



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique
Laboratoire des Dispositifs de Communications
et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP)



Thèse de Doctorat en Electronique

Option : Télécommunications

Présenté par :

MANSOUL Ali

Magistère en Electronique, de l'Ecole Militaire Polytechnique

Intitulé

Conception et Réalisation d'Antennes Reconfigurables en Fréquence

Soutenu publiquement le 03/05/2016 devant le jury composé de:

| | | | |
|----------------------|---------------------|--------------------------|------|
| Président : | Mr AKSAS Rabia | Professeur | ENP |
| Rapporteurs : | Mr GHANEM Farid | Maître de recherches /A | CDTA |
| | Mr TRABELSI Mohamed | Professeur | ENP |
| Examineurs : | Mr AZRAR Arab | Professeur | UMBB |
| | Mr KIMOUCHE Hocine | Maître de conférences /A | EMP |
| | Mr HEBIB Sami | Maître de conférences /A | USDB |
| | Mr ADNANE Mourad | Maître de conférences /A | ENP |

ENP 2016



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique
Laboratoire des Dispositifs de Communications
et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP)



Thèse de Doctorat en Electronique

Option : Télécommunications

Présenté par :

MANSOUL Ali

Magistère en Electronique, de l'Ecole Militaire Polytechnique

Intitulé

Conception et Réalisation d'Antennes Reconfigurables en Fréquence

Soutenu publiquement le 03/05/2016 devant le jury composé de:

| | | | |
|----------------------|---------------------|--------------------------|------|
| Président : | Mr AKSAS Rabia | Professeur | ENP |
| Rapporteurs : | Mr GHANEM Farid | Maître de recherches /A | CDTA |
| | Mr TRABELSI Mohamed | Professeur | ENP |
| Examineurs : | Mr AZRAR Arab | Professeur | UMBB |
| | Mr KIMOUCHE Hocine | Maître de conférences /A | EMP |
| | Mr HEBIB Sami | Maître de conférences /A | USDB |
| | Mr ADNANE Mourad | Maître de conférences /A | ENP |

ENP 2016

ملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتعلق بدراسة وتصميم هوائيات ذات التردد القابل لإعادة التشكيل لتطبيقات الراديو الإدراكي. بعد إدخال مفهوم الراديو الإدراكي، من خلال البحث البيوغرافي الذي قمنا به نوقشت مجموعة من الدراسات السابقة على هوائيات إعادة التشكيل والأنواع المختلفة من إعادة التشكيل الموجودة. أساليب التصميم والانجاز، قد ذكرت بالتفصيل، نماذج عدة من الهوائيات إعادة التشكيل القادرة على: التبديل بين نطاق متسع و نطاق ضيق، التغيير تدريجيا في عرض النطاق الترددي والتحول من وضع تشغيل بنطاق واحد الى متعدد النطاق تم محاكاتها وقياسها. النماذج المبتكرة تم تجسيدها وقياسها باستعمال صمامات ثنائية. النتائج التجريبية تتماشى مع تلك التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة وتتميز بإعادة التشكيل اللازمة لتطبيقات الراديو الإدراكية.

كلمات مفتاحية

هوائيات إعادة تشكيل ، الصمام الثنائي، الراديو الإدراكي ، CST Microwave Studio .

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude et la conception d'antennes reconfigurables en fréquence pour les applications Radio Cognitives. Après avoir introduit le concept de la radio cognitive, un état de l'art sur les antennes reconfigurables et les différents types de reconfiguration qui existent ont été discutés. Les méthodes de conception et de réalisation, ont été détaillées. Plusieurs prototypes d'antennes monopoles reconfigurables permettant diverses fonctions (de basculer entre un mode large bande et un mode bande étroite, de changer graduellement de largeur de bande et de basculer d'un mode de fonctionnement mono-bande en un mode de fonctionnement multi-bande) ont été simulés et réalisés. Les approches jugées plus originales, ont été implémentées avec des interrupteurs réels (diode PIN). Les résultats expérimentaux corroborent ceux obtenus par simulation et valident bien un fonctionnement reconfigurable, nécessaire pour des applications radios cognitives.

Mots Clés

Antennes reconfigurables, Diodes PIN, Radio Cognitive, CST Microwave Studio.

Abstract

The work presented in this thesis concerns the study and design of frequency reconfigurable antennas for Cognitive Radio applications. After introducing the concept of cognitive radio, a state of the art on reconfigurable antennas and the different types of reconfiguration that exist were discussed. The methods of design and construction have been detailed, several prototypes of reconfigurable monopole antennas allowing various functions (a switch between wideband and narrowband mode, gradually changing bandwidth and switch from single-band operating mode to multi-band mode) were simulated and realized. The approaches considered more original have been implemented with real switches (PIN diode). The experimental results agree with those obtained by simulation and validate a reconfigurable operation mode necessary for cognitive radio applications.

Keywords

Reconfigurables antennas, PIN diodes, Cognitive Radio, CST Microwave Studio.

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA), Division Telecom, en collaboration avec le laboratoire des Dispositifs de Communications et de Conversations Photovoltaïques (LDCCP), de l'École Nationale Polytechnique, sous la direction du **Dr Farid GHANEM** et la co-direction du **Prof Mohamed TRABELSI**.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur **Farid GHANEM**, pour de multiples raisons, et en particulier, pour m'avoir offert l'opportunité de travailler sur un sujet de thèse passionnant. J'ai surtout apprécié la confiance qu'il a placée en moi durant mes années de recherche où j'étais sous sa direction.

Je remercie très chaleureusement le Professeur **Mohamed TRABELSI** à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a témoignée, sa disponibilité et ses précieux conseils.

Je tiens à remercier, le Professeur **Rabia AKSAS** de l'École Nationale Polytechnique, qui m'a fait l'honneur d'accepter de présider le jury.

J'exprime mes remerciements à :

Monsieur **Arab AZRAR**, Professeur à l'université de Boumerdès, pour avoir accepté de faire partie des membres de jury et d'examiner ce travail.

Monsieur **Hocine KIMOUCHE**, Maître de conférences à l'École Militaire Polytechnique pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Monsieur **Sami HEBIB**, Maître de conférences à l'université de Blida pour avoir bien voulu examiner ce travail.

Monsieur **Mourad ADNANE**, Maître de conférences à l'École Nationale Polytechnique, pour avoir accepté de faire partie des membres de jury et d'examiner ce travail.

Enfin, Je tiens à remercier le docteur **Mohamed RIJAL HAMID**, de l'université de technologie de Malaisie UTM et le docteur **Erkki SALONEN** de l'université d'Oulu en Finlande pour leurs précieux conseils.

Dédicaces

A tous ceux qui me sont les plus chers : ma mère, mon père et mon frère Tarek.

A ma grand-mère Akila.

A ma chère cousine Sonia.

A toute ma famille, petits et grands.

A tous mes amis.

Je dédie ce modeste travail.

Ali

Sommaire

| | |
|---|----|
| Introduction générale | 02 |
| CHAPITRE 1 NOTIONS SUR LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL | |
| 1.1. Introduction..... | 07 |
| 1.2. Description de la partie avant d'un système de communication classique | 09 |
| 1.3. Schémas des parties avant de systèmes multi-bandes..... | 10 |
| 1.4. Antennes reconfigurables..... | 12 |
| 1.4.1. Définition..... | 12 |
| 1.4.2. Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables | 13 |
| 1.4.3. Techniques de reconfigurabilité..... | 14 |
| 1.5. Antennes reconfigurables en fréquence | 15 |
| 1.5.1. Commutation de fréquences par diodes PIN | 15 |
| 1.5.2. Commutation de fréquences par MEMS | 16 |
| 1.5.3. Commutation de fréquences par photoconducteurs | 18 |
| 1.5.4. Accord en fréquence à l'aide de varactors..... | 19 |
| 1.5.5. Accord en fréquence par déformation mécanique..... | 20 |
| 1.5.6. Accord en fréquence à l'aide de matériaux agiles..... | 21 |
| 1.6. Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement..... | 21 |
| 1.6.1. Utilisation de diodes PIN..... | 22 |
| 1.6.2. Utilisation de MEMS..... | 23 |
| 1.6.3. Utilisation de photoconducteurs..... | 23 |
| 1.7. Antennes reconfigurables en polarisation..... | 24 |
| 1.7.1. Utilisation de diodes PIN..... | 24 |
| 1.7.2. Utilisation d'éléments parasites..... | 25 |
| 1.8. Conclusion..... | 26 |
| Bibliographie Chapitre 1..... | 27 |
| CHAPITRE 2 METHODES DE CONCEPTION ET DE REALISATION | |
| 2.1. Introduction..... | 31 |
| 2.2. Méthodologie de conception..... | 32 |
| 2.2.1. Choix de la géométrie de départ..... | 32 |
| 2.2.2. Introduction de la reconfiguration..... | 33 |
| 2.2.3. Implémentation de la reconfiguration..... | 34 |
| 2.3. Techniques de polarisation des diodes PIN..... | 36 |

| | |
|---|----|
| 2.3.1 Les courts-circuits..... | 37 |
| 2.3.2. Les fentes..... | 37 |
| 2.3.3. Lignes de polarisation..... | 38 |
| 2.3.4. Composants utilisés pour la polarisation..... | 39 |
| 2.4. Techniques de simulation..... | 39 |
| 2.4.1. Méthodes d’analyse des antennes..... | 39 |
| 2.4.2. Outils numériques commerciaux de simulation | 41 |
| 2.5. Conclusion..... | 42 |
| Bibliographie Chapitre 2..... | 43 |
| CHAPITRE 3 ANTENNES RECONFIGURABLES EN FREQUENCE | |
| LARGE BANDE / BANDE ETROITE | |
| 3.1. Introduction..... | 46 |
| 3.2. Antenne disque-monopole reconfigurable en fréquence..... | 46 |
| 3.2.1. Structure de départ | 47 |
| 3.2.2. Mécanisme de reconfiguration..... | 48 |
| 3.2.3. Réalisation et mesure de l’antenne disque-monopole..... | 53 |
| 3.3. Antenne reconfigurable en U-inversé | 55 |
| 3.3.1. Structure de départ | 55 |
| 3.3.2. Mécanisme de reconfiguration..... | 57 |
| 3.3.3. Les modes de fonctionnement..... | 58 |
| 3.3.4. Fabrication en utilisant des switches idéaux..... | 62 |
| 3.4. Implémentation expérimentale en utilisant des switches réels..... | 63 |
| 3.4.1. Résultats Expérimentaux..... | 67 |
| 3. 5. Conclusion..... | 70 |
| Bibliographie Chapitre 3..... | 71 |
| CHAPITRE 4 ANTENNE RECONFIGURABLE EN LARGEUR DE BANDE | |
| 4.1. Introduction..... | 73 |
| 4.2. Reconfiguration en largeur de bande avec limite inférieure fixe..... | 74 |
| 4.2.1. Approche proposée..... | 74 |
| 4.2.2. Implémentation avec des switches réels..... | 78 |
| 4.2.3. Résultats expérimentaux..... | 84 |
| 4.3. Autres modes de fonctionnement..... | 88 |
| 4.3.1. Structure de l’antenne de départ..... | 88 |
| 4.3.2. Mécanisme de reconfiguration..... | 89 |
| 4.3.3. Fonctionnement en largeur de bande..... | 90 |
| 4.3.4. Fonctionnement en translation large bande..... | 93 |

| | |
|--|-----|
| 4.3.5. Fonctionnement en translation bande étroite..... | 94 |
| 4.3.6. Fonctionnement en hautes fréquences et en ULB..... | 95 |
| 4.3.7. Résultats expérimentaux..... | 96 |
| 4.4. Conclusion..... | 98 |
| Bibliographie Chapitre 4..... | 99 |
| CHAPITRE 5 ANTENNE MULTIBANDES RECONFIGURABLE A BASE DE METAMATERIAUX | |
| 5.1. Introduction..... | 101 |
| 5.2. Résonateur à activité magnétique..... | 101 |
| 5.2.1. Extraction des paramètres effectifs..... | 102 |
| 5.2.2. Méthode de simulation..... | 103 |
| 5.3. Structure de l'antenne de départ..... | 104 |
| 5.4. Mécanisme de reconfiguration..... | 105 |
| 5.5. Intégration des DSRR dans l'antenne..... | 109 |
| 5.6. Résultats Expérimentaux..... | 117 |
| 5.7. Conclusion..... | 120 |
| Bibliographie Chapitre 5..... | 121 |
| Conclusion générale | 123 |
| Annexe Caractéristiques générales d'une antenne..... | 126 |

Liste des Figures

| | | |
|-----------|--|----|
| Fig. 1.1 | Charte d'allocation spectrale de la FCC (pour les États-Unis)..... | 07 |
| Fig. 1.2 | Diagramme d'occupation fréquentielle dans la ville de Hull..... | 08 |
| Fig. 1.3 | Schéma de la partie avant d'un émetteur/récepteur classique..... | 09 |
| Fig. 1.4 | Schéma d'un récepteur à base de banc de filtres RF..... | 10 |
| Fig. 1.5 | Schéma d'un récepteur à base de filtre RF reconfigurable..... | 10 |
| Fig. 1.6 | Photographie d'un banc de filtres à switches..... | 11 |
| Fig. 1.7 | Antenne quasi-Yagi à dipôle replié | 15 |
| Fig. 1.8 | Antenne ULB avec bande de rejection reconfigurable..... | 16 |
| Fig. 1.9 | Antenne reconfigurable de type Sierpinsky | 16 |
| Fig. 1.10 | Antenne dipôle quasi-Yagi | 17 |
| Fig. 1.11 | Antenne patch reconfigurable en fréquence | 17 |
| Fig. 1.12 | Antenne patch reconfigurable..... | 18 |
| Fig. 1.13 | Antenne patch reconfigurable en fréquence..... | 18 |
| Fig. 1.14 | Antenne reconfigurable à commutateur optique..... | 19 |
| Fig. 1.15 | Antenne quasi-Yagi reconfigurable en fréquence par trois varactors..... | 19 |
| Fig. 1.16 | Antenne patch avec varactor reconfigurable en fréquence..... | 20 |
| Fig. 1.17 | Antenne PIFA reconfigurable en fréquence avec varactor et diode PIN | 20 |
| Fig. 1.18 | Deux exemples d'antennes reconfigurables par déformation mécanique..... | 21 |
| Fig. 1.19 | Antenne patch sur un substrat à bande électronique interdite..... | 21 |
| Fig. 1.20 | Antenne filaire à spirale carrée..... | 22 |
| Fig. 1.21 | Antenne reconfigurable en diagramme | 22 |
| Fig. 1.22 | Diagrammes de rayonnement pour les deux modes de fonctionnement à 2.45 GHz.... | 23 |
| Fig. 1.23 | Antenne à spirale reconfigurable en diagramme..... | 23 |
| Fig. 1.24 | Antenne reconfigurable en diagrammes de rayonnement..... | 24 |
| Fig. 1.25 | Antenne patch circulaire reconfigurable en polarisation..... | 24 |
| Fig. 1.26 | Antenne reconfigurable en polarisation à patch carré | 25 |
| Fig. 1.27 | Antenne monopole reconfigurable en polarisation..... | 25 |
| Fig. 1.28 | Antenne patch carré à polarisation circulaire reconfigurable | 26 |
| Fig. 2.1 | Diverses structures d'antennes avec différentes largeur de bande..... | 32 |
| Fig. 2.2 | Diagrammes de rayonnement d'antennes en 3D..... | 33 |

| | |
|--|----|
| Fig. 2.3 Circuit RLC équivalent d'une diode PIN..... | 35 |
| Fig. 2.4 Paramètres S simulés de la diode BAR50-2V pour les deux états de fonctionnement avec CST..... | 35 |
| Fig. 2.5 Exemple d'une simulation avec Schematic de CST (03 diodes pin)..... | 36 |
| Fig. 2.6 Coefficient de réflexion mesuré et simulé pour les deux états (diode BAR50-2V)..... | 36 |
| Fig. 2.7 Polarisation d'un court-circuit reconfigurable sous le plan de masse..... | 37 |
| Fig. 2.8 Polarisation d'une fente (vue de dessus) chargée par des diodes..... | 37 |
| Fig. 2.9 Exemple d'antenne avec des lignes de polarisation (DC line) | 38 |
| Fig. 2.10 Modélisation de l'antenne imprimée par une ligne de transmission..... | 40 |
| Fig. 2.11 Position des composantes des champs sur une cellule unitaire..... | 41 |
| Fig. 3.1 Schéma de l'antenne monopole circulaire de départ..... | 47 |
| Fig. 3.2 Coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire..... | 47 |
| Fig. 3.3 L'antenne après intégration du filtre..... | 48 |
| Fig. 3.4 Principe de fonctionnement du filtre passe bande..... | 49 |
| Fig. 3.5 Positionnement des switches pour chaque bande de fonctionnement..... | 49 |
| Fig. 3.6 S_{11} simulé pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite (seuil à - 6 dB)..... | 50 |
| Fig. 3.7 Coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire (ROS) en mode ULB..... | 50 |
| Fig. 3.8 L'antenne avec le nouveau filtre..... | 51 |
| Fig. 3.9 Coefficient de réflexion pour chaque mode de fonctionnement (seuil à - 10 dB)..... | 51 |
| Fig. 3.10 Diagramme de rayonnement pour les quatre sous-bandes étroites..... | 52 |
| Fig. 3.11 Diagramme de rayonnement pour le mode ULB..... | 52 |
| Fig. 3.12 Distribution de courant surfacique pour deux fréquences en mode ULB..... | 52 |
| Fig. 3.13 Distribution de courant surfacique pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite..... | 53 |
| Fig. 3.14 Photographies des prototypes réalisés avec des switches idéaux..... | 54 |
| Fig. 3.15 Paramètre S_{11} simulé et mesuré pour les différents modes de fonctionnement..... | 54 |
| Fig. 3.16 S_{11} mesuré pour la bande 3 comparé avec la simulation en prenant la permittivité égale à 4.3..... | 55 |
| Fig. 3.17 Schéma de l'antenne de départ fonctionnant dans la bande U-NII (5.15GHz-5.85GHz)..... | 56 |
| Fig. 3.18 Coefficient de réflexion et impédance d'entrée Z | 56 |
| Fig. 3.19 Schéma de l'antenne avec intégration des quatre fentes..... | 57 |
| Fig. 3.20 Coefficient de réflexion simulé après intégration de la fente inférieure et supérieure..... | 57 |
| Fig. 3.21 Caractéristiques de l'antenne avec notre filtre..... | 58 |
| Fig. 3.22 Schéma de l'antenne avec le filtre et l'emplacement des switches..... | 59 |
| Fig. 3.23 Configurations des switches pour chaque mode de fonctionnement (switchs idéaux)..... | 59 |

| | |
|--|----|
| Fig. 3.24 Superposition du coefficient de réflexion simulé pour chaque mode. | 60 |
| Fig. 3.25 Superposition du diagramme de rayonnement pour les trois modes en sous bande... | 60 |
| Fig. 3.26 Représentation du gain en fonction de la fréquence pour les 04 modes de fonctionnement..... | 61 |
| Fig. 3.27 Distribution du courant surfacique pour les différents modes de fonctionnement..... | 62 |
| Fig. 3.28 Prototypes réalisé (configuration large bande) | 63 |
| Fig. 3.29 Superposition du coefficient de réflexion pour chaque mode de fonctionnement | 63 |
| Fig. 3.30 Nouvelles dimensions de l'antenne et l'emplacement des switches..... | 64 |
| Fig. 3.31 Schéma du plan de masse avec le circuit de polarisation et les capacités de découplage..... | 64 |
| Fig. 3.32 Simulation de l'antenne avec CST Microwave studio..... | 65 |
| Fig. 3.33 S_{11} simulé pour les cinq modes de fonctionnement en incluant les diodes et le circuit de polarisation..... | 66 |
| Fig. 3.34 Superposition du diagramme de rayonnement pour les cinq modes de fonctionnement..... | 66 |
| Fig. 3.35 Distribution de courant surfacique pour plusieurs configurations..... | 67 |
| Fig. 3.36 Photographie du prototype réalisé (façade arrière)..... | 67 |
| Fig. 3.37 Superposition du paramètre S_{11} mesuré pour les 5 modes de fonctionnement..... | 68 |
| Fig. 3.38 Banc de mesure : a) Analyseur de réseaux, b) Chambre anéchoïque..... | 69 |
| Fig. 3.39 Diagramme de rayonnement pour le mode large bande dans le plan E et H à 3.26 GHz..... | 69 |
| Fig. 3.40 Diagramme de rayonnement pour le mode sous bande 1 dans le plan E et H à 2.86 GHz..... | 70 |
| Fig. 4.1 Schéma de l'antenne de base : a) vue de dessus ; b) vue de dessous..... | 74 |
| Fig. 4.2 Paramètres S_{11} Simulés de l'antenne avec une fente à différentes longueurs..... | 75 |
| Fig. 4.3 Schéma de l'antenne proposée avec des switches idéaux : a) Vue de dessus ; b) Vue de dessous..... | 76 |
| Fig. 4.4 Paramètre S_{11} simulé de l'antenne..... | 77 |
| Fig. 4.5 Schéma du plan de masse avec le circuit de polarisation..... | 78 |
| Fig. 4.6 Paramètre S_{11} simulé de l'antenne : a) Mode1, b) Mode 2 et 3..... | 79 |
| Fig. 4.7 Distribution de courant surfacique pour l'état 5 du mode 1 à différentes fréquences... | 80 |
| Fig. 4.8 Diagramme de rayonnement dans le plan Phi (xy) pour l'état 5 du mode 1 à différentes fréquences..... | 81 |
| Fig. 4.9 Diagramme de rayonnement dans le plan Thêta (xz) pour l'état 5 du mode 1 à différentes fréquences..... | 82 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 4.10 Comparaison des diagrammes de rayonnement à différents états de fonctionnement... | 83 |
| Fig. 4.11 Photographie du prototype réalisé..... | 84 |
| Fig. 4.12 S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement du mode 1..... | 85 |
| Fig. 4.13 S_{11} simulé et mesuré pour les deux modes 2 et 3..... | 85 |
| Fig. 4.14 Comparaison des diagrammes de rayonnement, simulés et mesurés, dans le plan Phi, pour l'état 5..... | 86 |
| Fig. 4.15 Comparaison des diagrammes de rayonnement, simulé et mesuré, dans le plan Thêta, pour l'état 5..... | 87 |
| Fig. 4.16 Efficacité de rayonnement mesurée en fonction de la fréquence, pour les cinq états du mode 1..... | 87 |
| Fig. 4.17 Schéma de l'antenne de départ..... | 88 |
| Fig. 4.18 Paramètre S_{11} simulé du monopole..... | 89 |
| Fig. 4.19 Schéma de l'antenne proposée..... | 89 |
| Fig. 4.20 Comportement du paramètre S_{11} de l'antenne lorsqu'on varie la longueur de la fente. | 90 |
| Fig. 4.21 Superposition du coefficient de réflexion des différents états en mode LB..... | 91 |
| Fig. 4.22 Coefficient de réflexion pour chaque état du mode large bande..... | 92 |
| Fig. 4.23 Paramètre S_{11} pour chaque état de fonctionnement..... | 93 |
| Fig. 4.24 Superposition du paramètre S_{11} pour les différents états en translation de bande. | 94 |
| Fig. 4.25 Superposition du coefficient de réflexion pour les différents états de fonctionnement | 95 |
| Fig. 4.26 Fonctionnement HF et ULB implémenté avec des switches idéaux..... | 95 |
| Fig. 4.27 Superposition du coefficient de réflexion pour les deux modes HF et ULB..... | 96 |
| Fig. 4.28 Photographies de quelques prototypes réalisés avec des switches idéaux..... | 96 |
| Fig. 4.29 Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré pour différentes configuration..... | 97 |
| Fig. 5.1 Structure géométrique circulaire et carré d'un double résonateur en anneau fendu (DRAF)..... | 102 |
| Fig. 5.2 Excitation d'une cellule métamatériaux..... | 103 |
| Fig. 5.3 Application des conditions de murs électriques et magnétiques sous CST..... | 104 |
| Fig. 5.4 Perméabilité effective calculée pour une cellule DSRR..... | 104 |
| Fig. 5.5 Structure géométrique de l'antenne sans les cellules DSRR..... | 105 |
| Fig. 5.6 Paramètre S_{11} de l'antenne..... | 105 |
| Fig. 5.7 DSRR circulaire imprimé sur du substrat : a) classique, b) reconfigurable..... | 105 |
| Fig. 5.8 Comportement de la perméabilité effective lorsqu'on varie un des paramètres et on fixe les autres..... | 106 |
| Fig. 5.9 Paramètre S d'un DSRR avec court-circuit: a) idéal-off. b) idéal-on. c) réel-off. d) réel on..... | 107 |

| | | |
|-----------|--|-----|
| Fig. 5.10 | Partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective avec court-circuit..... | 108 |
| Fig. 5.11 | Antenne proposée avec des switches idéaux..... | 109 |
| Fig. 5.12 | Antenne proposée avec des diodes réelles et le circuit de polarisation..... | 109 |
| Fig. 5.13 | Comportement du coefficient de réflexion pour les trois modes de fonctionnement.... | 112 |
| Fig. 5.14 | S_{11} de l'antenne pour différentes configurations des switches | 113 |
| Fig. 5.15 | Diagramme de rayonnement en 3D en mode de fonctionnement mono bande à 2.2GHz..... | 114 |
| Fig. 5.16 | Diagramme de rayonnement en 3D lorsque R2 est activé (mode double bande)..... | 114 |
| Fig. 5.17 | Diagramme de rayonnement en 3D lorsque R1 est activé (mode double bande)..... | 114 |
| Fig. 5.18 | Diagramme de rayonnement en 3D lorsque R3 est activé (mode double bande)..... | 114 |
| Fig. 5.19 | Superposition du diagramme de rayonnement pour différents modes de fonctionnement..... | 115 |
| Fig. 5.20 | Diagramme de rayonnement en 3D lorsque R2 et R3 sont activés (mode triple bande)..... | 116 |
| Fig. 5.21 | Distribution des courants de surface pour différentes configurations des switches (mode double bande | 116 |
| Fig. 5.22 | Diagrammes de rayonnement lorsque R1 et R2 sont activés à 1.78GHz (mode double bande) | 117 |
| Fig. 5.23 | Photographie du prototype réalisé : a) façade avant, b) façade arrière..... | 118 |
| Fig. 5.24 | Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré pour différentes configuration..... | 119 |

Liste des tableaux

| | |
|--|-----|
| Tab. 2.1 Quelques outils numériques commerciaux de simulation | 42 |
| Tab. 3.1 Bandes de fréquence pour les différents modes de fonctionnement..... | 59 |
| Tab. 3.2 Tableau récapitulatif des performances en termes de fréquence et de largeur de bande. | 63 |
| Tab. 3.3 Nouvelles valeurs des paramètres géométriques | 65 |
| Tab. 3.4 Configurations des diodes pour les cinq modes de fonctionnement | 65 |
| Tab. 4.1 Relation entre les variations de longueur “ d ” et “ l ” à $D = 16$ mm et $L = 11$ mm, respectivement, pour maintenir la même fréquence de résonance d’encoche de 3.79 GHz..... | 75 |
| Tab. 4.2 Valeurs des différents paramètres physiques de l’antenne..... | 76 |
| Tab. 4.3 Configuration des switches pour les trois modes de fonctionnement..... | 79 |
| Tab. 4.4 Tableau récapitulatif des performances en termes de fréquence et de largeur de bande.. | 86 |
| Tab. 4.5 Configuration du filtre HF et longueurs des fentes pour un fonctionnement LB..... | 91 |
| Tab. 4.6 Récapitulatif des résultats de simulation en termes de fréquences et de largeur de bande..... | 92 |
| Tab. 4.7 Configuration du filtre HF et longueurs des fentes pour un fonctionnement en translation LB..... | 93 |
| Tab. 4.8 Configurations des différents éléments de l’antenne, dans les différents états de fonctionnement..... | 94 |
| Tab. 4.9 Configurations ULB et HF..... | 95 |
| Tab. 5.1 Configuration pour un fonctionnement en mono band..... | 110 |
| Tab. 5.2 Configuration pour un fonctionnement en double bande..... | 110 |
| Tab. 5.3 Configuration pour un fonctionnement en triple bande..... | 110 |

Liste des abréviations

| | |
|----------------|--|
| AFB : | Amplificateur a Faible Bruit. |
| AP : | Amplificateur de Puissance. |
| CDR : | Cognitive Defined Radio. |
| CPW : | CoPlanar Waveguide. |
| CST : | Computer Simulation Technology. |
| DSRR : | Double Split Ring Resonator. |
| EBG : | Electromagnetic Band-Gap. |
| FCC : | Federal Communications Commission. |
| FDTD : | Finite Difference Time Domain. |
| FDD : | Frequency Division Duplexing. |
| FEKO : | FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche. |
| FEM : | Finite Element Method. |
| FIT : | Finite Integral Technique. |
| FR4 : | Flame Resistant 4. |
| FPGA : | Field-Programmable Gate Arrays. |
| HFSS : | High Frequency Structural Simulator. |
| IE3D : | Integrated Electromagnetic 3D. |
| ISM : | Industrial Scientific and Medical. |
| MEMS : | Micro Electro Mechanical Systems. |
| MIMO : | Multiple-Input and Multiple-Output. |
| MoM : | Method of Moments. |
| OFDM : | Orthogonal frequency-division multiplexing. |
| PIFA : | Planar Inverted-F Antenna. |
| PIN : | Positif Intrinsic Négative. |
| QS : | Qualité de Service. |
| RF : | Radio Frequency. |
| ROS : | Rapport d'Onde Stationnaire. |
| SDR : | Software Defined Radio. |
| SRR : | Split Ring Resonator. |
| TDD : | Time Division Duplexing. |
| WCDMA : | Wideband Code Division Multiple Access. |
| WiMAX | Worldwide Interoperability for Microwave Access. |
| ULB : | Ultra Large Bande. |
| U-NII : | Unlicensed National Information Infrastructure. |

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

1. Motivation

Les systèmes de communication sans fil connaissent un engouement sans précédent. Le nombre de ces systèmes ainsi que leurs utilisateurs ne cessent de croître de manière significative. En effet, la mobilité et la grande disponibilité que ces systèmes offrent à leurs utilisateurs, grâce à l'internet mobile, en font un des supports de médias les plus utilisés avec un marché pour les Smartphones, seulement, qui atteindra 9.2 milliards de dollars d'ici 2020. PwC, une firme d'audit française, estime que plus de la moitié de la population mondiale sera connectée à Internet via le téléphone mobile d'ici 2017. Ce marché permettra de propulser les recettes mondiales du secteur à 431,5 milliards deux ans plus tard seulement.

L'élément clé dans la propulsion de ce marché est dû principalement à la multitude de services qu'intègrent, dorénavant, les systèmes de communication sans fil. Ainsi, les radios dites multiservices permettent à un seul terminal comme un Smartphone d'offrir de la téléphonie sur plusieurs bandes, du WiFi, du Bluetooth, du GPS, NFC (Near Field Communication), ...etc. Au milieu de toute cette mouvance, on doit citer les Radios Cognitives qui sont des terminaux radios dotés d'intelligence leur permettant de détecter les changements dans leur environnement et d'adapter leurs paramètres automatiquement pour maintenir une qualité de service donnée. Ces radios sont vues par plusieurs spécialistes comme étant les radios qui vont dominer puisqu'elles ont la possibilité d'utiliser, en plus des fréquences dédiées à la communication, des fréquences d'autres services, de manière opportuniste qui ne nuit pas aux utilisateurs primaires de ces bandes. Ces radios opèrent selon deux modes de fonctionnement: un mode "sensing" dans lequel la radio mesure les différents paramètres de son environnement et prend les décisions pour l'autre mode de fonctionnement, à savoir le mode "opération", où la radio est supposée opérer dans les meilleures conditions possibles.

Les radios multiservices et les radios cognitives offrent de très grandes opportunités, aussi bien aux usagers, en leur donnant accès à un grand éventail de services et dans les meilleures conditions possibles, qu'aux entreprises qui peuvent se disputer un très grand marché où se concurrencent aussi bien les fabricants de radios que les prestataires de services. Pour ces dernières, l'opportunité s'accompagne, évidemment, de défis importants qu'elles doivent relever à plusieurs niveaux. Pour les fabricants de ces radios, l'intégration, dans un seul terminal radio, de plusieurs services qui utilisent différentes bandes de fréquences, pose des contraintes importantes, aussi bien au niveau hardware que

softwares. C'est dans cette perspective qu'on a décidé d'orienter le travail de cette thèse vers la recherche de solutions hardware qui contribueraient au développement des radios multiservices et radios cognitives.

