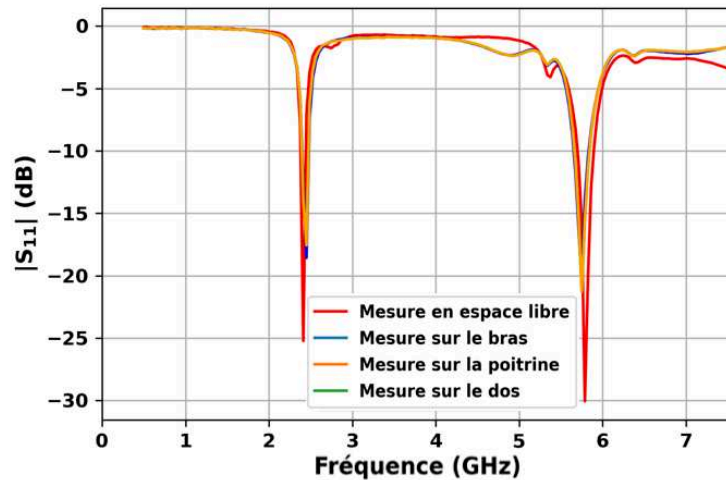


Figure III-35. Coefficients de réflexion mesurés dans l'espace libre et à différentes positions sur le corps humain.

Nous observons que lorsque l'antenne est disposée sur le corps humain, le niveau du coefficient de réflexion est diminué mais reste tout à fait correct et que la deuxième fréquence de résonance est légèrement décalée (environ 0.6 %). Ce résultat permet donc d'entrevoir de potentielles applications on-body.

III.3.6. Comparaison avec l'état de l'art

Afin de bien situer les performances de l'antenne proposée, nous comparons les résultats obtenus avec ceux disponibles dans la littérature récente. Ainsi, le **Tableau III-7** rassemble les derniers travaux recensés sur les antennes flexibles pour des applications portables (« on-body »).

Dans la première colonne du tableau nous indiquons les matériaux utilisés comme substrat, les fréquences centrales et la référence, ensuite les caractéristiques du substrat utilisé sont reportées (colonne 2 et 3), puis la taille de l'antenne proposée est renseignée (colonne 4). Les quatre dernières colonnes affichent respectivement les caractéristiques de l'antenne en termes de décalage de fréquences de résonance (par rapport à la référence antenne à plat), de gain, de DAS et de nature du substrat (biosourcé ou pas).

Tableau III-7. Comparaison des caractéristiques de l'antenne à celles d'autres antennes flexibles portables récemment publiées

Matériaux/ f _{centrale} (GHz)/Réf	ϵ_r	Tan δ .10 ⁻³	HxLxW (mm ³)	$\frac{ F_{\text{Courbure}} - F_{\text{Plat}} }{F_{\text{Plat}}}$ (%)	Gain (dBi)	DAS (W/kg) for 1 g	Bio
TLY-5 / 2.45-3.0-3.45 /[18]	2.2	0.9	1.52x41x41	4.1/4.3/2.8	4.2/6.6/5	0.13/0.09/0.09	Non
TLY-5 / 2.45-3.45/[19]	2.2	0.9	1.52x60x60	4.1/2.9	6.7/8.9	0.1/0.04	Non
Rogers RT 6006/ 2.45-5.8/[20]	6.45	2.7	1.27x18x18	Na	2.2/8.6	1.04/0.29	Non
polyimide / 2.4-5.8 / [21]	3.5	1.5	0.15x29x17	4.2/1.7	1.7/8.1	1.33/1.45	Non
RO4003C /5.8/[22]	10.2	2.7	0.8x14x13	Na	6.2	0.18	Non
Rogers 5880 /2.45/[23]	2.2	0.9	0.5x39x39	0.4	2.3	1.56	Non
Kapton / 2.1-5.48/[24]	3.5	2	0.135x40x58	Na	0.5/2.7	126 (10 g)	Non
RT/Duroid 5880/ 2.45-3.5-5.85 /[25]	2.2	0.1	9x32x32	0.4/5.7/0.8	1/6.6/5.5	1.5/0.83/0.36	Non
Ecoflex 0030/ 3.41[26]	2.2	20	14x59x33	4.1	5.8	1.25	Non
Cuir/ 2.45-3-5.8/[27]	2.95	160	3x20x20	5.3/0.6/1.55	2.3/2.7/3	0.93/0.98/0.97	Oui

Matériaux/ f_{centrale} (GHz)/Réf	ϵ_r	Tan δ .10 ⁻³	HxLxW (mm ³)	$\frac{ F_{\text{Courbure}} - F_{\text{Plat}} }{F_{\text{Plat}}}$ (%)	Gain (dBi)	DAS (W/kg) for 1 g	Bio
RT/duroid 5880/5.8/[28]	2.2	0.9	0.8x60x44	4.3	9.5	1.13 (10g/ 0.2 W)	Non
PDMS/ 2.45-5/[29]	2.7	13	2x55x55	0.8/0	5.5/5.3	0.22/0.18 (0.1 W)	Non
Textile/ 2.45/[30]	2.36	10	0.26x35x28	10	2.26	N.a	Oui
Ce travail	2.66/ 2.61	25/14	0.4x58x54	0/0.51	3/5.3	0.3/0.4	Oui

Nous pouvons noter qu'en dépit de pertes relativement importantes comparativement à des substrats plus classiquement utilisés en RF, la valeur du gain obtenu est tout à fait correcte, meilleure que celles indiquées dans [23], [24], [27] et [30] quelle que soit la fréquence de résonance et meilleur que celles indiquées dans [20], [25] et [21] pour la plus petite fréquence de résonance. Pour les autres publications les valeurs de gain sont comparables.

Du point de vue de la taille, l'antenne est moins compacte, à l'exception de celle de la référence [18], mais reste de dimension convenable. Pour le décalage de la fréquence de résonance vis-à-vis de la courbure, notre antenne affiche de meilleurs résultats. Enfin, les solutions proposées ne reposent pas sur l'emploi d'un substrat réalisé à partir d'un matériau biosourcé, sauf pour les références [27] et [30], contrairement à notre proposition. La comparaison avec les solutions basées également sur des matériaux biosourcés montre de meilleures performances dans notre cas.

En résumé, l'antenne proposée démontre un gain élevé, de faibles valeurs de DAS et une bonne robustesse aux effets de courbure. De plus, elle est fabriquée sur un matériau biosourcé et biocompatible, ce qui en fait une meilleure solution pour l'électronique verte et pour des applications biomédicales.

III.3.7. Conclusion

Dans cette partie, nous avons exploité le laurate de cellulose pour fabriquer une antenne bi-bande pour des applications portables. Nous avons par ailleurs proposé une modification du processus de fabrication initialement mis au point pour le filtre RF. Ce procédé, toujours basé sur la structuration laser et le cuivre autocollant, est maintenant plus rapide tout en restant facile à mettre en œuvre.

Il a été observé un bon accord entre les simulations et les mesures pour le coefficient de réflexion, les diagrammes de rayonnement et le gain. Les tests de flexibilité, selon différentes configurations de courbure, montrent une très légère dégradation des performances, et permettent de conclure à une bonne adéquation de la solution proposée aux applications intégrant un besoin de flexibilité des dispositifs.

Le DAS moyen dans des masses de 1g et 10g a été simulé, et a montré que les normes internationales (européennes et américaines) sont respectées. Cela nous a permis de tester l'antenne sur un vrai corps humain, les résultats obtenus sont convaincants. Enfin, la solution proposée, basée sur un matériau biosourcé, est compatible avec des applications portables en particulier dans le domaine biomédical.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des circuits RF flexibles passifs tels qu'un filtre passe bande et une antenne double bande sur un substrat biosourcé.

Nous avons proposé un processus de fabrication adapté d'une part au type de substrat et d'autre part à une électronique plus verte. Les différentes comparaisons entre les mesures et les simulations des circuits proposés montrent un bon accord. La comparaison avec les dispositifs récemment publiés dans la littérature scientifique confirme les bonnes performances et la compétitivité des dispositifs proposés.

L'ensemble des résultats obtenus montre que le matériau proposé est un candidat intéressant dans la perspective du développement d'une électronique RF souple et verte.

III.5. Bibliographie

- [1] Lei Zhu and Ke Wu, “Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic resonance,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 3, Art. no. 3, Mar. 2000, doi: 10.1109/22.826833.
- [2] L. Zhu, V. Devabhaktuni, C. Wang, and M. Yu, “Adjustable Bandwidth Filter Design Based on Interdigital Capacitors,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 16–18, Jan. 2008, doi: 10.1109/LMWC.2007.911975.
- [3] B. Han *et al.*, “Study on the Structure and Dielectric Properties of Zeolite/LDPE Nanocomposite under Thermal Aging,” *Polymers*, vol. 12, no. 9, p. 2108, Sep. 2020, doi: 10.3390/polym12092108.
- [4] A. V. Starodubov *et al.*, “Development of an original technology for manufacturing of RF antennas on flexible substrates,” in *Saratov Fall Meeting 2018: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling*, Saratov, Russian Federation, Jun. 2019, p. 55. doi: 10.1117/12.2525130.
- [5] Z. Yang, A. Takacs, S. Charlot, and D. Dragomirescu, “Flexible substrate technology for millimeter wave wireless power transmission,” *Wirel. Power Transf.*, vol. 3, no. 1, Art. no. 1, Mar. 2016, doi: 10.1017/wpt.2015.21.
- [6] F. Alimenti, P. Mezzanotte, M. Dionigi, M. Virili, and L. Roselli, “Microwave Circuits in Paper Substrates Exploiting Conductive Adhesive Tapes,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 12, pp. 660–662, Dec. 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2227141.
- [7] N. Chahat, M. Zhadobov, S. A. Muhammad, L. Le Coq, and R. Sauleau, “60-GHz Textile Antenna Array for Body-Centric Communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1816–1824, Apr. 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2232633.
- [8] J.-S. Gong, Z.-L. Wang, H.-W. Qu, and D.-Y. Cang, “Flexible bandpass filter on polyimide substrate,” *J. Mater. Sci. Mater. Electron.*, vol. 32, no. 20, pp. 25137–25148, Oct. 2021, doi: 10.1007/s10854-021-06968-2.
- [9] S. Yang, W. Li, M. Vaseem, and A. Shamim, “Additively Manufactured Dual-Mode Reconfigurable Filter Employing VO₂-Based Switches,” *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 10, no. 10, pp. 1738–1744, Oct. 2020, doi: 10.1109/TCPMT.2020.3019067.
- [10] H. Qu, Z. Wang, and D. Cang, “Flexible Bandpass Filter Fabricated on Polyimide Substrate by Surface Modification and In Situ Self-Metallization Technique,” *Polymers*, vol. 11, no. 12, Art. no. 12, Dec. 2019, doi: 10.3390/polym11122068.
- [11] Y. Lan and Y. Xu, “Bending Limit Tests for Ultra-Thin Liquid Crystal Polymer Substrate Based on Flexible Microwave Components,” *Micromachines*, vol. 9, no. 10, p. 531, Oct. 2018, doi: 10.3390/mi9100531.
- [12] Y. Yu, P. Gao, K. Ding, and M. Zhang, “A flexible bandpass filter based on Liquid Crystal Polymer substrate,” in *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, Dec. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/APMC.2015.7413368.
- [13] M. Zhao and Y. Zhang, “Compact wearable 5-GHz flexible filter,” *Electron. Lett.*, vol. 53, no. 10, pp. 661–663, May 2017, doi: 10.1049/el.2017.0625.
- [14] A. Sid, P.-Y. Cresson, N. Joly, F. Braud, and L. T, “Réalisation d’une antenne microruban flexible sur un substrat biosourcé pour applications ISM,” *Journées Nationales Microondes*, Limoges, Jun. 08, 2022. [Online]. Available: <https://hal.science/hal-03702390/document>
- [15] A. Talukder and E. Islam, “Design and Simulation Study of E Shaped Slotted Microstrip Patch Antenna by HFSS for 5G applications,” in *2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, Singapore, Singapore, Dec. 2021, pp. 1909–1910. doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704198.

- [16] D. Samantaray, S. Bhattacharyya, and K. V. Srinivas, “Modified Fractal-shaped Slotted Patch Antenna with Dipole-shaped Slotted Ground Plane with Enhanced Gain for X-band Applications,” in *2018 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, Hyderabad, India, Dec. 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/INCAP.2018.8770817.
- [17] T. T. Le, Y.-D. Kim, and T.-Y. Yun, “Bandwidth-Enhanced Compact Circularly-Polarized Wearable Antenna With a Magneto-Electric Dipole,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 123225–123232, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3224148.
- [18] T. T. Le, Y.-D. Kim, and T.-Y. Yun, “A Triple-Band Dual-Open-Ring High-Gain High-Efficiency Antenna for Wearable Applications,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 118435–118442, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3107605.
- [19] T. Le and T.-Y. Yun, “Wearable Dual-Band High-Gain Low-SAR Antenna for Off-Body Communication,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 20, no. 7, pp. 1175–1179, Jul. 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3074641.
- [20] X. Yin, S. J. Chen, and C. Fumeaux, “Wearable Dual-Band Dual-Polarization Button Antenna for WBAN Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, no. 12, pp. 2240–2244, Dec. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3028868.
- [21] H. Zheng *et al.*, “Design of flexible dual-band antenna and metamaterial structure for wearable body area network,” *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 32, no. 5, May 2022, doi: 10.1002/mmce.23083.
- [22] U. Ullah, I. B. Mabrouk, and S. Koziel, “A Compact Circularly Polarized Antenna With Directional Pattern for Wearable Off-Body Communications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 2523–2527, Dec. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2942147.
- [23] A. Arif, M. Zubair, M. Ali, M. U. Khan, and M. Q. Mehmood, “A Compact, Low-Profile Fractal Antenna for Wearable On-Body WBAN Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 5, pp. 981–985, May 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2906829.
- [24] Z. Hamouda, J.-L. Wojkiewicz, A. A. Pud, L. Kone, S. Bergheul, and T. Lasri, “Magnetodielectric Nanocomposite Polymer-Based Dual-Band Flexible Antenna for Wearable Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 7, pp. 3271–3277, Jul. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2826573.
- [25] T. T. Le, Y.-D. Kim, and T.-Y. Yun, “Wearable Pattern-Diversity Dual-Polarized Button Antenna for Versatile On-/Off-Body Communications,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 98700–98711, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3206799.
- [26] J.-H. Low, P.-S. Chee, and E.-H. Lim, “Liquid EBG-Backed Stretchable Slot Antenna for Human Body,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, no. 10, pp. 9120–9129, Oct. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3184456.
- [27] S. Yang, L. Zhang, W. Wang, and Y. Zheng, “Flexible Tri-Band Dual-Polarized MIMO Belt Strap Antenna Toward Wearable Applications in Intelligent Internet of Medical Things,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, no. 1, pp. 197–208, Jan. 2022, doi: 10.1109/TAP.2021.3098589.
- [28] A. A. Althwayb *et al.*, “Metasurface-Inspired Flexible Wearable MIMO Antenna Array for Wireless Body Area Network Applications and Biomedical Telemetry Devices,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 1039–1056, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3233388.
- [29] G.-P. Gao, H.-J. Meng, W.-F. Geng, Z.-H. Dou, B.-K. Zhang, and B. Hu, “A Wideband Metasurface Antenna With Dual-Band Dual-Mode for Body-Centric Communications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 21, no. 1, pp. 149–153, Jan. 2022, doi: 10.1109/LAWP.2021.3121585.
- [30] M. E. de Cos Gómez, H. Fernández Álvarez, A. Flórez Berdasco, and F. Las-Heras Andrés, “Paving the Way to Eco-Friendly IoT Antennas: Tencel-Based Ultra-Thin Compact Monopole and Its Applications to ZigBee,” *Sensors*, vol. 20, no. 13, p. 3658, Jun. 2020, doi: 10.3390/s20133658.

**Chapitre : IV : Récupérateur
d'énergie électromagnétique double
bande sur un substrat de laurate de
cellulose**

Chapitre IV : Récupérateur d'énergie électromagnétique double bande sur un substrat de laurate de cellulose

IV.1. Introduction

Compte tenu du contexte énergétique, la sobriété énergétique et la récupération d'énergie sont devenues des sujets centraux pour la société et en particulier pour un grand nombre de chercheurs. Dans ce chapitre, nous nous intéressons uniquement au volet récupération qui suscite de nombreux travaux ces dernières années. Les systèmes de récupération d'énergie peuvent être de différentes natures. Nous pouvons ainsi citer la récupération d'énergie électromagnétique [1] mais aussi la récupération d'énergie thermique [2], mécanique [3], chimique [4] ou encore solaire [5].

Dans ce travail nous nous intéressons exclusivement à la récupération d'énergie électromagnétique (EM) ou RF. L'objectif étant de convertir l'énergie électromagnétique issue de diverses sources, en énergie électrique capable d'alimenter des dispositifs électroniques pour différents types d'applications tels que l'IoT (Internet of Things) [6], la santé [7] ou les dispositifs RFID [8].

Dans ce cadre, après avoir exploité le laurate de cellulose pour la fabrication de circuits unitaires, une antenne et un filtre, nous nous sommes intéressés à la réalisation d'un système de récupération d'énergie sur ce biopolymère. Aussi, dans un premier temps, nous présentons dans ce chapitre les étapes de conception et de fabrication d'un système de conversion RF-DC fonctionnant à deux fréquences. Puis, nous décrivons le système de récupération d'énergie électromagnétique, une rectenna (rectifying antenna ou antenne à redresseur), qui résulte de l'association du convertisseur RF-DC avec l'antenne présentée dans le chapitre précédent.

IV.2. Architecture d'un récupérateur d'énergie EM

Un système de récupération d'énergie électromagnétique se compose de plusieurs éléments (**Figure IV-1**). D'abord une antenne dont le rôle est de convertir l'onde électromagnétique incidente en un signal électrique RF qui est ensuite transmis à un redresseur au travers d'un circuit d'adaptation qui permet d'assurer un transfert maximal de la puissance RF (impédance d'entrée du redresseur fixée à 50 Ohm). Par ailleurs, le circuit d'adaptation joue également le

rôle de filtre passe-bande car le redresseur (ici une diode) génère des harmoniques lors du redressement du signal RF. Et enfin, un filtre DC (passe-bas) dont le rôle est de garder uniquement la composante continue. Cette dernière est utilisée, par exemple, pour alimenter un dispositif sans fil modélisé sur la figure par la charge.

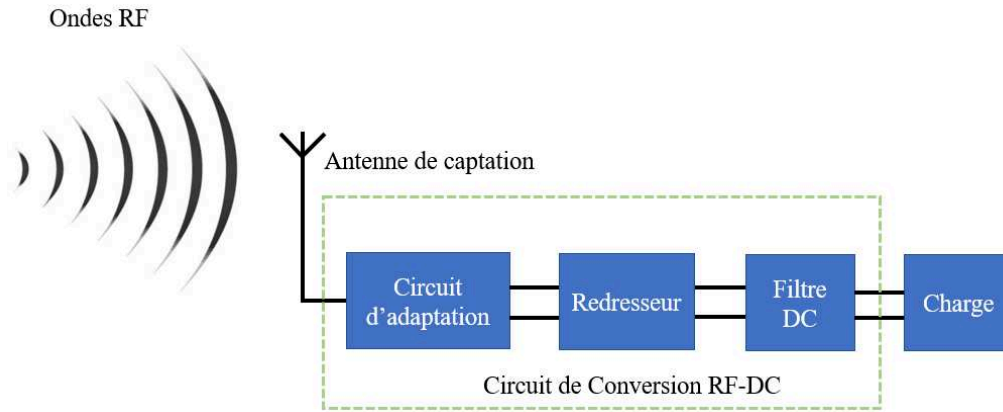


Figure IV-1. Architecture générale d'un récupérateur d'énergie EM

L'énergie EM que nous souhaiterions récupérer est disponible en permanence à l'ambiante mais avec de faibles densités de puissance [9], ou rayonnée à partir d'un système d'émission [10] pour cette application spécifique.

Généralement les sources d'énergie RF ambiante sont les stations de base pour les réseaux GSM, 3G/4G ... etc., ou encore les routeurs Wifi. Une étude, rapportée dans [11], a été réalisée pour mesurer les différents niveaux de puissance disponibles sur un campus universitaire, dans la bande de fréquences allant de 0.1 à 3 GHz. Les mesures, réalisées dans une zone de rayon égal à 90 m sont prises tous les 30 m sur une ligne droite pour quatre directions (0° , 90° , 180° et 270°). Les résultats de mesure correspondant à cette étude sont donnés dans le **Tableau IV-1**. Dans la **Figure IV-2** nous donnons les niveaux de puissance mesurés à deux endroits en particulier sur le campus en fonction de la fréquence. En valeur moyenne les puissances observées dans les bandes GSM/900, GSM/1800 et UMTS(3G) /2100, Wi-Fi/2.45 et LTE/2600, sont respectivement -21.2, -15.3, -22.5 -17.7 et -23.8 dBm. Cette étude permet d'avoir une idée générale sur les niveaux de puissances RF disponibles dans le milieu ambiant.

Tableau IV-1. Puissance ambiante reçue dans diverses bandes de télécommunications publiques [11]

Bande	Fréquences (GHz)	Plage de puissance reçue (dBm)	Puissance reçue moyenne (dBm)
GSM900	0.925-0.960	-40 / -17.5	-21.2
GSM1800	1.805-1.880	-35 / -14	-15.3
3G	2.110-2.170	-43 / -20.1	-22.5
ISM2400	2.305-2.400	-45 / -29.7	-30.1
Wi-Fi2450	2.400-2.500	-35 / -15	-17.7
LTE2600	2.500-2.690	-45 / -19.5	-23.8

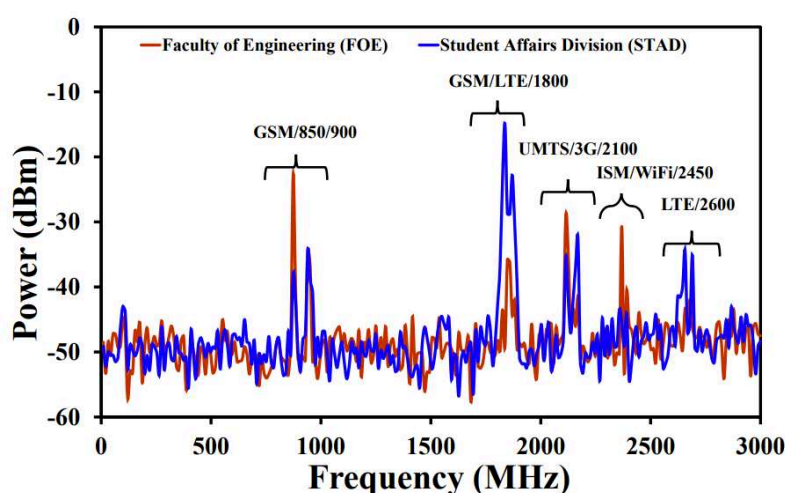


Figure IV-2. Niveaux de puissance RF ambiants mesurés à différents endroits dans le campus [11]

Quand l'énergie électromagnétique est transférée vers l'antenne de captation à partir d'un système d'émission, on parle de TESF (transmission d'énergie sans fil) en anglais WPT (Wireless Power Transfer). Ce principe se retrouve dans les chargeurs de téléphones mobiles sans fil et aussi dans les applications médicales par exemple pour alimenter des capteurs ou des systèmes à l'intérieur du corps humain [12].

Nous débutons le chapitre par la présentation du circuit de conversion RF-DC et abordons ensuite la description d'un système de récupération d'énergie électromagnétique basé sur l'association du convertisseur et de l'antenne présentée dans chapitre précédent.

IV.3. Conception d'un circuit de conversion RF-DC double bande

IV.3.1. Introduction

Dans cette partie nous présentons les différents choix opérés et les étapes liées à la conception de chaque élément du convertisseur RF-DC (choix de la diode, circuit d'adaptation, filtre DC et charge). L'antenne qui est utilisée pour la captation de l'onde EM est l'antenne double bande présentée dans le chapitre précédent. Pour rappel, les fréquences de fonctionnement sont égales à 2.45 GHz et 5.8 GHz

IV.3.2. Le filtre DC

Le rôle du filtre DC est de ne garder que la composante continue (filtrage des fréquences fondamentale et harmoniques). Une capacité parallèle, de valeur comprise entre 10 et 60 pF [13] peut être utilisée comme filtre DC [14], [15] et [16]. Pour notre application et pour la simplification du processus de fabrication, nous utilisons des lignes micro ruban pour la réalisation du filtre DC.

Nous avons choisi de réaliser le filtre DC à partir d'un filtre à saut d'impédance pour sa facilité de conception et de fabrication. Pour la conception, nous utilisons l'outil SIFilter (Stepped Impedance Lowpass Filter) de ADS Keysight qui permet de générer une structure de filtre passe bas à saut d'impédance à partir des paramètres souhaités pour le filtre (fréquence de coupure, ordre de la pente dans la bande atténuée). Une fois que la structure du filtre est générée nous l'optimisons en utilisant l'outil disponible dans ADS-Momentum car il peut arriver que les dimensions obtenues avec l'outil SIFilter ne soient pas compatibles avec les contraintes de taille. Les résultats de simulation des paramètres de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) du filtre sont donnés dans la **Figure IV-3.(b)** tandis que sa topologie et les dimensions associées qui sont données dans la **Figure IV-3.(a)**. Le filtre sera redimensionné par la suite pour qu'il soit adapté avec la charge optimale du convertisseur RF-DC.

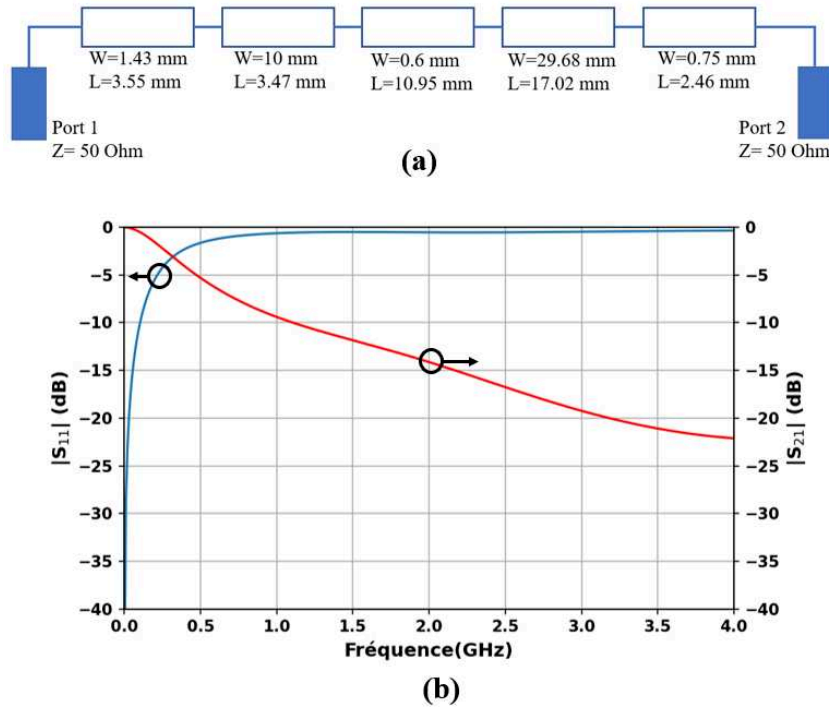


Figure IV-3. (a) Topologie et dimensions du filtre (b) Paramètres de réflexion et de transmission du filtre passe bas

IV.3.3. Choix du type de redresseur

Pour ce qui concerne le redresseur (RF-DC) dont le rôle est, comme indiqué précédemment, de convertir l'énergie EM captée par l'antenne en une énergie électrique continue, il est réalisé à partir d'une diode. Dans ce travail, nous avons opté pour une diode Schottky compte tenu des avantages offerts, à savoir une faible tension de seuil et une faible capacité de jonction. En fait, pour la réalisation du redressement, plusieurs configurations basées sur une ou plusieurs diodes sont possibles, comme montré dans la **Figure IV-4**.

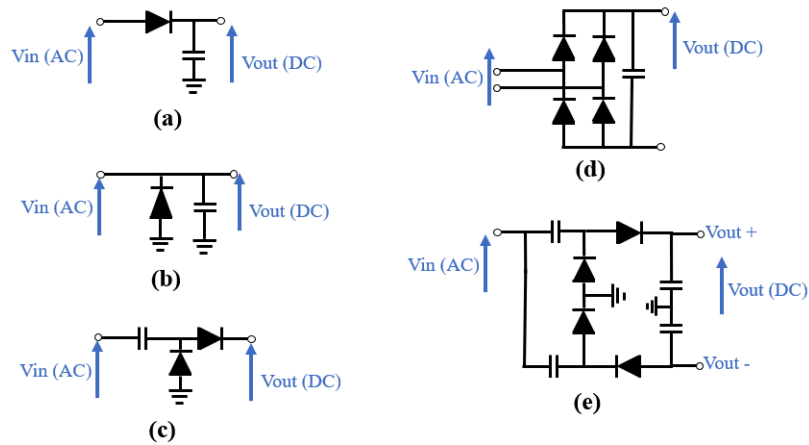


Figure IV-4. Différentes configurations de redresseurs : (a) Série, (b) Parallèle, (c) Doubleur de tension, (d) Pont de Graetz (e) Greinacher [17]

Chaque configuration de redresseurs présente des avantages et des inconvénients, le choix dépend du niveau de la puissance disponible en entrée et aussi de la tension de sortie souhaitée. L'étude reportée dans [17] sur quatre types de configurations de redressement (série, doubleur de tension, pont de Graetz et Greinacher) permet de comparer les différentes possibilités en terme d'efficacité et de tension de sortie. Les résultats sont reportés en **Figure IV-5**. Dans cette même étude, les cinq configurations données dans la **Figure IV-4** sont également comparées qualitativement en termes d'amplitude de la tension de sortie DC, de démarrage à faibles niveaux de puissance RF incidente (< -10 dBm) et d'efficacité de conversion (**Tableau IV-2**)

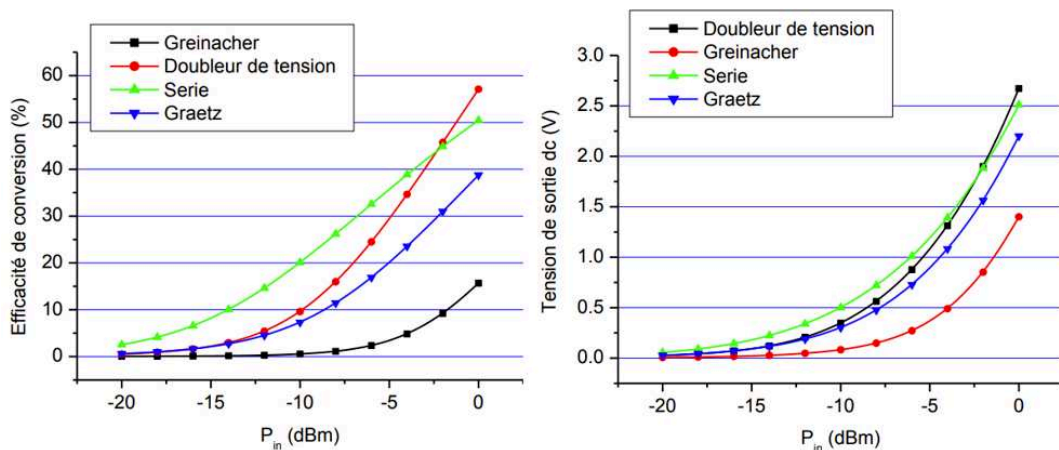


Figure IV-5 . Efficacité de conversion et tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour 4 configurations de redresseurs [17]

Tableau IV-2. Performances relatives entre plusieurs types de redresseurs

Redresseur	Amplitude de la tension de sortie DC	Démarrage à faibles niveaux de puissance RF incidente (< -10 dBm)	Efficacité de conversion
Série	+	+	++
Pont de Graetz	++	-	-
Parallèle	-	+	+
Doubleur de tension	++	-	-
Greinacher	++	-	-

Nous constatons que pour des puissances inférieures à -5 dBm, la configuration série est bien meilleure en terme d'efficacité et légèrement meilleure pour la tension de sortie. Par contre à partir de -2 dBm la configuration doubleur de tension est meilleure en efficacité et comparable en tension de sortie. Nous notons également que les configurations série et parallèle présentent également les meilleurs démarrages à faibles niveaux de puissance (inférieurs à -10 dBm). Compte tenu de ces résultats et de l'application visée, récupération de niveaux de puissance faibles, nous retenons la configuration série pour le redresseur.

Notons par ailleurs que pour améliorer les niveaux de tension DC ou de puissance de sortie, d'autres structures de conversion basées sur l'association de plusieurs circuits élémentaires de conversion sont disponibles dans la littérature. Ainsi, l'association en série (**Figure IV-6.a**) permet d'augmenter la tension DC et l'association en parallèle (**Figure IV-6.b**) permet quant à elle d'améliorer la puissance de sortie.

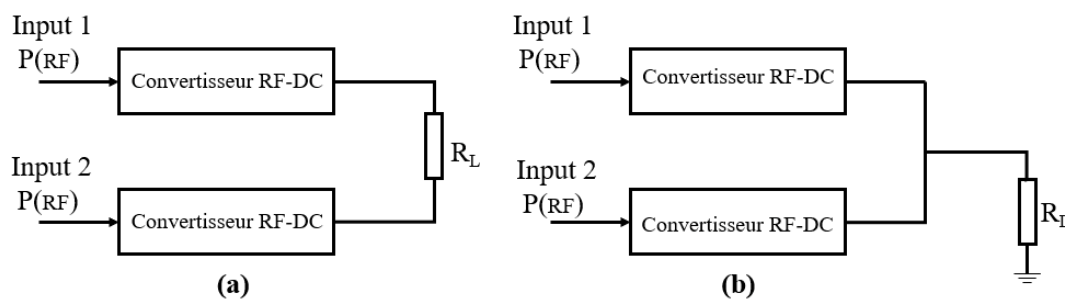


Figure IV-6. L'association de deux convertisseurs (a) série (b) parallèle [18]

Dans ce travail, pour une première évaluation, la solution retenue est un seul convertisseur RF-DC intégrant un redresseur réalisé à partir d'une diode en configuration série.

IV.3.4. Choix de la diode de redressement

Pour la réalisation du redresseur nous avons sélectionné une diode Schottky. Celles-ci sont généralement retenues pour le redressement compte tenu de leur faible tension de seuil (entre 0.15 et 0.45 V), leur faible capacité de jonction et la possibilité de les utiliser jusqu'à quelques dizaines de GHz [19]. Des diodes Schottky très courantes sont les séries SMS telles que SMS 7630-079LF [20] et les séries HSMS telles que HSMS 2860 [21]. Plusieurs études ont été faites pour comparer les performances de ces diodes en termes d'efficacité en fonction du niveau de puissance d'entrée, les résultats sont reportés en **Figure IV-7**. Les deux configurations, parallèle (**Figure IV-7.a**) et série (**Figure IV-7.b**), sont considérées.