2. Problématique

Au niveau hardware, faire cohabiter plusieurs services dans une seule radio pose des défis importants à plusieurs niveaux. En effet, ces services opèrent sur différentes bandes de fréquences en utilisant des largeurs de bandes différentes, mais aussi en utilisant aussi des standards différents qui utilisent des techniques différentes et des niveaux de puissance différents. Ainsi, la prise en charge de tous ces aspects s'accompagne nécessairement d'un encombrement hardware important. En plus de toutes ces contraintes, il s'ajoute une autre importante qui consiste à faire opérer les différents services tout en minimisant les interférences entre eux. Cette dernière contrainte nécessite la garantie d'une bonne isolation entre les différents signaux des différentes bandes de fréquences, ce qui exige l'utilisation d'un filtrage fréquentiel efficace.

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse cible cette problématique de la proposition d'un filtrage efficace. Généralement, le filtrage fréquentiel est réalisé à l'intérieur de la radio, dans la partie front-end (ou la partie Radiofréquences) ce qui s'accompagne par un encombrement spatial important. On propose, dans cette thèse, de prendre en charge une partie de ce filtrage au niveau de l'antenne par l'utilisation d'antennes reconfigurables en fréquence. Les antennes conventionnelles sont utilisées uniquement pour collecter de l'énergie électromagnétique à partir de l'espace libre, ce qui fait qu'elles sont représentées, au niveau système, comme des sources. Par contre, les antennes reconfigurables, en ayant la capacité d'ajuster leurs bandes d'opération aux fréquences désirées et en les désadaptant pour celles non-désirées, assument, en plus de leur rôle de source, une fonction de filtrage.

La réalisation d'antennes reconfigurables soulève de nombreux défis que ce soit dans la phase de simulation et de conception ou dans la phase de réalisation. Ainsi, il faut prendre en considération les commutateurs RF (diodes PIN, MEMS) pendant la phase de simulation contrairement aux antennes passives classiques qui sont dépourvues de composants actifs, comment ajouter ces composants de reconfiguration dans la structure de l'antenne pendant la phase de simulation ?. De plus il faut savoir que ces composants ont souvent besoin d'être alimentés avec des tensions continues ce qui implique l'élaboration d'un circuit de polarisation rendant la structure de l'antenne de plus en plus complexe.

3. Objectif

L'objectif de ce travail est de proposer de nouvelles approches et de nouveaux concepts novateurs d'antennes reconfigurables. Les fonctions de filtrage nécessaires dans les radios multiservices et radios cognitives sont différentes et nombreuses. En effet, les fréquences à filtrer peuvent être entre différentes bandes distantes comme elles peuvent être adjacentes à des bandes données. Ainsi, le type de reconfiguration dont on aurait besoin dans les différents cas, est différent. Pour cela, on présentera

plusieurs approches de reconfiguration qu'on implémentera sur différents prototypes d'antennes. Les différents types de reconfiguration considérées dans cette thèse concernent la commutation entre des modes large bande et bande étroite, la translation de bandes, la variation de la largeur de bande.

On tient à attirer l'attention du lecteur que l'objectif premier est de proposer de nouvelles approches de reconfiguration. Par conséquent, l'effort a été déployé pour contribuer au niveau conception et non au niveau technologique, comme le type de commutateurs (switchs) ni dans le type de substrats. On tient à signaler aussi que les concepts proposés sont implémentables dans les différentes parties du spectre, moyennant un ajustement des dimensions des antennes. Par conséquent, on s'affranchira, dans la validation expérimentale des approches proposées, des normes de fréquences.

4. Contribution

On a proposé, dans cette thèse, plusieurs approches de conception d'antennes reconfigurables en fréquence qui ont fait l'objet d'une publication dans un article de journal et de plusieurs communications internationales. De plus, on a conçu et réalisé trois prototypes avec des switchs réels (diodes PIN) basés sur des approches différentes et qui sont détaillés ci-dessous:

- Le premier prototype consiste en un monopole intégrant un filtre au sein du plan de masse qui permet de basculer, grâce à des switchs, entre un mode de fonctionnement large bande et un mode en bande étroite. L'utilisation d'autres switchs permet de translater en fréquence cette bande étroite.
- Le deuxième prototype proposé permet de changer graduellement la largeur de bande de travail en fixant la limite inférieure et en faisant varier la limite supérieure de 43% à 76% grâce à un filtre constitué d'une rangée de fentes insérées dans le plan de masse d'un monopole et des diodes de commutation. En plus d'une reconfiguration en largeur de bande, d'autres modes de fonctionnement fréquentiel (fonctionnement en bande étroite, double bande) ont été intégrés à ce prototype.
- Le dernier prototype conçu utilise les propriétés métamatériaux des DSRR (Double Split Ring Resonator) auxquels on a intégré des diodes PIN pour créer ou supprimer de nouvelles fréquences en dehors de la bande initiale du monopole permettant ainsi de basculer (commuter) entre un mode de fonctionnement mono bande, double bande et triple bande.

5. Plan de la thèse

Cette thèse est organisée en cinq chapitres. Le premier chapitre a pour objectif principal de situer le travail effectué, dans le cadre de cette thèse, par rapport au domaine des communications sans fil. Il présente des notions sur les systèmes de communication, leurs architectures conventionnelles et l'architecture qui exploiterait les antennes reconfigurables pour offrir un filtrage efficace dans les radios multiservices et radios cognitives. Un état de l'art, sur les différentes approches utilisées dans la littérature pour réaliser la reconfiguration antennaire, conclut ce chapitre.

Le deuxième chapitre présente la démarche utilisée pour la conception des antennes reconfigurables. La méthodologie de conception est détaillée en commençant par le choix de la géométrie de départ, l'introduction de la reconfiguration et l'ajout des composants actifs pour la reconfiguration antennaire. La seconde partie de ce chapitre est consacrée aux méthodes d'analyse et aux outils commerciaux qui servent à la simulation d'antennes.

Les trois chapitres suivants présentent les antennes proposées dans le cadre de cette thèse. Chaque chapitre présente une approche différente pour réaliser la reconfiguration. Les résultats de simulation sont validés expérimentalement. Le troisième chapitre présente deux antennes capables de commuter entre un mode de fonctionnement ULB ou large bande et un mode en bande étroite qui subdivise cette largeur de bande en plusieurs sous bandes.

Le quatrième chapitre présente la troisième antenne reconfigurable proposée. Cette antenne consiste en un disque monopole qui peut graduellement changer de largeur de bande en faisant varier la fréquence de coupure supérieure tout en maintenant la limite inférieure fixe.

Le cinquième et dernier chapitre est consacré à la présentation de la quatrième antenne qui utilise les propriétés de structures DSSR (Double Split Ring Resonator) capable de fournir des perméabilités négatives à certaines fréquences. Cette perméabilité est utilisée pour créer de nouvelles bandes d'opération permettant à l'antenne de fonctionner en mono-bande, bi-bande et triple-bande. Une conclusion générale vient clore cette thèse, en faisant le bilan des résultats obtenus et d'évoquer les perspectives pour la continuité du travail effectué.

Finalement, une annexe est jointe à la fin de ce manuscrit pour présenter les paramètres principaux des antennes.

Chapitre 1

Notions sur les systèmes de communication sans fil

CHAPITRE 1

NOTIONS SUR LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL

1.1. Introduction

Avec les développements enregistrés dans les systèmes de communication sans fil, ces dernières années, le nombre d'applications et de services qui adoptent l'espace libre comme canal de communication, ne cesse de croître. Le diagramme d'allocation des fréquences aux États-Unis d'Amérique, donné dans la figure 1.1 [1], montre que pratiquement tout le spectre allant de 3 KHz à 300 GHz est occupé. Avec les développements techniques et technologiques qui continuent à être enregistrés, de nouveaux services sont appelés à être créés et ceux-ci devront nécessairement utiliser des parties du spectre déjà lourdement chargé.

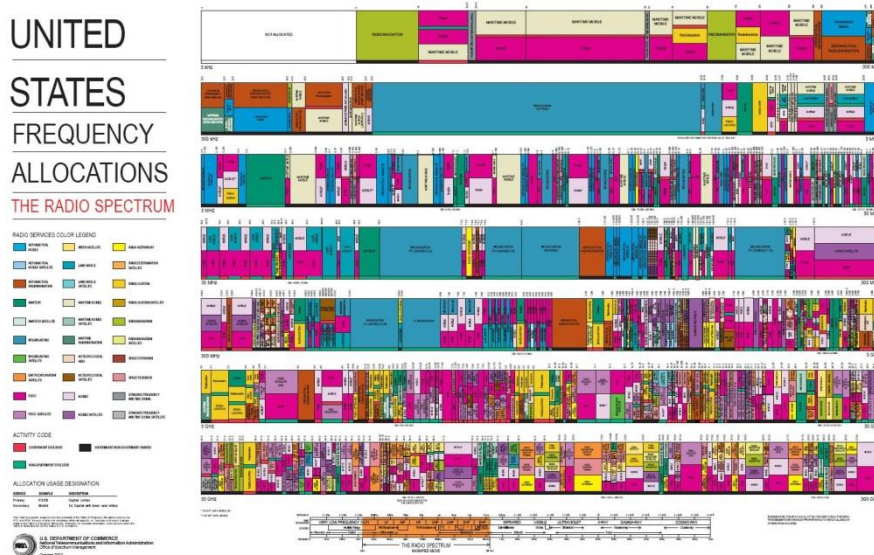


Fig. 1.1 Charte d'allocation spectrale de la FCC (pour les États-Unis) [1].

Les progrès techniques (OFDM, les différentes techniques d'accès, MIMO, etc.) et technologiques (circuits électroniques plus petits, plus rapides et consommant moins d'énergie) réalisés jusqu'à maintenant permettent de faire face aux exigences des différents services sans fil pour offrir des Qualités de Service (QS) satisfaisantes, notamment en termes de largeur de bande de fréquences, et ceci en augmentant l'efficacité spectrale des systèmes de communication. Cette réalité a fait qu'on

assiste actuellement à l'émergence de systèmes de communication qui intègrent de plus en plus de services et on parle de radios multiservices. Ainsi, les nouveaux systèmes peuvent transmettre et recevoir dans plusieurs bandes de fréquences tout en maintenant une QoS satisfaisante pour chacun des services supportés.

Cependant, il y a consensus que le schéma actuel de l'utilisation du spectre ne pourra pas continuer indéfiniment. En effet, en observant le diagramme d'occupation spectrale typique dans une ville, donné dans la figure 1.2 [2], on remarque que pendant que des parties du spectre sont complètement saturées, d'autres parties se trouvent être complètement inutilisées.

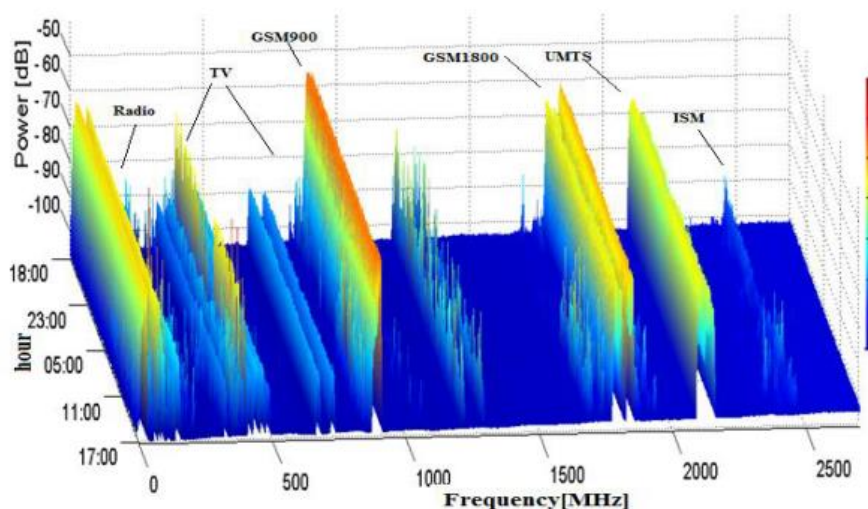


Fig. 1.2 Diagramme d'occupation fréquentielle dans la ville de Hull [2].

Pour répondre à cette problématique, le concept de Radio Cognitive (RC) est venu pour proposer d'utiliser le spectre de manière opportuniste. Proposées par Mitola [3, 4], les RC sont des radios dotées d'une intelligence qui leur permet de repérer les changements dans leur environnement et d'adapter leurs paramètres pour maintenir un niveau de Qualité de Service (QS) donnée. Ainsi, dès que les conditions de communication d'une RC, dans sa bande d'opération, deviennent défavorables, celle-ci pourra changer de fréquences d'opération pour choisir celles qui permettent de maintenir sa QS.

Afin de rapprocher le lecteur des concepts abordés dans cette thèse, on va commencer par donner un schéma bloc de la partie Radiofréquences (Front-end) d'un système de communication typique qui aidera à se faire une image sur les différentes parties qui le composent et à comprendre l'incidence du travail fait au niveau de l'antenne sur les performances de tout le système. Le reste du chapitre traitera des antennes reconfigurables en donnant un état de l'art sur les différentes approches utilisées dans la littérature pour réaliser la reconfiguration.

1.2. Description de la partie avant d'un système de communication classique

Le schéma typique de la partie avant (front-end) d'un système de communication classique est donné dans la figure 1.3.

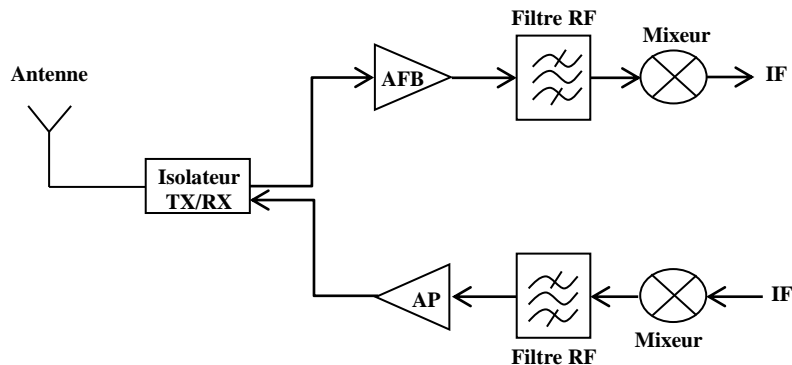


Fig. 1.3 Schéma de la partie avant d'un émetteur/récepteur classique.

Comme le montre la figure 1.3, le premier élément qu'on retrouve généralement après l'antenne est un dispositif qui assure l'isolation entre les branches d'émission et de réception. Dépendamment du type d'émetteur-récepteur, spécifiquement s'il est de type TDD (Time Division Duplexing) ou FDD (Frequency Division Duplexing), ce dispositif est alors soit un switch (interrupteur) soit un duplexeur, respectivement. Dans le premier cas, c.-à-d. TDD, la transmission et la réception ont lieu dans la même bande de fréquences mais à des temps alternés; dans ce cas, l'isolateur consiste en un interrupteur qui prend le signal de l'antenne pour le connecter à la branche de réception, puis prend celui de la branche de transmission pour le connecter à l'antenne. Dans le cas d'un système FDD, la transmission et la réception se font en même temps mais sur deux bandes de fréquences distinctes ; dans ce cas, l'isolateur est un duplexeur qui n'est rien d'autres que deux filtres qui partagent un même port qui est relié à l'antenne. Chaque filtre laisse passer les signaux appartenant à la bande désirée et atténue fortement ceux de l'autre bande.

L'étage qui vient après l'isolateur est généralement un amplificateur, soit à faible bruit (dans la branche de réception) soit de puissance (dans la branche de transmission), qui a pour rôle de relever le niveau du signal tout en minimisant le niveau de bruit ou tout en maximisant le niveau du signal de sortie, respectivement. Les étages suivants consistent en des filtres passe-bande qui laissent passer les fréquences appartenant à la bande désirée et en atténuent fortement celles se trouvant à l'extérieur de celle-ci. Il est important de mentionner ici qu'aussi bien les opérations d'amplification et de filtrage sont généralement faits sur deux étages ou plus.

En se déplaçant vers la droite dans la figure 1.3, les deux étages suivants les amplificateurs consistent en des mélangeurs (mixeurs) qui ont pour rôle de traduire la bande du signal. En réception, on traduit des fréquences RF vers les basses fréquences (qui sont généralement appelées fréquences intermédiaires) et, en transmission, des basses fréquences vers celles RF. À droite des mixeurs, on peut retrouver des mixeurs pour traduire vers/de la bande de base qui commence par des

convertisseurs Analogique-Numérique et Numériques-Analogiques (AN/NA). Il convient de mentionner ici qu'il y a des systèmes qui passent directement des fréquences RF vers la bande de base [5]. Il est aussi pertinent de mentionner que pour certains systèmes, comme ceux utilisant l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), plusieurs mixeurs sont utilisés en parallèle du fait que plusieurs porteuses sont utilisées simultanément [5]. Finalement, on signale ici que la majorité des systèmes de communication sans fil sont de type FDD ; donc dans ce qui suit, on va s'intéresser à ce type de systèmes.

1.3. Schémas des parties avant de systèmes multi-bandes

L'opération en radio multi-services ou en radio cognitive pose des défis importants au niveau de toutes les couches des systèmes de communication. Au niveau de la couche physique, les radios doivent gérer efficacement plusieurs bandes de fréquences différentes, ce qui entraîne une grande complexité matérielle. Il faut savoir qu'un émetteur-récepteur supportant n différentes bandes, doit être capable de travailler dans n'importe quelle de ces bandes, mais aussi de filtrer les $n-1$ bandes inutilisées. Plus le nombre de ces bandes de fréquences augmente, plus le nombre de bandes à filtrer augmente et plus la complexité matérielle augmente.

Les systèmes de communication qui utilisent plusieurs bandes, en l'occurrence les radios multiservices et les radios cognitives, doivent avoir des front-ends qui permettent de transmettre et recevoir sur différentes bandes de fréquences. Pour simplifier les choses, on va se concentrer sur les schémas de l'amplificateur et du premier étage de filtrage RF d'un récepteurs multi-bandes ; l'extension vers ceux des émetteurs devrait être triviale puisque le principe est exactement le même. Ainsi, les architectures possibles des étages considérés sont donnés dans les deux figures 1.4 et 1.5.

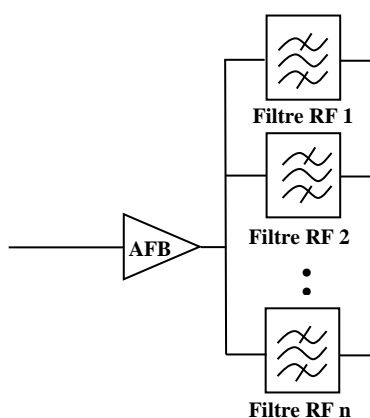


Fig. 1.4 Schéma d'un récepteur à base de banc de filtres RF.

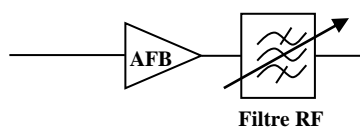


Fig. 1.5 Schéma d'un récepteur à base de filtre RF reconfigurable.

La figure 1.4 montre le schéma d'un système utilisant un banc de filtres où chaque filtre couvre une bande de fréquences, donnée. L'amplificateur à faible bruit peut être soit large-bande pour couvrir toutes les bandes supportées par la radio, soit à bande étroite reconfigurable. Cette solution est généralement celle utilisée dans les radios. Cependant, il faut savoir que les bancs de filtres RF sont généralement encombrants et prennent un espace important. Pour réduire les dimensions des filtres, on utilise en général des filtres en céramique qui ont une permittivité relative importante permettant de réduire les longueurs d'ondes guidés. Étant donné que la longueur physique de chaque résonateur d'un filtre est généralement autour de la moitié de la longueur d'onde ($\lambda/2$), l'utilisation de la céramique dont la permittivité relative avoisine 100 [6], permet donc de réduire considérablement les dimensions des filtres. La figure 1.6 montre une image d'un banc de sept filtres avec un switch qui permet de sélectionner la bande désirée grâce aux broches (pins) se trouvant en haut à gauche du dispositif.

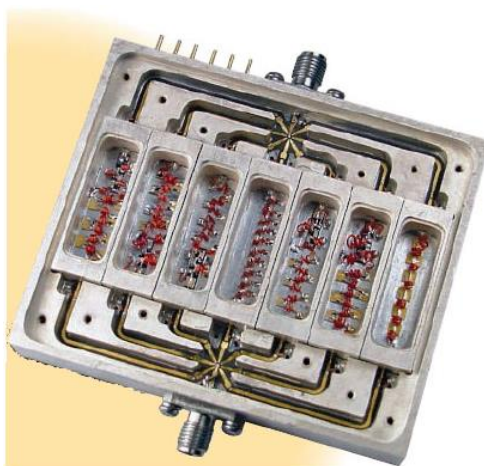


Fig. 1.6: Photographie d'un banc de filtres à switches [5].

Il convient de mentionner que même si l'utilisation de la céramique permet de réduire les dimensions des filtres, de manière significative, ceux-ci restent quand même encombrants. En effet, si on réussit effectivement à réduire les dimensions d'un seul filtre (qui sont de l'ordre de centimètres), le fait d'utiliser un grand nombre d'entre eux fait qu'on se retrouve avec un circuit pour le filtrage qui fait plusieurs centimètres, comme le montre la figure 1.6. Il faut rajouter à cela que ces structures en céramique ne sont pas intégrables et les différents filtres doivent être isolés électromagnétiquement avec du blindage, ce qui complique davantage le problème d'encombrement.

L'autre problème de l'utilisation des bancs de filtres consiste en la rigidité des bandes de fréquences utilisables. En effet, chaque élément du banc de filtres est conçu pour couvrir une bande donnée. Dans des applications comme la radio cognitive où l'utilisation du spectre se fait d'une manière opportuniste, on a besoin d'avoir une flexibilité pour pouvoir profiter pleinement du spectre inutilisé. Dans ce cas, les bancs de filtres ne sont pas du tout recommandés.

La figure 1.5 montre le schéma d'un système à base d'un seul filtre reconfigurable qui peut être ajusté aux fréquences désirées. Le grand avantage de cette solution consiste en la réduction de

l'encombrement du filtre du fait qu'on n'a qu'un seul filtre et que celui-ci peut être conçu pour être intégrable [7,8]. Cependant, l'inconvénient majeur vient du fait que toute solution reconfigurable performe toujours moins bien que celle dédiée. En effet, une clé à molette performe moins bien qu'une clé dédiée; un circuit FPGA (Field-Programmable Gate Arrays) performe moins bien qu'un circuit intégré ASIC (Application-Specific Integrated Circuit)...etc. Afin de remédier à ce problème, les concepteurs de systèmes de communication travaillent actuellement à renforcer la fonction de filtrage au niveau de l'antenne [9]. Dans cette perspective, une antenne n'est plus considérée, au niveau système, comme une simple source mais plutôt comme un dispositif qui contribue au traitement du signal. C'est dans cette perspective, de donner aux antennes des fonctionnalités, qu'on parle dorénavant de Signal Processing Antennas [9].

L'inclusion de la fonction de filtrage au niveau de l'antenne se fait à travers l'utilisation d'antennes reconfigurables. En effet, en variant la bande d'opération des antennes reconfigurables, toutes les fréquences qui n'appartiennent pas à la nouvelle bande se trouvent atténuées, donc filtrées. Il convient de mentionner ici que le filtrage apporté par les antennes reconfigurables, n'est qu'un support d'appoint à celui réalisé dans le front-end. On ne devrait, en aucun cas s'imaginer que l'antenne seule pourrait supplanter les filtres RF.

1.4. Antennes reconfigurables

1.4.1. Définition

La désignation antenne reconfigurable fut utilisée, pour la première fois, en 1998 par Mitola [10]. Une antenne reconfigurable a la capacité de changer ou modifier une à plusieurs de ses caractéristiques fondamentales (fréquence, diagramme de rayonnement, polarisation) par un moyen électrique, mécanique ou autre, et cela en fonction des besoins et du contexte environnemental. La reconfiguration se fait en changeant la distribution du courant électrique et par conséquent les propriétés du champ électromagnétique et de l'impédance de l'antenne, donc les propriétés d'émission et de réception [11], et ceci de manière discrète ou continue (commutation ou accord).

Dans la littérature, on trouve une large variété d'antennes reconfigurables qu'on peut classer de différentes façons. Cette classification peut être faite selon la propriété physique qui les rend reconfigurables (modification des lignes de champ, modification de propriétés diélectriques ou diamagnétiques d'éléments de l'antenne, déformation géométrique, etc.), du type de composants localisés actifs employés (diodes, transistors, MEMS, etc.), ou encore de leur structure géométrique. Une deuxième méthode pour les classer est de les différencier selon les fonctions de reconfiguration qu'elles proposent: reconfiguration en fréquence; reconfiguration du diagramme de rayonnement; reconfiguration en polarisation; et toute combinaison des trois configurations précédentes.

Dans la reconfiguration en fréquence on trouve plusieurs fonctionnalités: la commutation de fréquence, l'accordabilité en fréquence, le changement de largeur de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence. La reconfiguration du diagramme de

rayonnement concerne le balayage angulaire, les changements de directivité/ouverture de faisceau, les fonctionnalités de filtrage spatial. Enfin, la reconfiguration de la polarisation concerne tous les changements dans la polarisation, par exemple passer d'une polarisation linéaire à circulaire ou changer le sens de la polarisation circulaire.

1.4.2. Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables

Le premier avantage des antennes reconfigurables concerne leur longévité [12] par rapport à une antenne classique qui a une fréquence de travail figée. Dans le cas d'une antenne reconfigurable, il est possible de pouvoir accorder sa fréquence de fonctionnement: cela permet notamment d'accéder à de nouveaux standards, et peut donc augmenter notablement sa durée de vie. Le deuxième avantage est celui de la flexibilité régionale, dans la mesure où les états n'allouent pas tous les mêmes zones du spectre. La radio logicielle (SDR) est en partie motivée par ce type de flexibilité. Les antennes peuvent y contribuer au niveau RF. Dans ce cas, il est important de noter qu'il s'agit d'antennes multi-bandes commutables et non d'un fonctionnement multi-fréquences simultanée.

Un autre avantage dans l'utilisation des antennes reconfigurables se trouve dans leur capacité d'intégrer des fonctionnalités au sein même de l'antenne, ce qui est en contradiction avec une conception, plus classique, par blocs séparés (antenne/circuit RF/circuit numérique). Le premier avantage de cette intégration est un gain en compacité de l'antenne, en contrepartie d'une diminution de la modularité du système qui se matérialise par l'impossibilité de remplacer indépendamment les composants.

Une antenne reconfigurable peut aussi présenter un avantage volumique, par rapport à une antenne classique. L'utilisation d'antennes reconfigurables permet parfois à une antenne unique de réaliser plusieurs fonctionnalités généralement réalisés par plusieurs antennes classiques, ce qui entraîne un gain de place évident [13]. Il est aussi possible, par action sur le rayonnement de l'antenne, de réaliser de la diversité de polarisation ou de diagramme avec une seule antenne.

D'un autre côté, les antennes reconfigurables ont certains inconvénients, le premier est leur coût de fabrication, bien plus élevé que celui d'antennes classiques. Ce surcoût est directement lié à l'ajout de composants actifs sur l'antenne, mais il peut aussi résulter d'une procédure de fabrication plus complexe (géométrie plus compliquée, composants à souder sur l'antenne).

Le second désavantage des antennes reconfigurables vient de leur consommation énergétique, dans le domaine continu que dans le domaine RF. Les composants actifs devant souvent être polarisés en continu comme les diodes PIN par exemple, ils consomment nécessairement de l'énergie qu'il faut prendre en compte dans le dimensionnement énergétique du système. Enfin, le principal inconvénient des antennes reconfigurables est leur complexité qui génère de nombreux problèmes. Le plus important est lié à la complexité structurelle de l'antenne, due notamment aux structures de polarisation, qui se traduit par une complexité matérielle. En plus, cette complexité géométrique, et

principalement l'intégration de composants actifs dans une structure rayonnante, entraînent des difficultés conceptuelles et de simulation, notamment au niveau des calculs électromagnétiques.

1.4.3. Techniques de reconfigurabilité

La reconfiguration de l'antenne peut être obtenue de différentes manières. Certaines méthodes ont recours à des composants localisés actifs qui permettent de modifier les lignes de courant ou l'impédance, d'autres s'appuient sur une altération mécanique de la structure qui compose l'antenne, tandis que d'autres utilisent des substrats à caractéristiques accordables. D'autres techniques, non traitées ici, se basent sur la reconfigurabilité des réseaux d'alimentation.

Les commutateurs à diode PIN (Positif – Intrinsèque – Négatif) sont les composants radiofréquences les plus utilisés. Elles présentent des tensions de commande peu élevées (de l'ordre de quelques volts) pour une consommation de puissance pouvant atteindre 50 mW. Les varactors (ou diodes varicaps) sont des capacités variables dont les valeurs dépendent de la tension de polarisation appliquée en inverse. La façon dont varie leur capacité est donc directement fonction de la tension appliquée. Les MEMS sont utilisés comme interrupteurs ou capacités variables [14]. Ils nécessitent des tensions de commande relativement faibles, consomment assez peu. Cependant encore aujourd'hui, leur fiabilité, à long terme, reste non garantie et leur coût d'encapsulation relativement élevé. Que ce soit pour les semi-conducteurs ou les composants MEMS, il est nécessaire de ramener des lignes de polarisations (qui peuvent être résistives) près de la partie radiofréquence (RF), et alors d'intégrer des éléments de découplage ou de modifier les topologies. En effet, les lignes de courant continu, généralement intégrées dans le plan de l'antenne, entraînent des interférences modifiant fortement les performances électromagnétiques de l'antenne. Afin d'éviter la présence de lignes de polarisation, il est possible d'utiliser des commutateurs optiques photoconducteurs dont la commande est optique.

D'autres méthodes pour la reconfiguration d'une antenne sont possibles. La première concerne la déformation mécanique de l'élément rayonnant, soit par une commande manuelle, soit par une commande électrique. Une autre possibilité est d'utiliser des matériaux « agiles » ou « intelligents », matériaux dont les propriétés diélectriques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées en présence d'un champ électrique et/ou magnétique. Ils sont, la plupart du temps, utilisés comme substrats sur lesquels les antennes sont réalisées, mais ils peuvent aussi être utilisés de façon localisée. Ce bref résumé des méthodes, permettant d'obtenir une fonctionnalité de reconfiguration des antennes, montre qu'il n'existe pas de solution globale. Le choix technologique doit se faire en fonction des besoins de l'application désirée notamment en termes de consommation énergétique, d'encombrement, de simplicité de mise en œuvre, de fiabilité et de coût de fabrication. Dans la suite de ce chapitre, on présente un aperçu de quelques antennes reconfigurables, rencontrées dans la littérature, classifiée selon la fonction de reconfiguration et les moyens de la réaliser.

1.5. Antennes reconfigurables en fréquence

Dans ce type, la reconfiguration s'effectue de deux manières par commutation ou de façon continue. La commutation consiste à permettre à l'antenne de commuter entre plusieurs bandes. Les antennes accordables en fréquence offrent la possibilité de faire varier de façon continue une ou plusieurs fréquences de résonance.

1.5.1. Commutation de fréquences par diodes PIN

Un exemple d'antennes utilisant des diodes PIN exploitant la variation de la longueur électrique est illustré dans la figure 1.7 [15]. Il s'agit d'une antenne quasi-Yagi avec un dipôle replié. La fréquence centrale de l'antenne est ajustée électroniquement en changeant la longueur électrique du dipôle replié, grâce à l'emploi des diodes PIN. Lorsque les diodes 1 et 2 sont passantes (les autres diodes étant bloquées), la longueur du dipôle est raccourcie, et l'antenne fonctionne dans la gamme de fréquences 6.4 à 8 GHz. Dans le cas contraire (diodes 1 et 2 bloquées, et les autres passantes), la bande passante de l'antenne s'étend de 5.3 à 6.6 GHz. Cette antenne offre donc deux bandes passantes distinctes selon la configuration choisie.