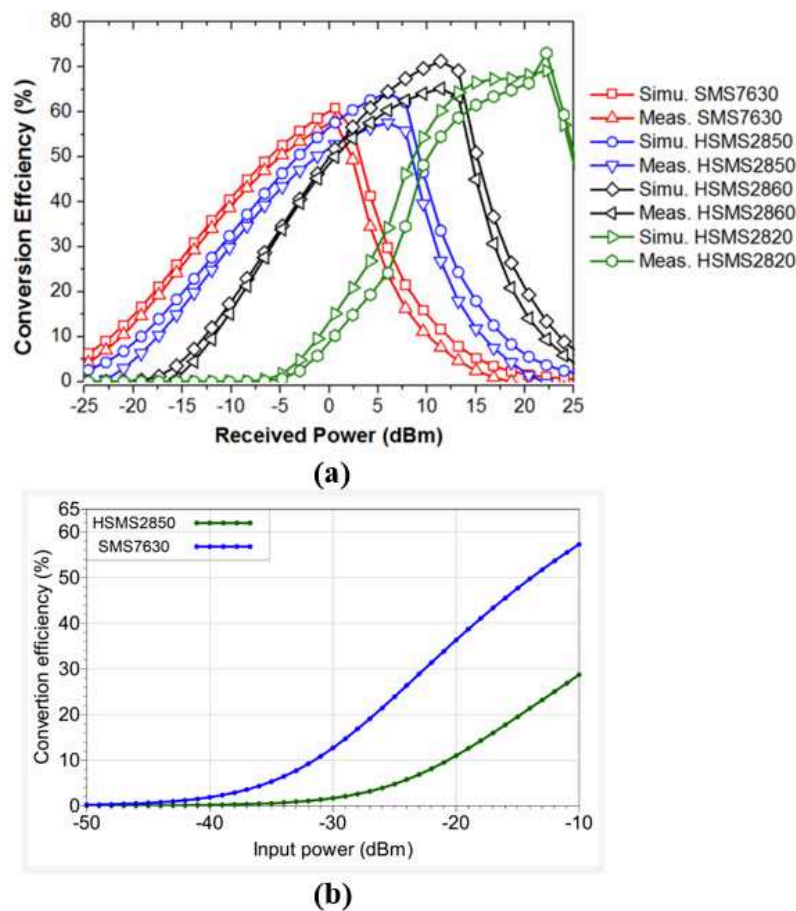


Figure IV-7. Comparaison des efficacités des diodes en fonction de la puissance d'entrée (a) configuration parallèle [22] (b) configuration série [23]

Nous notons, d'après ces études, que pour des niveaux de puissance faibles, inférieurs à 0 dBm, la diode SMS 7630-079LF est meilleure en efficacité de conversion. Par contre, si le niveau de puissance dépasse les 0 dBm alors les diodes HSMS 2860 ou HSMS 2850 représentent un

meilleur choix en termes d'efficacité de conversion RF-DC. Compte tenu de ces résultats, nous choisissons la diode SMS 7630-079LF comme élément de redressement.

IV.3.5. Modélisation de la diode SMS 7630-079LF

L'antenne utilisée pour la collecte de l'onde EM a une impédance d'entrée autour de 50 Ohms aux fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz. Par conséquent, il est nécessaire d'intercaler un circuit d'adaptation d'impédance entre l'antenne et le circuit redresseur pour transférer un maximum de puissance. Par ailleurs, ce circuit d'adaptation joue également le rôle de filtre HF pour éliminer les harmoniques d'ordres supérieurs générés par la diode Schottky et ainsi éviter leur rayonnement par l'antenne et leur propagation coté redresseur.

La diode retenue, la SMS 7630-079LF de Skyworks Inc, a une résistance en polarisation directe $R_s = 20$ Ohms et une capacité de jonction $C_{j0} = 0.14$ pF. Les différents paramètres du modèle SPICE fournis par le fabricant sont donnés dans le **Tableau IV-3** avec une schématisation de la diode dans la **Figure IV-8**. Comme la diode est souvent utilisée comme détecteur de puissance, la sensibilité de détection pour la fréquence 1.8 GHz est donnée à titre d'exemple dans la **Figure IV-9**.

Tableau IV-3. Paramètres du modèle SPICE de la diode SMS 7630-079LF [24]

Paramètres	Unités	Valeurs
Is (Courant de saturation)	A	5×10^{-6}
Rs (Résistance ohmique)	Ω	20
N (Coefficient d'émission)	-	1.05
TT (Temps de transit)	Sec	10^{-11}
C_{j0} (Zéro-bias Capacité de jonction)	pF	0.14
M (coefficient de gradation/en anglais Grading coefficient)	-	0.40
E_G (Écart énergétique)	eV	0.69
XTI (Exposant de température pour Is)	-	2
Fc (Coefficient de capacité de déplétion en polarisation directe)	-	0.5
Bv (Tension de claquage inverse)	V	2
I_{BV} (Courant à la tension de claquage inverse)	A	10^{-4}
Vj (Potentiel de jonction)	V	0.34

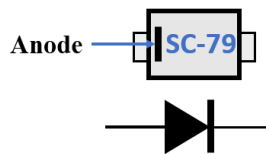


Figure IV-8. Schématisation de la diode [24]

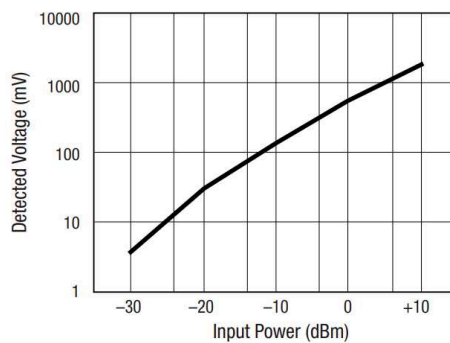


Figure IV-9. Caractéristique de détection pour la fréquence 1.8 GHz [24]

Les paramètres issus du modèle SPICE sont exploités pour la conception du convertisseur RF-DC à l'aide du logiciel ADS Keysight. En effet, le modèle de cette diode n'est pas disponible dans la bibliothèque d'ADS Keysight. Pour la modélisation la plus complète possible de la diode nous devons aussi prendre en considération les éléments parasites tel qu'un élément inductif résultant des connexions d'entrée et de sortie utilisées dans le boîtier SMD. Cette inductance (L_s), répartie de manière équilibrée (entrée/sortie), est égale à 0,7nH (donnée du fabricant Skyworks Inc.). De la même façon, nous prenons en compte les éléments parasites causés par le boîtier qui sont, une inductance L_f , un condensateur C_{pp} et un autre condensateur C_p [25]. Ces éléments sont déterminés par une simulation inverse au moyen de l'outil d'optimisation d'ADS Keysight en s'assurant que les paramètres S simulés de la diode se rapprochent au plus près des paramètres S mesurés par le fabricant.

Le modèle final de la diode est donné dans la **Figure IV-10**, et la comparaison des coefficients de réflexion et de transmission obtenus à partir de ce modèle avec ceux issus des données expérimentales fournies par le fabricant est donnée dans la **Figure IV-11**.

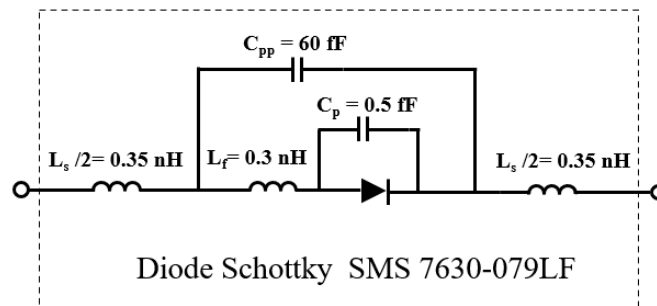


Figure IV-10. Modélisation de la diode SMS 7630-079LF

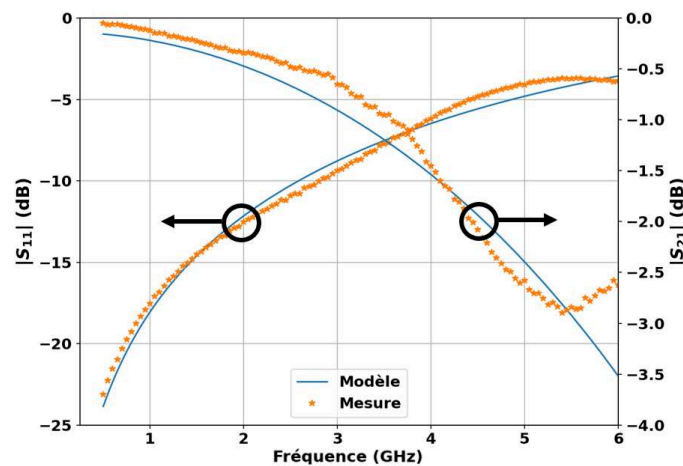


Figure IV-11. Comparaison des paramètres S issus du modèle de la diode avec les données fabricant

Nous remarquons que les coefficients de réflexion et de transmission obtenus à partir du modèle proposé sont très proches de ceux donnés par le fabricant. Compte tenu de ces résultats, le modèle proposé dans la **Figure IV-10** est retenu pour la suite de ce travail.

IV.3.6. Circuit d'adaptation et simulations

L'impédance d'entrée de la diode est $Z_{in}=146-j67 \Omega$ et $Z_{in}= 73.2-j58.6 \Omega$ respectivement pour les fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz. Ces valeurs sont celles obtenues à partir du modèle proposé pour la diode. La méthode retenue pour réaliser l'adaptation à 50 Ohm est la technique simple stub. Ainsi dans un premier temps, nous utilisons l'outil Smith Chart d'ADS Keysight qui permet de calculer la géométrie et la position du stub pour chaque fréquence d'intérêt (2.45 GHz et 5.8 GHz) séparément. Puis, nous cascadons les deux stubs et procédons à une nouvelle optimisation pour réaliser l'adaptation à 50 Ohms aux deux fréquences simultanément. Le schéma de simulation sur ADS Keysight du convertisseur RF-DC est donné dans la **Figure IV-12**.

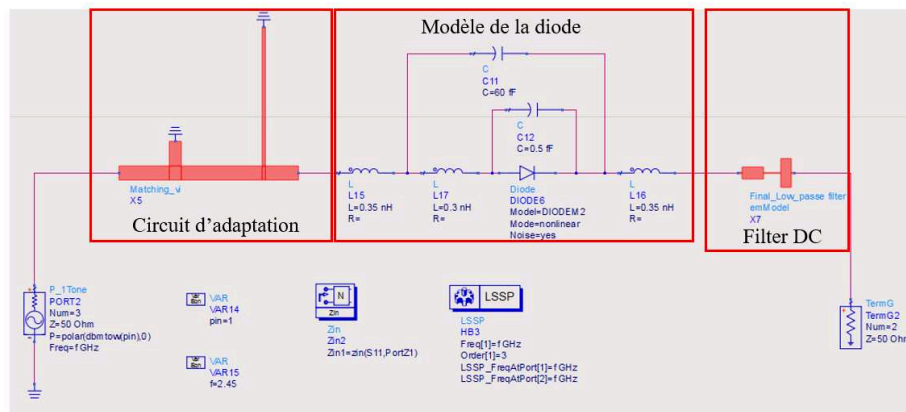


Figure IV-12. Schéma de simulation du convertisseur RF-DC sur ADS Keysight

Les résultats de la simulation du coefficient de réflexion à l'entrée du convertisseur RF-DC donnés en **Figure IV-13** montrent que l'adaptation est bien réalisée pour les deux fréquences (2.45 GHz et 5.8 GHz) avec un niveau du coefficient de réflexion inférieur à -25 dB.

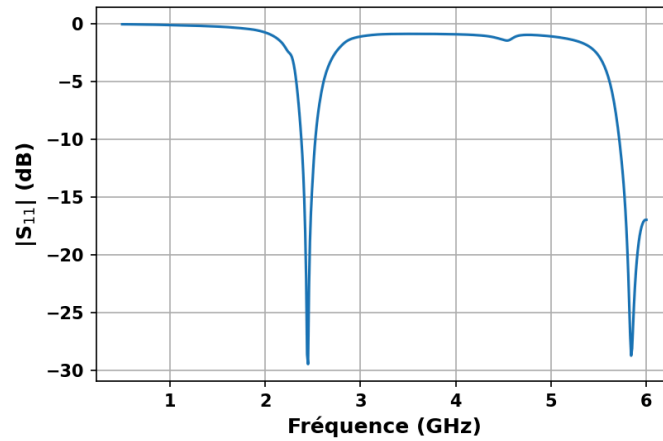


Figure IV-13. Simulation du coefficient de réflexion (S_{11}) à l'entrée du convertisseur RF-DC

Une fois l'adaptation réalisée, nous nous proposons d'identifier la charge qui permet d'avoir la meilleure efficacité de conversion RF-DC ($\eta_{\text{RF-DC}}$ (%)). Pour déterminer cette charge optimale, nous réalisons une étude paramétrique sur ADS Keysight (**Figure IV-14** et **Figure IV-15**). Dans ce but nous simulons l'efficacité en fonction de la résistance de charge pour des puissances en entrée variant de -30 dBm à 10 dBm. L'efficacité est calculée au moyen de la formule suivante :

$$\eta_{\text{RF-DC}} (\%) = \frac{V_{\text{charge}}^2}{R_{\text{charge}}} \frac{1}{P_{\text{in}}} * 100 \quad (1)$$

Où V_{charge} est la tension continue aux bornes de la charge, R_{charge} est la valeur de la résistance et P_{in} est la puissance d'entrée.

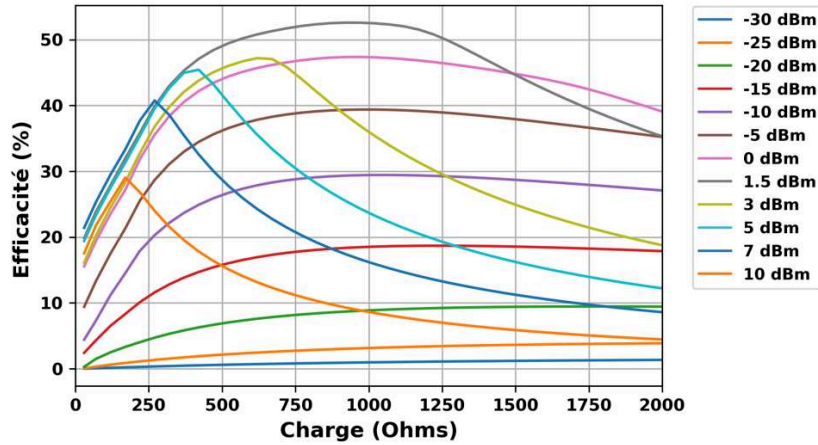


Figure IV-14. Efficacité de conversion simulée à 2.45 GHz en fonction de la résistance de charge pour plusieurs puissances en entrée.

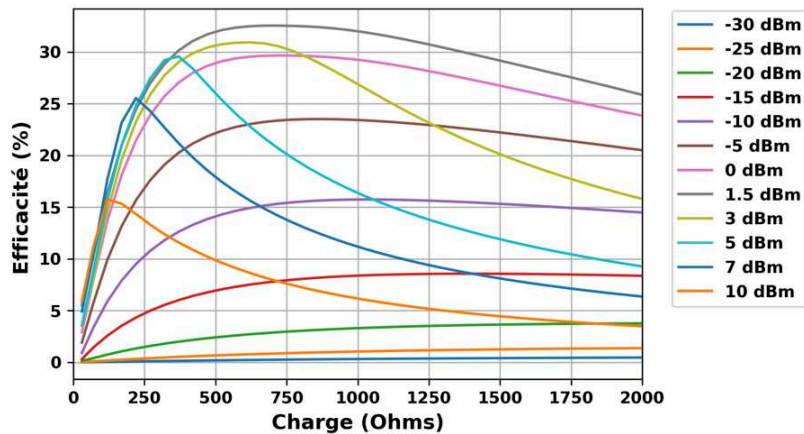


Figure IV-15. Efficacité de conversion simulée à 5.8 GHz en fonction de la résistance de charge pour plusieurs puissances d'entrée.

Nous notons d'abord que d'après la **Figure IV-14** et la **Figure IV-15**, l'efficacité de conversion passe par un maximum selon la puissance injectée. Plus la puissance d'entrée augmente, plus la charge qui donne une efficacité maximale diminue. La charge qui donne une efficacité maximale est d'environ 900 ohms pour la fréquence de 2.45 GHz et de l'ordre de 750 ohms pour la fréquence de 5.8 GHz. Nous avons choisi de retenir comme valeur commune 900 ohms (l'écart par rapport à l'optimum à 5.8 GHz est relativement faible). Avec une puissance d'entrée autour de 1.5 dBm, l'efficacité maximale est alors de 53 % et 33 % pour les fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz respectivement.

Nous représentons respectivement en **Figure IV-16** et **Figure IV-17**, l'efficacité et la tension DC en fonction de la puissance d'entrée pour une charge de 900 ohms.

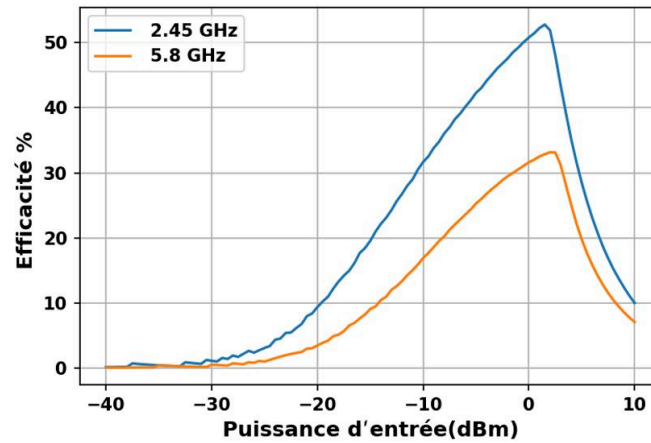


Figure IV-16. Efficacité en fonction de la puissance d'entrée du convertisseur RF-DC.

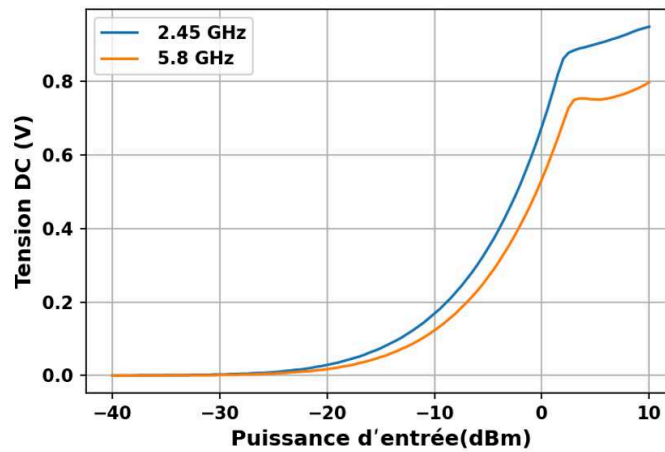


Figure IV-17. Tension de sortie DC en fonction de la puissance d'entrée du convertisseur RF-DC.

Comme indiqué précédemment, l'efficacité maximale que nous obtenons est de 53 % et de 33 % respectivement pour 2.45 GHz et 5.8 GHz. La tension de sortie DC est quant à elle respectivement égale à 0.85 V et 0.67 V pour ces mêmes fréquences. Ces valeurs sont relevées pour une puissance d'entrée autour de 1.5 dBm.

Les dimensions finales retenues pour le circuit d'adaptation et le filtre DC entrant dans la conception du système de conversion RF-DC sont données dans la **Figure IV-18**. Notons que pour le circuit d'adaptation les stubs sont connectés à la masse par l'intermédiaire de vias.

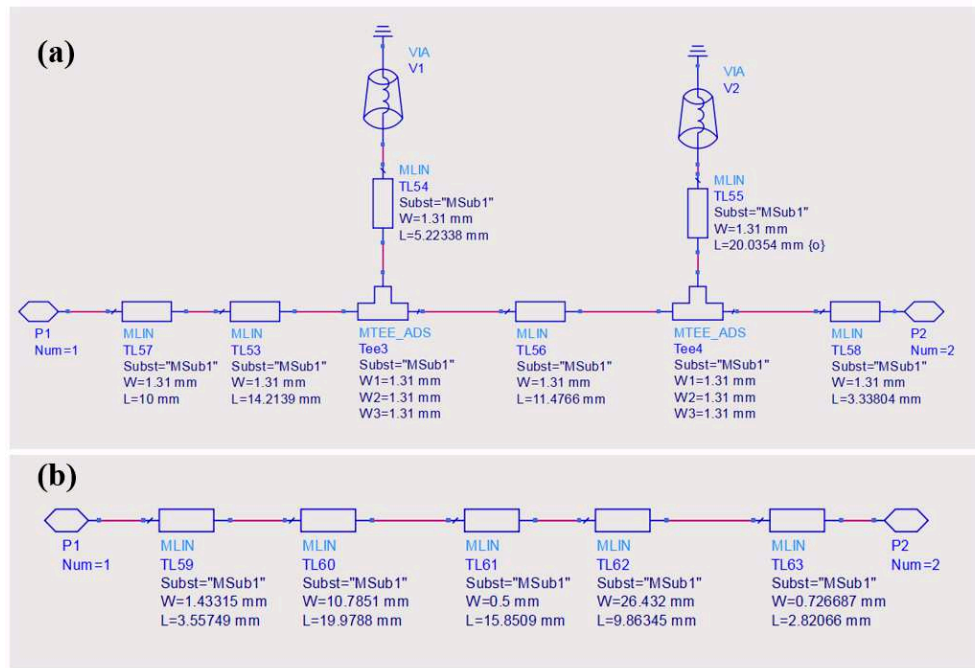


Figure IV-18. Dimensions (a) du circuit d'adaptation (b) du filtre DC

IV.3.7. Fabrication du convertisseur RF-DC et caractérisations

Pour la réalisation du système de conversion nous appliquons le même processus de fabrication que celui mis en œuvre pour l'antenne double bande présentée dans le chapitre précédent. Pour rappel, le processus est basé sur l'utilisation conjointe de cuivre autocollant et de structuration laser. Néanmoins, suivant la volonté d'avoir rapidement une première évaluation du système proposé nous nous sommes appliqués à mettre au point une alternative à ce mode opératoire. Le moyen le plus simple et le plus rapide était d'évaluer une méthode de découpe par scalpel sous microscope. Nous nous sommes donc employés à découper de la manière la plus fine possible le circuit préalablement conçu sur ADS Keysight. Plusieurs essais, sous binoculaire, ont été nécessaires pour respecter au mieux les dimensions de coupe. La maîtrise de ce mode opératoire a permis de réaliser une découpe convenable d'un prototype du convertisseur RF-DC (Figure IV-19).

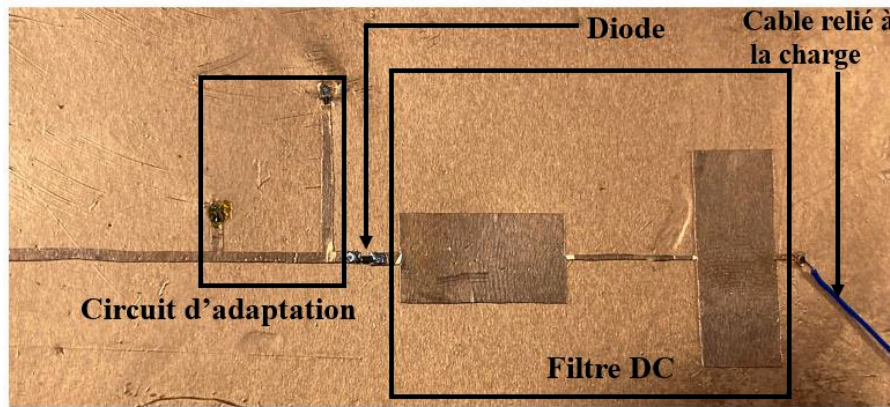


Figure IV-19. Prototype final du convertisseur RF-DC

Compte tenu de la nature du substrat, pour les différentes soudures (diode, vias) nous utilisons de l'étain en veillant à ne pas dépasser une température de 180°C (cette valeur de température du fer à souder a été déterminée après plusieurs tests de soudure sur le substrat). Pour l'évaluation du dispositif, nous nous mettons dans les conditions de fonctionnement définies précédemment pour optimiser l'efficacité de conversion et connectons donc une résistance de 900 Ohms à la sortie du système. La mesure du coefficient de réflexion (S_{11}) est réalisée à l'aide du VNA E5071C (9kHz-8.5 GHz) d'Agilent Technologies et la tension de sortie DC par un simple multimètre (Metrix). La génération du signal RF à l'entrée du système est assurée par le E8257D (250 kHz -40 GHz) Analog Signal Generator d'Agilent Technologies tandis que les mesures de puissance sont effectuées au moyen de l'analyseur de spectre N9030A (3 Hz -44 GHz) d'Agilent Technologies. Notons que la puissance injectée dans le circuit prend en compte les pertes dues au câble connecté au générateur.

La comparaison de la mesure de S_{11} avec une simulation ADS LSSP (Large-Signal S-Paramètres) est donnée dans la **Figure IV-20**. Nous remarquons un accord relativement bon entre la simulation et la mesure, avec des valeurs de coefficient de réflexion respectivement égales à -18 dB et -17 dB pour les fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz qui traduisent une bonne adaptation du dispositif.

Ces résultats témoignent d'un processus de fabrication très correct malgré sa simplicité. Néanmoins, il faut signaler que le processus est difficilement reproductible et que les résultats présentés sont les meilleurs obtenus. Une réalisation selon le procédé intégrant une découpe laser améliorerait encore les résultats sans aucun doute.

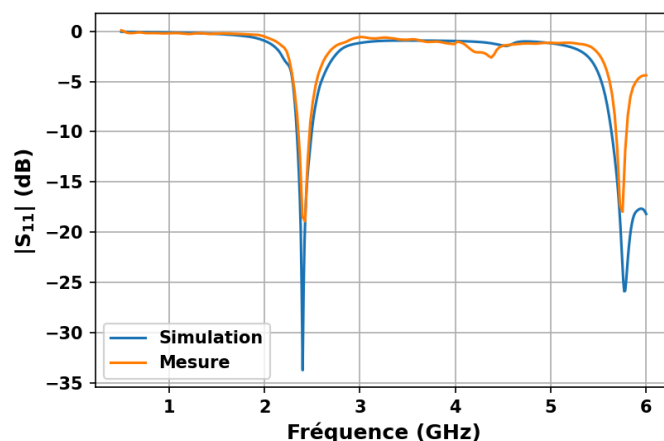


Figure IV-20. Simulation et mesure du coefficient de réflexion à l'entrée du convertisseur RF-DC

Sur la **Figure IV-21** nous montrons un exemple de mesure de la tension de sortie DC. Comme déjà indiqué, la résistance de charge retenue est de 900 Ohms (deux résistances de 1800 Ohms en parallèle). Pour cette résistance et pour des puissances injectées allant de -40 dBm jusque 6 dBm nous évaluons la tension de sortie DC et l'efficacité aux fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz (**Figure IV-22** et **Figure IV-23**).

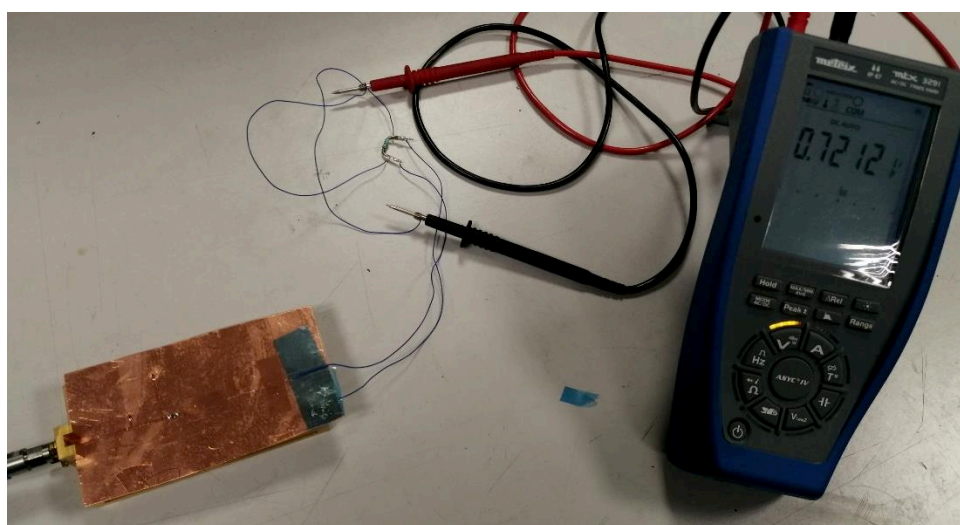


Figure IV-21. Exemple de mesure de la tension de sortie du convertisseur RF-DC

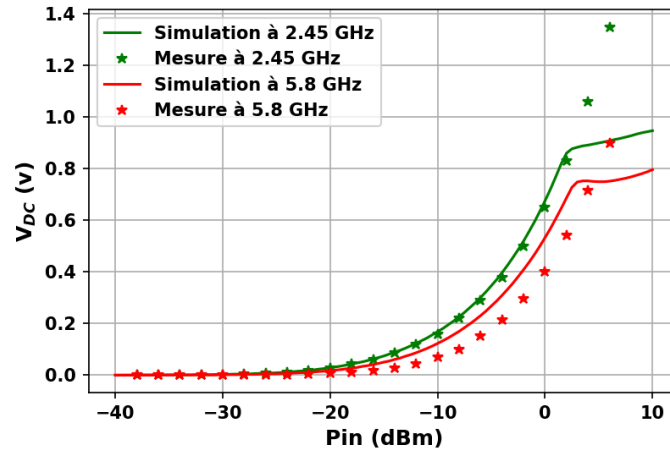


Figure IV-22. Tension de sortie DC du convertisseur RF-DC à 2.45 GHz et 5.8 GHz

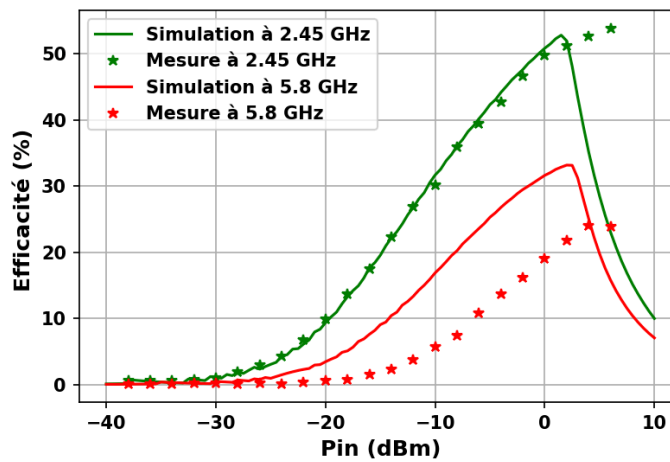


Figure IV-23. Efficacité de conversion RF-DC à 2.45 GHz et 5.8 GHz

Nous notons que, pour la fréquence de 2.45 GHz, pour des puissances d'entrée comprises entre -40 dBm et 0 dBm nous avons un bon accord entre la simulation et la mesure aussi bien pour la tension DC que pour l'efficacité. Pour la fréquence de 5.8 GHz et la même plage de puissance d'entrée, le constat est le même en ce qui concerne la tension de sortie DC. Par contre, pour l'efficacité un décalage entre la mesure et la simulation est relevé, celui-ci est probablement lié à la fabrication du circuit et en particulier aux vias qui ont été réalisés par une méthode artisanale (perçage du substrat et insertion d'un fil métallique pour relier le stub et la masse).

Nous notons également que la tension de sortie V_{DC} simulée à partir d'une puissance de 2 dBm reste relativement fixe (très faible progression) autour de 0.83 V et 0.75 V respectivement pour les fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz. Ceci implique que pour une puissance d'entrée croissante à partir de 2 dBm, l'efficacité diminue. Ce comportement n'est pas très réaliste et traduit un défaut de simulation. En effet, lorsque la tension de crête de la diode inverse atteint

V_b (tension de claquage inverse) le modèle SPICE de la diode fournie par le fabricant et implémenté sous ADS Keysight ne reflète plus le comportement réel de la diode. Par contre, dans le cas des mesures, la tension de sortie V_{DC} continue d'augmenter comme attendu. Des comportements similaires peuvent être observés dans les résultats de simulations et expérimentaux rapportés dans [26]. La comparaison des simulations et des mesures de l'efficacité maximale et de la tension continue de sortie correspondante est donnée dans le **Tableau IV-4**.

Tableau IV-4. Comparaison des simulations avec les mesures pour la tension DC et l'efficacité maximale

	Simulation		Mesure
Pin (dBm)	1.5	1.5	6
V_{DC} (V) @ 2.45 GHz	0.85	0.8	1.35
V_{DC} (V) @ 5.8 GHz	0.67	0.52	0.9
Efficacité max (%) @ 2.45 GHz	53 %	50.7%	53 %
Efficacité max (%) @ 5.8 GHz	33 %	21.4%	23 %

Nous comparons d'abord les simulations et les mesures pour une puissance d'entrée de 1.5 dBm (niveau optimal relevé en simulation). Nous remarquons qu'à la fréquence de 2.45 GHz les valeurs obtenues pour l'efficacité maximale en mesure et en simulation sont comparables. Par contre, pour 5.8 GHz, il apparaît une diminution assez sensible de l'efficacité maximale mesurée par rapport à celle simulée. Ces différences sont attribuées en partie à la fabrication du dispositif.

Nous notons par ailleurs une légère augmentation de l'efficacité pour le niveau de puissance maximum relevé dans le cas de la caractérisation expérimentale (6 dBm). Celle-ci passe de 50,7% à 53% à 2.45 GHz et de 21,7% à 23% à 5.8 GHz. Cette légère amélioration s'accompagne également d'une augmentation significative de la tension de sortie DC qui passe de 0.8V à 1.35V à 2.45 GHz et de 0.52V à 0.9V à 5.8 GHz.

Néanmoins, de manière évidente, il apparait que le modèle SPICE proposé pour modéliser la diode est limité. Celui-ci ne traduit pas suffisamment finement le comportement réel de la diode, en particulier pour des puissances importantes [27], [28].

Dans la partie suivante nous présentons la comparaison des performances du convertisseur RF-DC proposé, avec les autres convertisseurs flexibles qui existent dans la littérature.

IV.3.8. Comparaison du convertisseur RF-DC par rapport à l'état de l'art

Afin de comparer les performances du circuit proposé avec celles obtenues pour d'autres travaux précédemment rapportés, nous n'avons retenu que les circuits basés sur des substrats flexibles, tel que des polymères, des textiles et des papiers. La comparaison qui intègre différents types de diodes et de configurations de redresseurs est donnée dans le **Tableau IV-5**.