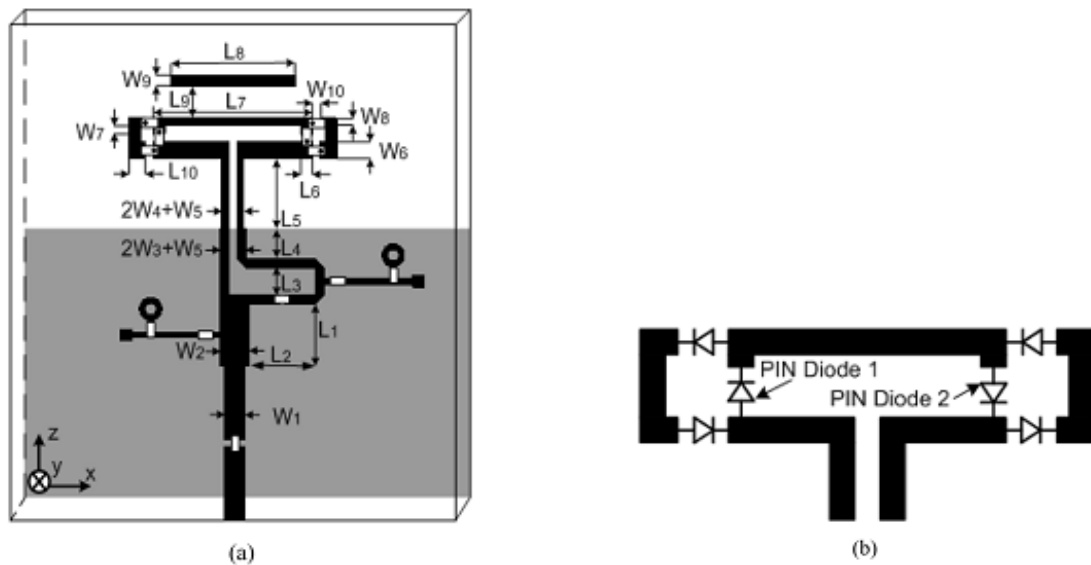


Fig. 1.7 Antenne quasi-Yagi à dipôle replié [15].

a) Topologie de l'antenne ; b) Orientation des diodes PIN.

Un autre exemple, utilisant des diodes PIN afin de contrôler deux (02) bandes de rejection introduites par deux fentes placées sur la structure de l'élément rayonnant principal, est présenté dans [16]. L'antenne proposée est une antenne Ultra large bande à alimentation microruban munie de deux fentes permettant chacune d'elle de rejeter une bande de fréquences (3.15–3.85 GHz et 5.43–6.1 GHz). Cette structure offre alors la possibilité de modifier facilement la bande rejetée en plaçant des courts-circuits sur les deux fentes, permettant ainsi de basculer entre un mode ULB, un mode ULB avec une seule bande de rejection et un mode ULB avec deux bandes de rejection. Le prototype présenté permet d'obtenir quatre états à l'aide de deux diodes PIN (fig. 1.8).

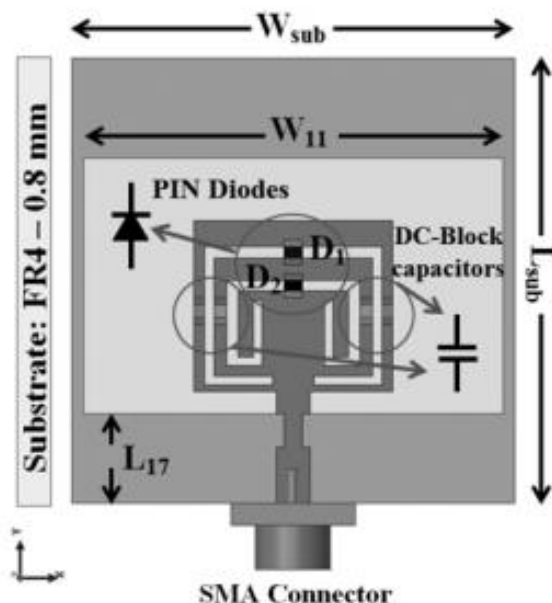


Fig. 1.8 Antenne ULB avec bande de rejection reconfigurable [16].

1.5.2. Commutation de fréquences par MEMS

L'antenne proposée dans [17] donne un exemple de structures utilisant des MEMS. L'antenne présentée est planaire fractale de type « Sierpinsky » constituée de triangles isocèles. L'alimentation est par ligne CPW. L'antenne est rendue reconfigurable par l'ajout d'interrupteurs aux jointures entre triangles (fig. 1.9). Ces connecteurs permettent, ou non, la connexion des différentes parties conductrices de l'antenne. L'antenne proposée opère dans plusieurs bandes de fréquence entre 2.4 et 18 GHz avec quatre états de fonctionnement différents.

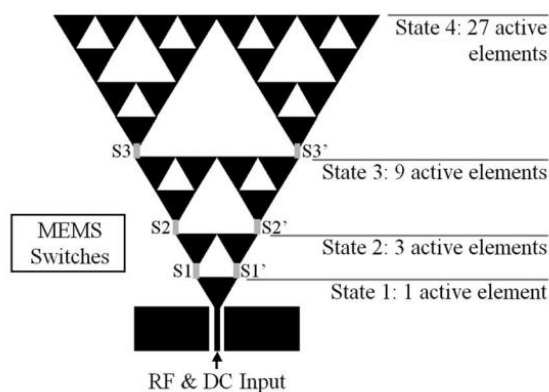


Fig. 1.9 Antenne reconfigurable de type Sierpinsky [17].

La structure proposée (fig. 1.10) est une antenne dipôle quasi-Yagi, constitué d'un dipôle principal et de deux dipôles directeurs qui peuvent être modifiés grâce à des MEMS [18].

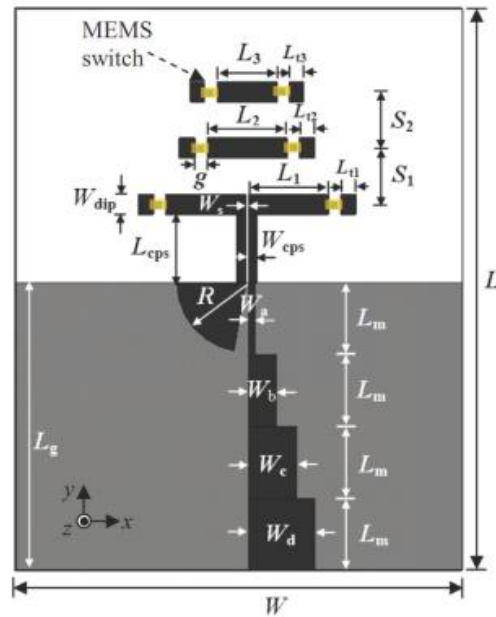


Fig. 1.10 Antenne dipôle quasi-Yagi [18].

Un autre type d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant des MEMS est présenté dans [19]. Il s'agit d'une antenne patch en forme de E.

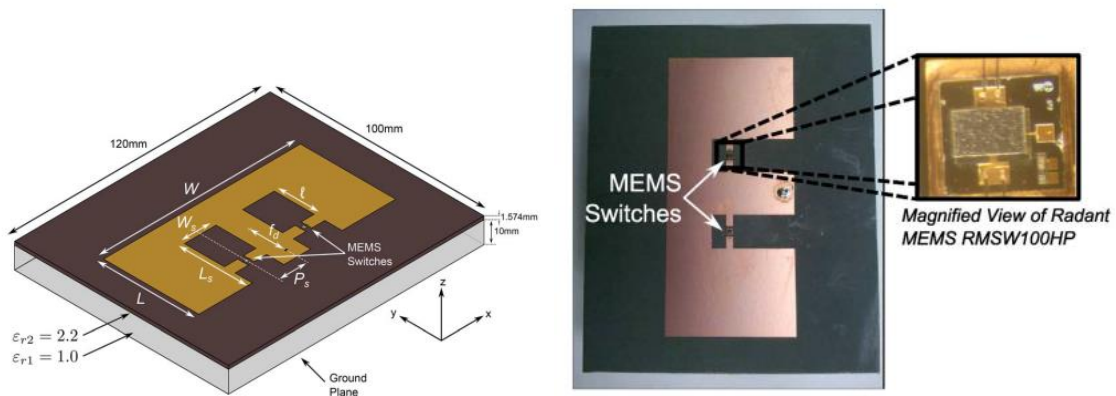


Fig. 1.11 Antenne patch reconfigurable en fréquence [19].

La structure proposée (fig. 1.11) utilise des MEMS afin de modifier la géométrie de l'antenne et offrir alors deux bandes de fréquence réglables, la première entre 2 et 2.6 GHz et la deuxième entre 2.6 et 3.2 GHz.

Une autre façon d'obtenir une antenne reconfigurable en fréquence utilisant des MEMS est d'utiliser un élément rayonnant dont l'échelle peut varier par commutation. Un exemple est présenté dans [20]. Cette antenne est conçue à partir de deux patches et de plusieurs interrupteurs MEMS permettant de relier les patches, (fig. 1.12). L'écart (G) entre le patch carré de côté L1 et le patch de côté L2 est optimisé à 0.3 mm pour obtenir la meilleure résonance possible aux deux fréquences 6.69 et 7.06 GHz.

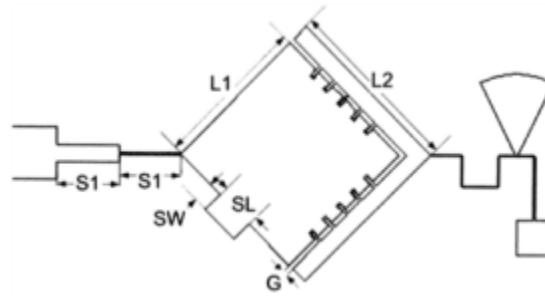


Fig. 1.12 Antenne patch reconfigurable [20].

1.5.3. Commutation de fréquences par photoconducteurs

Dans cet exemple [21], des commutateurs optiques photoconducteurs sont utilisés afin de changer la longueur électrique du patch, et cela en insérant des stubs de différente longueur (fig. 1.13), pour faire varier la fréquence de résonance entre 800 MHz et 1 GHz avec 8 états de fonctionnement différents

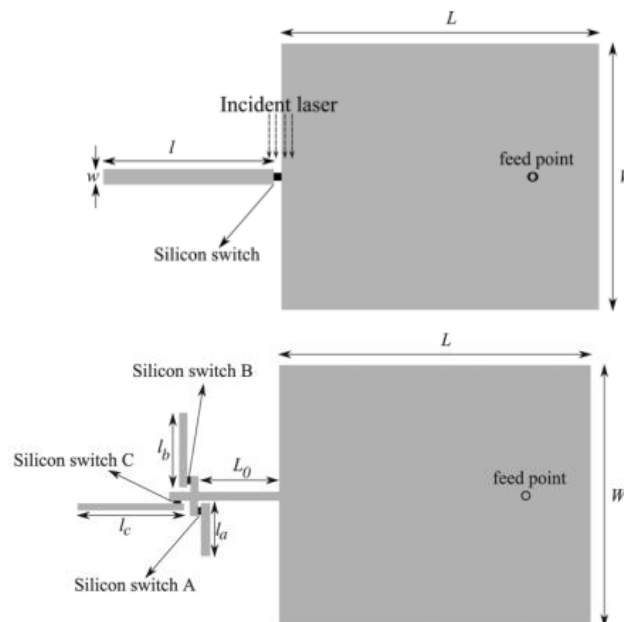


Fig. 1.13 Antenne patch reconfigurable en fréquence [21].

L'exemple d'antenne présenté dans [22] est constitué de deux antennes intégrées sur une même surface, la première antenne est une antenne ULB et la deuxième est une antenne reconfigurable bi-bande (fig. 1.14). L'antenne reconfigurable utilise deux commutateurs photoconducteurs afin de reconfigurer les bandes de fonctionnement. Lorsque les deux commutateurs sont à l'état bloqué, l'antenne reconfigurable fonctionne à 4.2 GHz et 6.72 GHz, et lorsque l'un des commutateurs est passant, l'antenne fonctionne soit à 5.32 GHz et 7.92 GHz soit à 3.68 GHz et 7.04 GHz.

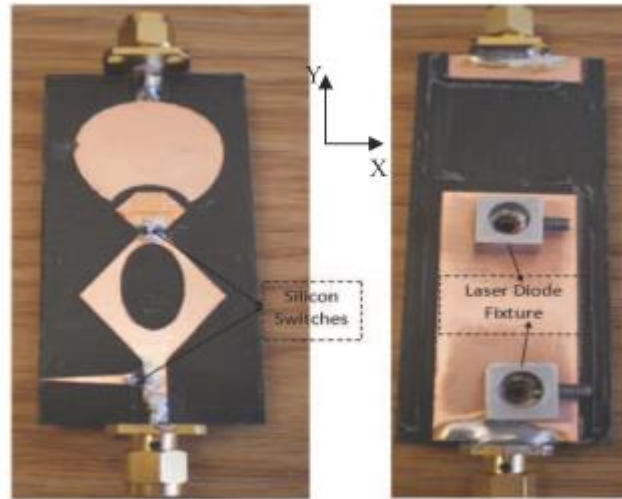


Fig. 1.14 Antenne reconfigurable à commutateur optique [22].

1.5.4. Accord en fréquence à l'aide de varactors

Un exemple d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant des varactors et exploitant la variation de la longueur électrique est donné dans [23]. L'antenne proposée est basée sur un dipôle quasi-Yagi. Trois varactors sont utilisés : deux sont placés dans les deux bras de l'élément alimenté, et un se situe au niveau de l'élément parasite (fig. 1.15). Un réglage, continu de la fréquence, est obtenu dans une bande allant de 1.80 à 2.45 GHz. L'élément directeur est également ajustable de sorte à maintenir un fort gain.

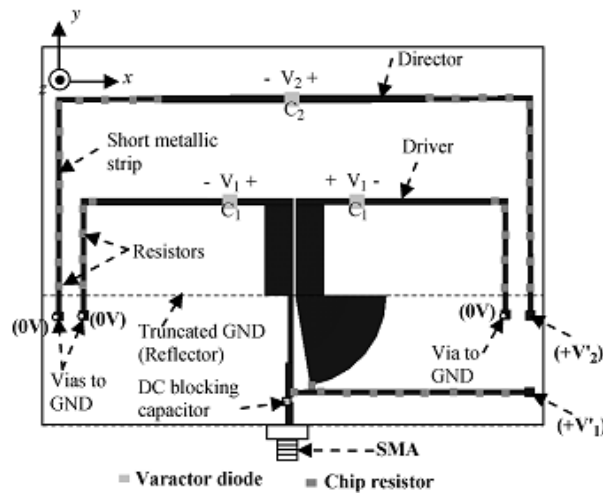


Fig. 1.15 Antenne quasi-Yagi reconfigurable en fréquence par trois varactors [23].

Dans[24], l'antenne est constituée d'un patch carré avec une fente au milieu chargée par une capacité variable (varactor), l'antenne est alimentée par sonde coaxiale, comme illustré par la figure 1.16. Avec cette configuration l'antenne fonctionne en mode bi-bande, en polarisant la diode jusqu'à 30V, la fréquence de résonance de la deuxième bande, peut être modifiée. La gamme de fréquences réglables est comprise entre 3.24 et 4.35 GHz.

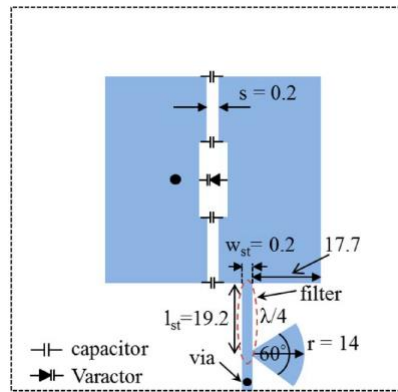


Fig. 1.16 Antenne patch avec varactor reconfigurable en fréquence [24].

Les applications visées sont les standards WiFi et WiMAX. Le varactor présente une capacité variant de 0.31 pF à 0.74 pF pour une tension évoluant de 30 à 0 V. L'exemple, qui suit, utilise un principe semblable à l'antenne précédente en intégrant un varactor dans la ligne de court-circuit, mais aussi une diode PIN permettant de changer la forme de l'élément rayonnant principal, comme illustré par la figure 1.17 [25]. Cette antenne est conçue pour offrir les quatre modes de fonctionnement suivants : USPCS (1.85 – 1.99 GHz), WCDMA (1.92 – 2.18 GHz), WiMAX (3.4 – 3.6 GHz), et WLAN (5.15 – 5.825 GHz).

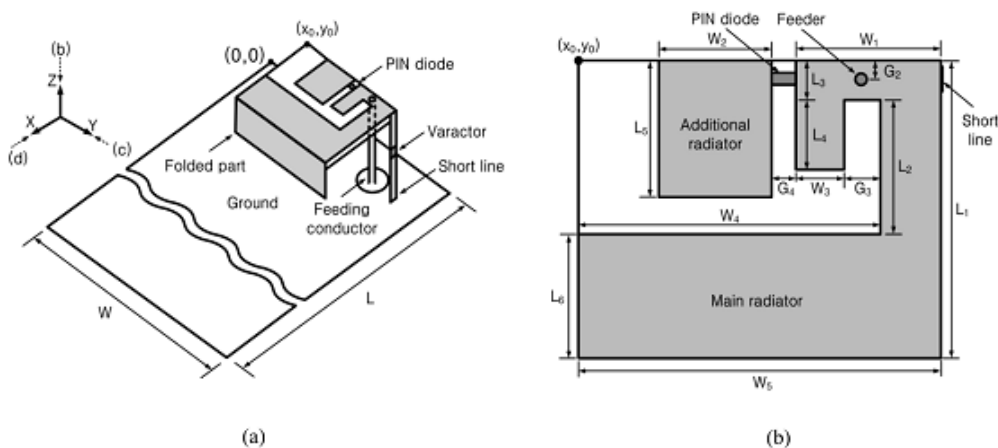


Fig. 1.17 Antenne PIFA reconfigurable en fréquence avec varactor et diode PIN [25].

a) Vue 3D ; b) Vue de face.

1.5.5. Accord en fréquence par déformation mécanique

Dans les deux exemples qui suivent [26][27] on présente deux types d'antennes reconfigurables par déformation mécanique de l'élément rayonnant soit par commande manuelle, comme dans la figure.1.18-a, la fréquence de résonance peut être réglée de 2.9 à 15 GHz en ajustant le degré de resserrement de la spirale, soit par commande électrique comme dans le cas de l'antenne illustrée par la figure. 1.18-b, la fréquence de résonance peut être ajustée de 25.6 GHz à 28 GHz.

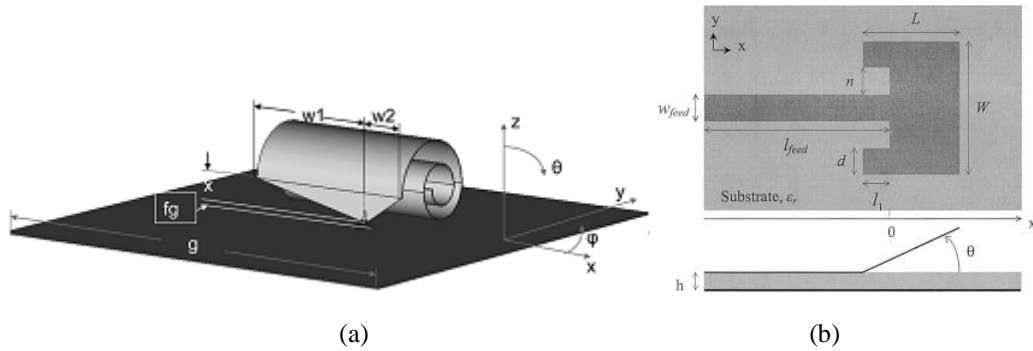


Fig. 1.18 Deux exemples d'antennes reconfigurables par déformation mécanique [26],[27].

1.5.6. Accord en fréquence à l'aide de matériaux agiles

L'accordabilité peut aussi être obtenue en utilisant des substrats, dont les caractéristiques diélectriques ou diamagnétiques sont accordables. Ce substrat peut aussi être de type bande électromagnétique interdite (EBG, Electromagnétique Band-Gap) comme présenté dans [28]. L'antenne proposée est un patch microruban constitué d'un substrat à structure périodique, dont chaque cellule est chargée par un composant reconfigurable. La figure 1.19 en donne une illustration. La surface EBG peut être reliée ou non au plan de masse de l'antenne à l'aide des commutateurs RF.

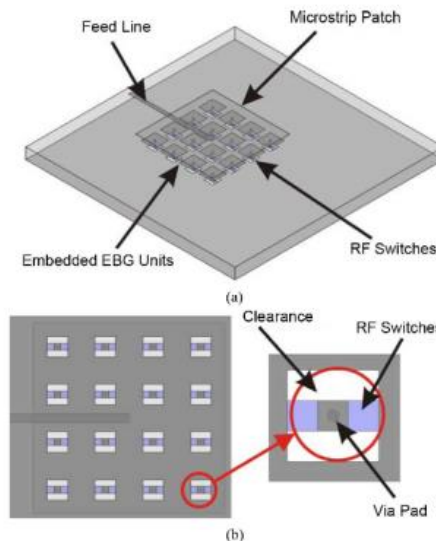


Fig. 1.19: Antenne patch sur un substrat à bande électronique interdite [28].

1.6. Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

Cette classe d'antennes modifie la forme, la direction, et le gain des diagrammes de rayonnement afin de privilégier ou non certaines directions. Les réseaux d'antennes sont généralement utilisés pour obtenir cette fonctionnalité, mais ils ne seront pas abordés ici. Seules les structures possédant un unique élément rayonnant seront présentées.

1.6.1. Utilisation de diodes PIN

Un exemple d'antenne imprimée, en forme de spirale carrée et présenté dans [29], est illustré par la figure 1.20-a. Dans la configuration d'origine, la longueur de la spirale carrée est d'environ une longueur d'onde et la polarisation est linéaire. Pour reconfigurer le diagramme de rayonnement, deux diodes PIN sont utilisées: l'une est située à un quart de longueur d'onde du point d'alimentation et permet de réaliser un court-circuit avec le plan de masse, l'autre est placée dans la spirale et permet de réaliser un court-circuit. Lorsque les deux diodes sont configurés (GO), le diagramme de rayonnement subit une rotation de 45° (fig. 1.20-b). Dans cette configuration, la fréquence de résonance est égale à 3.7 GHz.

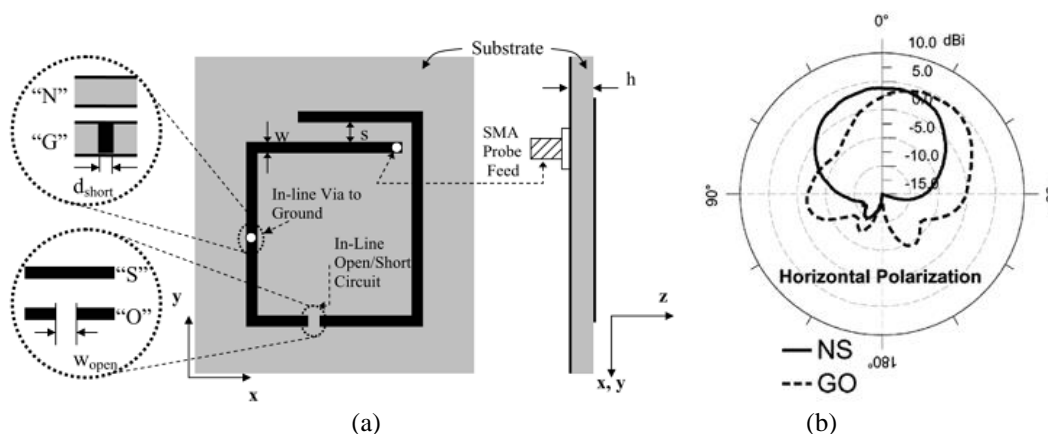


Fig. 1.20 Antenne filaire à spirale carrée [29].

a) Topologie de l'antenne ; b) Diagramme de rayonnement.

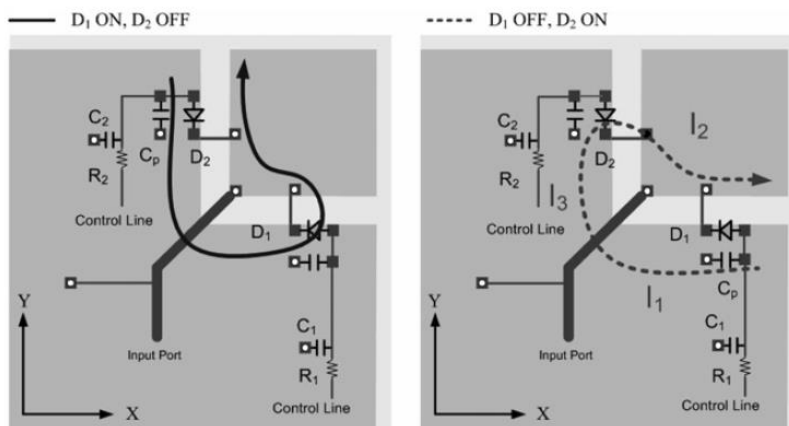


Fig. 1.21 Antenne reconfigurable en diagramme [30].

L'exemple, illustré par la figure 1.21, est une antenne composée d'une fente en L, de deux diodes PIN et de deux condensateurs localisés, qui permettent de court-circuiter la fente en des points spécifiques [30]. La distribution de courant peut alors être modifiée et cela conduit à un diagramme de rayonnement reconfigurable (fig. 1.22), pour une fréquence de fonctionnement égale à 2.45 GHz.

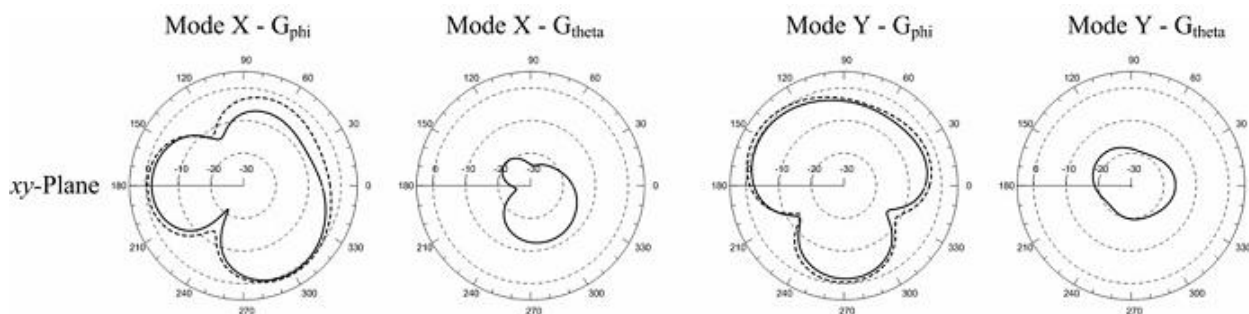


Fig. 1.22 Diagrammes de rayonnement pour les deux modes de fonctionnement à 2.45 GHz [30].

1.6.2. Utilisation de MEMS

Dans [31] est proposée une antenne reconfigurable en diagramme, en forme de spirale rectangulaire, dans laquelle sont intégrés quatre MEMS (fig. 1.23).

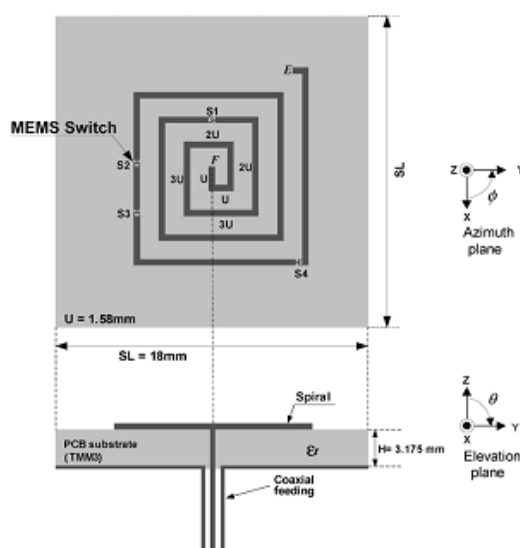


Fig. 1.23 Antenne à spirale reconfigurable en diagramme [31].

La spirale est alimentée, en son centre, par un câble coaxial. Elle est constituée de cinq sections qui sont connectées par quatre (04) MEMS RF stratégiquement placés. En fonction des commutateurs activés, la longueur totale de la spirale varie et le diagramme de rayonnement se trouve modifié en conséquence. La fréquence de résonance est égale à 10 GHz.

1.6.3. Utilisation de photoconducteurs

Dans [32] est proposée une antenne reconfigurable en diagramme. La figure 1.24 illustre les différents diagrammes de rayonnement selon l'état des photoconducteurs. Dans le cas où une seule diode est passante, la fréquence de résonance est égale à 2.7 GHz. Quand le commutateur de gauche est activé, le diagramme de rayonnement subit une rotation à gauche dans le plan du champ électrique, et inversement quand celui de droite est passant.

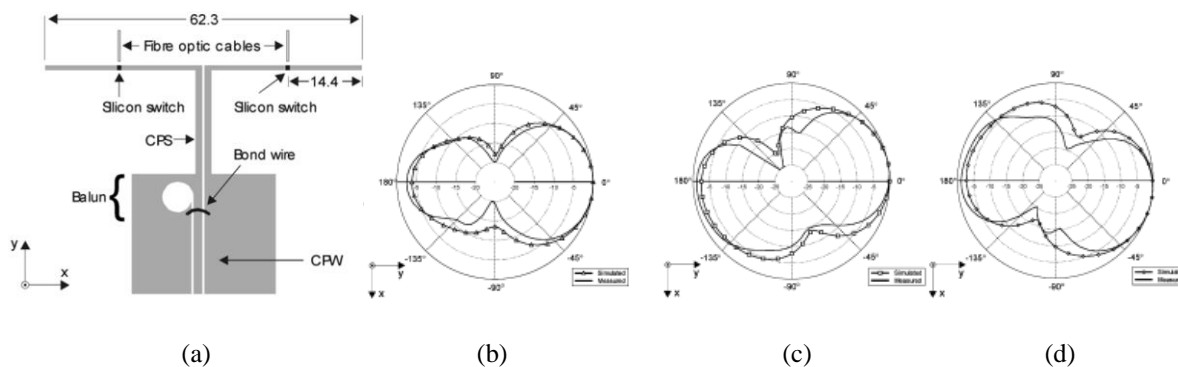


Fig. 1.24 Antenne reconfigurable en diagrammes de rayonnement [32].
 a) géométrie de l'antenne ; b) deux diodes OFF ; c), d) une seule diode ON.

1.7. Antennes reconfigurables en polarisation

La reconfiguration en polarisation de l'antenne correspond à la modification de sa polarisation, linéaire ou circulaire. Le but est de modifier l'orientation vectorielle du champ émis et cela sans altérer ni les fréquences résonantes, ni la forme du diagramme de rayonnement.

1.7.1. Utilisation de diodes PIN

Un exemple d'antenne reconfigurable en polarisation, utilisant des diodes PIN, est proposé dans [33]. Cette antenne, illustrée par la figure 1.25-a, est composée d'un patch circulaire alimenté par une ligne microruban de 50 Ω. Pour changer le mode de polarisation de l'antenne, deux diodes PIN sont insérées, près du bord de la fente, permettant ainsi d'obtenir deux états en polarisation linéaire (Horizontale et verticale) et deux états en polarisation circulaire, droite et gauche (fig 1.25-b). Sur la ligne d'alimentation, trois stubs commutables sont utilisés pour maintenir l'adaptation en fonction des états de polarisation.

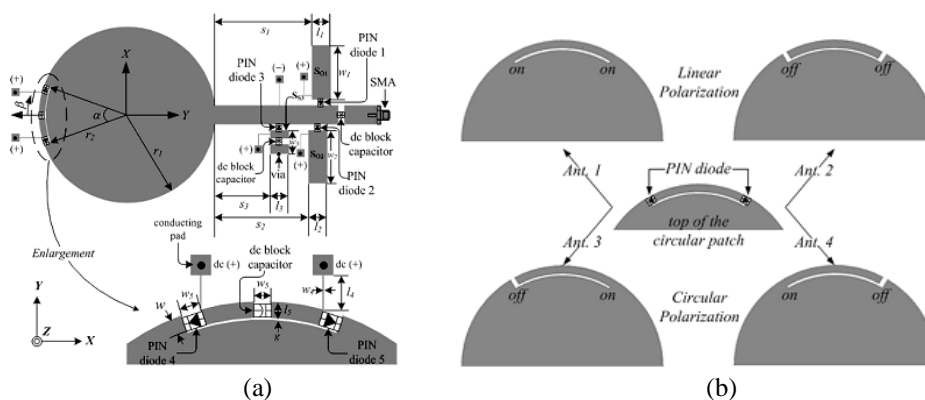


Fig. 1.25 Antenne patch circulaire reconfigurable en polarisation [33].

a) Géométrie de l'antenne ; b) Types de polarisation et états des diodes

L'antenne proposée dans [34] est une antenne reconfigurable en polarisation réalisée sur deux substrats. La figure 1.26 donne une représentation de sa géométrie. Elle est constituée, sur l'un des substrats, d'un patch rayonnant de forme carré avec deux fentes l'une en forme d'anneau et l'autre en forme de croix, quatre(04) diodes sont placées sur l'anneau a des angles de 45°, 135°, 225° et 315°

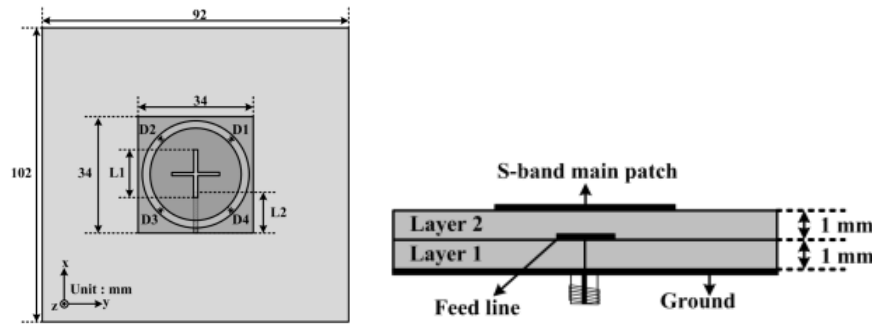


Fig. 1.26: Antenne reconfigurable en polarisation à patch carré [34].