Tableau IV-5. Comparaison des caractéristiques du convertisseur RF-DC proposé à celles d'autres convertisseurs flexibles récemment publiées

Ref.	Substrat	Fréq. (GHz)	Diode	Charge (k Ω)	Pin (dBm)	Eff. (%)
[9]	Papier	0.875/2.2	HSMS2850	3	0	59/49
[29]	Polyimide	1.8/2.45	SMS-7630	2.5	-12	40/33
[30]	LCP	2.45	SMS-7630	1	0	40
[31]	Textile	2.4	SMS7630-	5	2	74
[32]	Polyimide	0.915	BAT1504R	5	10	81
[33]	Polyimide	0.868	SMS7630	20	-4	83
[34]	Graphène	2.45	SMS7630	0.44	7	53
[35]	Textile	0.876	HSMS 2850	1	-	50
Ce travail	Laurate	2.45/5.8	SMS7630	0.9	6	53/23

Nous pouvons conclure que l'efficacité obtenue dans le cadre de cette thèse est comparable à celles relevées pour les dispositifs à double bande récemment publiés ([9] et [29]). En revanche, comparée aux autres systèmes mono bande, l'efficacité du système développé est inférieure. Concernant le niveau de puissance, la solution proposée s'avère être un peu moins performante. La valeur ajoutée de notre solution se trouve surtout dans la nature du substrat, biosourcé et biocompatible, et permet d'envisager des applications pour lesquelles ces propriétés sont très importantes (médicales et environnementales).

IV.3.9. Conclusion

Dans cette partie du chapitre nous avons exposé les différentes étapes de conception et de fabrication d'un convertisseur RF-DC. Les caractérisations réalisées ont montré des résultats, en termes d'efficacité de conversion et de tension de sortie DC, très encourageants en vue de la réalisation d'une rectenna. De plus, les marges d'amélioration du système de conversion sont relativement importantes. En effet, les limitations du modèle SPICE et le processus de fabrication artisanale mis en œuvre, permettent de laisser entrevoir des possibilités d'amélioration sensible des niveaux d'efficacité et de tension de sortie DC du convertisseur.

Aussi, compte tenu de ces résultats encourageants, nous nous sommes engagés dans la fabrication d'une rectenna pour la récupération d'énergie EM sur laurate de cellulose en associant sur un même substrat le convertisseur RF-DC et l'antenne double-bande proposés. Les résultats de cette étude sont reportés dans la section suivante.

IV.4. Réalisation d'une rectenna sur laurate de cellulose

Pour réaliser la rectenna nous reprenons l'antenne double bande qui a été présentée dans le chapitre 3 et qui fonctionne aux fréquences de 2.45 GHz et de 5.8 GHz. Celle-ci est associée au convertisseur RF-DC, sur le même substrat de laurate de cellulose, pour constituer un système flexible de récupération d'énergie EM.

Dans la **Figure IV-24**, nous reportons les coefficients de réflexion mesurés de l'antenne et du convertisseur afin de vérifier que les deux dispositifs sont bien adaptés aux mêmes fréquences (2.45 GHz et 5.8 GHz). Les résultats montrent la possibilité d'associer les deux dispositifs dans de bonnes conditions.

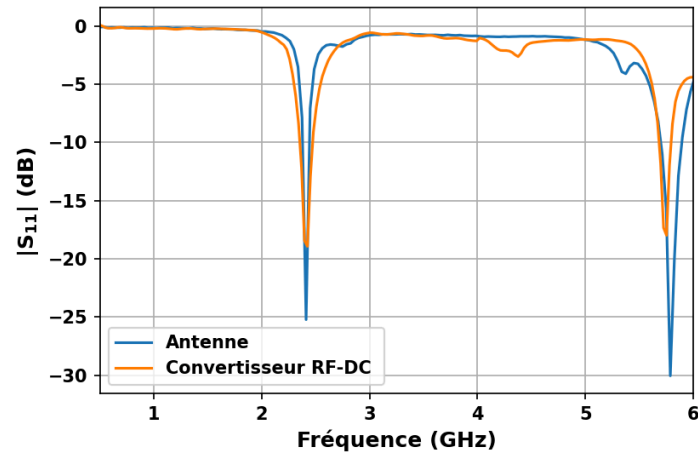


Figure IV-24. Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne et du convertisseur RF-DC

Pour la fabrication de la rectenna nous utilisons aussi la découpe par scalpel sous microscope qui s'est avérée suffisamment précise pour les premières réalisations. Cette fois-ci la découpe a été faite sur les deux faces, sur la face avant pour tracer le circuit rectenna et coté plan de masse pour tracer les fenêtres associées à l'antenne. Une photographie du prototype final est donnée dans la **Figure IV-25**. De façon à éviter les possibles interférences, la caractérisation de la rectenna est réalisée dans la chambre anéchoïque de l'IEMN (**Figure IV-26**). Le banc de mesure comprend une antenne cornet SAS-571 reliée à une source RF (la source utilisée dans la partie précédente). Les pertes du câble, mesurées à l'aide d'un analyseur de spectre, sont égales à 5 dB et 8 dB autour de 2.45 GHz et 5.8 GHz respectivement. Ces valeurs sont prises en compte lors de la caractérisation de la rectenna. La tension DC est mesurée à l'aide d'un multimètre aux bornes d'une charge de 900 Ohms.

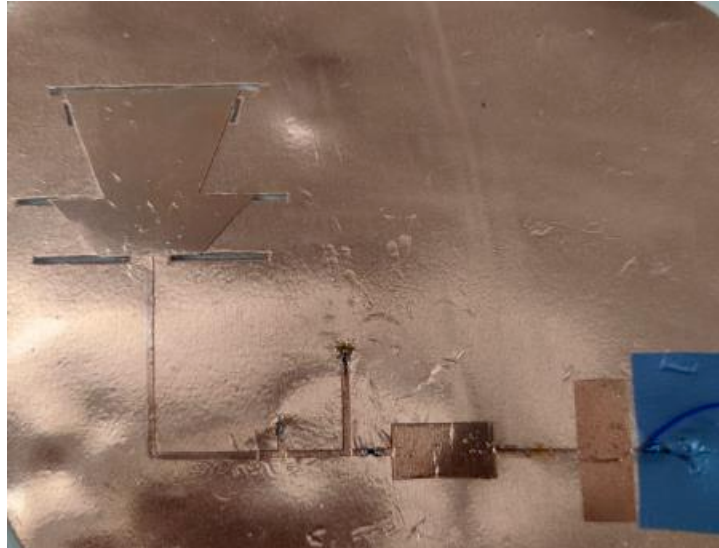


Figure IV-25. Prototype de la rectenna sur un substrat de laurate de cellulose

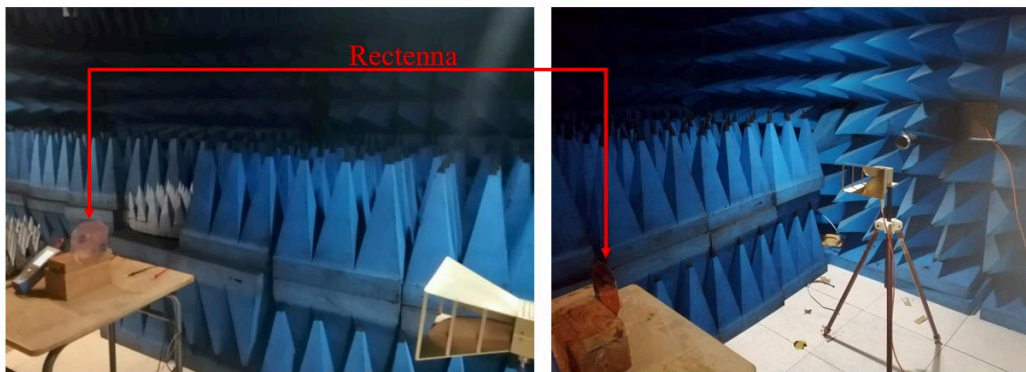


Figure IV-26. Caractérisation de la rectenna dans la chambre anéchoïque

Les caractérisations ont été effectuées pour les deux fréquences d'intérêt (2.45 GHz et 5.8 GHz). Des séries de mesures ont été faites d'une part pour plusieurs niveaux de puissance incidente (P_{in}), en variant la distance (d) entre la rectenna et l'antenne d'émission, et d'autre part pour une distance fixe ($d=1$ m) mais en variant l'angle entre la rectenna et l'antenne d'émission (**Figure IV-27**).

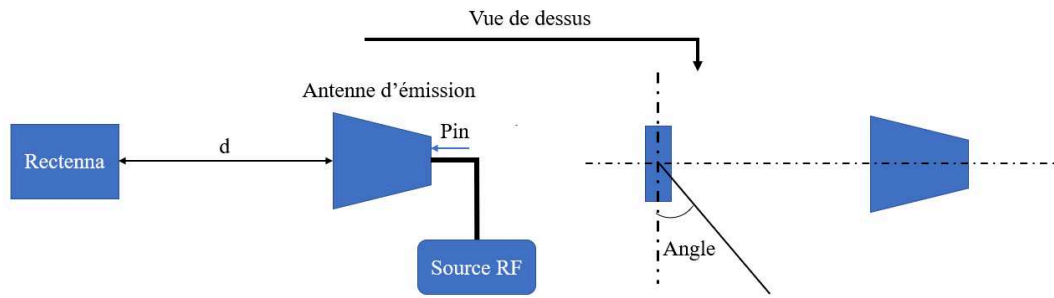


Figure IV-27. Schéma relatif à la caractérisation de la rectenna

Dans la **Figure IV-28** et la **Figure IV-29** nous présentons la tension DC relevée en fonction de la puissance incidente (P_{in}) pour trois distances entre l'antenne d'émission et la rectenna, respectivement pour les deux fréquences considérées.

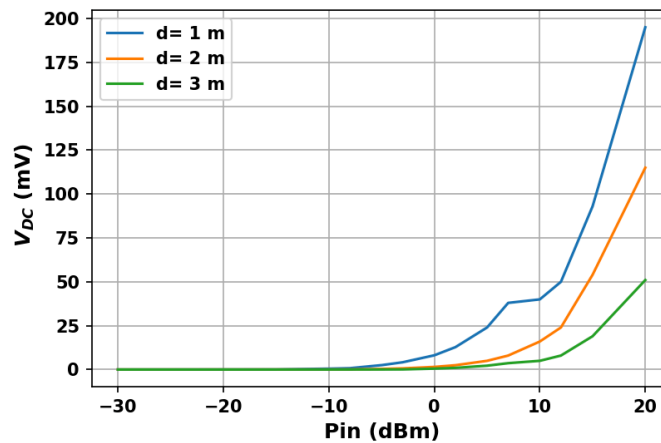


Figure IV-28. Tension DC en fonction de la puissance incidente pour différentes distances à 2.45 GHz

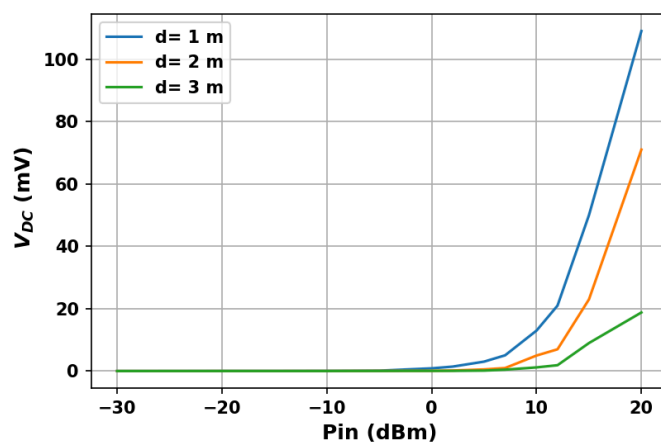


Figure IV-29. Tension DC en fonction de la puissance incidente pour différentes distances à 5.8 GHz

Nous constatons que la tension DC (V_{DC}) augmente à partir d'un certain niveau de puissance (à partir de -6 dBm pour une distance de 1 mètre et à partir de 5 dBm pour une distance de 2 et 3 mètres). Par ailleurs, la tension V_{DC} , comme attendu, diminue en fonction de la distance (pertes de propagation en espace libre). Ce résultat est confirmé avec l'équation de Friis (2) qui montre que la puissance de réception d'une antenne augmente en fonction de la puissance d'émission et diminue en fonction de la distance entre les antennes d'émission et de réception.

$$P_r = \frac{P_e G_r G_e \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (2)$$

Avec P_r la puissance de réception, G_r le gain de l'antenne de réception, P_e la puissance d'émission, G_e le gain de l'antenne d'émission, λ la longueur d'onde et d la distance entre les deux antennes.

A 2.45 GHz, les tensions maximales récupérées pour une puissance incidente de 20 dBm (le niveau de puissance maximal testé) sont respectivement égales à 195 mV, 115 mV et 51 mV pour les distances 1, 2 et 3 m. Pour la fréquence de 5.8 GHz les tensions maximales récupérées sont égales à 109 mV, 71 mV et 18 mV pour les mêmes distances et puissance incidente. Nous avons vu précédemment que le convertisseur RF-DC était plus efficace à 2.45 GHz, aussi il est cohérent que les tensions maximales récupérées pour la fréquence de 2.45 GHz soient supérieures à celles obtenues à 5.8 GHz pour toutes les distances.

La deuxième série de mesures consiste à faire varier l'angle de réception, pour une distance fixe ($d=1$ m) et trois niveaux de puissance incidente 5 dBm, 7 dBm et 10 dBm. Les résultats sont donnés dans la **Figure IV-30** et la **Figure IV-31** respectivement pour les fréquences 2.45 GHz et 5.8 GHz.

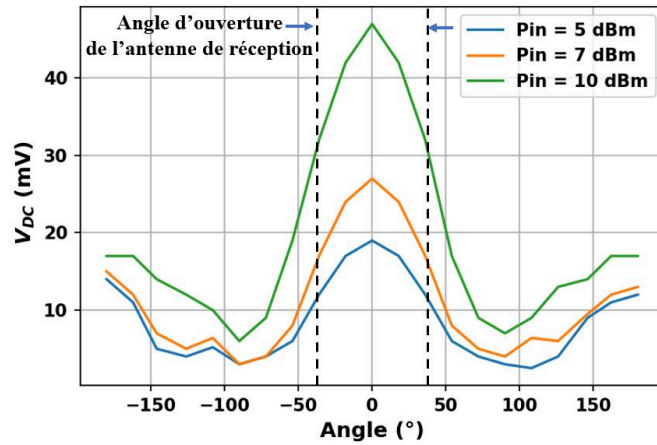


Figure IV-30. Tension DC en fonction de l'angle de réception pour une distance de 1m et différents niveaux de puissance à 2.45 GHz

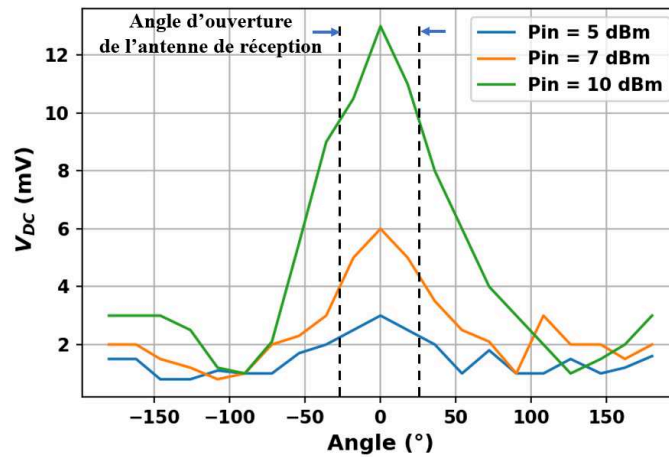


Figure IV-31. Tension DC en fonction de l'angle de réception pour une distance de 1 m et différents niveaux de puissance à 5.8 GHz

Nous retrouvons que la tension maximale récupérée est autour de l'angle 0° , et qu'elle diminue en fonction de l'angle de réception. La tension à l'angle d'ouverture d'antenne (80° et 50° respectivement à 2.45 GHz et 5.8 GHz) est proche de la valeur $\frac{V_{DC \max}}{\sqrt{2}}$ (**Tableau IV-6**).

Nous notons par ailleurs que pour 2.45 GHz, à partir de l'angle 100° et jusque 180° , la tension recommence à augmenter, ce qui est en accord avec le diagramme de rayonnement d'antenne dans le plan H, comme le montre la **Figure IV-32**.

Tableau IV-6. Comparaison de $V_{DC \max}/\sqrt{2}$ avec la tension mesurée à l'angle d'ouverture

Pin (dBm)	V _{DC} à l'angle d'ouverture de l'antenne (mV)		$\frac{V_{DC \max}}{\sqrt{2}}$ (mV)	
	2.45 GHz	5.8 GHz	2.45 GHz	5.8 GHz
10	30	9.5	33.2	9.1
7	16.5	4.5	19	4.2
5	11.2	2.2	13	2.1

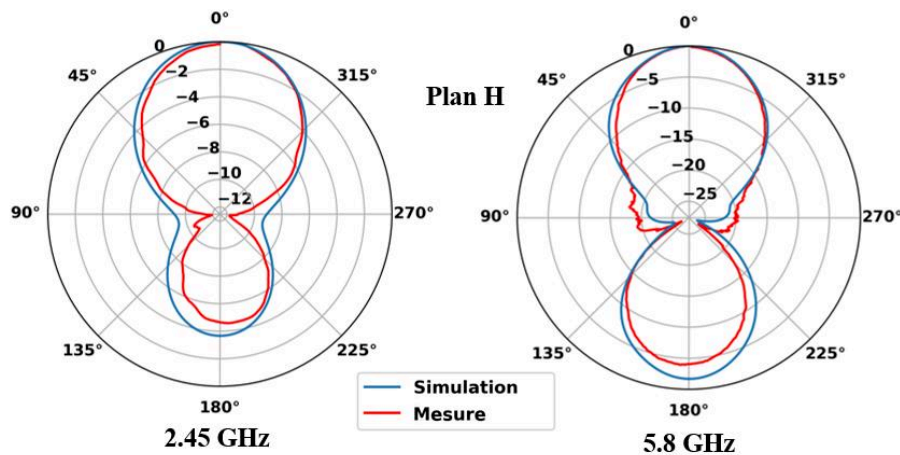


Figure IV-32. Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans les plans H de l'antenne à 2.45 GHz et 5.8 GHz.

Nous rappelons que la fabrication de notre système de récupération d'énergie EM a été effectuée de manière artisanale. Cela a créé deux difficultés. Tout d'abord, un manque de reproductibilité pour les prototypes fabriqués et ensuite une perte de précision. Le recours à la méthode développée dans ce travail qui s'appuie sur de la structuration laser et du cuivre autocollant devrait réduire sensiblement ces deux difficultés.

Néanmoins, dans ces conditions, nous avons pu récupérer jusqu'à 195 mV à partir d'une source d'énergie EM sans fils (puissance de 20 dBm). Compte tenu des niveaux de puissance mis en jeu jusque 20 dBm, pour récupérer environ 200 mV, le système proposé est, dans l'état, plutôt adapté à des applications de transfert d'énergie sans fil (WPT).

De tels niveaux de tension pourraient par exemple être exploités pour alimenter un capteur de température [18]. Généralement ce dernier nécessite une tension d'alimentation d'au moins 1

V, aussi il est nécessaire de recourir à un convertisseur DC-DC élévateur (booster). Le convertisseur élévateur BQ25504 de Texas Instruments est très utilisé pour les applications de récupération d'énergie à faible puissance [36]. La tension continue d'entrée de ce convertisseur DC-DC est comprise entre 0.13 et 3 V et il est capable de fournir une tension de sortie comprise entre 1.21 et 5.25 V avec une efficacité pouvant aller jusqu'à 90 % pour un courant d'entrée de 100 μ A.

Pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante, le système proposé s'avère peu approprié. En effet, il n'est pas envisageable de disposer de niveaux de puissance de l'ordre de quelques dBm (**Tableau IV-4**). Pour adresser les niveaux de puissance disponibles à l'ambiante, il est nécessaire de modifier le système pour améliorer l'efficacité. Il existe dans la littérature des travaux qui proposent des techniques pour augmenter la tension de sortie et l'efficacité. A titre d'exemple, dans [37] il est proposé un système multi-rectenna (plusieurs rectenna en parallèle) qui couvre plusieurs bandes de communication sans fil (GSM-1800, UMTS, LTE-2.6) pour améliorer la tension de sortie. D'autres travaux proposent d'utiliser des multiplicateurs de tension multi-étages basés sur des diodes Schottky [38] ou sur des transistors CMOS [39], les efficacités maximales mesurées sont alors de 80% et 84% respectivement.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé un système de récupération d'énergie EM double bande flexible sur un substrat de biopolymère, le laurate de cellulose. Nous avons d'abord présenté le convertisseur RF-DC. Ce dernier qui se caractérise par sa simplicité se compose de deux stubs, une diode en série et un filtre à saut d'impédance. Ce convertisseur RF-DC présente une efficacité de 53 % et de 23 % respectivement pour les fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz.

Dans une seconde étape, nous avons associé une antenne double bande et le convertisseur RF-DC sur le même substrat pour constituer un système de récupération d'énergie EM (rectenna) flexible. Le système a alors été testé dans une chambre anéchoïque selon différents paramètres (niveaux de puissance RF délivrée par une antenne cornet, distance entre le cornet et la rectenna et angle de réception entre la rectenna et l'antenne cornet). La réalisation de ce système rectenna sur un substrat de CL confirme la possibilité de développer une électronique RF souple et plus respectueuse de l'environnement.

IV.6. Bibliographie

- [1] A. Waguaf, R. Alvernhe, L. Fadel, and M. Grzeskowiak, "Energy Harvesting with 2.45 GHz Rectenna for urban application," in *2018 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Bordeaux: IEEE, Dec. 2018, pp. 345–348. doi: 10.1109/ICECS.2018.8618025.
- [2] A. Proto *et al.*, "Thermal Energy Harvesting on the Bodily Surfaces of Arms and Legs through a Wearable Thermo-Electric Generator," *Sensors*, vol. 18, no. 6, p. 1927, Jun. 2018, doi: 10.3390/s18061927.
- [3] D. K. Khatua and S.-J. Kim, "Perspective on the development of high performance flexible piezoelectric energy harvesters," *J. Mater. Chem. C*, vol. 10, no. 8, pp. 2905–2924, 2022, doi: 10.1039/D1TC06089A.
- [4] Y. Zou, L. Bo, and Z. Li, "Recent progress in human body energy harvesting for smart bioelectronic system," *Fundamental Research*, vol. 1, no. 3, pp. 364–382, May 2021, doi: 10.1016/j.fmre.2021.05.002.
- [5] K. A. Kim, F. S. Bagci, and K. L. Dorsey, "Design considerations for photovoltaic energy harvesting in wearable devices," *Sci Rep*, vol. 12, no. 1, p. 18143, Oct. 2022, doi: 10.1038/s41598-022-22232-x.
- [6] P. Choudhary, L. Bhargava, V. Singh, M. Choudhary, and A. kumar Suhag, "A survey – Energy harvesting sources and techniques for internet of things devices," *Materials Today: Proceedings*, vol. 30, pp. 52–56, 2020, doi: 10.1016/j.matpr.2020.04.115.
- [7] L. Yang, Y. J. Zhou, C. Zhang, X. M. Yang, X.-X. Yang, and C. Tan, "Compact Multiband Wireless Energy Harvesting Based Battery-Free Body Area Networks Sensor for Mobile Healthcare," *IEEE J. Electromagn. RF Microw. Med. Biol.*, vol. 2, no. 2, pp. 109–115, Jun. 2018, doi: 10.1109/JERM.2018.2817364.
- [8] L. Cui, Z. Zhang, N. Gao, Z. Meng, and Z. Li, "Radio Frequency Identification and Sensing Techniques and Their Applications—A Review of the State-of-the-Art," *Sensors*, vol. 19, no. 18, p. 4012, Sep. 2019, doi: 10.3390/s19184012.
- [9] V. Palazzi *et al.*, "A Novel Ultra-Lightweight Multiband Rectenna on Paper for RF Energy Harvesting in the Next Generation LTE Bands," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 66, no. 1, pp. 366–379, Jan. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2721399.
- [10] D. Shan, H. Wang, K. Cao, and J. Zhang, "Wireless power transfer system with enhanced efficiency by using frequency reconfigurable metamaterial," *Sci Rep*, vol. 12, no. 1, p. 331, Jan. 2022, doi: 10.1038/s41598-021-03570-8.
- [11] S. Muhammad *et al.*, "Harvesting Systems for RF Energy: Trends, Challenges, Techniques, and Tradeoffs," *Electronics*, vol. 11, no. 6, p. 959, Mar. 2022, doi: 10.3390/electronics11060959.
- [12] X. Mou and H. Sun, "Wireless Power Transfer: Survey and Roadmap," in *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Glasgow, United Kingdom: IEEE, May 2015, pp. 1–5. doi: 10.1109/VTCSpring.2015.7146165.
- [13] H. Takhedmit, "Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz," École Centrale De Lyon, Lyon, 2010.
- [14] D. Sabhan, V. J. Nesamoni, and J. Thangappan, "An Efficient 2.45 GHz Spiral Rectenna Without a Matching Circuit for RF Energy Harvesting," *Wireless Pers Commun*, vol. 119, no. 1, pp. 713–726, Jul. 2021, doi: 10.1007/s11277-021-08233-5.
- [15] S. Fan *et al.*, "A Novel Rectenna Array with RBR for Long-Distance WLAN Energy Harvesting System," in *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Montreal, QC, Canada: IEEE, Jun. 2018, pp. 1–3. doi: 10.1109/WPT.2018.8639266.
- [16] Z. yuwei, "Contribution to electromagnetic energy harvesting for wireless autonomous devices," l'Université Nantes Angers Le Mans, Nantes, 2013.

- [17] K. Véronique, "Capture opportuniste d'énergie micro-onde pour l'autonomie des objets communicants," Télécom Bretagne, 2015.
- [18] W. Haboubi, "Développements de Circuits Rectennae Bipolarisation, Bi-bande pour la Récupération et Conversion d'Énergie Électromagnétique à Faible Niveau," Université Paris-Est, Paris, France, 2014.
- [19] A. R. Djouadi, "Antennes et métamatériaux textiles pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante," Université de Lille, Lille, 2022.
- [20] J. Antonio Estrada *et al.*, "RF-Harvesting Tightly Coupled Rectenna Array Tee-Shirt With Greater Than Octave Bandwidth," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 68, no. 9, pp. 3908–3919, Sep. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2988688.
- [21] K. Bhatt, S. Kumar, P. Kumar, and C. C. Tripathi, "Highly Efficient 2.4 and 5.8 GHz Dual-Band Rectenna for Energy Harvesting Applications," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 2637–2641, Dec. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2946911.
- [22] C. Song *et al.*, "Matching Network Elimination in Broadband Rectennas for High-Efficiency Wireless Power Transfer and Energy Harvesting," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 5, pp. 3950–3961, May 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2645505.
- [23] C. A. Fumtchum, F. D. Hutu, P. Tsafack, G. Villemaud, and E. Tanyi, "Towards a Battery-Free Wake-Up Radio," *Electronics*, vol. 10, no. 20, p. 2449, Oct. 2021, doi: 10.3390/electronics10202449.
- [24] "SMS7630 series diodes data sheet." [Online]. Available: <https://www.skyworksinc.com/Products/Diodes/SMS7630-Series>
- [25] J. Gutiérrez, K. Zeljami, T. Fernández, J. P. Pascual, and A. Tazón, "Accurately Modeling of Zero Biased Schottky-Diodes at Millimeter-Wave Frequencies," *Electronics*, vol. 8, no. 6, p. 696, Jun. 2019, doi: 10.3390/electronics8060696.
- [26] Q. Zhang, J.-H. Ou, Z. Wu, and H.-Z. Tan, "Novel Microwave Rectifier Optimizing Method and Its Application in Rectenna Designs," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 53557–53565, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2871087.
- [27] R. B. Jørgen, "Energy Harvesting for Ambient Backscatter Communications," Norwegian University of Science and Technology, Norway, 2021.
- [28] I. Kharrat, "Modélisation et réalisation d'un système de récupération d'énergie imprimé : caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés," Université de grenoble, Grenoble, 2016.
- [29] S. Chandravanshi, K. K. Katare, and M. J. Akhtar, "A Flexible Dual-Band Rectenna With Full Azimuth Coverage," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 27476–27484, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3058239.
- [30] A. Eid, J. G. D. Hester, J. Costantine, Y. Tawk, A. H. Ramadan, and M. M. Tentzeris, "A Compact Source–Load Agnostic Flexible Rectenna Topology for IoT Devices," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 68, no. 4, pp. 2621–2629, Apr. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2955211.
- [31] M. Wagih, G. S. Hilton, A. S. Weddell, and S. Beeby, "Dual-Polarized Wearable Antenna/Rectenna for Full-Duplex and MIMO Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT)," *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 2, pp. 844–857, 2021, doi: 10.1109/OJAP.2021.3098939.
- [32] M. Wagih, A. S. Weddell, and S. Beeby, "Dispenser Printed Flexible Rectenna for Dual-ISM Band High-Efficiency Supercapacitor Charging," in *2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, San Diego, CA, USA: IEEE, Jun. 2021, pp. 1–4. doi: 10.1109/WPTC51349.2021.9458070.
- [33] M. Wagih, A. S. Weddell, and S. Beeby, "High-Efficiency Sub-1 GHz Flexible Compact Rectenna based on Parametric Antenna-Rectifier Co-Design," in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, CA, USA: IEEE, Aug. 2020, pp. 1066–1069. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223796.
- [34] J. Zhang, Y. Wang, R. Song, Z. Kou, and D. He, "Highly Flexible Graphene-Film-Based Rectenna for Wireless Energy Harvesting," *Energy & Environ Materials*, Dec. 2022, doi: 10.1002/eem2.12548.

- [35] G. Monti, L. Corchia, and L. Tarricone, "UHF Wearable Rectenna on Textile Materials," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 61, no. 7, pp. 3869–3873, Jul. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2254693.
- [36] "BQ25504 Ultra Low-Power Boost Converter With Battery Management For Energy Harvester Applications." Nov. 2019. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25504.pdf>
- [37] C. Benkalfate, A. Ouslimani, A.-E. Kasbari, and M. Feham, "A New RF Energy Harvesting System Based on Two Architectures to Enhance the DC Output Voltage for WSN Feeding," *Sensors*, vol. 22, no. 9, p. 3576, May 2022, doi: 10.3390/s22093576.
- [38] I. Chaour, A. Fakhfakh, and O. Kanoun, "Enhanced Passive RF-DC Converter Circuit Efficiency for Low RF Energy Harvesting," *Sensors*, vol. 17, no. 3, p. 546, Mar. 2017, doi: 10.3390/s17030546.
- [39] M. Taghadosi, L. Albasha, N. A. Quadir, Y. A. Rahama, and N. Qaddoumi, "High Efficiency Energy Harvesters in 65nm CMOS Process for Autonomous IoT Sensor Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 2397–2409, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2783045.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Les biopolymères sont aujourd'hui des matériaux très prometteurs qui pourraient remplacer les polymères à base de pétrole dans de nombreux secteurs d'activités. En effet, l'intérêt suscité par de tels matériaux biosourcés est grand car leur exploitation aurait un impact environnemental important en permettant de réduire de manière significative les déchets résultant de l'utilisation des polymères traditionnels et aussi de diminuer la dépendance vis à vis du pétrole. Parmi les domaines d'activités, l'électronique et en particulier l'électronique RF, pourrait bénéficier largement de la mise à disposition de ces matériaux alternatifs. Le travail de thèse présenté dans ce mémoire s'inscrit dans ce contexte et adresse en particulier la réalisation de circuits RF flexibles sur un substrat biosourcé.

Dans le premier chapitre nous avons proposé une brève revue de l'état de l'art de l'électronique flexible et des applications potentielles, puis nous avons exposé les diverses recherches menées plus particulièrement sur l'électronique RF flexible. Cette étude bibliographique nous a permis de constater que l'électronique flexible connaissait une croissance très forte en raison de ses applications potentielles et aussi que les chercheurs avaient une forte volonté d'intégrer des matériaux biosourcés pour aller vers une électronique plus durable. Parmi tous les matériaux biosourcés présentés dans ce chapitre, nous avons retenu, dans le cadre de ces travaux de thèse, un ester de cellulose : le laurate de cellulose (CL).

Ce matériau n'ayant jusqu'alors pas été exploité pour la réalisation de dispositifs haute fréquence, il est nécessaire de le qualifier. Aussi, nous avons consacré le deuxième chapitre à l'exposé de l'étape de caractérisation diélectrique d'un substrat de CL. Nous avons commencé le chapitre par la présentation des différentes méthodes exploitées pour la caractérisation diélectrique en hyperfréquence. Ensuite, nous avons décrit la méthode choisie pour l'extraction des caractéristiques diélectriques du CL sur une large bande de fréquence. Cette méthode, dite méthode des deux lignes, associée à un traitement numérique a permis d'obtenir les propriétés diélectriques du CL sur la bande de fréquence s'étalant de 0.5 GHz à 67 GHz. Les résultats obtenus montrent que les pertes du CL sont relativement faibles et comparables à celles de matériaux classiquement utilisés en électronique RF flexible et permettent donc d'entrevoir son exploitation en vue de contribuer au développement d'une électronique haute fréquence plus verte.

L'exploitation du CL pour la fabrication de circuits RF flexibles biosourcés fait l'objet du troisième chapitre. Dans ce chapitre deux dispositifs, un filtre et une antenne, sont proposés pour l'évaluation du CL comme possible substrat microonde. Le processus de fabrication, adapté à ce type de matériaux, qui a été développé dans le cadre de ce travail est décrit dans cette partie du manuscrit. Celui-ci est basé sur l'exploitation de cuivre autocollant et de la structuration laser. Les résultats caractéristiques du filtre passe bande sont une fréquence centrale de 2.45 GHz, une bande passante de 0.5 GHz (environ 20%) et un niveau de pertes minimal mesuré de 1.2 dB dans la bande passante. Compte tenu des applications visées, le filtre a également été testé sous différentes contraintes mécaniques (courbures, torsions). Nous avons montré que ses performances présentaient une dégradation minimale pour les différentes déformations physiques appliquées, et qu'il était par conséquent intéressant pour des applications portables (Wearable). Ensuite, nous avons exploité le CL pour la conception, la fabrication et la caractérisation d'une antenne double bande flexible. L'antenne destinée à des applications WBAN (Wireless Body Area Network), pour les bandes ISM (2.45 GHz et 5.8 GHz), a d'abord été caractérisée en espace libre en mesurant les coefficients de réflexion et les diagrammes de rayonnements. Un bon accord entre les simulations et les mesures a été constaté. Compte tenu des applications envisagées, l'antenne a également été caractérisée sous différents types de déformations. Il est apparu que les caractéristiques de l'antenne étaient peu affectées par celles-ci. Finalement, pour vérifier que l'antenne proposée respectait les normes de sécurité, nous avons simulé le DAS (débit d'absorption spécifique) moyen sur une couche homogène de tissu humain. Les valeurs maximales de DAS à 2.45 GHz sont de 0.3 W/kg dans 1 g de tissu et de 0.11 W/kg dans 10 g de tissu. Pour 5.8 GHz, les valeurs de DAS sont respectivement de 0.49 W/kg et 0.1 W/kg dans 1 g et 10 g de tissu. Ces simulations montrent que les normes américaines et européennes sont bien respectées. Suite à ces résultats, l'antenne proposée a été testée au contact du corps humain. Cette expérimentation a confirmé une dégradation minimale des performances de l'antenne. L'ensemble des résultats, pour le filtre comme pour l'antenne, est comparable avec d'autres travaux similaires présentés dans la littérature récente et confirme que le matériau proposé est un candidat intéressant dans la perspective du développement d'une électronique RF souple et verte.