L'autre substrat, contient la ligne d'alimentation sur une façade et l'autre façade est entièrement recouverte de cuivre (plan de masse), l'antenne est alimentée par sonde coaxial. La polarisation circulaire (droite ou gauche) est obtenue lorsque la diode 3 ou 4 est passante et la polarisation linéaire (horizontale ou verticale) lorsque les deux diodes 1 et 3 ou 2 et 4 sont passantes. Le basculement entre les deux polarisations linéaire et circulaire, entraîne un petit décalage de la fréquence de résonance passant respectivement de 3.1 GHz à 3.13 GHz.

Un autre exemple d'antenne reconfigurable en polarisation, est proposé dans [35]. L'antenne, illustrée par la figure 1.27, est constituée d'un patch carré classique alimenté par ligne microruban, la façade arrière contient le plan de masse, ainsi que deux rubans en cuivre à une distance de 3 mm du plan de masse. Deux diodes PIN sont utilisées pour connecter les deux rubans au plan de masse. Lorsqu'une des diodes est passante, on a une polarisation circulaire (droite ou gauche) et lorsque les deux diodes sont bloquées, on a une polarisation linéaire.

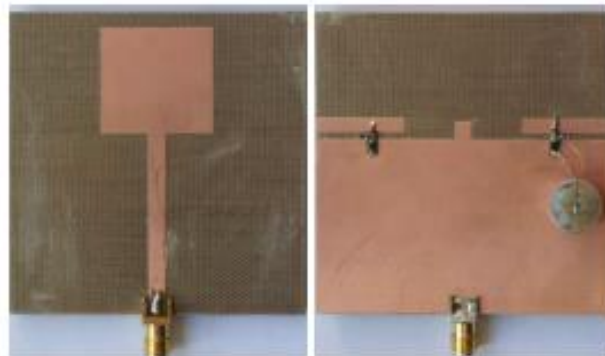


Fig. 1.27: Antenne monopole reconfigurable en polarisation [35].

1.7.2. Utilisation d'éléments parasites

Dans [36] on propose une antenne reconfigurable à éléments parasites (fig. 1.28). Le principe est de placer des éléments parasites proches de l'élément rayonnant principal et dont les effets sont modifiables via un composant reconfigurable. L'antenne est constituée d'un patch de forme carrée dont les coins supérieurs peuvent être perturbés via des transducteurs piézoélectriques commutables.

Elle fonctionne à la fréquence de 5.8 GHz et présente des performances semblables pour les deux polarisations circulaires, droite et gauche, commutables.

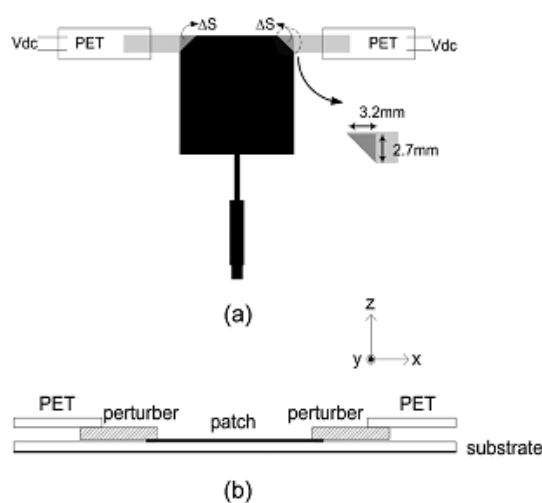


Fig. 1.28: Antenne patch carré à polarisation circulaire reconfigurable [36].

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux problèmes liés à la gestion des ressources spectrales et les solutions envisagés dans la littérature pour gérer au mieux le spectre radiofréquence. On a commencé par une description de la partie radio fréquence d'un système de communication sans fil classique et les systèmes multiservices, et en donnant un aperçu sur le rôle que peut jouer les antennes reconfigurables, dans le renforcement du filtrage RF dans les systèmes radios cognitifs et multiservices, leurs avantages et inconvénients. Ensuite, on a présenté un état de l'art sur les antennes reconfigurables et les approches utilisées dans la littérature pour réaliser la reconfiguration. La mise en place, notamment, des futurs systèmes radios cognitifs nécessitera de disposer de telles antennes avec des fonctions spécifiques offrant à la fois flexibilité et diversité. Les composants pour la reconfiguration employés restent limités en nombre et comptent essentiellement parmi des diodes (PIN ou varicaps), des MEMS et des photoconducteurs. Des matériaux, nouveaux et reconfigurables, sont aussi de plus en plus employés. Les structures et géométries des antennes reconfigurables sont très diverses mais elles s'appuient sur des principes de base : courts-circuits/circuits-ouverts, fentes commutables et le contrôle des lignes de propagation.

Dès le début de notre classification des antennes reconfigurables, on a exclu les antennes réseaux, pour se concentrer sur celles qui ne possèdent qu'un seul élément rayonnant principal. Dans la suite de notre étude, on restreindra plus d'avantage la catégorie d'antennes reconfigurables étudiées, pour se focaliser uniquement sur les antennes reconfigurables en fréquence.

Bibliographie Chapitre 1

- [1] <http://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/2003-allochrt.pdf>
- [2] Meftah Mehdawi and al: “*Spectrum Occupancy Survey In HULL-UK For Cognitive Radio Applications: Measurement & Analysis*”, International Journal of Scientific & Technology Research, vol. 2, issue 4, April. 2013.
- [3] Mitola, J., III and G.Q. Maguire, Jr., “*Cognitive radio: making software radios more personal*”, IEEE Personal Communications, vol. 6, issue 4, pp. 13-18, August 1999.
- [4] Mitola, J., “*Cognitive Radio: An integrated agent architecture for software defined radio*,” PhD. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [5] Nancy Friedrich, “Filters Draw From Wealth Of Technologies”, Microwaves and RF, Mar 14, 2011. <http://mwrf.com/passive-components/filters-draw-wealth-technologies>
- [6] M. Le Coq, E. Rius, J.-F. Favennec, C. Quendo, et al., “Miniaturized C-Band SIW Filters Using High-Permittivity Ceramic Substrates”, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 5, Issue 5, pp. 620 – 626, May 2015
- [7] Wenjie Feng, Yuxia Shang and Wenquan Che, “*Ultra-wideband bandpass filter with reconfigurable notch bands using TCSRs*,” Electronics Letters, vol. 51, issue 23, pp. 1893-1894, 2015.
- [8] Zhi-Han Chen and Qing-Xin Chu, “*Dual-Band Reconfigurable Bandpass Filter With Independently Controlled Passbands and Constant Absolute Bandwidths*,” Microwave and Wireless Components Letters, IEEE , vol.26, no.2, pp. 92-94, Mar 2016.
- [9] F. Ghanem, M.H. Rijal, P.S. Hall, “On Antennas for Cognitive Radios”, General Assembly and Scientific Symposium , 2011 XXXth URSI, Istanbul, Turkey, Aug. 2011
- [10] Brown, E.R., “*RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits*,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, issue 11, pp. 1868-1880, 1998.
- [11] Balanis, C.A., “*Modern Antenna Handbook*,” John Wiley and Sons, 2008.
- [12] Sylvain Loizeau, “*Conception et optimisation d’antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande*,” thèse pour obtenir le grade de docteur en sciences de l’université PARIS-SUD XI, 18 décembre 2009
- [13] Ebrahimi, E.; Hall, P.S., “*A dual port wide-narrowband antenna for cognitive radio*,” Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on , pp.809-812, 23-27 March 2009.
- [14] Rebeiz, G.M., Entesari, K., Reines, I.C., Park S.J., El-Tanani, M.A., Grichener, A., Brown, A.R, “*Tuning into RF MEMS*,” IEEE Microwave Magazine, pp. 55-72, October 2009.

- [15] Pei-Yuan, Q., et al., “*Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 8, pp. 2742-2747, 2010.
- [16] Bahareh Badamchi, Javad Nourinia et al, “*Design of compact reconfigurable ultra-wideband slot antenna with switchable single/dual band notch*,” IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 8, issue 8, pp. 541-548, 2014.
- [17] Nickolas Kingsley and all., “*RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique*,” Journal of micro-electromechanical systems, vol. 16, issue 5, pp. 1185-1192, 2007.
- [18] Yi Yang, Yong Cai et al “*MEMS-Loaded Millimeter Wave Frequency Reconfigurable QuasiYagi Dipole Antenna* ,” Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference IEEE, pp. 1318-1321, 2011.
- [19] Harish Rajagopalan et al., “*MEMS Reconfigurable Optimized E-Shaped Patch Antenna Design for Cognitive Radio*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, issue 3, pp. 1056-1064, 2014.
- [20] Sunan Liu; Ming-Jer Lee; Changwon Jung; Li, G.-P.; De Flaviis, F., “*frequency reconfigurable circularly polarized patch antenna by integrating MEMS switches*,” Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, vol.2A, no., pp. 413-416 vol. 2A, 3-8 July 2005.
- [21] Sarang Pendharker, R. K. Shevgaonkar and all “*Optically Controlled Frequency-Reconfigurable Microstrip Antenna with Low Photoconductivity*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 13, pp. 99-102, 2014.
- [22] Tawk, Y. et al., “*A Cognitive Radio Antenna Design Based on Optically Pumped Reconfigurable Antenna System (OPRAS)*,” Antennas and Propagation (APSURSI), pp. 1116 - 1119, 2011.
- [23] Yong, C., Y.J. Guo, and A.R. Weily, “*A Frequency-Reconfigurable Quasi-Yagi Dipole Antenna*,” Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 883-886, 2010.
- [24] Ahmed Khidre, Fan Yang, and Atef Z. Elsherbeni, “*A Patch Antenna With a Varactor-Loaded Slot for Reconfigurable Dual-Band Operation*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, issue 2, pp. 755-760, 2015.
- [25] Jong-Hyuk, L., et al., “*A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a Fine Tuning Varactors for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 7, pp. 2404-2411, 2010.
- [26] Ruvio, G., M.J. Ammann, and C. Zhi Ning, “*Wideband Reconfigurable Rolled Planar Monopole Antenna*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, issue 6, pp. 1760-1767, 2007.

- [27] Langer, J.-C.; Zou, J.; Liu, C.; Bernhard, J.T., “*Micromachined reconfigurable out-of plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation,*” *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE , vol.13, no.3, pp. 120-122, Mar 2003.
- [28] Jing, L. and H.Y.D. Yang, “*Microstrip Patch Antennas on Tunable Electromagnetic BandGap Substrates,*” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, issue 6, pp. 1612-1617, 2009.
- [29] Huff, G.H. et al., “*Directional reconfigurable antennas on laptop computers: Simulation, measurement and evaluation of candidate integration positions,*” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, issue 12, pp. 3220-3227, 2004.
- [30] Lai, M.I., et al., “*Design of reconfigurable antennas based on an L-shaped slot and PIN diodes for compact wireless devices,*” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 3, issue 1, pp. 47-54, 2009.
- [31] Chang won, J., et al., “*Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches,*” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, issue 2, pp. 455-463, 2006.
- [32] C.J. Panagamuwa, A. Chauraya, J.C. Vardaxoglou, “*Frequency and beam recon-figurable antenna using photoconducting switches,*” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, issue 2, pp. 449 - 454, 2006.
- [33] Boyon, K., et al., “*A Novel Single-Feed Circular Microruban Antenna With Reconfigurable Polarization Capability,*” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, issue 3, pp. 630-638, 2008.
- [34] Taeho Song et al. “*A Polarization Reconfigurable Microstrip Patch Antenna using PIN diodes,*” *Microwave Conference Proceedings (APMC)*, pp. 616 - 618, 2012
- [35] Youngje, S. “*A Simple Polarization Reconfigurable Printed Monopole Antenna,*” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, issue 11, pp. 5129 - 5134, 2015.
- [36] Hsu, S.H. and C. Kai, “*A Novel Reconfigurable Microruban Antenna With Switchable Circular Polarization,*” *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 160-162, 2007.

Chapitre 2

Méthodes de conception et de réalisation

CHAPITRE 2

METHODES DE CONCEPTION ET DE REALISATION

2.1. Introduction

Les antennes reconfigurables sont d'un grand intérêt pour les concepteurs des systèmes de communication sans fil modernes. En effet, en assumant dorénavant des fonctionnalités de filtrage spatial et fréquentiel, ces antennes ne sont plus vues comme étant des sources d'énergie seulement (comme ça se fait dans l'approche traditionnelle), mais elles viennent participer au traitement du signal et donner un degré de liberté en plus pour améliorer les performances des systèmes de communication sans fil. Cependant, l'utilisation de ce type d'antennes pose des défis à différents niveaux. Ceux-ci vont du volet Conception (pour trouver la meilleure approche pour changer les propriétés de l'antenne) jusqu'à celui des phénomènes de transition en passant par le volet technologique (pour trouver les switches adéquats en termes de rapidité, de linéarité, de pertes, de tension d'alimentation...etc.). Il convient de souligner, ici, que cette thèse se focalise sur le volet conception d'antennes reconfigurables planaires pour proposer des approches efficaces pour changer les caractéristiques voulues. Dans cette perspective, on utilisera les switches les plus disponibles et les moins chers (diode pin) tout en négligeant les phénomènes associés à cette technologie comme leur comportement en régime transitoire, leur linéarité,...etc. Le lecteur s'intéressant à ces phénomènes est invité à consulter d'autres références qui se penchent sur ces questions.

Sur le volet Conception, on fait remarquer qu'il n'existe pas une méthode claire et précise appuyée d'une théorie qui serait utilisable pour tous les types d'antennes reconfigurables. Les concepteurs utilisent plutôt leur compréhension des mécanismes de fonctionnement des différents types d'antennes pour proposer des approches innovantes. Pour cela, on commence généralement par concevoir une antenne conventionnelle donnée (monopole, Vivaldi, PIFA,..etc.) puis on essaie d'y ajouter des éléments parasites ou résonnants afin de lui donner les caractéristiques souhaitées. Puis, afin de

pouvoir faire basculer l'antenne entre les différents états de fonctionnement, on utilise généralement toujours des switches.

La première partie de ce chapitre, sera consacrée à la méthodologie de conception des antennes reconfigurables planaires ou imprimées, et la seconde partie présentera les outils et les méthodes d'analyse qui servent à la simulation de ce type d'antennes.

2.2. Méthodologie de conception

2.2.1. Choix de la géométrie de départ

Avant de commencer, il est important de rappeler que parmi les différents types de reconfiguration présentés dans le chapitre précédent, les travaux menés dans le cadre de cette thèse portent sur la reconfiguration en fréquence des antennes ; par conséquent, la métrique de conception de base est le paramètre de réflexion S_{11} de l'antenne. Les travaux menés ici sont basés sur des géométries d'antennes passives dont le comportement fréquentiel est modifié par des éléments actifs (diodes pin). Dans cette section, on présentera la démarche préconisée pour choisir la géométrie de base pour réaliser la reconfiguration fréquentielle.

Le premier critère qu'un concepteur d'antennes reconfigurables devrait considérer pour choisir un type donné est la largeur de bande d'opération. En effet, chaque type d'antennes est généralement caractérisé par un ordre de grandeur de largeur de bande de fréquences, et la largeur de bande de l'application visée servira dans un premier temps à choisir un groupe de type d'antennes ou à en éliminer un. Dans cette perspective, il faut savoir que chaque type d'antenne peut avoir plusieurs variantes dont les largeurs de bande peuvent varier significativement. Cependant, on pourrait grossièrement classer quelques antennes imprimées, dans l'ordre croissant selon la largeur de bande relative, comme suit : antennes plaquées ou patches avec une largeur de bande d'environ 1.8 % [1], PIFA (Planar Inverted-F Antennas) avec une largeur de bande d'environ 4% [2], monopoles à bande étroite avec une largeur de bande d'environ 36% [3], monopoles Ultra-Large-Bande avec une largeur de bande de plus de 100% [4], Vivaldi, etc.

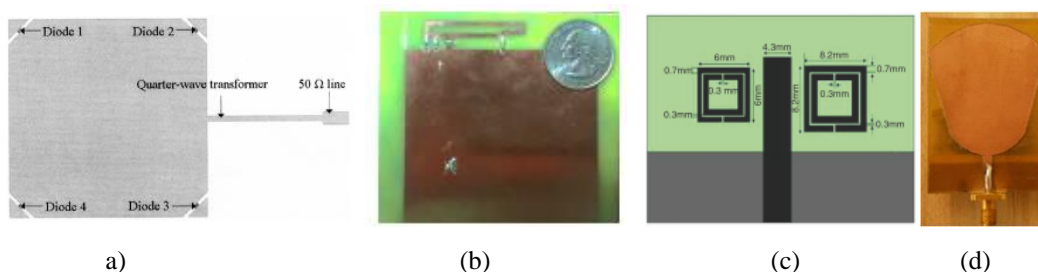


Fig. 2.1 Diverses structures d'antennes avec différentes largeurs de bande[1][2][3][4].

a) antenne patch, b) antenne PIFA, c) antenne monopole à bande étroite, d) antenne ULB.

Le second critère à considérer, pour le choix d'un type d'antennes de base, est le type de rayonnement. En effet il y a des antennes qui ont un rayonnement transversal (broadside), comme les monopoles, et il y a des antennes qui ont un rayonnement longitudinal (endfire). Il y a aussi des antennes qui ont des rayonnements directifs, comme les Vivaldi, et d'autres qui ont un rayonnement omnidirectionnel, comme les monopoles (fig. 2.2). En tenant en compte le rayonnement visé, le groupe de types d'antennes à sélectionner va rétrécir.

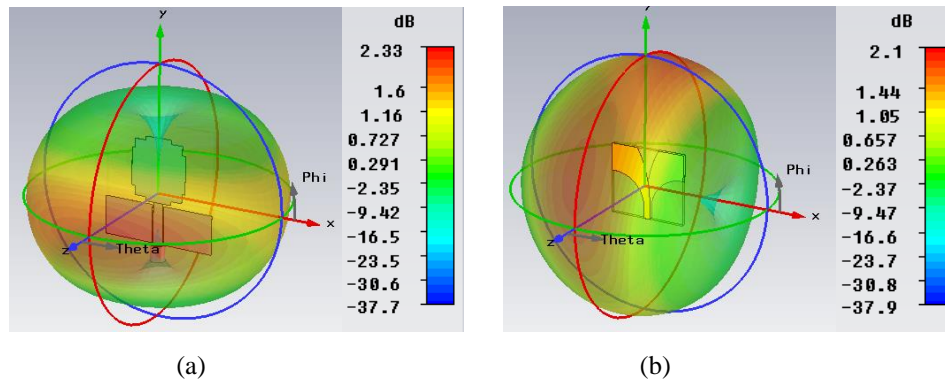


Fig. 2.2 Diagrammes de rayonnement d'antennes en 3D.
a) Monopole ; b) Vivaldi.

Finalement, le dernier critère à prendre en considération pour choisir le type d'antennes de base est le type de reconfiguration envisagée. En effet, si, par exemple, on envisage de faire varier le comportement fréquentiel de l'antenne par filtrage, on pourrait, à ce moment-là, choisir un types d'antennes qui a une largeur de bande plus grande que ce qui est requis par l'application visée, pour y ajouter des éléments de filtrage qui vont fortement atténuer les fréquences indésirées. Si par contre, on envisage de faire de la reconfiguration fréquentielle par translation de bande, alors on choisirait une antenne dont la largeur de bande est du même ordre que ce qui est requis par l'application.

Une fois que les trois critères de choix aient été examinés, on devrait avoir restreint le nombre de types d'antennes de base qu'on pourrait utiliser. Ce qui reste, après, est de choisir parmi les candidats potentiels restants, selon l'instinct du concepteur ou de manière arbitraire.

Il est très important de souligner que puisque l'objectif premier de cette thèse est de proposer de nouvelles approches de reconfiguration qui sont utilisables dans les différentes parties du spectre (relativement basses ou hautes fréquences). Ainsi, lorsqu'il s'agira de fabriquer un prototype d'antenne pour prouver le concept proposé, on va choisir généralement de travailler dans les basses où les dimensions de l'antenne sont assez grandes pour permettre de travailler à l'aise. Une fois le concept prouvé, le lecteur pourrait l'appliquer dans les hautes en réduisant les dimensions de l'antenne.

2.2.2. Introduction de la reconfiguration

Une fois le type d'antenne choisi, l'étape suivante consiste à concevoir l'antenne de base en la dimensionnant pour opérer dans la bande désirée, puis on s'attèlera à introduire de la reconfiguration

en y ajoutant généralement des éléments résonants qui modifieraient son comportement fréquentiel. Comme on a vu dans le chapitre précédent, trois (03) principaux éléments sont généralement utilisés pour faire de la reconfiguration: des fentes, des courts-circuits ou des sections de lignes (stubs). Leur effet principal, consiste soit en la création de nouvelles fréquences d'opération de l'antenne, soit en le filtrage de bandes indésirées. Ces éléments résonants sont introduits dans l'antenne en utilisant des switches idéaux où leur connexion se fait en y ajoutant un conducteur métallique et leur déconnexion se fait en enlevant le métal.

Dans cette phase d'introduction de la reconfiguration, la conception se fait en se basant beaucoup sur la visualisation des courants surfaciques sur la structure de l'antenne, dans ses différents états de fonctionnement. Cette visualisation est généralement utilisée pour identifier les zones de l'antenne à forts courants, soit afin d'identifier les endroits où on pourrait insérer les éléments résonants, soit pour analyser l'effet de l'introduction de ces éléments. Par exemple, pour choisir l'endroit où ajouter un élément, on choisit généralement les zones à forte densité de courant où elles auraient l'impact le plus important sur le fonctionnement de l'antenne. D'autre part, on utilise aussi beaucoup l'outil de balayage paramétrique (parameter sweep) qui permet de faire des études paramétriques en variant un paramètre physique de l'antenne et en observant son effet sur son fonctionnement.

2.2.3. Implémentation de la reconfiguration

Une fois l'étape d'introduction de la reconfiguration achevée, étape où de nouveaux éléments sont introduits dans l'antenne de manière idéale, on doit passer à l'étape d'insertion de switches réels qui sont des composants actifs (diodes pin). Dans la partie qui suit on va essayer d'expliquer comment insérer ces derniers dans l'outil de simulation, à savoir CST. Généralement, il y a deux façons pour introduire les switches réels : en utilisant des modèles de circuits équivalents ou en utilisant les paramètres S du composant qui sont fournis par le constructeur des switches.

Dans la plupart des logiciels de simulations électromagnétiques, et en particulier dans CST Microwave Studio, il est possible de placer un ou plusieurs composants discrets dans la structure de l'antenne (lumped elements). Néanmoins, ces composants doivent être modélisés sous forme d'un dipôle RLC série ou parallèle. Les simulateurs offrent également la possibilité de prendre en charge des éléments discrets en utilisant leurs paramètres S. Ces derniers sont généralement fournis par les constructeurs des composants sous forme de fichiers S2P téléchargeables directement à partir de leurs sites web. Si ces composants ont différents états de fonctionnement, comme les diodes, alors le constructeur fournit autant de fichiers de paramètres S qu'il y a d'états.

Dans le cadre de ce travail, on a utilisé des switches à base de diodes pin de type BAR50-2V du constructeur Infineon. En utilisant l'approche de modélisation par circuits discrets, un des modèles les plus utilisés dans la littérature est donné dans la figure 2.3 [5]. Il s'agit d'un circuit équivalent RLC simplifié de la diode PIN. Ce modèle simplifié est composé d'une inductance parasite (L) en série avec une capacité intrinsèque (C) et une résistance intrinsèque (R), qui sont montées en parallèle.

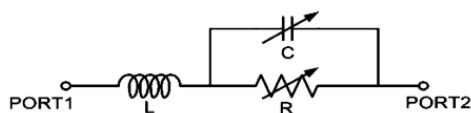


Fig. 2.3 Circuit RLC équivalent d'une diode PIN [5].

En ce qui concerne la diode d'intérêt (BAR50-2V), les valeurs des composants (R,L,C) sont obtenues à partir des fiches techniques (Datasheet) des diodes PIN BAR50-2V. Lorsque la diode PIN est à l'état « off » (0V), les valeurs de R, L et C sont respectivement égales à 5 k Ω , 0.6 nH et 0.15 pF. A l'inverse, quand la diode PIN est à l'état « on » (10mA), la capacité n'intervient plus et les valeurs de R et L, sont respectivement égales à 3 Ω et 0.6 nH. En utilisant ce modèle et ces valeurs, les paramètres S de la diode dans les deux états, on et off, sont donnés dans la figure 2.4.

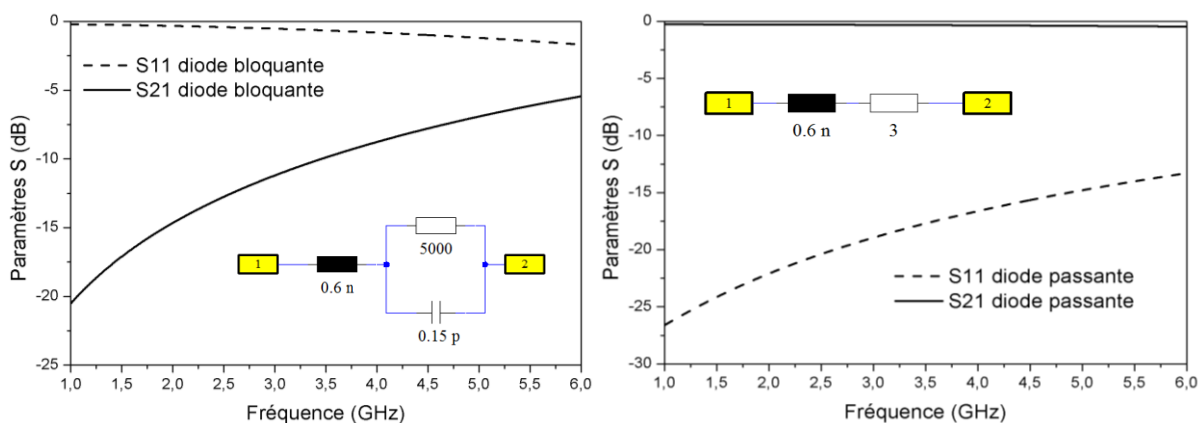


Fig. 2.4 Paramètres S simulés de la diode BAR50-2V pour les deux états de fonctionnement avec CST.

On remarque d'après la figure 2.4 que lorsque la diode est bloquée elle présente une isolation de 10 dB à 3 GHz, et lorsqu'elle est passante les pertes d'insertion sont égales à 0.32 dB à 3.5 GHz.

L'avantage de cette approche de modélisation rudimentaire est qu'il suffit d'exciter un seul port (port d'alimentation de l'antenne) afin d'obtenir le comportement de toute l'antenne. Néanmoins, cette méthode devient très vite fastidieuse dès que le nombre de diodes augmente. En effet, en utilisant cette approche, on a besoin de lancer une simulation électromagnétique de toute l'antenne pour chacun des états possibles des diodes, ce qui peut prendre un temps très considérable pour avoir les résultats de l'antenne dans ses différents états.

En utilisant l'approche de modélisation par paramètres S, on doit insérer à l'endroit de chaque diode deux ports discrets (un, pour chaque patte de la diode) et lancer la simulation électromagnétique de l'antenne avec ces ports. Le résultat de la simulation va montrer un nombre de ports égal à deux fois celui des diodes, plus un qui est celui de l'antenne. Par convention, le port numéro 1 est le port d'alimentation de l'antenne. Une fois cette étape faite, on doit passer dans la partie "Schematic" de CST pour mettre entre chaque paire de ports qui doivent abriter une diode (fig. 2.5), un fichier

correspondant à l'état désiré (on ou off). On peut alors lancer la simulation dans "Schematic", qui prend pas plus que quelques secondes.

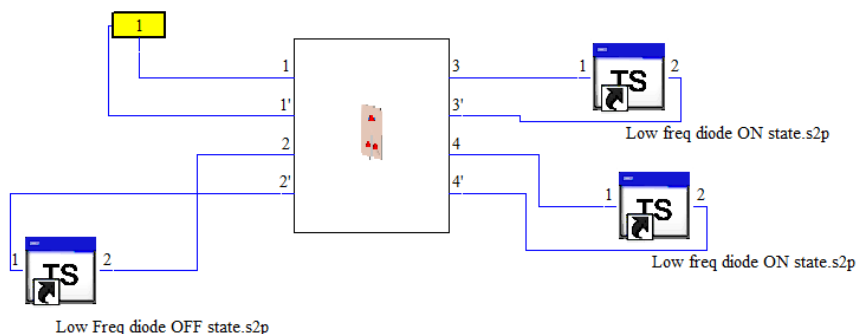


Fig. 2.5 Exemple d'une simulation avec Schematic de CST (03 diodes pin).

Ainsi, pour chaque configuration d'états des diodes, on peut lancer une simulation qui ne dure pas plus d'une seconde et on peut essayer un grand nombre de combinaisons en relativement très peu de temps. Il convient de mentionner ici qu'en termes de performance, la modélisation par paramètres S est généralement plus précise que celle basée sur le circuit équivalent. Une comparaison entre les résultats de simulation du paramètre S_{11} de la diode, dans les deux états et en utilisant les deux approches, a été réalisée et le résultat est donné dans la figure 2.6.

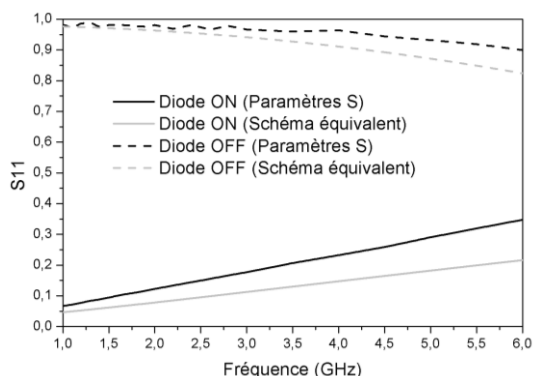


Fig. 2.6 Coefficient de réflexion mesuré et simulé pour les deux états (diode BAR50-2V).

Comme on peut le constater d'après la figure 2.6, le comportement de la diode pin BAR50-2V dans les états on et off est globalement le même pour les deux approches. Cependant, il y a une légère différence entre les deux approches, qui s'accroît avec la fréquence. Les résultats expérimentaux qui vont venir dans les chapitres suivants montrent qu'en utilisant la modélisation par paramètres S de la diode donne des résultats très satisfaisants.

2.3. Techniques de polarisation (alimentation DC) des diodes PIN

Les composants actifs utilisés dans la reconfiguration de l'antenne doivent être alimentés en courant continu (DC), sous un certain potentiel. Il est donc nécessaire d'acheminer ces signaux CC jusqu'au composant qui est placé sur l'antenne, ce qui peut s'avérer problématique. La principale difficulté réside dans le fait que l'alimentation par exemple des diodes PIN entraîne souvent l'ajout de lignes

métalliques qui risquent en outre de se trouver dans des zones de forts courants; par suite, du courant ou du rayonnement peuvent se coupler dans ces mêmes structures, et ainsi détériorer (perturber) à la fois le comportement fréquentiel et en rayonnement de l'antenne. D'autre part, selon le mode de fonctionnement de l'antenne, ces structures peuvent être amenées à fonctionner sur une large bande de fréquence ou ultra large ; elles doivent donc avoir un fonctionnement acceptable sur toute la bande de fréquences considérée, c'est-à-dire perturber le moins possible le comportement global de l'antenne.

2.3.1. Les courts-circuits

La polarisation de ce type de structure est généralement la plus simple ; il s'agit d'un fil conducteur connectant un élément rayonnant (patch) au plan de masse au-dessus duquel celui-ci est situé. Une des méthodes employées consiste à faire un trou dans le plan de masse, de faire passer le fil du court-circuit au travers de celui-ci, puis de le relier au composant reconfigurable situé derrière le plan de masse (fig. 2.7). L'avantage de cette configuration consiste dans le fait que les composants et les circuits de polarisation se trouvent protégés du champ proche de l'élément rayonnant par le plan de masse [6] comme montré dans la figure 2.7.