Après la démonstration, au travers de la réalisation de dispositifs unitaires (filtre, antenne), que le CL est potentiellement utilisable pour des applications RF souples, un système de récupération d'énergie électromagnétique flexible a été conçu et réalisé. Ce système intègre un convertisseur RF-DC basé sur la diode SMS 7630-079LF pour le redressement. Une efficacité

maximale de 53 % et de 23 % respectivement pour les fréquences de 2.45 GHz et 5.8 GHz pour une puissance d'entrée de 6 dBm a été obtenue. Les tensions de sortie correspondantes sont de 1.35 et 0.9 V. Ces résultats pour l'efficacité et la tension de sortie ont été obtenus pour une charge de 900 Ohms. Ce convertisseur RF-DC a ensuite été associé à l'antenne double bande présentée dans le chapitre 3 pour constituer un système Rectenna. Les tests du système dans une chambre anéchoïque ont montré un niveau de tension de sortie récupérée respectivement de 195 mV et 109 mV à 2.45 GHz et 5.8 GHz pour une distance entre la source et la rectenna de 1 mètre et une puissance d'émission de 20 dBm. Même si le système rectenna est perfectible, il participe à la démonstration que le matériau proposé est prometteur dans la perspective du développement d'une électronique RF souple et plus écologique.

Les résultats obtenus dans ce travail de thèse représentent une première étape, fondamentale, pour le développement d'une électronique RF flexible plus responsable. Les prolongements de ce travail se situent à différents niveaux.

En effet, pour la suite du travail, il faudrait exploiter le laurate de cellulose comme substrat pour la fabrication de circuits RF actifs. Cette étape est indispensable à l'élargissement des possibilités d'intégration de substrats biosourcés dans des applications RF plus complexes. Toutefois, les éléments actifs générant de la chaleur, cette étape devra être précédée par une étude de l'effet de la température sur les propriétés physico-chimiques et diélectriques du substrat. Il faudra, en particulier, disposer des propriétés diélectriques du CL en fonction de la température. Par ailleurs, il faudra également s'intéresser au vieillissement de ce biomatériau et à la possible variation de ses caractéristiques au cours du temps. De manière générale, il s'agira d'approfondir les connaissances au niveau du matériau. Il sera également envisagé d'élargir la palette des matériaux candidats en évaluant d'autres esters de cellulose (octanoate de cellulose et palmitate de cellulose par exemple) ou des esters d'amidon. Par ailleurs, en vue de promouvoir encore plus l'aspect « vert » des systèmes proposés, des travaux pour remplacer les conducteurs en cuivre sont également attendus. Des solutions intégrant des matériaux composites en polymères conducteurs sont des alternatives intéressantes.

Pour l'aspect système, compte tenu des applications envisagées, il serait également intéressant d'optimiser la taille des circuits proposés. En effet, la taille des circuits dans les applications WBAN est un élément important.

Dans le cas particulier du système de récupération d'énergie EM et dans la perspective d'être en capacité de récupérer l'énergie EM ambiante, l'efficacité pour des faibles niveaux de puissance doit être améliorée. Cela implique de travailler sur le système de conversion RF-DC.

En conclusion, les travaux présentés dans ce mémoire participent à démontrer que les substrats biosourcés sont des solutions viables pour le remplacement des substrats pétrosourcés classiques pour des applications plus vertes en électronique flexible dans le domaine des radiofréquences. La faisabilité de dispositifs RF performants et compétitifs permet de confirmer le potentiel des matériaux biosourcés à s'intégrer dans des systèmes électroniques complexes.

Annexe

Annexe :**Antenne patch flexible à 2.45 GHz sur laurate de cellulose****1. Conception et simulation de l'antenne**

Pour concevoir l'antenne et avoir une première estimations des dimensions de l'antenne, nous avons utilisé les équations données dans [1] (A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design). A partir de ces données, différentes simulations et optimisations ont été réalisées avec le logiciel ANSYS HFSS. Tous les matériaux qui entrent dans la fabrication de l'antenne ont été pris en compte pour le design de l'antenne. Les différentes coordonnées qui sont utilisées pour la description de l'antenne sont données dans la **Figure A-1**.

Les résultats des premières simulations de l'antenne initiale définie à partir des équations ($W=45.6$ mm, $L=37.8$ mm) sont donnés **Figure A-2**. Nous remarquons que l'antenne est bien adaptée à la fréquence de 2.45 GHz (coefficient de réflexion inférieur à -25 dB) mais que la valeur maximale du gain est de l'ordre de 0.07 dBi à un angle θ de 0 degré.

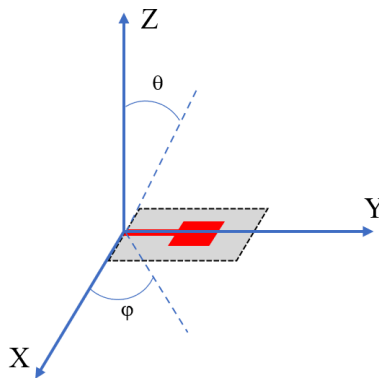


Figure A-1. Différentes coordonnées sur l'antenne

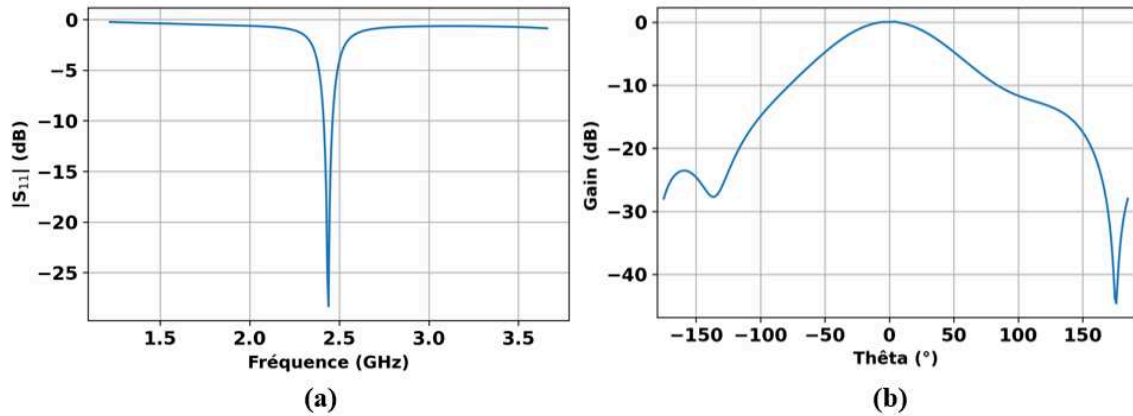


Figure A-2. Simulation HFSS de l'antenne (a) Coefficient de réflexion (b) Gain

Cette faible valeur de gain est due à la nature du matériau utilisé comme substrat, le laurate de cellulose, dont les pertes diélectriques sont relativement importantes ($\tan\delta=0.025$). Pour améliorer le gain, il existe plusieurs stratégies dans la littérature. Nous pouvons citer l'utilisation de métamatériaux [2], de matériaux superstrat [3], ou encore de réflecteurs pour la FSS (frequency-selective surface) [4]. Dans notre cas, nous proposons de mettre en œuvre la méthode basée sur l'ajout de fenêtres dans le plan de masse. Ce choix est motivé par sa simplicité de mise en œuvre, cette technique a déjà été appliquée dans [5] et [6] pour l'amélioration du gain. Les fenêtres sont placées dans le plan de masse parallèlement aux frontières de l'élément rayonnant (**Figure A-3**).

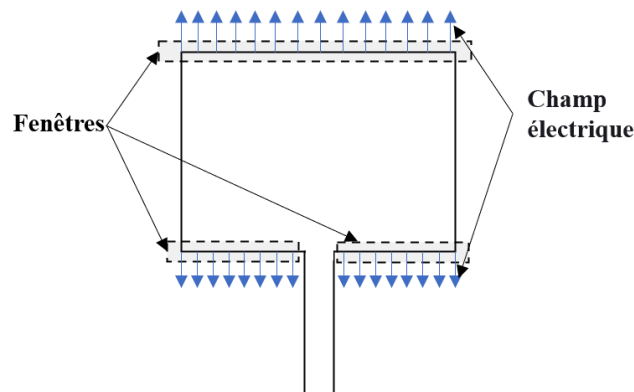


Figure A-3. Position des fenêtres aménagées

Les dimensions et positions des fenêtres, optimisées sous HFSS, sont données dans la **Figure A-4** tandis que les résultats des simulations sont donnés dans la **Figure A-5**. Nous notons que

le coefficient de réflexion est toujours inférieur à -25 dB à 2.45 GHz et que la valeur de gain maximale est passée de 0.07 dBi à 2.7 dBi.

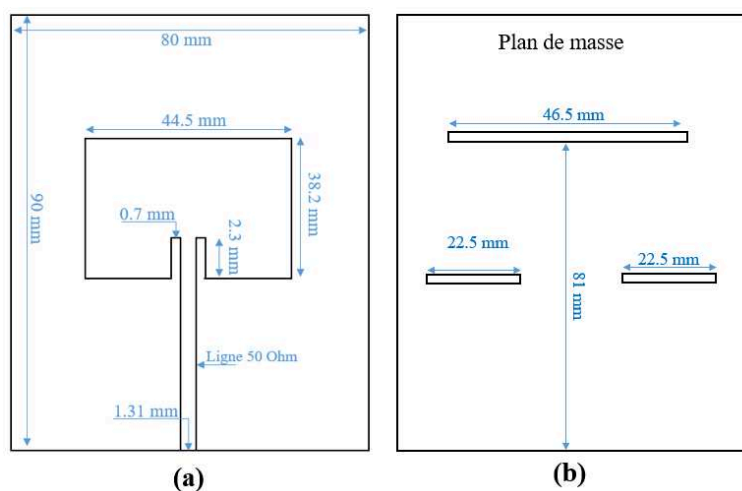


Figure A-4. Dimensions finales de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de dessous

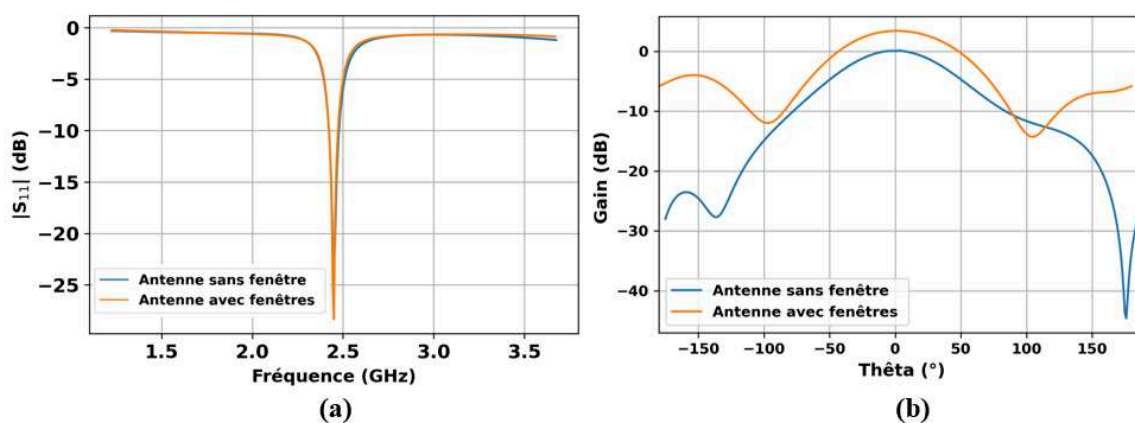


Figure A-5. Comparaison des simulations d'antenne sans et avec fenêtres sur HFSS (a) Coefficient de réflexion (b) Gain

2. Fabrication et caractérisation de l'antenne

La fabrication d'antenne a été conduite selon le même processus que celui mis en œuvre pour le filtre (cuivre autocollant et structuration laser). Une photographie du prototype final est donnée dans la Figure A-6 les fenêtres aménagées dans le plan de masse sont visibles dans la Figure A-6.b.

Les résultats des mesures et des simulations du coefficient de réflexion et des diagrammes de rayonnements sont donnés dans la **Figure A-7** et la **Figure A-8** respectivement.

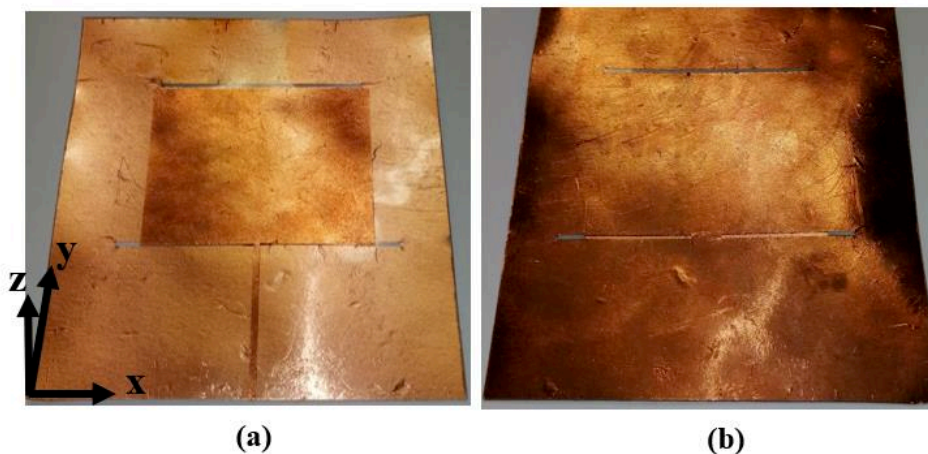


Figure A-6. Photographie de l'antenne réalisée (a) vue de dessus (b) vue de dessous

De manière générale, nous constatons un bon accord entre les simulations et les mesures pour le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement. Le coefficient de réflexion expérimental est inférieur à -20 dB à la fréquence de résonance et la bande passante à -10 dB est entre 2.41 et 2.47 GHz.

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain (plans E et H) ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de l'IEMN à l'aide d'une antenne cornet standard (SAS-200/571) et d'un analyseur de réseau vectoriel (Agilent 8735ES, 30 KHz - 6 GHz) à 2.45 GHz.

Pour les diagrammes de rayonnements, le gain maximal mesuré à l'angle $\Theta = 0^\circ$ est égal à 1.9 dBi pour le plan H (xz) et 1.8 dBi pour le plan E (yz). Concernant l'angle d'ouverture à 3 dB, celui-ci est égal à 75° pour le plan H et 72° pour le plan E.

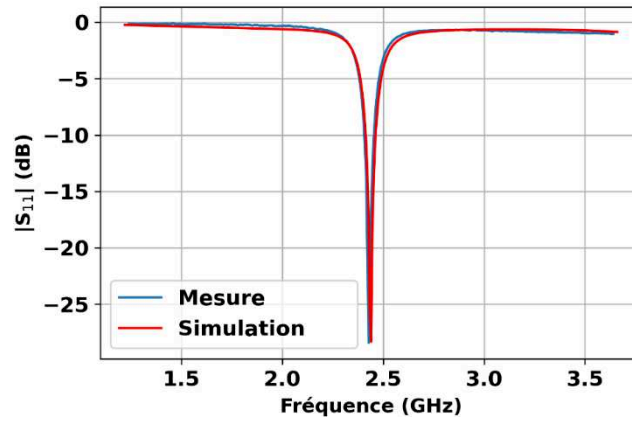


Figure A-7. Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne

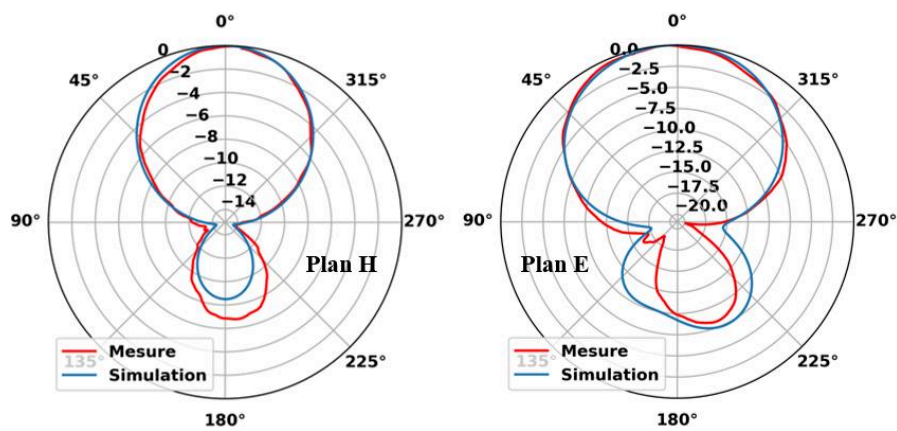


Figure A-8. Diagrammes de rayonnement en champ lointain simulé et mesuré dans le plan H et E de l'antenne

3. Performance de l'antenne en fonction de sa courbure

L'antenne présentée peut potentiellement être utilisée dans une situation où elle subit une courbure. Aussi, sa flexibilité doit être évaluée. Pour cela l'antenne est caractérisée en appliquant plusieurs rayons de courbure (**Figure A-9.b**) (40 mm, ce rayon est proche de celui d'un bras humain, 70 mm et 120 mm) à l'aide de motifs fabriqués en ABS par impression 3D (**Figure A-9.a**). Les résultats des mesures et des simulations du coefficient de réflexion et des diagrammes de rayonnement sont donnés dans la **Figure A-10** et la **Figure A-11** respectivement.