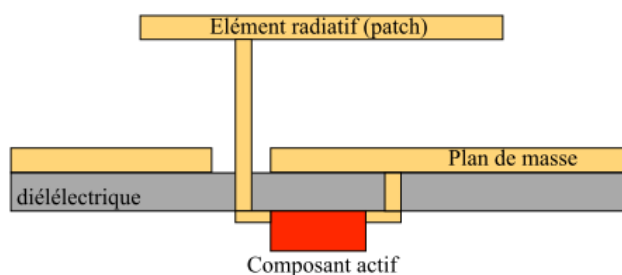


Fig. 2.7 Polarisation d'un court-circuit reconfigurable sous le plan de masse [6].

2.3.2. Les fentes

Ce type de structure s'avère plus délicat à polariser dans la mesure où il faut appliquer une tension différente à chaque côté de la fente, pour alimenter par exemple une diode [7]. Cela implique d'ajouter d'autres fentes qui ne participent pas à la fonctionnalité de l'antenne, et qui permettent de bloquer le passage d'un courant continu (fig. 2.8).

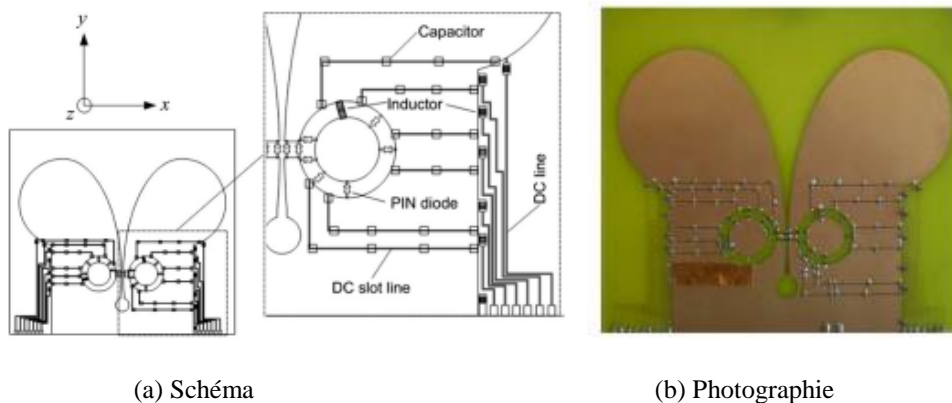


Fig. 2.8 Polarisation d'une fente (vue de dessus) chargée par des diodes [7].

Toutefois, ces fentes additionnelles interrompent bien souvent des lignes de courant RF ; afin de ne pas trop les perturber, il est nécessaire d'utiliser des capacités de découplage qui bloquent les signaux continus tout en permettant le passage du courant RF.

2.3.3. Lignes de polarisation

Généralement, l'utilisation de lignes de polarisation (DC line) est souvent requise [8] ; il s'agit de lignes conductrices ne participant pas a priori au rayonnement de l'antenne et dont l'unique utilité est de permettre l'acheminement de la tension de commande des composants actifs (fig. 2.9). Néanmoins, ces lignes deviennent dans le domaine RF des lignes de propagation dans lesquelles peut venir se coupler une partie du signal utile, perturbant ainsi le fonctionnement de l'antenne. Pour limiter, voire annuler, l'impact de ces lignes, il faut commencer par en limiter le nombre.

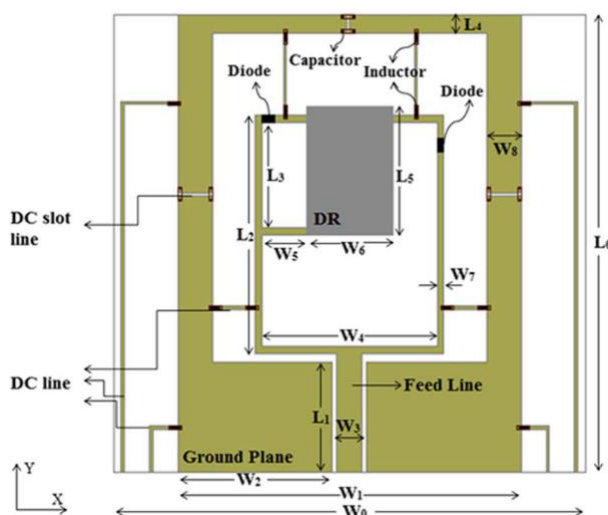


Fig. 2.9 Exemple d'antenne avec des lignes de polarisation (DC line) [8].

Par ailleurs, il faut étudier et planifier le nombre exact de potentiels continus nécessaires au fonctionnement de l'antenne, et mutualiser autant que possible les lignes entre les différents composants actifs, par exemple, deux diodes ne nécessitent que trois potentiels différents pour fonctionner indépendamment l'une de l'autre. Ensuite, il faut limiter au maximum le couplage de signaux RF dans ces lignes. La première solution est de réduire la largeur des pistes autant que technologiquement possible, afin d'augmenter leur impédance ; une impédance élevée aura pour effet de réfléchir les signaux RF. Toutefois, cette diminution de taille a une limite : une ligne de section trop petite risque de poser des problèmes thermiques. Que ce soit lors de la soudure des composants ou du passage d'un courant d'alimentation d'intensité trop élevée, la ligne ainsi réduite peut fondre. Malgré toutes ces précautions, il est souvent nécessaire d'utiliser des inductances de découplage, qui bloquent les signaux RF tout en autorisant le passage du courant continu (DC).

2.3.4. Composants utilisés pour la polarisation

Comme nous l'avons expliqué dans la partie précédente, l'alimentation des composants actifs ajoutés à l'antenne pour la rendre reconfigurable peut nécessiter l'utilisation de composants passifs de couplage/découplage : capacités ou inductances.

Les capacités, ont le rôle de permettre le passage des courants hautes fréquences tout en bloquant les signaux continus. La valeur de la capacité doit être la plus élevée possible, afin que les signaux RF ne soient pas perturbés, même aux fréquences les plus basses de la bande de travail. Les capacités de découplage, aussi appelées « DC-block » correspondant à nos critères (petite taille, capacité élevée), sont généralement fabriquées à base de matériaux céramiques par exemple ATC 520L de la compagnie American Technical Ceramics (ATC). Ces capacités sont en général très large bande (de quelques mégahertz à plusieurs dizaines de gigahertz) et ont des pertes d'insertion de l'ordre de 0.25/0.5 dB pour des fréquences « basses » de quelques gigahertz. Le second type de composant passif utilisé a une fonction inverse aux capacités : bloquer les courants haute fréquence tout en permettant le passage du DC. Il s'agit des inductances, comme les inductances WE-MK Multilayer Ceramic SMD Inductor de la compagnie WE; les critères de sélection sont analogues : le composant doit être aussi petit que possible et la valeur de l'inductance la plus élevée possible.

2.4. Techniques de simulation

2.4.1. Méthodes d'analyse des antennes

Deux types de méthodes permettent d'analyser les antennes imprimées. Les méthodes analytiques sont issues d'une approche physique du phénomène ou des hypothèses simplificatrices permettent d'obtenir des équations assez simples mais en contrepartie, on obtient des résultats approchés [9]. Ces méthodes sont généralement basées sur les courants magnétiques équivalents le long des bords du patch.

Les méthodes numériques exactes (full-wave) donnent des résultats plus précis. Elles nécessitent l'utilisation d'algorithmes numériques puissants et un temps de calcul plus élevé que les méthodes analytiques. Elles sont généralement basées sur l'obtention des distributions de courants électriques sur le patch et sur le plan de masse. Nous pouvons rajouter que lorsque les antennes à analyser possèdent des géométries simples, elles peuvent être facilement modélisées par des méthodes analytiques mais lorsque leur forme devient complexe et non intuitive comme dans le cas de notre travail de thèse, il faut alors utiliser des méthodes numériques.

a- Méthodes Analytiques : Ces modèles permettent une étude simplifiée avec des formules directement utilisables et des résultats satisfaisants. Cette approche fut celle utilisée par les premiers chercheurs à s'intéresser aux antennes. Les méthodes analytiques sont des solutions qui permettent d'analyser des structures possédant certaines symétries et dont la géométrie et le modèle du matériau restent simples. Donc, on peut dire qu'elles sont limitées et fournissent des solutions moins précises. Cependant, elles offrent un temps de calcul très petit. Parmi ces méthodes, on peut citer : le modèle de la ligne de transmission, le modèle de la cavité et la technique de segmentation dite aussi modèle

généralisé de la cavité. Mais pour des modélisations plus réalistes avec des géométries et des matériaux complexes, on est obligé d'adopter les approches numériques.

- **Méthode des lignes de transmission** : Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple, il donne de bonnes interprétations physiques mais il est moins précis. Dans la solution de l'antenne microruban par ce modèle, les inconnues sont la constante de propagation et l'impédance caractéristique. Une fois déterminés, une ligne de transmission équivalente à l'antenne est obtenue (fig. 2.10).

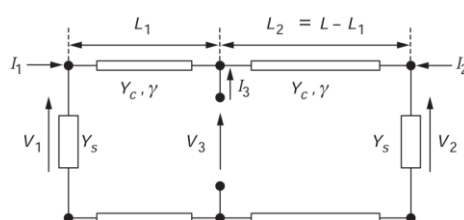


Fig. 2.10 Modélisation de l'antenne imprimée par une ligne de transmission [10].

- **Méthode de la cavité rayonnante** : Lo et al [11] ont proposé de modéliser les antennes imprimées de faibles épaisseurs par des cavités électromagnétiques. Le modèle de la cavité rayonnante est plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant, ce modèle est fondé sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou une constante diélectrique élevée.

- **Méthode généralisée de la cavité** : Ce modèle est une extension de la méthode de la cavité. Il offre une aptitude à traiter les patches de formes arbitraires en les décomposant en sections de formes régulières et en appliquant le modèle de la cavité à chaque section.

b- Méthodes numériques exactes (full-wave) : Les méthodes numériques sont des solutions qui nécessitent des calculateurs de hautes performances [12]. Elles sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et nécessitent souvent un temps de calcul important. Trois méthodes très populaires sont employées pour l'analyse des antennes microruban à plaque rayonnantes : méthode des moments (MOM), méthode des éléments finis (FEM), et la méthode des différences finis dans le domaine temporel (FDTD). Différentes des méthodes Analytiques (approximatives), ces méthodes tiennent compte de tous les mécanismes d'onde les plus importants et elles sont potentiellement plus précises. Toutes ces méthodes full-wave sont basées sur la discrétisation d'une certaine propriété électromagnétique inconnue. Pour la méthode des moments c'est la densité de courant et pour les méthodes FEM et FDTD c'est le champ électrique (aussi le champ magnétique dans le cas de la méthode FDTD).

- **Méthode des éléments finis (FEM):** Elle est basée sur la résolution des équations différentielles des champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel [13] [14]. Il s'agit donc de résoudre un système linéaire d'équations, les champs étant les inconnus. Comme la majorité des méthodes numériques, la méthode des éléments finis est implantée dans quelques logiciels commerciaux tels que HFSS de Ansoft.

- **Méthode FDTD :** Historiquement c'est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre des problèmes électromagnétiques, elle permet aussi d'analyser les antennes imprimées lorsqu'elles sont positionnées dans des milieux inhomogènes. Elle est basée sur la résolution directe des équations de Maxwell dans le domaine temporel. La structure à analyser est maillée en 3D avec des cellules cubiques qui s'interpénètrent (fig. 2.11), une pour analyser les champs électriques, une pour analyser les champs magnétiques. On calcule ainsi de façon itérative et successive l'évolution des champs électrique et magnétique de proche en proche sur le domaine à analyser .

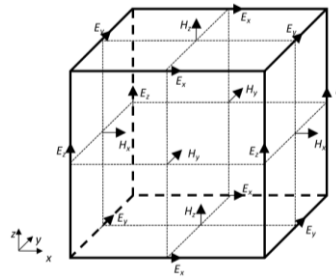


Fig. 2.11 Position des composantes des champs sur une cellule unitaire [15].

- **Méthode des intégrales finies :** (Finite Integral Technique) FIT est une généralisation de la méthode FDTD dans le domaine temporel, elle a été proposée par Weiland en 1977 [16].

- **La méthode des moments :** C'est une méthode fréquentielle qui permet de résoudre des équations intégrales complexes en les réduisant à un système linéaire d'équations. Elle est synonyme de la méthode de résidus (Weighted Residuals) présentée dans un premier temps par Harrington en 1968 [17]. Où, il a montré sa puissance et sa flexibilité dans la résolution des problèmes électromagnétiques. Elle est très utilisée notamment pour la modélisation des problèmes d'antennes.

2.4.2. Outils numériques commerciaux de simulation

Les outils commerciaux de simulation travaillant dans la technologie planaire sont nombreux. Aujourd'hui, on trouve sur le marché de nombreux codes et logiciels qui permettent la modélisation et le calcul du comportement électromagnétique des différentes structures. Parmi ces logiciels on peut citer le logiciel CST Microwave Studio, le HFSS (Ansoft), le Momentum (Agilent) et le IE3D (Zeland Software),...etc. Dans le cadre de ce travail de thèse, Nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio, conçu par la compagnie CST (Computer Simulation Technology), pour l'analyse et la conception électromagnétique. Il est basé sur la technique d'intégration finie (FIT) qui est une généralisation de la méthode FDTD dans le domaine temporel. Dans les dernières version du logiciel on y retrouve plusieurs méthodes de calcul implémentées. Le tableau 2.1 donne une idée sur quelques

logiciels commerciaux de simulation , leurs méthode de calcul ainsi que la compagnie qui les produit. [18].

| Nom du logiciel | Méthode de calcul | Compagnie |
|--------------------------|----------------------------|-----------|
| Ensemble (Designer) | Méthode des moments | Ansoft |
| IE3D | Méthode des moments | Zeland |
| Momentum | Méthode des moments | HP |
| EM | Méthode des moments | Sonnet |
| PiCasso | Méthode des moments | EMAG |
| FEKO | Méthode des moments | EMSS |
| Microwave Studio (MAFIA) | FDTD | CST |
| Fidelity | FDTD | Zeland |
| HFSS | Méthode des éléments finis | Ansoft |

Tab. 2.1 Quelques outils numériques commerciaux de simulation [18].

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a introduit les principales problématiques liées à la conception et la réalisation d'antennes reconfigurables, qui sont dues à l'ajout de composants actifs au sein de l'antenne. En restreignant le cadre de notre étude aux antennes reconfigurables en fréquence, nous avons présenté la méthode utilisée le long de cette thèse permettant, en partant d'une géométrie d'antenne de départ bien choisie, de modifier cette dernière à l'aide de structures résonantes qui sont rendues par la suite reconfigurables par ajout de composants actifs (diode PIN par exemple). La méthode permettant de modéliser les effets des composants actifs et la technique d'intégration des composants sur la structure rayonnante ont été discutées.

D'autre part, Les problèmes créés par les circuits de polarisation ont été détaillés, ainsi que des moyens pour limiter leur effet sur le comportement global de l'antenne finale. Enfin, les différentes techniques de simulation permettant d'analyser les antennes imprimées ont été présentées ainsi que les outils numériques commerciaux de simulation utilisés.

Bibliographie Chapitre 2

- [1] Y. J. Sung, T. U. Jang et al, “ *A Reconfigurable Microstrip Antenna for Switchable Polarization*” , IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 14, issue. 11, November, 2004.
- [2] Jiunn-Kai Huang et al “ *A 2.45-GHz High-Efficiency Loop-Shaped PIFA Rectenna for Portable Devices and Wireless Sensors,*” IEEE, pp. 1284 - 1285, 2015
- [3] H. Cheribi, F. Ghanem and H. Kimouche, “*A Metamaterial-Based Frequency Reconfigurable Antenna*”, Electronics Letters, Vol. 49, Issue 5, pp. 315-316, February 2013
- [4] Y. Tawk et C. G. Christodoulou “*A New Reconfigurable Antenna Design for Cognitive Radio*” International Symposium, 2005 IEEE , vol.1B, no., pp.1378-1381 vol. 8, 2009
- [5] Jong-Hyuk, L., et al., “*A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a FineTuning Varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN,*”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 7, pp. 2404-2411, 2010.
- [6] Boyle, K.R.; Steeneken, P.G., “*A Five-Band Reconfigurable PIFA for Mobile Phones,*” Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.55, no.11, pp.3300-3309, Nov. 2007
- [7] M. R. Hamid, Peter Gardner and all , “*Vivaldi Antenna With Integrated Switchable Band Pass Resonator,*” Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.59, no.11, pp. 4008-4015, November 2011.
- [8] S. Danesh; S. K. A. Rahim and all, “ *Frequency-Reconfigurable Rectangular Dielectric Resonator Antenna,*” Antennas and Propagation Magazine, IEEE , vol.47, no.2, pp. 13-29, April 2005
- [9] J.M. Ribero, R. Staraj, J.P. Damiano, “*Analytical models for fast analysis and synthesis of various printed antennas*”. Part in : Antennas and Associate Systems for Mobile Satellite Communications, Techniques de l'ingénieur, pp.23-39, 1997, 81-86481-34-6
- [10] Cyril Luxey , Robert Staraj, Georges Kossiavas, Albert Papiernik “*Antennes imprimées-Bases et principes E3310*”. Techniques de l'Ingénieur, Mai 2007
- [11] Y.T. Lo, D. Solomon et W.F. Richards “*Theory and Experiment on Microstrip Antennas*”. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 27, no 2, p. 137-145, mars 1979.
- [12] Abdellatif Hafiane, “*Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des Différences finies et extraction du modèle électrique*”, thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Marne la vallée, 10 Mars 2003.
- [13] P. Silvester, “*Finite Element Analysis of planar microwave Networks*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, p. 104-108, 1973.
- [14] J. Jin, “*The Finite Element Method in Electromagnetics*”. John Wiley & Sons,2002

-
- [15] Wenhua Yu, Xiaoling Yang, Yongjun Liu, Raj Mittra and Akira Muto, “ *Advanced FDTD Methods*”, Parallelization, Acceleration, and Engineering Applications, ARTECH HOUSE, 2011.
- [16] T. Weiland, “*A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component Fields*”, Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116-120, 1977.
- [17] R.F. Harrington “*Field Computation by Moment Methods*”. Krieger Publishing Company, 1968.
- [18] Constantine A. Balanis “*Modern Antenna Handbook*”, A John Wiley & Sons, 2008

Chapitre 3

Antennes reconfigurables en fréquence large bande/bande étroite

CHAPITRE 3

ANTENNES RECONFIGURABLES EN FREQUENCE LARGE BANDE / BANDE ETROITE

3.1. Introduction

Ce chapitre traite de l'approche de reconfiguration qui consiste à utiliser du filtrage pour permettre à une antenne de couvrir une plage de fréquences donnée, soit en une seule bande, soit en plusieurs sous-bandes. Des exemples d'antennes reconfigurables en fréquence avec des capacités de filtrage intégrées peuvent être trouvés dans [1] - [7]. Dans ces exemples, le filtrage est utilisé soit pour insérer une zone de coupure (notched band) [2][3], soit pour basculer entre plusieurs bandes [4][6] soit pour basculer entre un fonctionnement large bande et un autre en bande-étroite subdivisions [1][5][7]. Cette dernière catégorie d'antenne est généralement souhaitable pour les radios cognitives où l'opération en large-bande est utilisée pour le mode perception (sensing) alors que l'opération en bande-étroite est utilisée pour le mode opération [8].

Dans ce chapitre, on présente deux antennes capables de commuter entre un mode relativement large-bande et un mode où on subdivise cette bande en plusieurs sous-bandes, couvrant la quasi-totalité de la largeur de bande. La différence entre les deux antennes réside dans la résolution fréquentielle. En effet, la première antenne présente des sous-bandes avec des largeurs de bande de l'ordre de 20 %, alors que la deuxième donne des largeurs de bande de moins de 5%.

3.2. Antenne disque-monopole reconfigurable en fréquence

Cette antenne reprend l'approche proposée dans [5] sur une antenne Vivaldi pour l'utiliser sur un disque-monopole. Elle consiste en une antenne ultra-large-bande (ULB) qui intègre dans son plan de masse un filtre reconfigurable sous forme de deux anneaux avec des switchs. Ces éléments (anneaux +

switches) agissent comme un filtre passe-bande qui permet de subdiviser le fonctionnement ULB en des sous-bandes.

3.2.1. Structure de départ

La forme de l'antenne de départ choisie consiste en un disque-monopole excité avec une ligne d'alimentation Coplanaire CPW (Co-Planar Waveguide) de largeur 3 mm avec un espacement (gap) entre la ligne et le plan de masse de 0.5 mm qui donne une impédance proche de 50 ohms (fig. 3.1). Les dimensions totales de l'antenne sont de $50 \times 50 \text{ mm}^2$ et le substrat utilisé est de type FR4 (verre époxy) de permittivité 4.9 et d'épaisseur 1.6 mm. L'antenne a été conçue pour fonctionner en mode ULB comme le montrent les deux courbes du paramètre de réflexion S_{11} et du rapport d'onde stationnaire ROS (fig. 3.2).

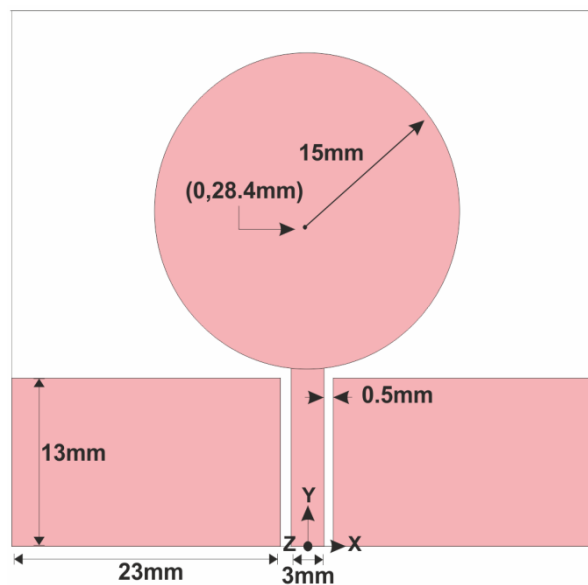


Fig. 3.1 Schéma de l'antenne monopole circulaire de départ.

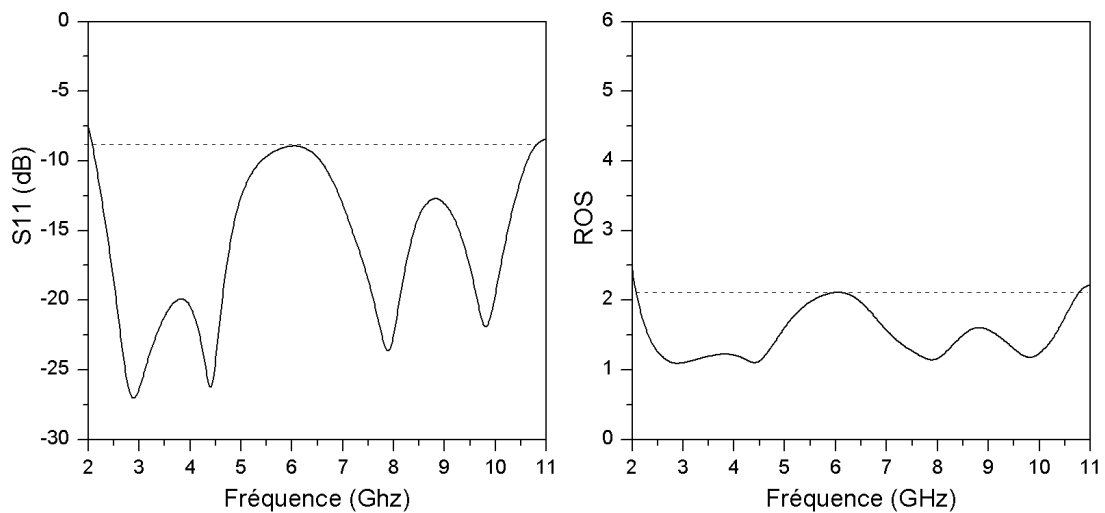


Fig. 3.2 Coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire.

3.2.2. Mécanisme de reconfiguration

Afin d'introduire de la reconfiguration fréquentielle, on a commencé par intégrer une paire de fentes en forme d'anneau, couplées à la ligne d'alimentation coplanaire à travers les fentes rectangulaires horizontales (fig. 3.3). La longueur moyenne de chacune des fentes en forme d'anneau est de 15.7 mm ($2 \times \pi \times 2.5\text{mm}$).

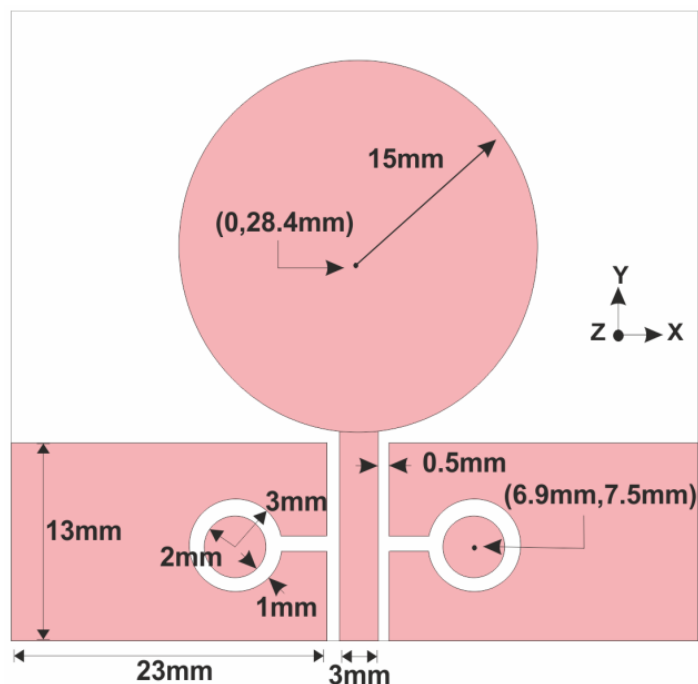
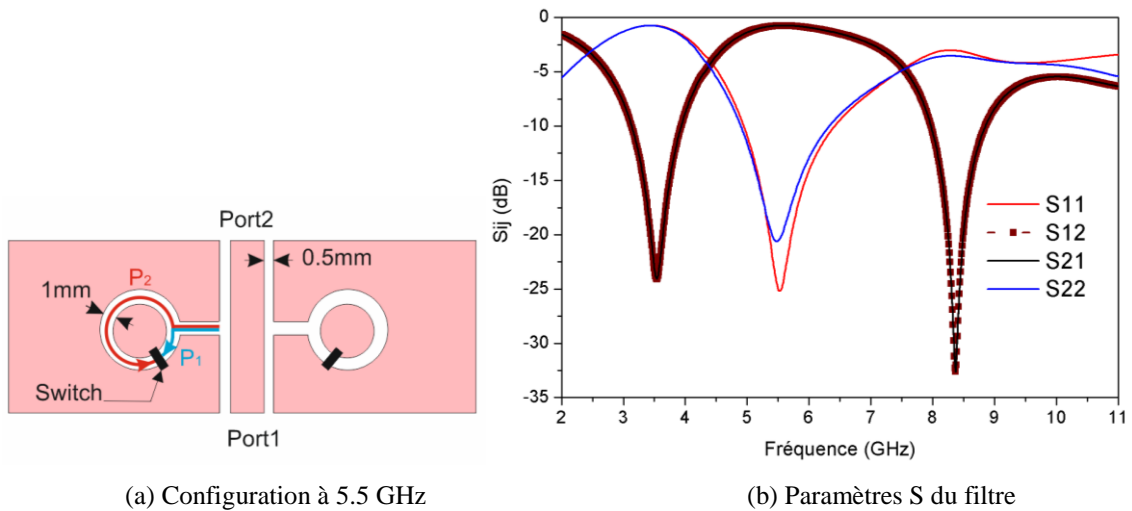


Fig. 3.3 L'antenne après intégration du filtre.

Le principe de reconfiguration consiste à utiliser les deux anneaux avec les switches, dans la ligne d'alimentation de l'antenne, comme des filtres passe-bande pour ne laisser passer que les fréquences se trouvant entre deux fréquences contrôlées par la position des court-circuits. Ces deux fréquences sont contrôlées par les longueurs P_1 et P_2 (fig. 3.4-a) où la plus petite longueur P_1 fixe la fréquence supérieure et la plus grande P_2 la fréquence inférieure. La paire de fentes avec les switches se comportent comme deux (2) stubs quart d'onde ($\lambda/4$) court-circuités à des fréquences bien choisies pour obtenir la bande désirée (fig. 3.4-b). Toutes les fréquences se trouvant entre ces deux fréquences ciblées passent à travers le filtre pour être rayonnées par l'élément rayonnant principal en forme de disque et les autres fréquences sont capturées à l'intérieur des deux fentes en forme d'anneau et renvoyées à la source, formant ainsi un filtre passe-bande. Pour changer de bande, les switches (courts-circuits) sont déplacés vers d'autres positions spécifiques sur l'anneau, changeant ainsi les fréquences ciblées et donc la bande de fonctionnement du filtre passe-bande.



(a) Configuration à 5.5 GHz

(b) Paramètres S du filtre

Fig. 3.4 Principe de fonctionnement du filtre passe bande.

La figure 3.5, résume les différents modes de fonctionnement du filtre avec l'emplacement des switches correspondants. Comme montré sur la figure, afin d'avoir un contrôle efficace sur les fréquences à filtrer avec le filtre passe-bande proposé et un contrôle indépendant sur la longueur des deux stubs, l'utilisation de deux switches sur la même fente s'impose (bandes 1, 3 et 4). Pour désactiver l'effet filtrant des anneaux et restituer le mode de fonctionnement ULB de départ, des switches sont utilisés afin d'empêcher les ondes électromagnétiques d'y pénétrer (fig. 3.5-e).

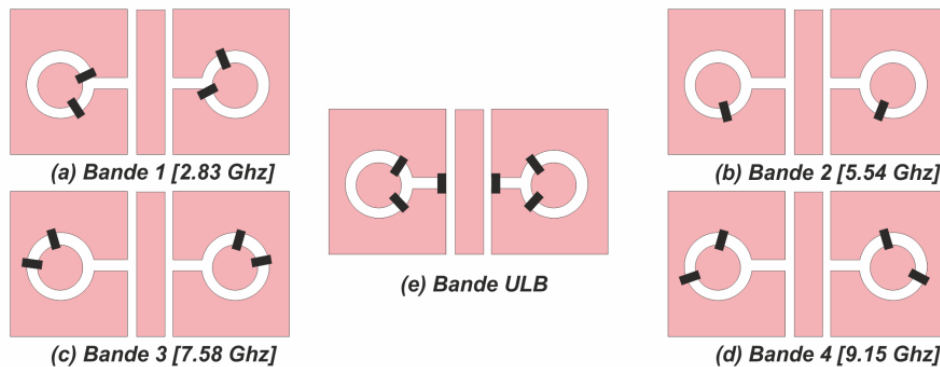


Fig. 3.5 Positionnement des switches pour chaque bande de fonctionnement.

La figure 3.6 montre le paramètre de réflexion S_{11} de l'antenne avec le filtre obtenu pour les quatre (4) sous-bandes de fonctionnement (bande 1, bande 2, bande 3 et bande 4). Les bandes sont optimisées de façon à subdiviser la bande ULB en quatre sous-bandes calculées à -6 dB. La figure 3.7 montre la courbe du paramètre S_{11} en mode ULB (fig. 3.5-e).

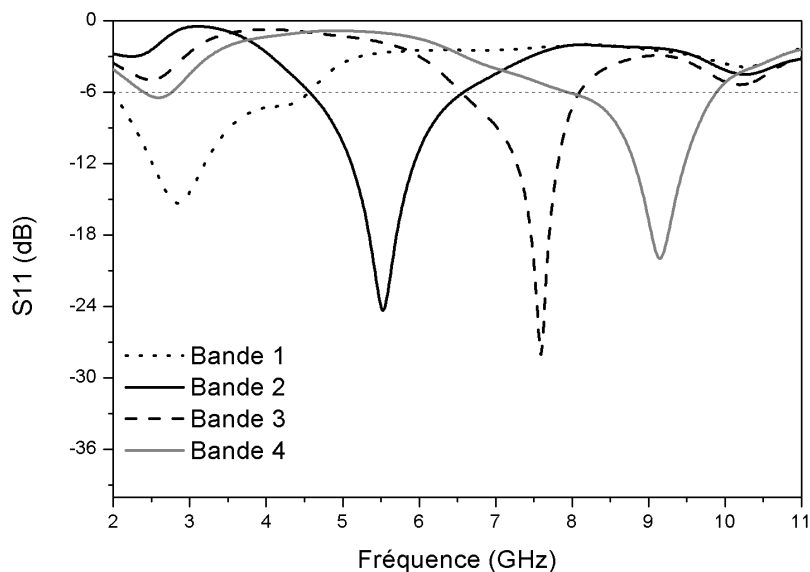


Fig. 3.6 S_{11} simulé pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite (seuil à -6 dB).

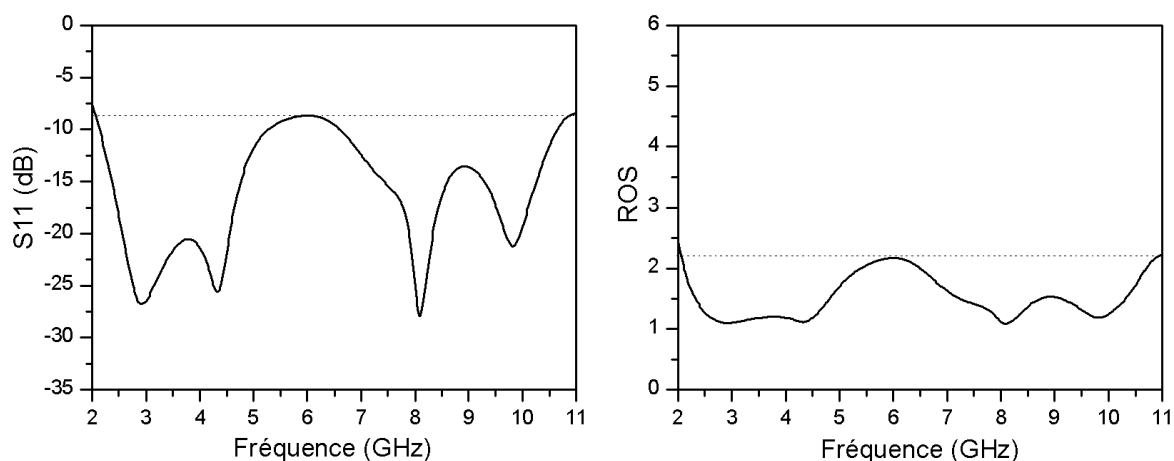


Fig. 3.7 Coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire (ROS) en mode ULB.

On tient à signaler que le choix du seuil -6 dB dans S_{11} est motivé par deux considérations. La première est qu'il est bien accepté dans l'industrie d'utiliser -6 dB comme seuil puisque l'antenne capte et rayonne ainsi trois quarts ($3/4$) de la puissance mise en jeu en réception ou en transmission. La deuxième considération est due au fait que le filtre reconfigurable obtenu en utilisant une seule paire d'anneau ne permet pas d'obtenir facilement une résolution fréquentielle qui permet de rapprocher les bandes de fréquences entre elles. Si on voulait avoir une meilleure résolution et utiliser -10 dB comme seuil, une deuxième paire d'anneau peut être utilisée, comme illustré dans la figure 3.8. Le coefficient de réflexion obtenu par simulation pour chaque état de fonctionnement est présenté dans la figure 3.9.

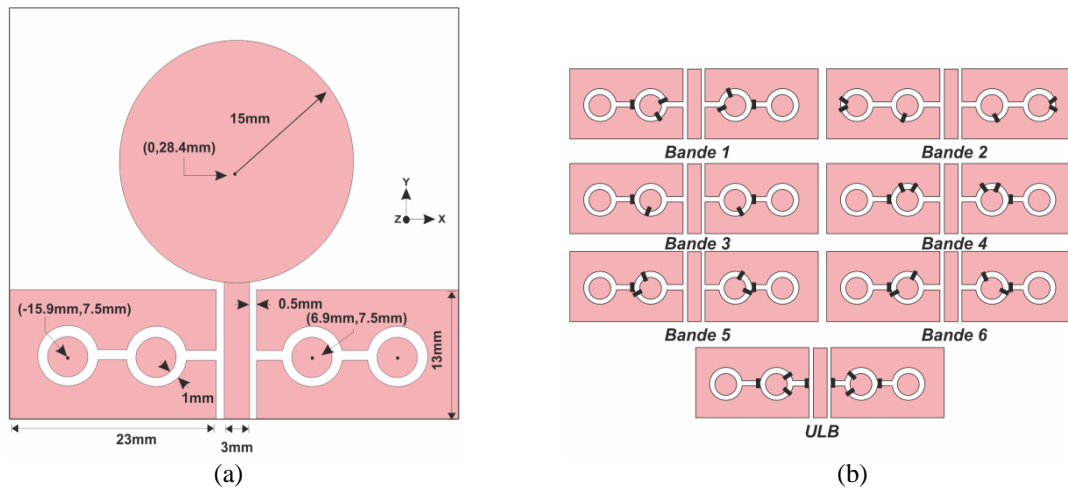
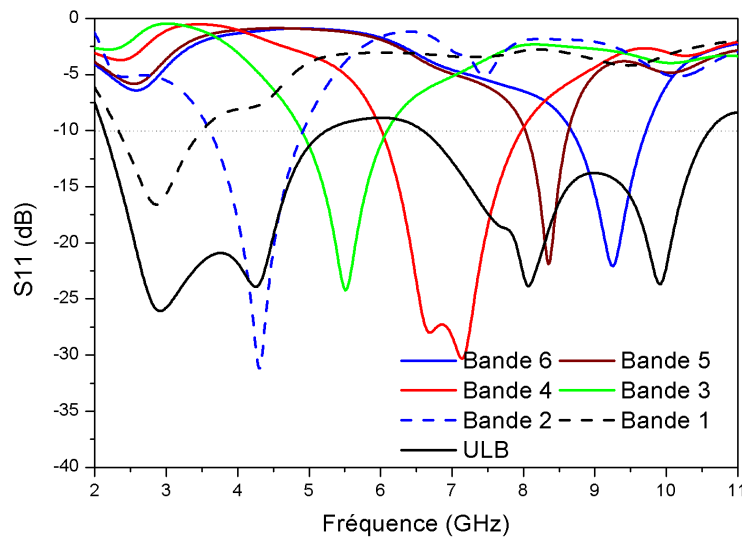


Fig. 3.8 L'antenne avec le nouveau filtre.

a) schéma, b) emplacement des switches pour chaque bande de fonctionnement.

Fig. 3.9 Coefficient de réflexion pour chaque mode de fonctionnement (seuil à -10 dB)

La figure 3.10, montre le diagramme de rayonnement dans les deux plans $\theta = 90^\circ$ et $\phi = 0^\circ$ pour les 04 sous-bandes (fig. 3.6), à 2.82 GHz, 5.54 GHz, 7.25 GHz et 9.15 GHz qui correspondent respectivement aux différents pics de résonance de chaque sous-bande. La figure 3.11, donne un aperçu sur le rayonnement de l'antenne en mode ULB (fig. 3.5.e) pour deux fréquences. On remarque que la forme du diagramme de rayonnement change selon la fréquence de travail. En basse fréquence à 2.82 GHz le rayonnement est quasi omnidirectionnel, plus on monte en fréquence plus il y a apparition de nouveaux lobes et des zéros de rayonnement (l'antenne est directive).

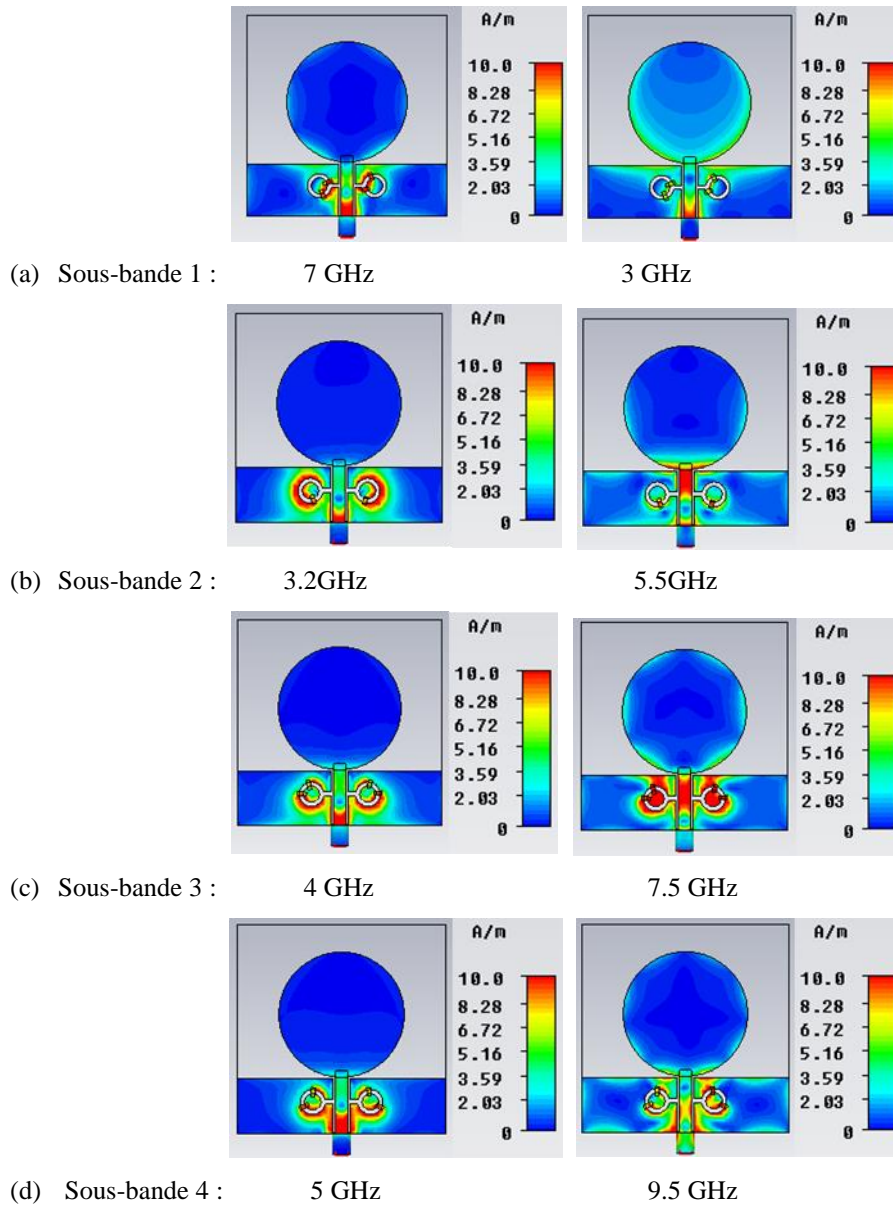


Fig. 3.13 Distribution de courant surfacique pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite.

3.2.3. Réalisation et mesure de l'antenne disque-monopole

Afin de confronter les résultats de mesures avec ceux de simulation, on a fabriqué cinq prototypes qui correspondent aux différents modes de fonctionnement. Les switches ont été modélisés par des composants idéaux où l'état fermé est représenté par la présence d'un conducteur alors que l'état ouvert est modélisé par l'absence de celui-ci. La figure 3.14 montre les prototypes réalisés à l'atelier. Les résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion pour les quatre modes de fonctionnements en bande étroite et le mode ULB sont représentés dans la figure 3.15.

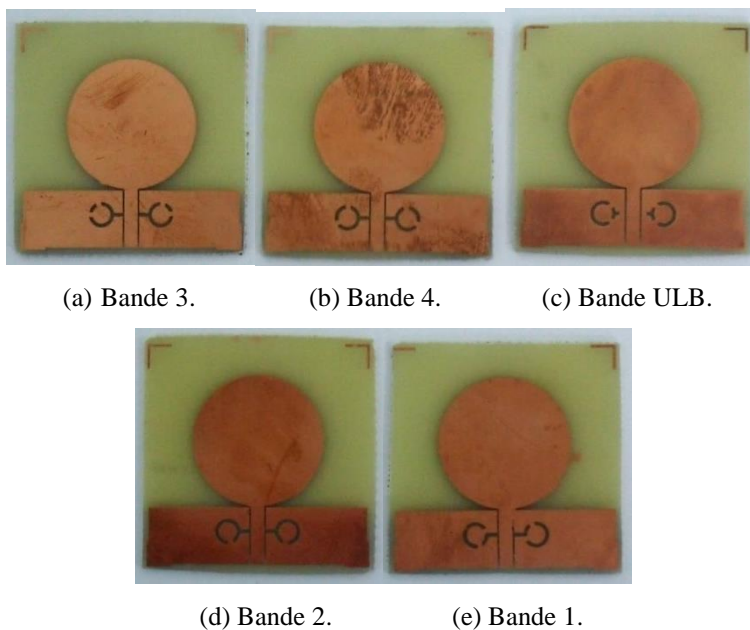
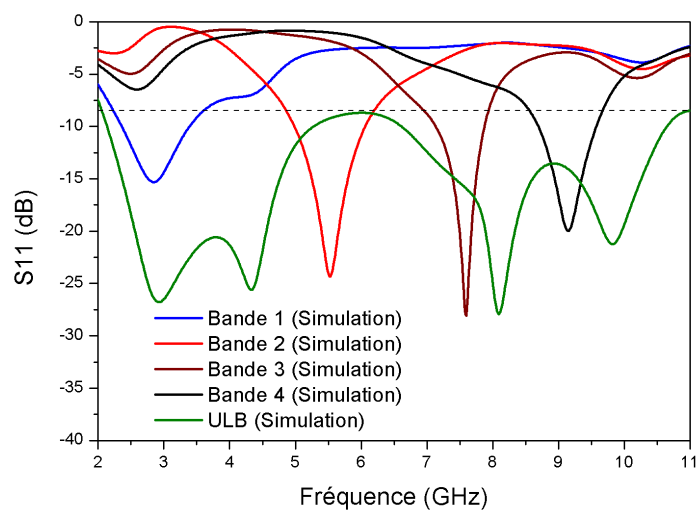
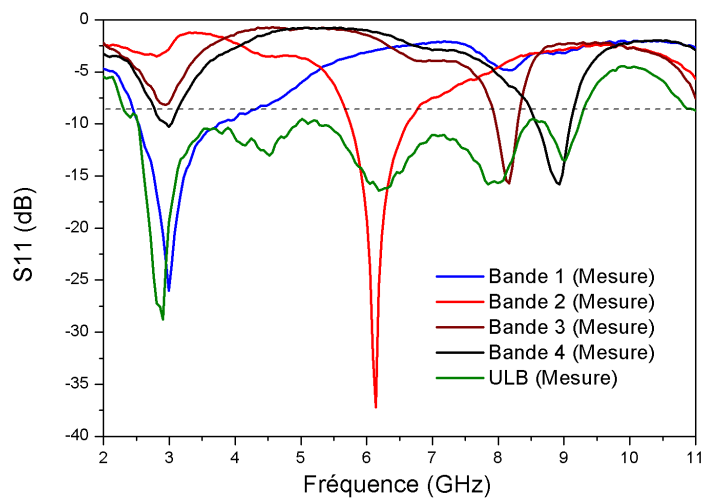


Fig. 3.14 Photographies des prototypes réalisés avec des switches idéaux.



(a) Simulation.



(b) Mesure.

Fig. 3.15 Paramètre S_{11} simulé et mesuré pour les différents modes de fonctionnement.

Les résultats démontrent bien le bon fonctionnement du filtre passe-bande. On constate clairement d'après les différentes configurations du filtre que notre antenne a la capacité de travailler en mode ULB ou en mode bande étroite grâce au filtre intégré. Néanmoins, un certain écart en fréquence est aperçu, cette différence peut être due à un sous dimensionnement de l'antenne ou aux tolérances de fabrication en raison de l'incertitude dans l'épaisseur ou la constante diélectrique du substrat comme démontré dans la figure 3.16.

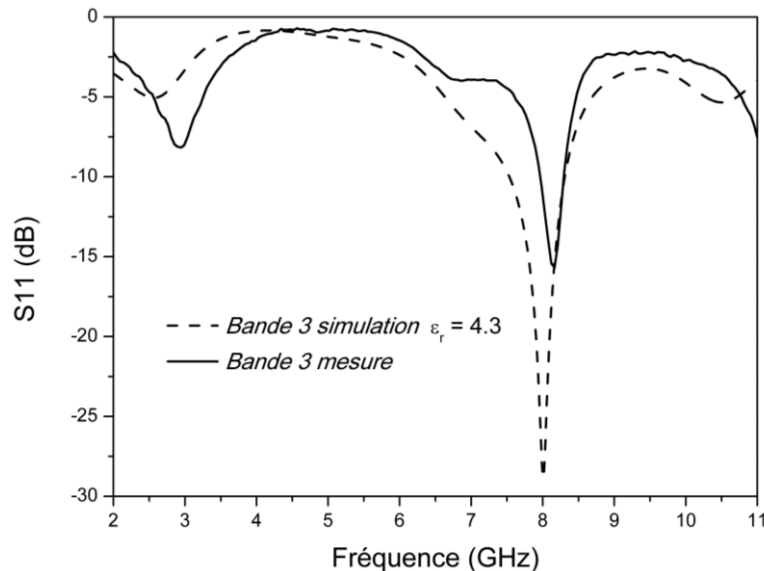


Fig. 3.16 S_{11} mesuré pour la bande 3 comparé avec la simulation en prenant la permittivité égale à 4.3.

3.3. Antenne reconfigurable en U-inversé

L'antenne présentée ici consiste en un monopole qui intègre, dans son plan de masse, un filtre reconfigurable composé de quatre fentes horizontales avec des switches. Ces éléments agissent comme un filtre passe-bande à haute sélectivité fréquentielle qui permet de subdiviser une largeur de bande relativement faible en plusieurs sous-bandes avec des largeurs de bande de moins de 5%. En premier lieu, l'antenne a été conçue pour fonctionner pour les applications U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure) pour montrer son utilité pratique. Ensuite, pour mettre des switches réels, on a préféré translater les fréquences d'opération vers le bas. Ceci est fait afin d'élargir les dimensions des éléments de l'antenne pour pouvoir manipuler à l'aise, sans toutefois remettre en cause l'approche proposée en quoique ce soit.

3.3.1. Structure de départ

La forme de l'antenne de départ est schématisée dans la figure 3.17.

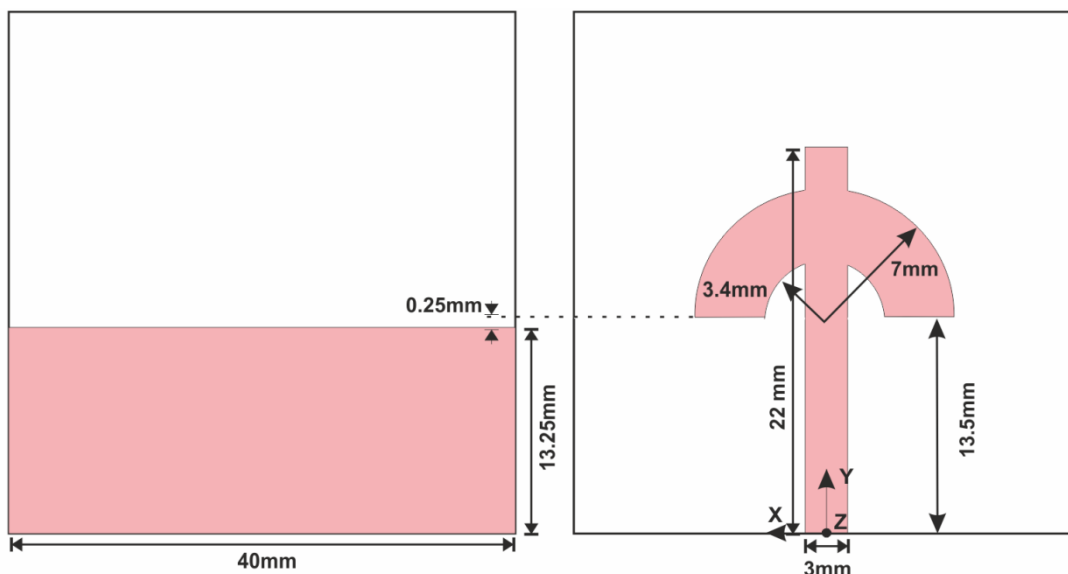


Fig. 3.17 Schéma de l'antenne de départ fonctionnant dans la bande U-NII (5.15 GHz-5.85 GHz).

L'antenne fonctionne entre 5 GHz et 6.6 GHz (fig. 3.18) couvrant ainsi la bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure U-NII band). Elle est composée d'un élément rayonnant en forme de « U » inversé sur la façade supérieure. Cette forme inversée permet de réduire la largeur de bande de fonctionnement en diminuant les zones de forte distribution de courant sur les contours du patch rayonnant, le patch est alimenté par une ligne micro-ruban de largeur 3 mm ce qui correspond à une impédance d'entrée d'environ 50 Ohms pour un substrat d'épaisseur 1.6 mm et une permittivité relative de 4.3. Les pertes diélectriques sont caractérisées par le paramètre $\tan(\delta) = 0.018$. La façade inférieure du substrat contient le plan de masse de dimension $40 \times 13.25 \text{ mm}^2$.

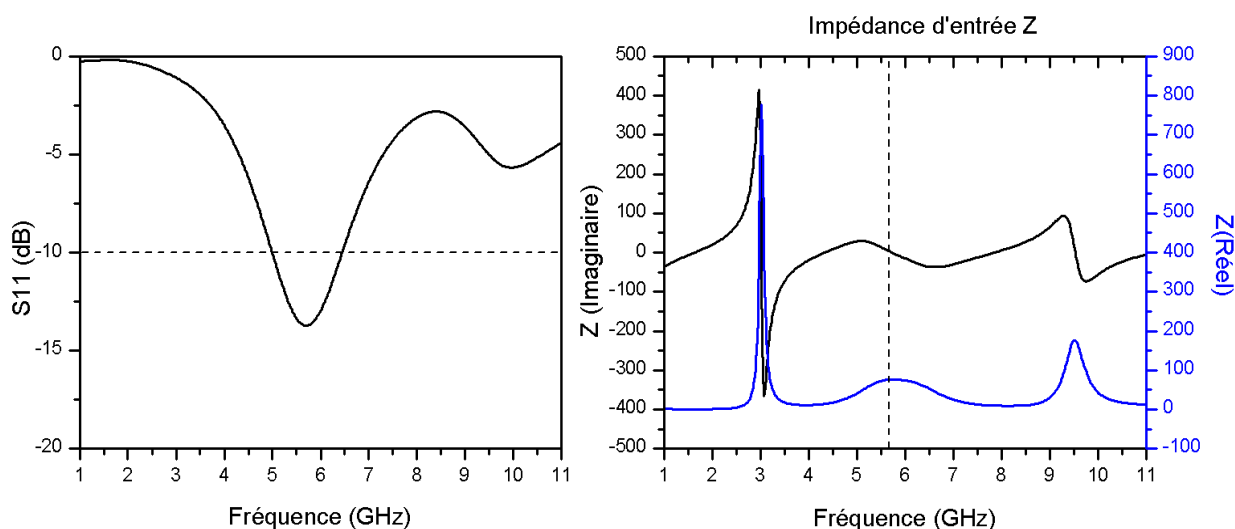


Fig. 3.18 Coefficient de réflexion et impédance d'entrée Z.

3.3.2. Mécanisme de reconfiguration

Afin de réaliser la reconfiguration en fréquence qui permet d'ajuster la fréquence d'opération et la largeur de bande, quatre fentes horizontales sont disposées en trois rangées et incorporées dans le plan de masse de l'antenne comme indiqué dans la figure 3.19. Les deux (2) fentes, supérieure et inférieure, sont utilisées respectivement comme filtre passe-haut et passe-bas dans le but de supprimer l'ensemble de la bande utile considérée comme on peut le voir dans la figure 3.20, qui donne la superposition du paramètre S_{11} simulé de l'antenne pour les deux cas : sans aucune fente et avec les deux fentes (supérieure et inférieure). Les deux fentes, supérieure et inférieure, ont respectivement les longueurs de $L_{sup}= 23$ mm et $L_{inf}= 9$ mm et une largeur de 0.5 mm. Elles sont placées respectivement à des hauteurs de 8.55 mm et 3.55 mm. Les deux fentes du milieu sont placées à une hauteur de 6.55 mm avec une longueur de 17.2 mm pour chacune et un espacement de 1 mm entre elles.

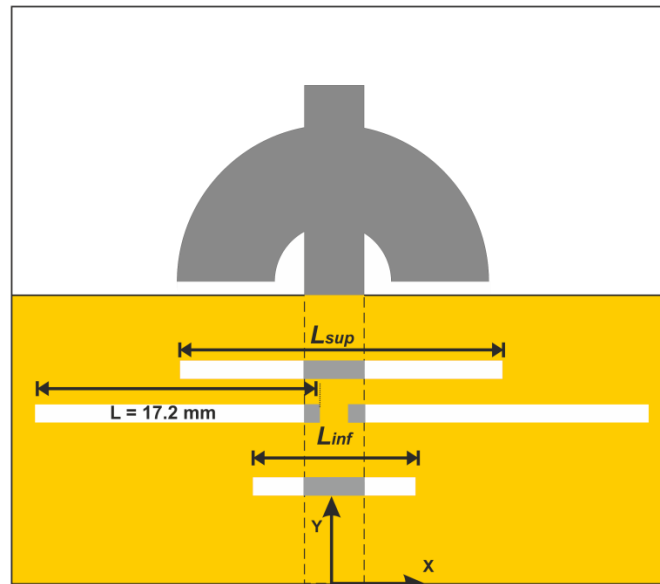


Fig. 3.19 Schéma de l'antenne avec intégration des quatre fentes.

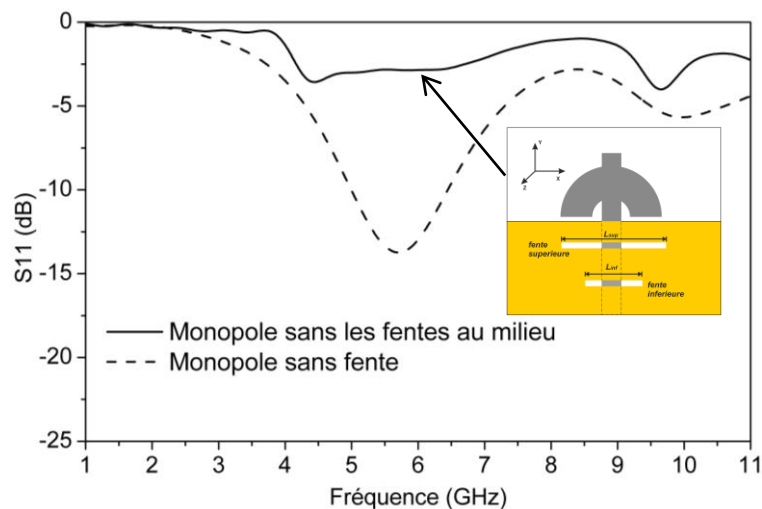


Fig. 3.20 Coefficient de réflexion simulé après intégration de la fente inférieure et supérieure.

Une fois que la bande utile (de travail) est filtrée, l'introduction d'une paire de fentes au milieu du plan de masse de l'antenne crée une nouvelle bande d'opération ayant nettement, une plus grande sélectivité fréquentielle. La position de cette bande dépend de la longueur des deux fentes ; ainsi, en variant cette longueur au moyen de switches, la bande de fonctionnement de l'antenne peut être facilement contrôlée en translation. Ce contrôle est bien illustré dans la figure 3.21-a, qui donne le paramètre de réflexion S_{11} simulé pour l'antenne pour différentes longueurs des deux fentes du milieu. Une autre façon de montrer la bonne adaptation en impédance de l'antenne ainsi que son importante sélectivité fréquentielle consiste à utiliser l'Abaque de Smith. La figure 3.21-b montre une courbe qui est loin du centre de l'abaque, sauf à un seul point correspondant à la fréquence 5.25 GHz. Ceci traduit une bonne adaptation d'impédance à cette fréquence et son très proche voisinage, contrairement aux autres fréquences.

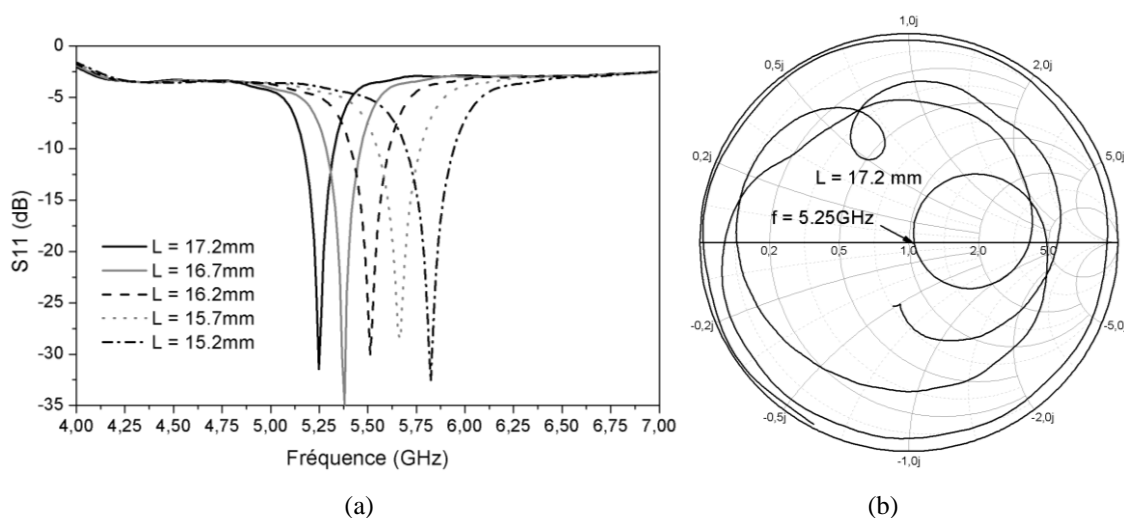


Fig. 3.21 Caractéristiques de l'antenne avec notre filtre.
a) S_{11} pour différentes longueur L , b) abaque de Smith pour $L = 17,2$ mm.

3.3.3. Les modes de fonctionnement

L'emplacement des switches sur les fentes est choisi de tel sorte que l'antenne couvre entièrement la bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure U-NII band) entre 5.15 GHz et 5.825 GHz, ou une de ses trois sous-bandes: sous-bande 1 (5.15-5.35 GHz), sous-bande 2 (5.47-5.725 GHz) et sous-bande 3 (5.725-5.825 GHz) comme indiqué dans le tableau 3.1. L'antenne avec l'emplacement des switches est représentée dans la figure 3.22. Comme illustré, pour avoir les quatre modes de fonctionnement, dix (10) switches sont nécessaires. Les différentes configurations des switches pour un fonctionnement en sous-bande ou en mode large-bande sont détaillées dans la figure 3.23. Comme montré dans la figure 3.23-d, pour rétablir le mode de fonctionnement large bande on court-circuite un ensemble de switches ($S7$ - $S10$) qui ont pour objectif d'annuler l'effet du filtre introduit. Pour avoir un fonctionnement en sous-bande 1, tous les switches sont désactivés (fig. 3.23-a). Pour un fonctionnement en sous-bande 2, $S1$ et $S2$ sont activés tandis que les autres switches sont désactivés ; et

enfin pour un fonctionnement en sous-bande 3, S3 et S4 sont activés et les autres switches sont désactivés. La superposition du coefficient de réflexion correspondant à chaque configuration est représentée dans la figure 3.24.

| | |
|---|--|
| Sous-bande 1 | U-NII Low (U-NII-1): 5.15 - 5.25 GHz. |
| | U-NII Mid (U-NII-2): 5.25 - 5.35 GHz |
| Sous-bande 2 | U-NII Worldwide (U-NII-2e): 5.47 - 5.725 GHz |
| Sous-bande 3 | U-NII Upper (U-NII-3): 5.725 - 5.85 GHz |
| Mode large bande (Ensemble de la bande) | 4.75 GHz – 6.6 GHz |

Tab. 3.1: Bandes de fréquence pour les différents modes de fonctionnement.