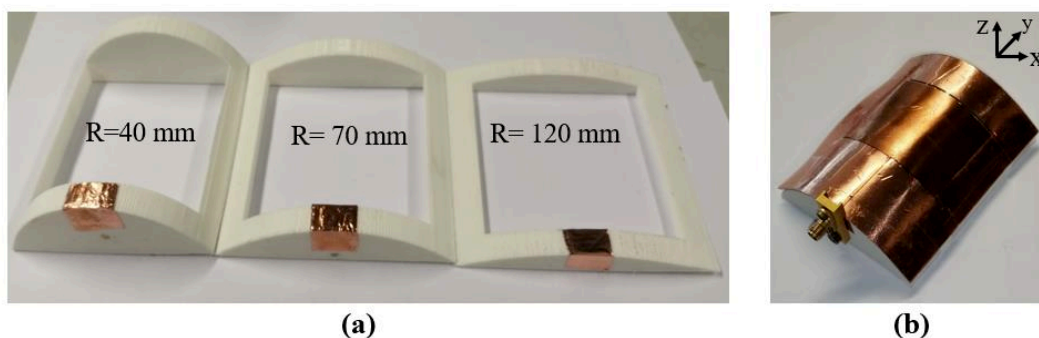


Figure A-9 . (a) Trois motifs pour courber l'antenne (b) Antenne courbée (R=40 mm)

Nous remarquons globalement un bon accord entre la simulation et la mesure. La fréquence de résonance et la direction du gain maximal sont quasiment inchangées, seule une faible diminution du gain et de la directivité est notée.

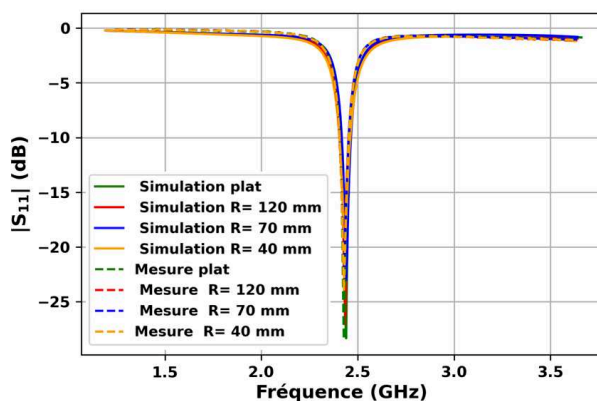


Figure A-10. Coefficient de réflexion pour différents rayons de courbure (40, 70 et 120 mm) appliqués à l'antenne

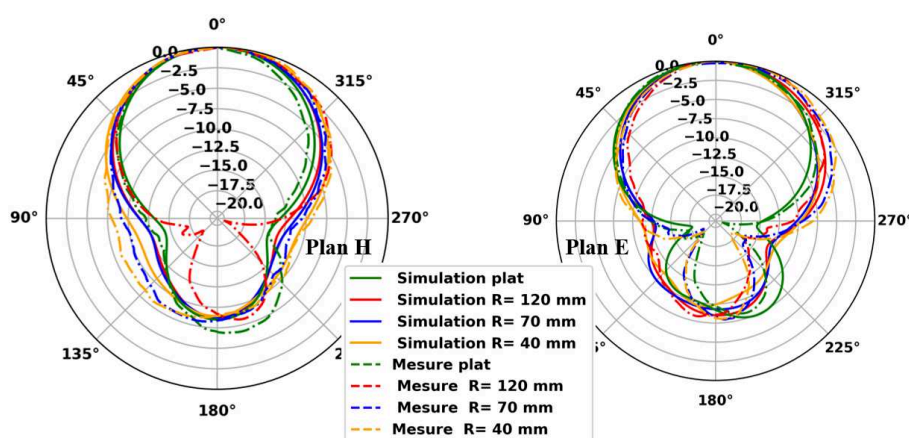


Figure A-11. Diagrammes de rayonnement en champ lointain simulés et mesurés dans les plans H et E de l'antenne pour différents rayons de courbure.

L'ensemble des tests montre que les différentes configurations de pliage (direction xz) appliquées à l'antenne proposée ont très peu d'effet sur ses performances.

Pour le pliage dans la direction yz il a été démontré analytiquement, par la simulation et expérimentalement dans [7] que la fréquence de résonance d'une antenne patch rectangulaire se décale en fonction du pliage (direction yz). Cela ça peut être intéressant pour les applications où l'antenne est utilisée comme capteur pour la détection mécanique telle que la détection de cisaillement ou de pression [8]. Pour nos applications, au contraire, nous souhaitons que les caractéristiques restent stables en fonctions des courbures mécaniques.

4. Antenne souple sur le corps humain

Le DAS moyen a été simulé sur une couche homogène de tissu humain disponible dans la bibliothèque du logiciel HFSS (1048 kg/m³ de densité), pour 1 et 10 g de tissu. La puissance d'entrée est fixée à 1 W et la distance entre le modèle de tissu humain et le plan de masse de l'antenne est de 0.5 mm. Cette distance est de l'ordre de l'épaisseur d'une chemise ou d'un tee-shirt.

Les simulations (**Figure A-12**) montrent que les valeurs maximales du DAS à 2,45 GHz sur 1 g de tissu (0.1298 W/kg) et sur 10 g de tissu (0.0335 W/kg) sont largement inférieures aux limites requises par les normes internationales.

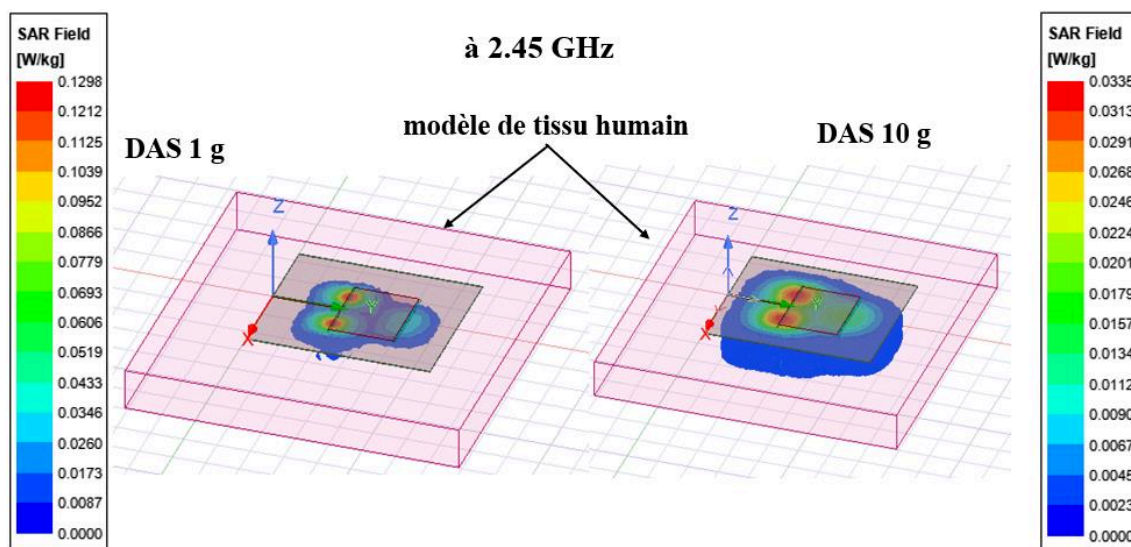


Figure A-12. DAS pour 1 et 10 g de tissu simulés à 2,45 GHz pour l'antenne proposée

Après la vérification de la conformité aux règles de sécurité de l'antenne proposée, nous étudions le fonctionnement de l'antenne sur le corps humain. Pour cela l'antenne est placée à différents emplacements sur un cobaye (bras, poitrine et dos) vêtu d'une chemise (**Figure A-13**).

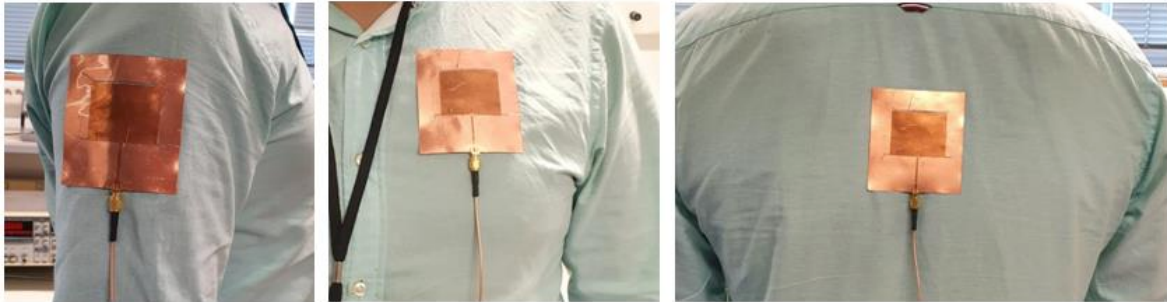


Figure A-13. Antenne placée à différentes positions sur le corps humain

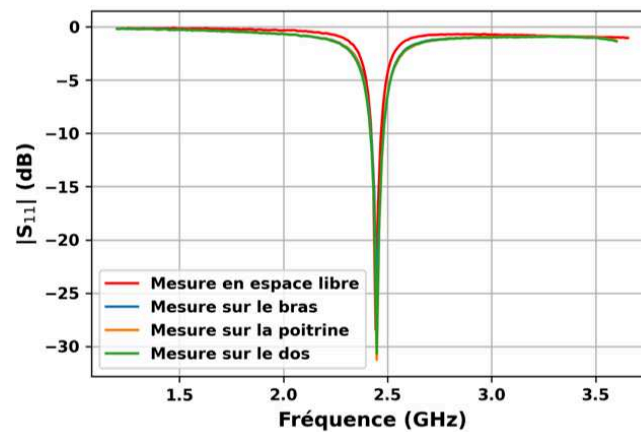


Figure A-14. Coefficient de réflexion mesuré dans l'espace libre et à différentes positions sur le corps humain.

La mesure du coefficient de réflexion montre que la présence du corps n'influence pratiquement pas la réponse de l'antenne (**Figure A-14**). Son emploi pour des applications on-body est donc envisageable.

5. Bibliographie

- [1] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [2] G. K. Das, S. Basu, B. Mandal, D. Mitra, R. Augustine, and M. Mitra, "Gain-enhancement technique for wearable patch antenna using grounded metamaterial," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 14, no. 15, pp. 2045–2052, Dec. 2020, doi: 10.1049/iet-map.2020.0083.

- [3] J. H. Kim, C.-H. Ahn, and J.-K. Bang, "Antenna Gain Enhancement Using a Holey Superstrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 3, pp. 1164–1167, Mar. 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2518650.
- [4] A. J. A. Al-Gburi, I. M. Ibrahim, Z. Zakaria, M. K. Abdulhameed, and T. Saeidi, "Enhancing Gain for UWB Antennas Using FSS: A Systematic Review," *Mathematics*, vol. 9, no. 24, p. 3301, Dec. 2021, doi: 10.3390/math9243301.
- [5] A. Talukder and E. Islam, "Design and Simulation Study of E Shaped Slotted Microstrip Patch Antenna by HFSS for 5G applications," in *2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, Singapore, Singapore, Dec. 2021, pp. 1909–1910. doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704198.
- [6] D. Samantaray, S. Bhattacharyya, and K. V. Srinivas, "Modified Fractal-shaped Slotted Patch Antenna with Dipole-shaped Slotted Ground Plane with Enhanced Gain for X-band Applications," in *2018 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, Hyderabad, India, Dec. 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/INCAP.2018.8770817.
- [7] L. Song and Y. Rahmat-Samii, "A Systematic Investigation of Rectangular Patch Antenna Bending Effects for Wearable Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 5, Art. no. 5, May 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2809469.
- [8] M. El Gharbi, R. Fernández-García, S. Ahyoud, and I. Gil, "A Review of Flexible Wearable Antenna Sensors: Design, Fabrication Methods, and Applications," *Materials*, vol. 13, no. 17, Art. no. 17, Aug. 2020, doi: 10.3390/ma13173781.

Production scientifique

Production scientifique

Revues scientifiques :

[1] **A. Sid,** P.-Y. Cresson, N. Joly, F. Braud, and T. Lasri, “A flexible and wearable dual band bio-based antenna for WBAN applications,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, p.154412, Sep. 2022, doi: 10.1016/j.aeue.2022.154412.

[2] **A. Sid,** P. Cresson, N. Joly, F. Braud, B. Genestie, and T. Lasri, “2.45 GHz natural polymer-based flexible bandpass filter exploiting laser structuring,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 64, no. 4, pp. 727–732, Sep. 2021, doi: 10.1002/mop.33194.

Communication internationale:

[1] **A. Sid,** P.-Y. Cresson, B. Genestie, N. Joly, and T. Lasri, “Realization of a 2.45 GHz microstrip bandpass filter on a flexible cellulose-based material”, in 2021 International Conference on Green Energy, Computing and Sustainable Technology (GECOST), Miri, Malaysia, July. 2021, p. 1-4. doi: 10.1109/GECOST52368.2021.9538745

[2] **A. Sid,** N. Joly, P.-Y. Cresson, B. Genestie, and T. Lasri, “Cellulose-based material as flexible support for green wireless radio-frequency communication”, in 7th International Polysaccharide Conference, Nantes, France, October 2021, S09-P-02

Communications nationales :

[1] **A. Sid,** P. Cresson, N. Joly, F. Braud, B. Genestie, and T. Lasri, “Réalisation d'une antenne microruban flexible sur un substrat biosourcé pour applications ISM” XXIIèmes Journées Nationales Microondes, Jun 2022, Limoges, France.

[2] **A. Sid,** G. Boussatour, P. Cresson, N. Joly, B. Genestie, and T. Lasri, “Système de conversion RF-DC bi-bande sur substrat souple biosourcé” 17ème édition des Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, 3-5 Avril. 2023, Tours.

Electronique radio-fréquence flexible à base de substrats biosourcés

Résumé

L'électronique radio-fréquence (RF) flexible est en pleine croissance compte tenu des nombreuses applications possibles dans un grand nombre de domaines. En effet, la possibilité de disposer de circuits RF souples et conformables ouvre des perspectives dans des domaines aussi variés que, par exemple, les communications, l'automobile, les capteurs, les loisirs et la santé. Cette technologie repose sur l'utilisation de matériaux souples, utilisés comme substrats, capables de résister aux contraintes mécaniques susceptibles d'être rencontrées dans les applications visées. Généralement, ces matériaux sont des polymères pétrosourcés. Aussi, dans la perspective de réduire d'une part la dépendance vis-à-vis du pétrole et d'autre part la quantité des déchets électroniques, l'intégration de polymères biosourcés dans des systèmes RF est envisagée. Plus particulièrement, nous proposons dans ce travail de thèse de fabriquer des dispositifs RF sur un substrat original, le laurate de cellulose. Ce dernier permet ainsi de participer au développement d'une électronique RF souple mais aussi plus verte.

Ce mémoire de thèse aborde dans un premier temps la caractérisation du laurate de cellulose. Une attention particulière est accordée à la détermination de ses propriétés diélectriques sur une bande de fréquence allant de 0.5 GHz à 67 GHz. Ensuite, nous présentons un filtre passe bande flexible de fréquence centrale 2.45 GHz fabriqué sur ce substrat biopolymère en utilisant une méthode basée sur la structuration par laser d'un film de cuivre autocollant. Dans la foulée, sont exposés les résultats de caractérisation d'une antenne double bande (2.45 GHz et 5.8 GHz) flexible réalisée sur laurate de cellulose pour des applications WBAN (Wireless Body Area Network). L'évaluation des performances de ces dispositifs, sous différents types de contraintes mécaniques, a montré des dégradations minimales de leurs caractéristiques RF (coefficient de réflexion, bande passante et diagramme de rayonnement). Enfin, nous exposons dans une dernière partie les résultats d'un système de récupération d'énergie électromagnétique (rectenna) double bande (2.45 GHz et 5.8 GHz) flexible fabriqué sur ce même substrat biopolymère.

Mots Clés : Electronique RF souple, biopolymères, caractérisation diélectrique, filtre passe bande, antenne double bande, antenne patch, récupération d'énergie électromagnétique, rectenna.

Flexible radio-frequency electronics based on biosourced substrates

Abstract

Flexible radio-frequency (RF) electronics is a rapidly growing technology given its many possible applications in a wide range of fields. In fact, the ability to have flexible and conformable RF circuits opens up possibilities in diverse areas such as communications, automotive, sensors, leisure, and healthcare. This technology is based on the exploitation of flexible materials used as substrates capable of withstanding mechanical stresses that may be encountered in the targeted applications. Typically, these materials are petro-based polymers. However, in the perspective of reducing dependence on petroleum and reducing electronic waste, the use of bio-based polymers is being considered. More specifically, in this doctoral work, we propose to manufacture RF devices on an original substrate for this type of applications, the cellulose laurate. We demonstrate that this material brings a promising contribution to the development of a flexible and greener RF electronics.

This doctoral dissertation first focuses on the characterization of cellulose laurate. Particular attention is given to determining its dielectric properties over a frequency range spanning from 0.5 GHz to 67 GHz. Next, we present a flexible band-pass filter with a center frequency of 2.45 GHz fabricated on this biopolymer substrate using a laser structuring method and adhesive copper film. Additionally, we present the characterization results of a flexible dual-band antenna (2.45 GHz and 5.8 GHz) made on the same substrate for WBAN (Wireless Body Area Network) applications. The performance evaluation of these two devices under different types of mechanical stress showed minimal degradation of their RF characteristics (reflection coefficient, bandwidth and radiation patterns). Finally, we present the results of a flexible dual-band (2.45 GHz and 5.8 GHz) electromagnetic energy harvesting system (Rectenna) fabricated on the same biopolymer substrate.

Keywords: Flexible RF electronics, wearable electronics, biopolymers, dielectric characterization, band pass filter, dual band antenna, patch antenna, energy harvesting, rectenna,