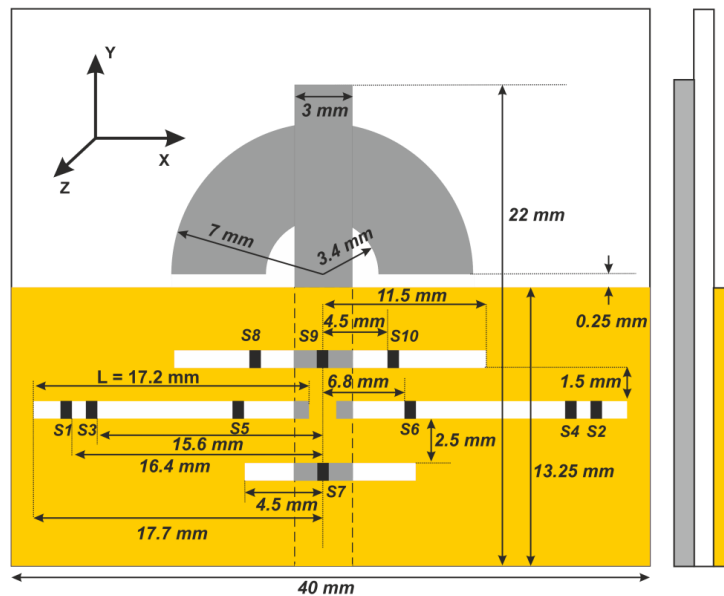


Fig. 3.22 Schéma de l'antenne avec le filtre et l'emplacement des switches.

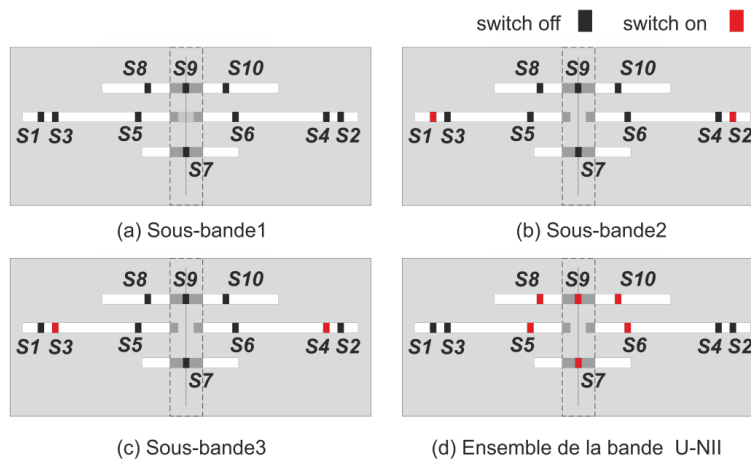


Fig. 3.23 Configurations des switches pour chaque mode de fonctionnement (switchs idéaux).

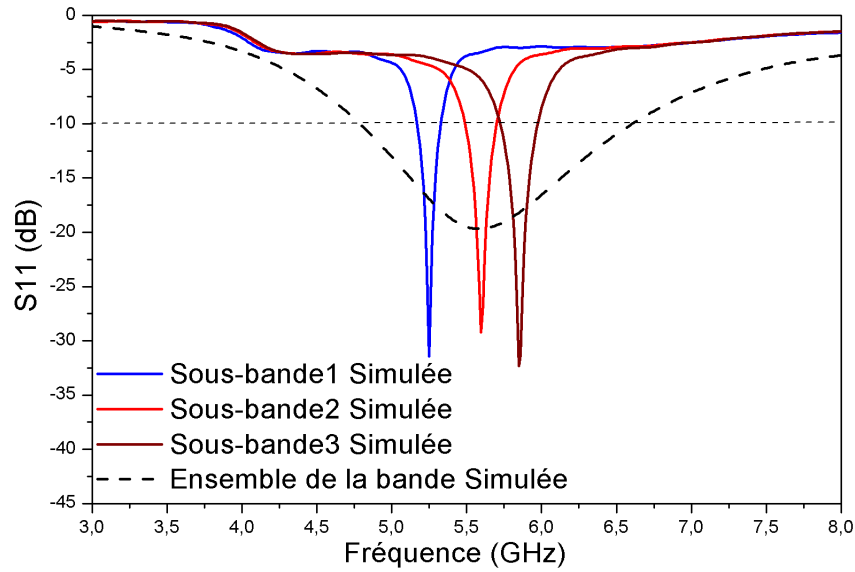


Fig. 3.24 Superposition du coefficient de réflexion simulé pour chaque mode.

La figure 3.25, montre la superposition du diagramme de rayonnement des trois (3) modes de fonctionnement en sous-bande pour les fréquences suivantes : 5.23 GHz, 5.6 GHz et 5.8 GHz qui correspondent respectivement aux environs des pics de résonance des sous-bandes 1, 2 et 3. On remarque que la forme du diagramme dans le plan $\varphi=90^\circ$ ressemble à celui d'un monopole classique avec la forme en huit (8). Pour le plan $\varphi=0^\circ$ le rayonnement est moins important dans les directions $\theta=90^\circ$ et $\theta=270^\circ$ par rapport au rayonnement omnidirectionnel d'un monopole classique. Le gain maximum dans la bande 1, la bande 2 et la bande 3 est respectivement de 1dB, 3.27 dB et 4.15 dB comme illustré dans la figure 3.26.

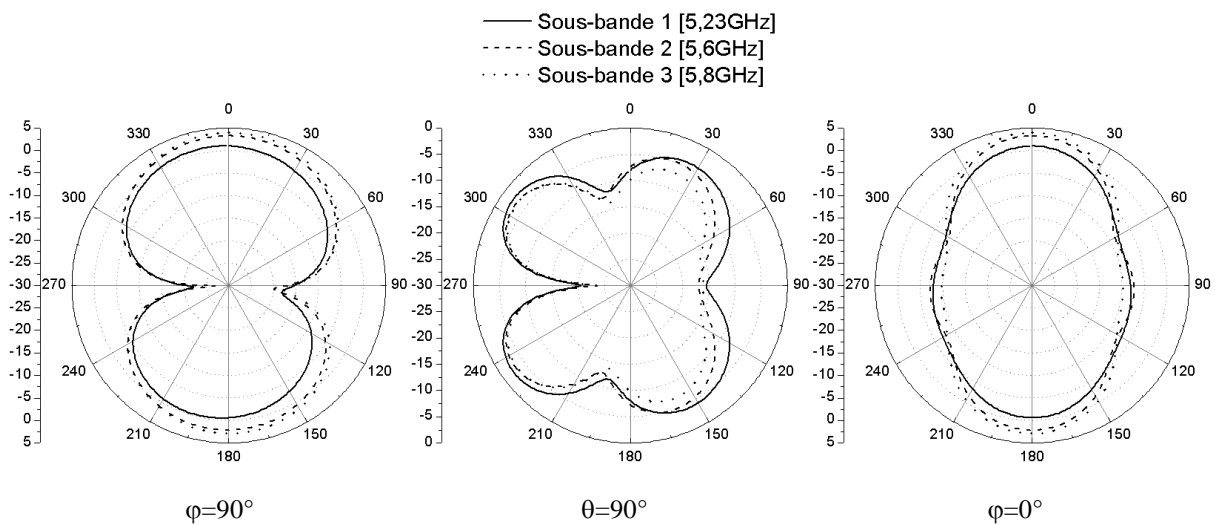


Fig. 3.25 Superposition du diagramme de rayonnement pour les 03 modes en sous-bande.

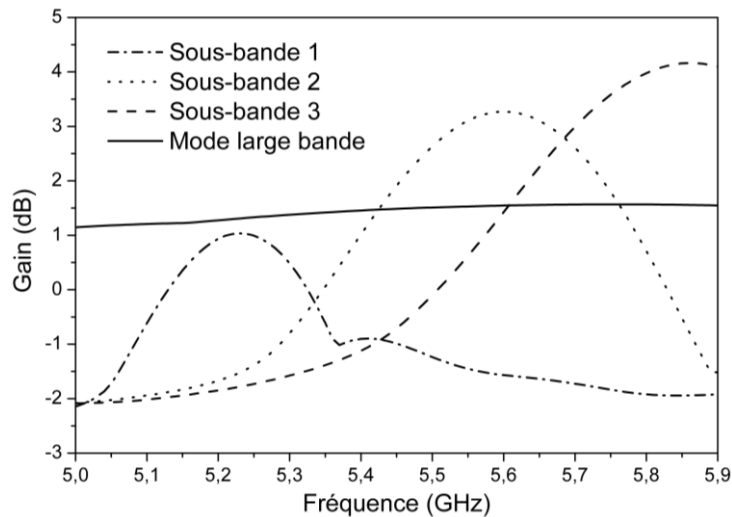


Fig. 3.26 Représentation du gain en fonction de la fréquence pour les 04 modes de fonctionnement.

Dans le but de mieux comprendre la contribution du filtre introduit dans le plan de masse, une étude de la distribution du courant surfacique a été réalisée. La figure 3.27, montre la distribution du courant pour les cas : sous-bande 1, sous-bande 2 et sous-bande 3 ; pour chaque cas, deux figures sont données. La figure de gauche donne la distribution des courants de surface à la fréquence d'opération de l'antenne tandis que la figure de droite la donne à d'autres fréquences.

On remarque, sur les trois figures de gauche de la figure 3.27, une forte concentration des courants surfaciques autour des deux fentes du milieu qui sont responsables de la transmission des ondes électromagnétiques vers l'élément rayonnant où on enregistre également des courants surfaciques témoignant du rayonnement de l'antenne. Dans les courbes de droite de la figure 3.27, les courants de surface sont plus concentrés sur l'une ou l'autre des fentes, supérieure ou inférieure. Par exemple, dans la figure 3.27-a, les courants à 5.848 GHz sont concentrés sur la petite fente inférieure qui joue le rôle de filtre des hautes fréquences. L'élément rayonnant enregistre de faibles courants ce qui montre que l'antenne ne rayonne pas à cette fréquence. Dans la figure 3.27-c, les courants à 5.248 GHz sont concentrés sur la longue fente supérieure qui bloque les basses fréquences. Pour le cas large bande, les commutateurs introduits minutieusement sur les quatre fentes annulent l'effet du filtrage et l'antenne retrouve sa largeur de bande initiale.

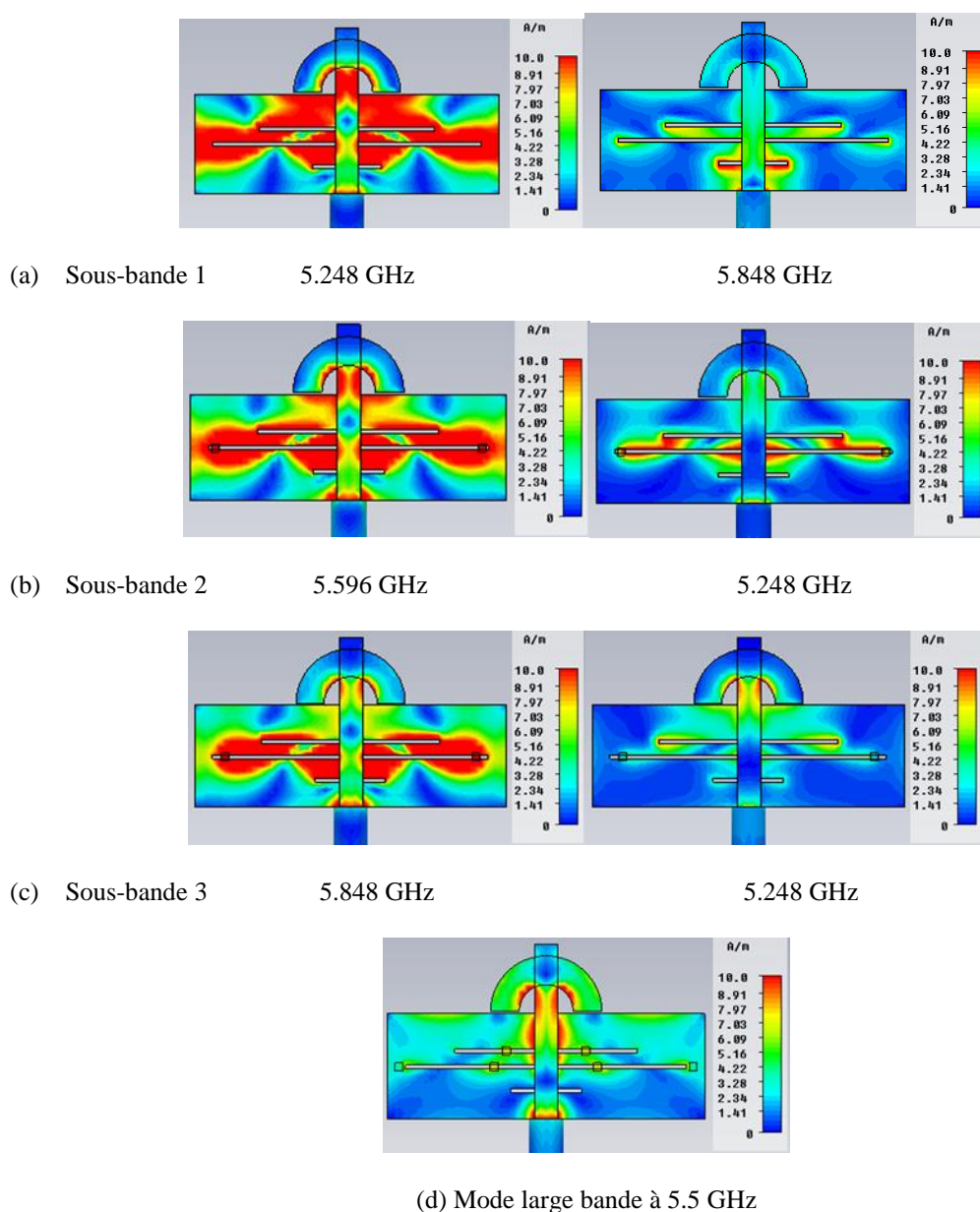


Fig. 3.27 Distribution du courant surfacique pour les différents modes de fonctionnement.

3.3.4. Fabrication en utilisant des switches idéaux

Afin de comparer nos résultats de simulations à ceux de mesures, quatre prototypes représentant chacun des modes de fonctionnement de l'antenne ont été fabriqués à l'atelier circuit imprimé au niveau du CDTA. La figure 3.28 montre la photographie d'un des prototypes réalisés. La figure 3.29 présente, respectivement, la superposition des paramètres de réflexion S_{11} simulés et mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel de type Agilent pour les différents modes de fonctionnement. Le tableau 3.2 résume les résultats de simulation et de mesure de l'antenne proposée en termes de fréquences de coupure et de largeur de bande passante (BP) pour les quatre modes de fonctionnement. On remarque une très bonne concordance entre les différents résultats ce qui valide le concept proposé pour obtenir une reconfiguration sélective en fréquence.

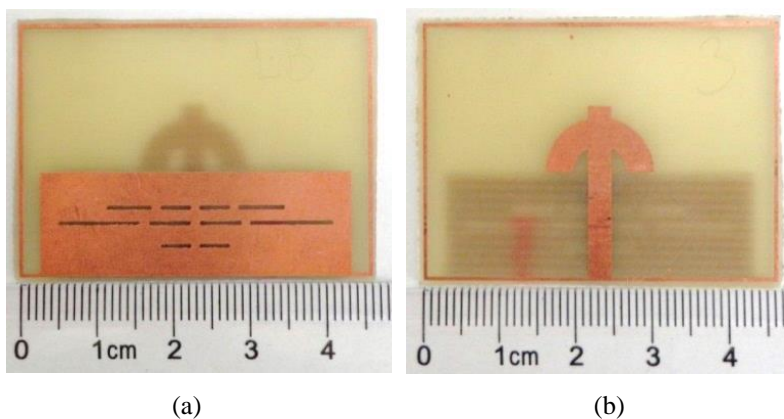


Fig. 3.28 Prototype réalisé (configuration large bande) : a) façade arrière, b) façade avant

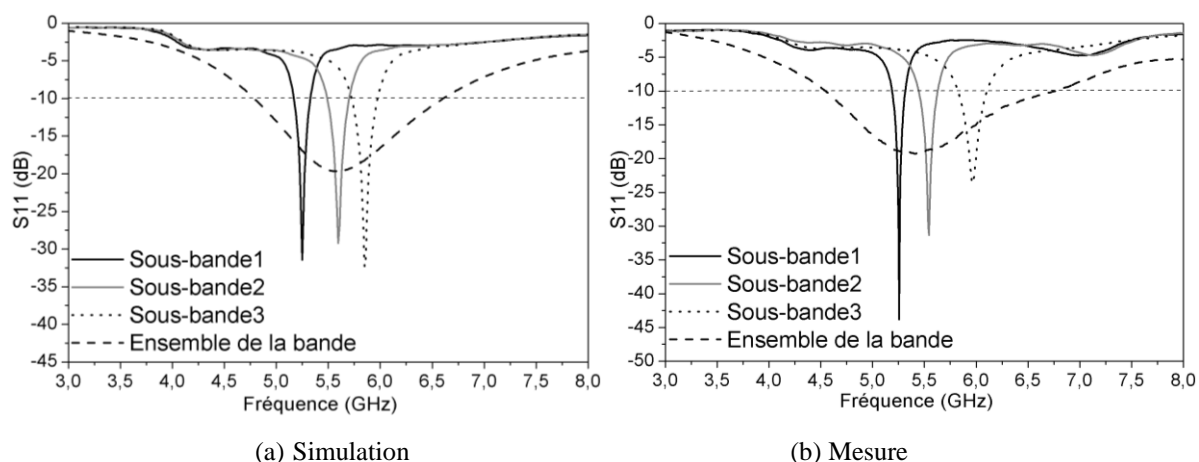


Fig. 3.29 Superposition du coefficient de réflexion pour chaque mode de fonctionnement.

| | f_{\min} simulée (GHz) | f_{\max} simulée (GHz) | Largeur de bande relative simulée | f_{\min} mesurée (GHz) | f_{\max} mesurée (GHz) | Largeur de bande relative mesurée |
|-------------|--------------------------|--------------------------|-----------------------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------------------------|
| Sous-bande1 | 5.17 | 5.32 | 2.85% | 5.18 | 5.31 | 2.45% |
| Sous-bande2 | 5.47 | 5.69 | 3.83% | 5.45 | 5.63 | 3.26% |
| Sous-bande3 | 5.72 | 5.97 | 4.32% | 5.82 | 6.1 | 4.68% |
| Large bande | 4.79 | 6.6 | 31.83% | 4.54 | 6.75 | 39.14% |

Tab. 3.2 Tableau récapitulatif des performances en termes de fréquence et de largeur de bande.

3.4. Implémentation expérimentale en utilisant des switches réels

Pour implémenter l'approche proposée avec de vrais commutateurs, des diodes PIN de type BAR50-2V ont été utilisées. Cependant, comme le concept proposé est applicable à pratiquement toutes les fréquences, on a opté pour translater les fréquences de travail vers le bas pour, à la fois, avoir de plus grandes dimensions de l'antenne afin de pouvoir manipuler et souder à l'aise, et aussi pour s'éloigner de la fréquence limite des diodes choisies, qui est de 6 GHz. La figure 3.30 montre le schéma de l'antenne avec les nouveaux paramètres géométriques choisis pour descendre en fréquence. Cette figure se contente de montrer l'emplacement des switches qui sont représentés par des rectangles noir. Cependant, les switches sont des diodes qui doivent être polarisées et avoir des tensions différentes sur

leurs anodes et cathodes. Pour cela, des fentes de 0.4 mm de largeur sont introduites dans le plan de masse pour séparer les deux bornes de chaque diode et avoir une isolation DC entre elles. Toutefois, afin d'assurer une continuité RF du plan de masse, des capacités RF de 100 pF sont utilisées pour enjamber le vide introduit par les fentes de polarisation. Ces capacités fournissent presque un court-circuit (moins de 0.6 Ohms) aux fréquences de fonctionnement (GHz). La figure 3.31, donne le schéma final de l'antenne. Les valeurs des différents paramètres géométriques de l'antenne sont résumées dans le tableau 3.3.

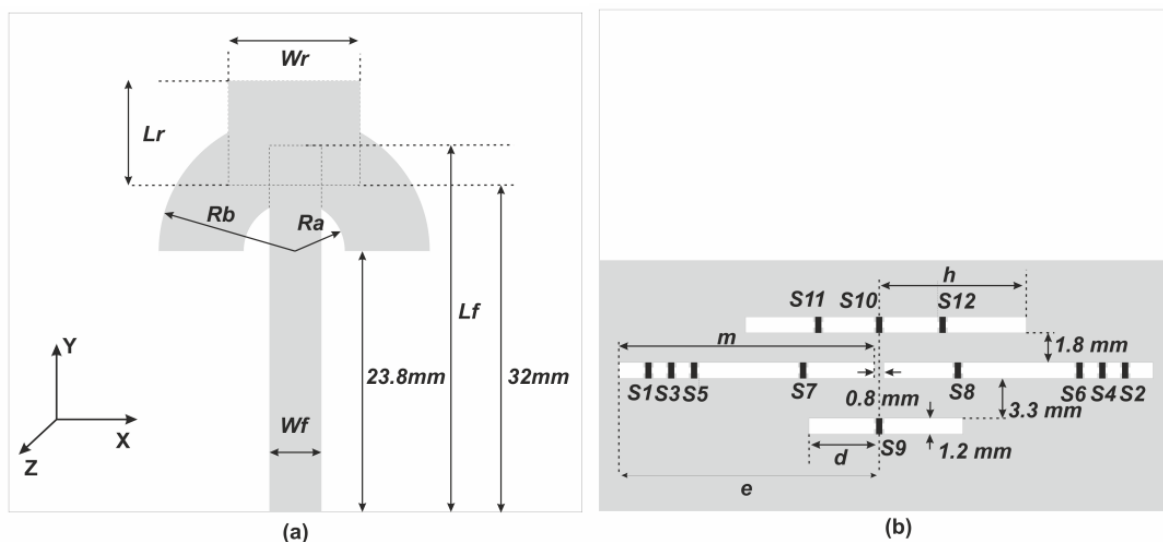


Fig. 3.30 Nouvelles dimensions de l'antenne et l'emplacement des switches.

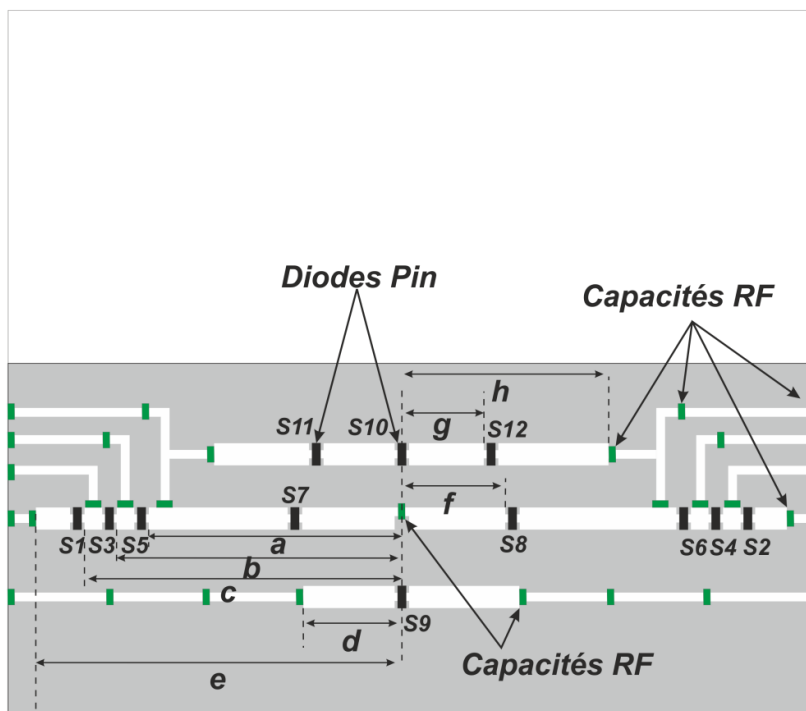


Fig. 3.31: Schéma du plan de masse avec le circuit de polarisation et les capacités de découplage.

| Paramètre | Valeur (mm) | Paramètre | Valeur (mm) |
|-----------|-------------|-----------|-------------|
| a | 23.6 | g | 5.6 |
| b | 25.6 | h | 17.7 |
| c | 27.6 | Wf | 3 |
| d | 7.5 | Lf | 37.4 |
| e | 30 | Wr | 10 |
| f | 8.6 | Lr | 8 |
| Ra | 3.6 | Rb | 14.04 |
| Wg | 68 | Lg | 22.525 |
| W | 68 | L | 51 |

Tab. 3.3 Nouvelles valeurs des paramètres géométriques.

La taille totale de l'antenne maintenant est de $68 \times 51 \text{ mm}^2$. Pour faire fonctionner l'antenne dans les cinq modes de fonctionnement qui sont, le mode large bande ou une de ses quatre sous-bandes étroites, des diodes PIN (S1-S12) sont intégrées sur les fentes constituant notre filtre tel que représenté sur la figure 3.31. La largeur de la fente à l'emplacement des switches a été réduite de 1.2 mm à 0.6 mm afin de respecter les dimensions des diodes ($1.6 \times 0.8 \text{ mm}^2$) d'une part et afin de repérer leurs emplacements pendant la phase de réalisation et de soudage. Pour prendre en compte leur effet dans la simulation, les paramètres S du composant fournis par le constructeur ont été introduits pendant la phase de conception et de simulation de l'antenne (fig. 3.32). Les configurations des diodes (passante ou bloquante) pour chaque mode de fonctionnement sont résumées dans le tableau 3.4. Le coefficient de réflexion obtenu par simulation pour les 05 modes de fonctionnement est représenté dans la figure 3.33.

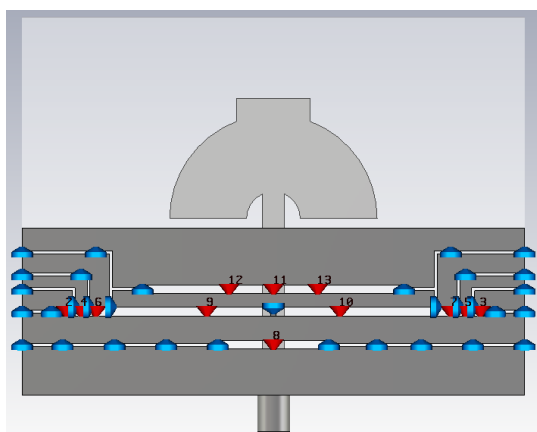


Fig. 3.32 Simulation de l'antenne avec CST Microwave studio.

| Configuration | Modes de fonctionnement | | | | |
|---------------|-------------------------|--------------|--------------|--------------|---------|
| | Sous-bande 1 | Sous-bande 2 | Sous-bande 3 | Sous-bande 4 | Mode LB |
| S1 | off | on | off | off | off |
| S2 | off | on | off | off | off |
| S3 | off | off | on | off | off |
| S4 | off | off | on | off | off |
| S5 | off | off | off | on | off |
| S6 | off | off | off | on | off |
| S7-S12 | off | off | off | off | on |

Tab. 3.4 Configurations des diodes pour les cinq modes de fonctionnement.

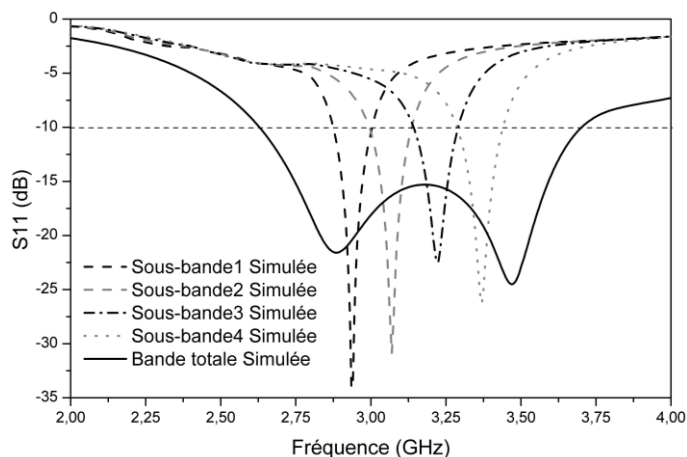


Fig. 3.33: S_{11} simulé pour les cinq modes de fonctionnement en incluant les diodes et le circuit de polarisation.

Afin de voir l'effet de notre circuit de polarisation ainsi que l'utilisation de diodes réelles pendant la phase de simulation sur le rayonnement de l'antenne proposée, une étude du diagramme de rayonnement a été réalisée. La figure 3.34; montre la superposition du diagramme de rayonnement polaire pour les cinq modes de fonctionnement et pour différents plans ($\varphi=0^\circ, \varphi=90^\circ$ et $\theta=90^\circ$). Les résultats obtenus ont la même forme que ceux obtenus précédemment en utilisant des switches idéaux. En calculant la distribution des courants de surface sur la structure à différents modes de fonctionnement et à différentes fréquences, on obtient également des résultats très similaires à ceux correspondant au cas de switches idéaux, comme en témoignent les courbes de la figure 3.35.

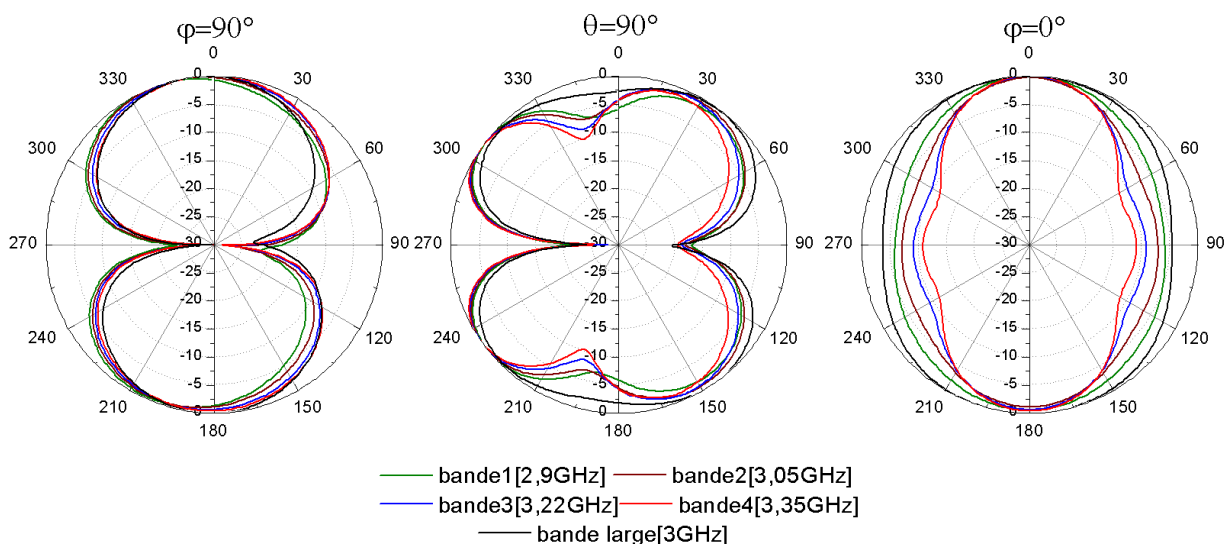


Fig. 3.34 Superposition du diagramme de rayonnement pour les cinq modes de fonctionnement.

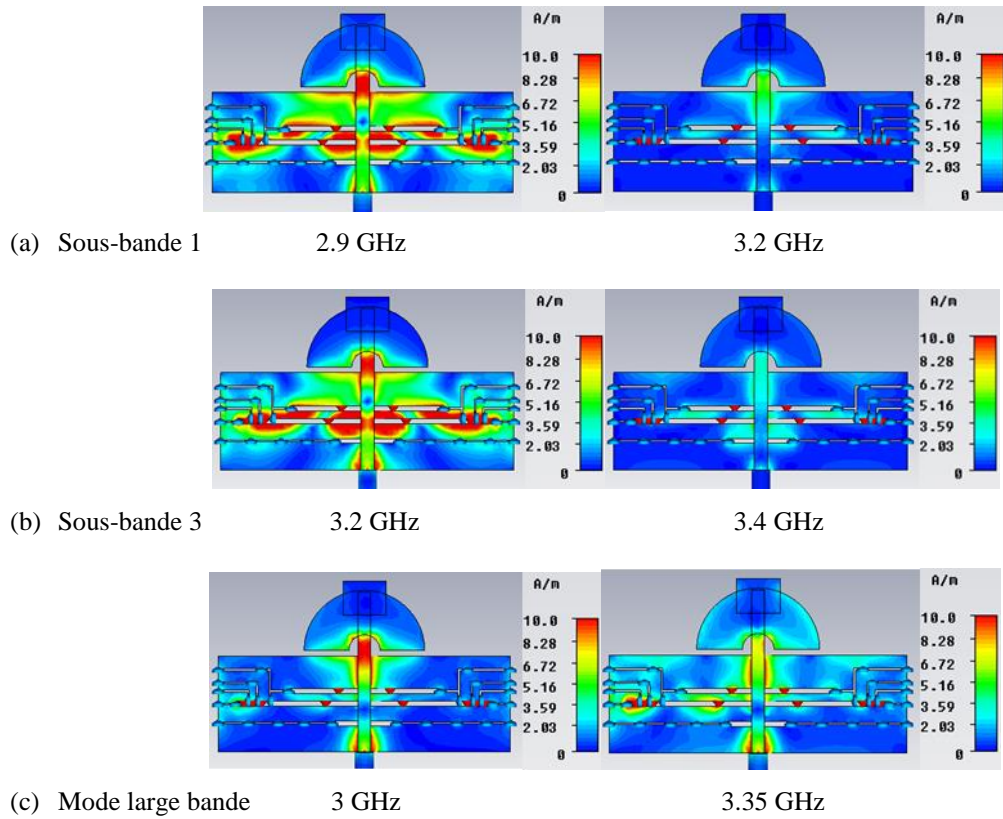


Fig. 3.35 Distribution de courant surfacique pour plusieurs configurations.

3.4.1. Résultats Expérimentaux

Afin de mesurer les performances de l'antenne proposée avec le circuit de reconfiguration en fréquence, un prototype a été réalisé sur du substrat de type verre époxy de permittivité 4.3 et d'épaisseur 1.6 mm. Pour polariser les diodes avec des tensions continues de l'ordre de 5 V, neuf (9) fils électriques et une alimentation stabilisée intégrant un limiteur de courant réglable ont été utilisées. La figure 3.36 montre la photo du prototype final avec le circuit de polarisation et les diodes Pin soudées sur la structure.

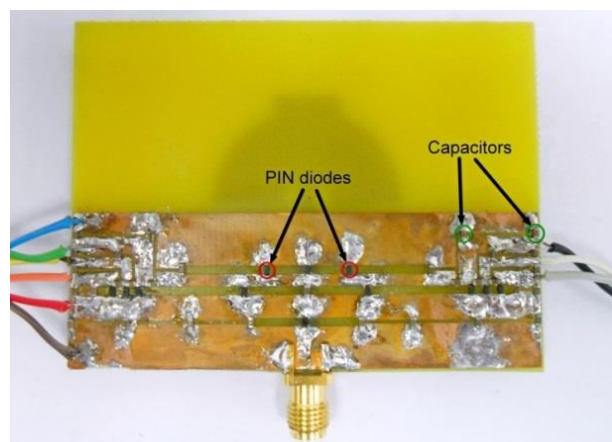


Fig. 3.36 Photographie du prototype réalisé (façade arrière).

La gamme de fréquence de fonctionnement de la diode BAR50-2V s'étend de 10 MHz à 6 GHz. Elle a une faible résistance en polarisation directe et une faible capacité à zéro (0) volt (état bloqué). La diode Pin comporte une résistance RF commandée en courant, qui diminue lorsque le courant de polarisation en directe augmente. Un courant de 100 mA (valeur maximale) appliqué aux diodes polarisées en sens direct garantit que la résistance parasite de la diode est minimale.

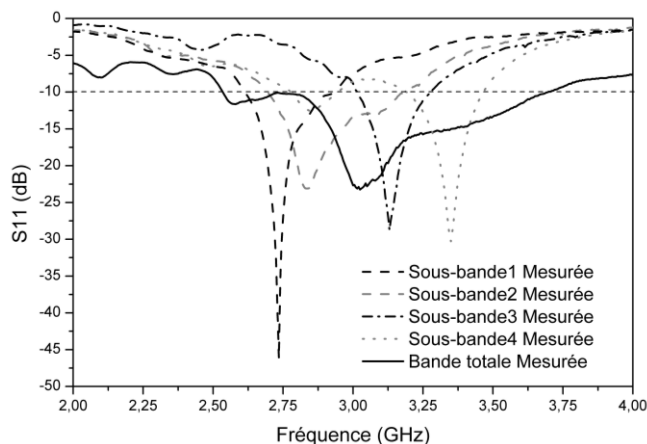


Fig. 3.37 Superposition du paramètre S_{11} mesuré pour les 5 modes de fonctionnement.

La figure 3.37 représente la superposition des paramètres S_{11} de l'antenne, mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel de type Rohde & Schwarz (fig.3.38-a) correspondant aux cinq configurations sélectionnées du tableau 3.4. On remarque que les résultats des mesures montrent clairement que l'antenne a la capacité de fonctionner soit dans le mode large bande ou dans une des quatre sous-bandes. Toutefois, en comparant les résultats des simulations avec ceux des mesures, on constate des décalages de fréquence ; le décalage est minimum dans le cas sous-bande 4 et il augmente à mesure qu'on se dirige vers le fonctionnement en sous-bande 1. On croit que ces changements sont dus au fait que la valeur de la capacité parasite à l'état bloqué des diodes Pin, fournie par le constructeur, est plus petite que dans la réalité. En effet, en se référant à la figure 3.30 ou la figure 3.31, en mode de fonctionnement sous-bande 4, S5 et S6 sont activés et se comportent donc comme de faibles résistances masquant l'effet des switches S1 à S4 qui viennent après S5 et S6. Dans ce cas, le décalage entre la courbe simulée et mesurée de S_{11} est très faible. Dans le cas de la sous-bande 3, S3 et S4 sont activés alors que les switches S5 et S6, qui les précèdent, sont en mode bloqué où ils se comportent comme des capacités. A cause de l'imprécision dans la valeur de cette capacité parasite, le décalage entre les S_{11} simulés et mesurés augmente. Dans le cas de la sous-bande 2, S1 et S2 sont sous tension et les capacités parasites des quatre diodes S3 à S6 sont en mode bloqué. Dans ce cas, on a deux capacités en parallèle, dans chaque côté de l'antenne, donnant une capacité équivalente égale à la somme des deux. Conséquemment, l'imprécision dans la valeur de la capacité crée un décalage en fréquence plus grand. Le décalage en fréquence est maximum pour le cas de la sous-bande 1 où les six switches sont en état bloqués, ce qui donne un équivalent de trois capacités en parallèle.

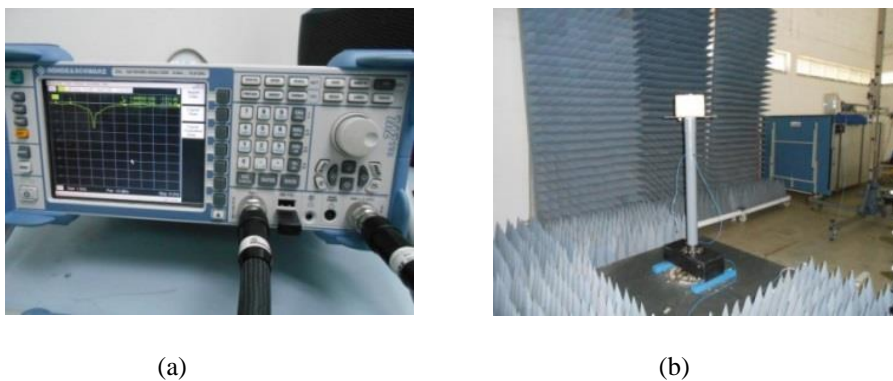


Fig. 3.38 Banc de mesure : a) Analyseur de réseaux, b) Chambre anéchoïque.

L'étape suivante, dans la validation expérimentale de l'approche proposée, a consisté à mesurer les diagrammes de rayonnement de l'antenne (fig.3.38-b). À titre d'exemple, la superposition des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour le mode large bande et le mode sous-bande 1 sont représentés dans les figures 3.39 et 3.40 dans les plans E et H et aux fréquences 3.26 GHz et 2.86 GHz respectivement. Le mode large bande correspond au cas impliquant le nombre maximum de commutateurs activés et le mode bande étroite sous-bande 1 correspond au nombre maximum de commutateurs désactivés (voir tab. 3.4). Comme on peut le voir, il y a un accord raisonnable entre les mesures et les simulations dans les deux plans. L'antenne présente des diagrammes de rayonnement similaires à celles d'un monopôle dans le plan d'azimut, car elle a tendance à émettre dans toutes les directions (omnidirectionnelles). Dans le plan d'élévation, la forme du diagramme de rayonnement mesuré est légèrement différente de celle obtenue par simulation, mais la différence est considérée comme étant à l'intérieur de limites raisonnables. En plus, les deux modes de mesure correspondent aux pires scénarios, alors on peut dire que le circuit de polarisation et la commutation entre les différents modes n'affectent pas considérablement les propriétés de rayonnement de l'antenne proposée.

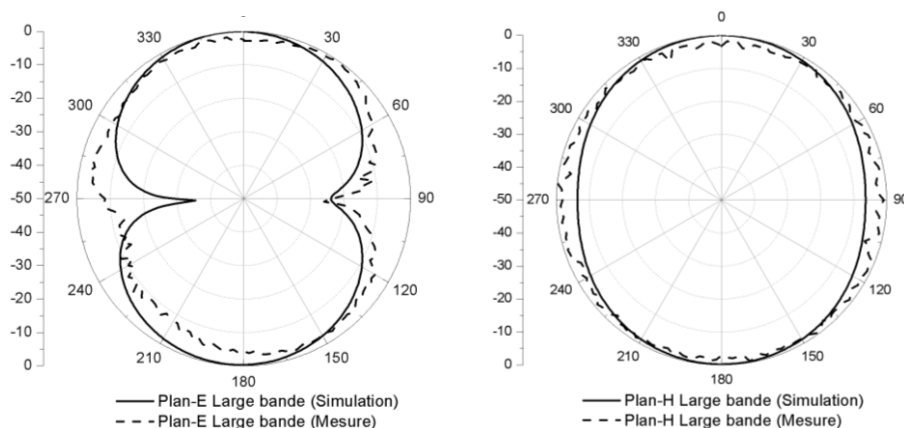


Fig. 3.39 Diagrammes de rayonnement pour le mode large bande dans le plan E et H à 3.26 GHz.

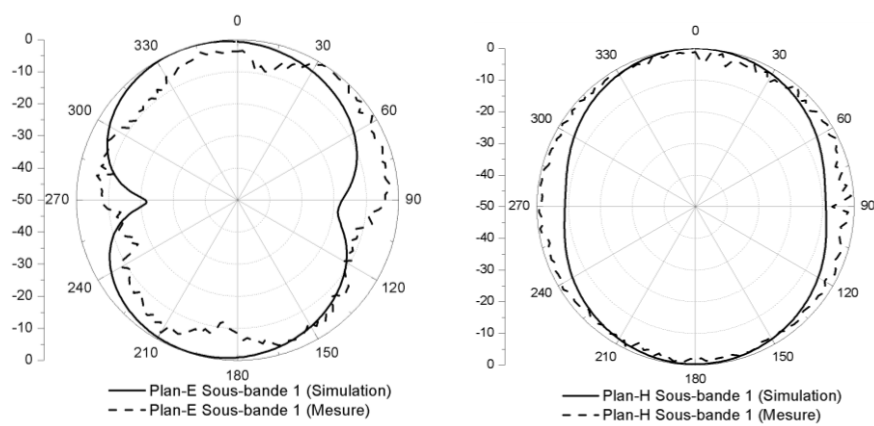


Fig. 3.40 Diagrammes de rayonnement pour le mode sous-bande 1 dans le plan E et H à 2.86 GHz.

3.5. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre deux prototypes d'antennes reconfigurable en fréquence permettant de subdiviser une largeur de bande de travail donnée en plusieurs sous-bandes grâce à deux approches différentes basées sur le filtrage à l'intérieur du plan de masse de l'antenne. On a montré comment, à partir d'un monopole Ultra-Large-Bande ou d'une largeur de bande limitée, on pouvait modifier la distribution du courant dans la structure de l'antenne pour avoir un comportement en bande étroite, et ensuite translater cette bande sur une large bande de travail. L'antenne dans ce cas-là peut basculer entre un mode de fonctionnement à bande large vers un mode de fonctionnement en bande étroite et vis-versa. L'approche jugée la plus originale a été implémentée avec des switches réels de type BAR50-2V (diodes Pin). Les résultats expérimentaux obtenus ont montré un bon accord avec ceux obtenus par simulation, validant ainsi, l'approche proposée. Le dernier prototype proposé a fait l'objet d'une publication dans le journal IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.

Les deux antennes proposées seraient idéales pour les radios cognitives où ces dernières doivent effectuer, en mode perception (sensing), des mesures sur une large plage de fréquences pour trouver la meilleure portion pour y communiquer en mode opération. Ainsi, en mode perception, la radio utiliserait l'antenne dans son fonctionnement relativement large-bande pour avoir accès à toute la plage d'intérêt. Une fois la sous-bande présentant les meilleures conditions trouvée, la radio utilisera l'antenne pour occuper la sous-bande désirée pour y communiquer dans les meilleures conditions possibles.

Bibliographie Chapitre 3

- [1] Hamid Boudaghi, Mohammadnaghi Azarmanesh, and Mehdi Mehranpour, “*A Frequency-Reconfigurable Monopole Antenna Using Switchable Slotted Ground Structure*” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 11, 2012
- [2] A. Valizade, Ch. Ghobadi, J. Nourinia, and M. Ojaroudi “*A Novel Design of Reconfigurable Slot Antenna With Switchable Band Notch and Multiresonance Functions for UWB Applications*” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 11, 2012
- [3] Hamid, M R, Gardner, P, Hall, P S and Ghanem, F, “*Vivaldi with Tunable Narrow band Rejection*”, Wiley Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 53, Issue 5, pp. 1125-1128, 2011
- [4] Huda A. Majid, Muhammad Kamal A. Rahim, Mohamad Rijal Hamid, and Muhammad Faizal Ismail, “*Frequency and Pattern Reconfigurable Slot Antenna*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 62, Issue 10, pp. 5339 – 5343, October. 2014
- [5] M. Hamid, P.S. Hall, P. Gardner, and F. Ghanem, “*Vivaldi Antenna with Integrated Switchable Band Pass Resonator*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 59, Issue 11, pp. 4008 – 4015, Nov. 2011
- [6] Alireza Pourghorban Saghati, Mohammadnaghi Azarmanesh, and Reza Zaker, “*A Novel Switchable Single and Multifrequency Triple-Slot Antenna for 2.4-GHz Bluetooth, 3.5-GHz WiMax, and 5.8-GHz WLAN*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 9, pp. 534-537, 2010.
- [7] Tamer Aboufoul, Akram Alomainy, and Clive Parini, “*Reconfiguring UWB Monopole Antenna for Cognitive Radio Applications Using GaAs FET Switches*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 11, 2012.
- [8] F. Ghanem and P.S. Hall, “*A two-port frequency reconfigurable antenna for cognitive radios*”, Electronics Letters, Vol. 45, Issue 11, pp. 534-536, May 2009.

Chapitre 4

Antenne reconfigurable en largeur de bande

CHAPITRE 4

ANTENNE RECONFIGURABLE EN LARGEUR DE BANDE

4.1. Introduction

Les radios cognitives (RC) ont attiré l'intérêt des chercheurs dans divers domaines en relation avec les communications [1] - [4]. D'un point de vue antenne, la littérature est riche en exemples d'antennes reconfigurables en fréquence capables de satisfaire le besoin de changer de bande de fonctionnement. Cependant, la plupart de ces antennes concernent une translation des bandes de fréquences ou d'une commutation entre un fonctionnement large bande et un fonctionnement en sous-bande [5]-[9]. Dans le contexte de la radio cognitive ou tout autre système sans fil reconfigurable en fréquence, il est considéré que proposer des antennes capables de varier leur bande passante convient également, en particulier pour les systèmes ULB qui transmettent le signal sur une large partie du spectre avec de faibles niveaux d'énergie [10]-[11]. En effet, dans le cas d'un besoin d'ajuster le taux de répétition des impulsions, soit en raison d'un changement dans l'environnement de communication, ou un changement dans les besoins de l'application, alors la radio cognitive peut décider de changer la largeur de bande sur laquelle elle effectue l'intégration de ses signaux.

D'autre part, il est bien connu que le niveau de bruit dans les systèmes est donné par $N=k.T.B$ où k est la constante de Boltzmann, T est la température du système et B est la bande passante du système. Cela signifie que plus il y aura de bande passante système, plus il y aura de bruit récolté. Ainsi, pour n'importe quel système, les meilleures performances, en termes de réduction du bruit, correspondent au cas où la bande passante du système (y compris l'antenne) correspond exactement à la largeur de bande du signal. Dans les systèmes pratiques, quand la largeur de bande de l'antenne est plus large que celle du signal, des filtres RF (qui sont habituellement encombrants) sont employés à l'entrée pour atténuer les signaux extérieurs à la bande de travail. Cependant, si on peut mettre un peu de ce filtrage au niveau d'antenne, par la reconfiguration en fréquence, pour ajuster la bande passante (la largeur de

bande) du système à celui du signal utile, ceci réduira le niveau de suppression que les filtres frontaux doivent apporter à l'entrée, réduisant ainsi la taille des filtres et donc la complexité matérielle.

Dans ce chapitre, on présente une antenne reconfigurable en largeur de bande, capable d'ajuster graduellement sa largeur de bande en gardant la limite inférieure fixe et en variant celle supérieure. Dans cette partie, on va tenter de bien expliquer toute la démarche et le rôle de chaque élément de l'antenne, et de donner tout le cycle de développement, depuis les premières simulations d'investigation jusqu'à la fabrication du prototype final avec des switches réels. Pour cela, on va faire tout le travail dans les basses fréquences où les dimensions de l'antenne permettent de travailler à l'aise aussi bien d'un point de vue résolution de fabrication que le soudage des différents éléments. Comme l'approche proposée est facilement translatable en fréquence et qu'elle permet d'offrir beaucoup plus de modes de fonctionnement, la suite du chapitre va consister à présenter son potentiel en termes des différentes possibilités qu'elle offre. Ainsi, un mode de fonctionnement en basses fréquences avec translation de bande, un deuxième en moyennes fréquences en bande étroite avec translation de fréquence, un troisième en hautes fréquences et un quatrième en mode ULB seront présentés.

4.2. Reconfiguration en largeur de bande avec limite inférieure fixe

4.2.1. Approche proposée

Cette section présente une antenne reconfigurable en largeur de bande de fréquences ayant une limite inférieure fixe et une limite supérieure variable. Avant de commencer à présenter l'approche proposée, il est utile de faire ressortir le défi de l'objectif. Pour cela, on commence par considérer le disque-monopole classique représenté dans la figure 4.1.

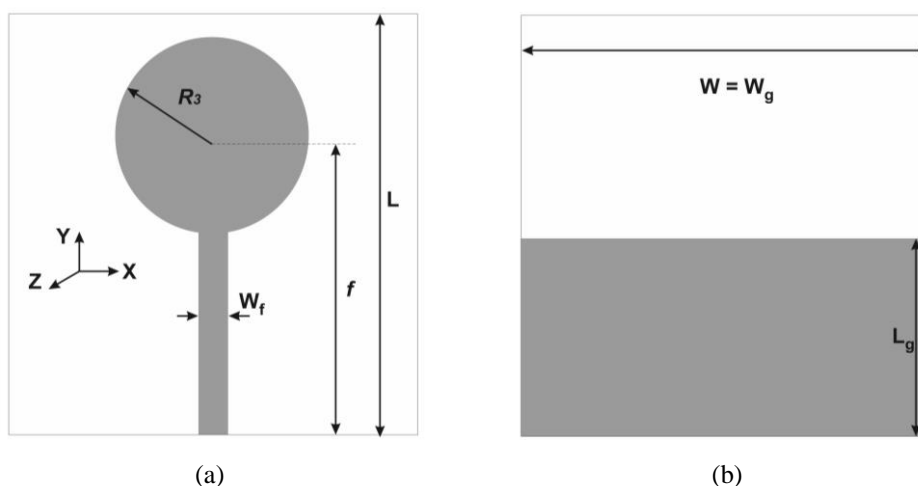


Fig. 4.1 Schéma de l'antenne de base : a) vue de dessus ; b) vue de dessous.

Si on imprime une fente verticale dans le plan de masse de l'antenne, on remarquera alors la création d'une encoche (notch) dans la réponse de l'antenne, à une fréquence qui dépend de la longueur L de cette première. Comme on peut le voir sur la figure 4.2, quand on met la fente à une distance $D = 16$

mm du centre, une longueur de fente $L = 11.6$ mm produit une encoche à la fréquence 3.67 GHz. A une longueur $L = 17.6$ mm, l'encoche est créée à 2.97 GHz.

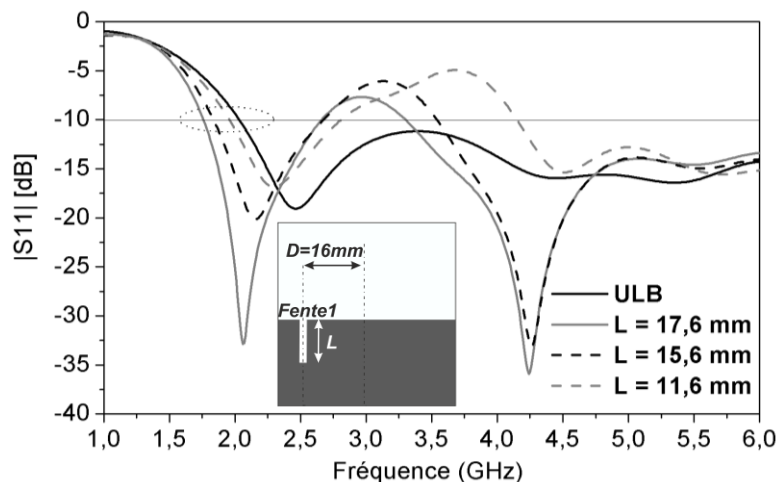


Fig. 4.2 Paramètres S_{11} Simulés de l'antenne avec une fente à différentes longueurs.

Il est important de mentionner ici que la position horizontale de la fente D a un effet sur la fréquence de résonance de l'encoche. En effet, si la fente est décalée vers l'axe central de la structure, alors la fréquence de l'encoche augmente. Une investigation pour trouver la relation entre le décalage horizontal " d " dans D et l'augmentation " l " dans L a révélé que pour maintenir la même fréquence de résonance de l'encoche, toute augmentation " l " dans L nécessite une diminution " d " dans la distance D par un facteur de 3.6. Le tableau 4.1 donne les valeurs de " l " et " d " pour maintenir une fréquence d'encoche de 3.79 GHz pour $L = 11$ mm et $D = 16$ mm.

| | | | |
|-----------------------------------|------|------|------|
| Diminution de longueur d (mm) | 3 | 5 | 8 |
| Augmentation de longueur l (mm) | 0.83 | 1.38 | 2.22 |
| d/l | 3.6 | 3.6 | 3.6 |

Tab. 4.1 Relation entre les variations de longueur " d " et " l " à $D = 16$ mm et $L = 11$ mm, respectivement, pour maintenir la même fréquence de résonance d'encoche de 3.79 GHz.

En prenant en compte le facteur 3.6 entre les longueurs horizontale et verticale, la longueur électrique totale $(L + D/3.6)$ de la fente se trouve être de 0.4λ .

Un point important à relever ici est la variation de la limite inférieure de la bande d'opération de l'antenne qui s'associe avec la variation de la longueur de la fente. Ceci fait apparaître clairement la difficulté de changer la largeur de bande de l'antenne tout en gardant la limite inférieure fixe, quand on veut utiliser les fentes dans le plan de masse comme instrument de conception.

Pour arriver à l'objectif fixé, il est proposé d'incorporer, dans le plan de masse de l'antenne, quatre fentes verticales et une fente en forme d'anneau shunté (court-circuitée) avec une pine (via), comme illustré dans la figure 4.3. L'antenne est conçue sur un substrat FR-4 de $56 \times 54 \text{ mm}^2$, ayant une

constante diélectrique ϵ_r de 4.3, une épaisseur de 1.6 mm et des pertes tangentielles de 0.018. L'élément rayonnant est alimenté avec une ligne micro-ruban de 3 mm de largeur.

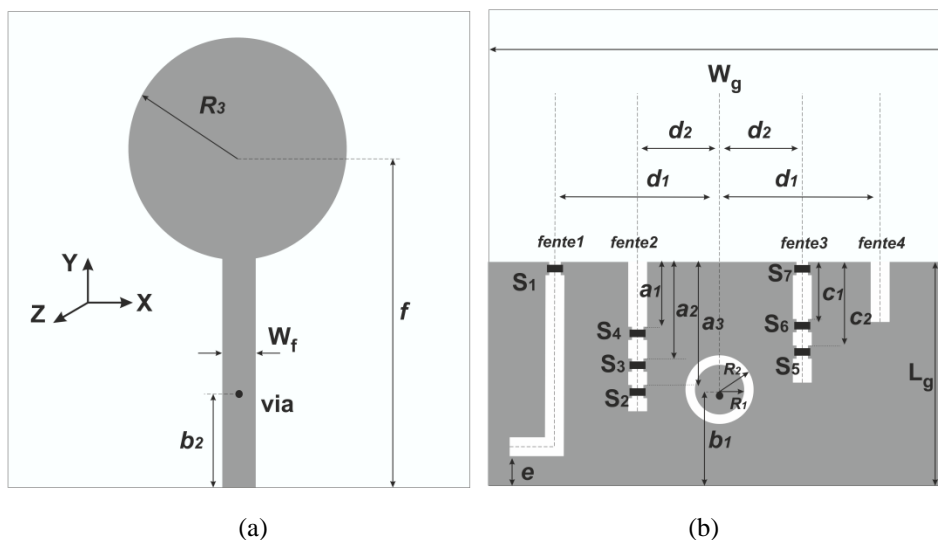


Fig. 4.3 Schéma de l'antenne proposée avec des switches idéaux : a) Vue de dessus ; b) Vue de dessous.

La fente en anneau shunté, qu'on désignera filtre HF, situé au milieu du plan de masse a un rayon intérieur de 3 mm et un rayon extérieur de 3.5 mm. Elle est utilisée pour limiter la largeur de bande de l'antenne et filtrer les fréquences supérieures, puisque la fréquence maximum de travail des diodes PIN utilisées dans ce travail est de 6 GHz. La figure 4.4-a montre bien l'effet filtrant de cet anneau shunté en superposant les paramètres S de l'antenne obtenus, avec et sans le filtrage HF.

Les quatre fentes, de largeur 1.2 mm et de longueurs différentes, de la figure 4.3 sont arrangées symétriquement par rapport à l'axe de la ligne d'alimentation, à des distances égales à $d_2 = 8$ mm et $d_1 = 16$ mm. Les longueurs des quatre différentes fentes sont respectivement de 21.5 mm, 14.5 mm, 13.5 mm et 4.5 mm. Les petits rectangles noirs le long des fentes 1 à 3 représentent les switches qui sont utilisés pour varier les longueurs électriques des fentes. Le tableau 4.2 donne les valeurs des paramètres géométriques de l'antenne illustrée dans la figure 4.3.

| Paramètre | Valeur (mm) | Paramètre | Valeur (mm) |
|-----------|-------------|-----------|-------------|
| a_1 | 6.5 | f | 37.65 |
| a_2 | 9.5 | h | 1.6 |
| a_3 | 11.5 | W_f | 3 |
| b_1 | 8 | R_1 | 3 |
| b_2 | 7 | R_2 | 3.5 |
| c_1 | 4.5 | R_3 | 15.5 |
| c_2 | 7.5 | e | 1.9 |
| W_g | 56 | L_g | 21.5 |
| W | 56 | L | 54 |

Tab. 4.2 Valeurs des différents paramètres physiques de l'antenne.

Pour obtenir une limite inférieure de la bande fixe, fente1 est utilisée pour créer une nouvelle résonance à une fréquence en dehors de la bande d'opération du monopôle, seul. Il est bien connu que

lorsqu'on ajuste la longueur de la fente pour résonner à l'intérieur de la bande, alors celle-ci crée une encoche. Cependant, lorsque la résonance tombe en dehors de la bande d'opération, dans ce cas, la fente crée de nouvelles fréquences d'opération, comme montré dans la figure 4.4-b. La propriété intéressante de ces nouvelles fréquences est qu'elles ne se couplent presque pas ou interagissent très peu avec d'autres résonances se trouvant à l'intérieur de la bande d'opération du monopole. C'est ce qui permet d'avoir une limite inférieure de la bande fixe, même lorsqu'on translate les résonances des autres fentes.

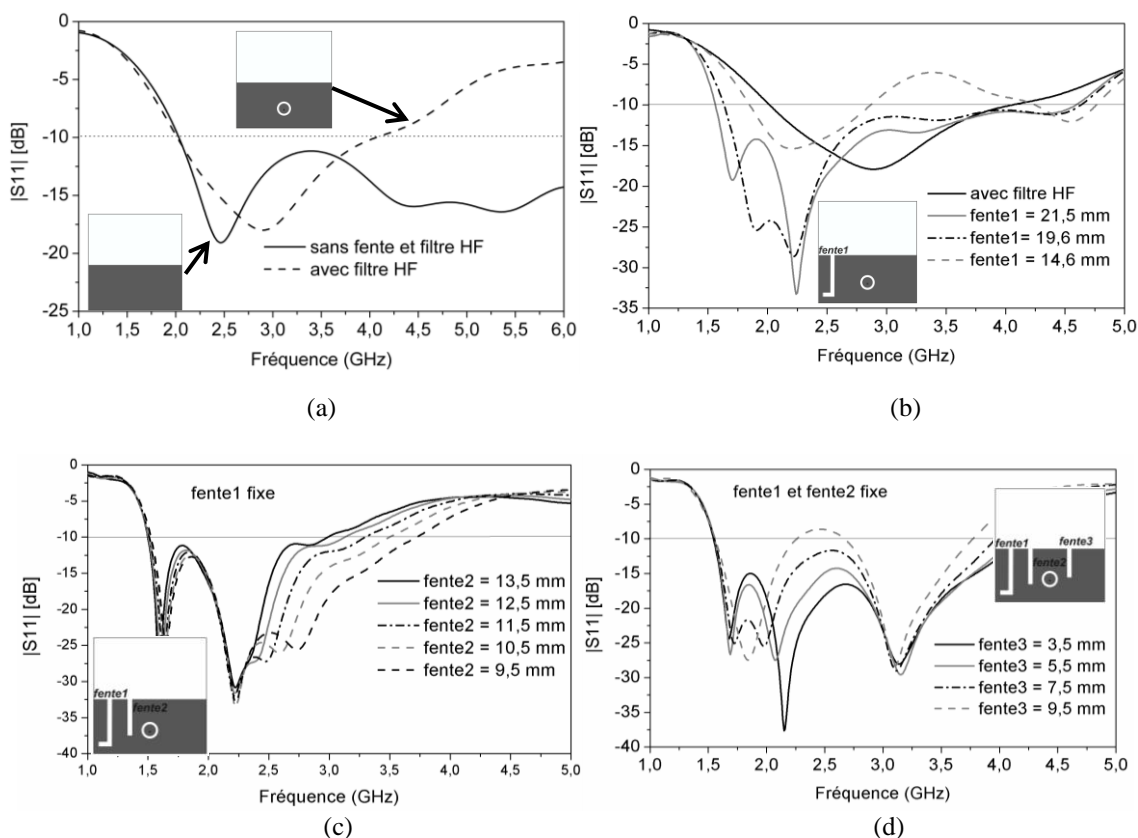


Fig. 4.4 Paramètre S_{11} simulé de l'antenne.

a) avec et sans filtre HF, b) pour différentes longueurs de la fente1, c) pour différentes longueurs de la fente2, d) pour différentes longueurs de la fente3.

Une fois la limite inférieure de la bande est fixée, pour varier la largeur de bande de l'antenne, les fréquences de résonance de fente2 et fente3 doivent être ajustées. Fente2 contrôle la résonance supérieure tandis que fente3 contrôle la fréquence intermédiaire, comme montré dans la figure. 4.4-c et la figure 4.4-d. Ainsi, pour élargir la largeur de bande de l'antenne, les longueurs des deux fentes doivent être ajustées de façon à éloigner les différentes résonances entre elles, suffisamment pour atteindre la largeur désirée mais pas assez pour que l'amplitude de S_{11} remonte au-dessus de -10 dB à l'intérieur de la bande. Si, par contre, on veut réduire la largeur de bande, alors les deux résonances doivent être rapprochées entre elles. La dernière fente, fente4, est utilisée pour renforcer le filtrage des hautes fréquences introduit par le filtre HF.

4.2.2. Implémentation avec de switches réels

Les switches utilisés dans ce travail sont des diodes PIN de type BAR50-02V du constructeur Infineon. Pour pouvoir les polariser et mettre des tensions différentes entre leurs bornes, tout en étant dans le plan de masse, il est impératif d'assurer une isolation DC (courant-continu) entre les anodes et cathodes. Ceci est réalisé en imprimant dans le plan de masse des fentes de 0.4 mm de largeur entre chaque anode et cathode d'une même diode et aussi entre chaque deux diodes. Cependant, pour avoir une continuité RF, puisqu'il s'agit d'un plan de masse, des capacités de 100 pF sont utilisées pour enjamber les fentes tout en présentant de très faibles impédances (0.6Ω à 2.5 GHz) aux fréquences de fonctionnement. La figure 4.5 montre le schéma mis à jour du plan de masse de l'antenne proposée avec le circuit de polarisation.

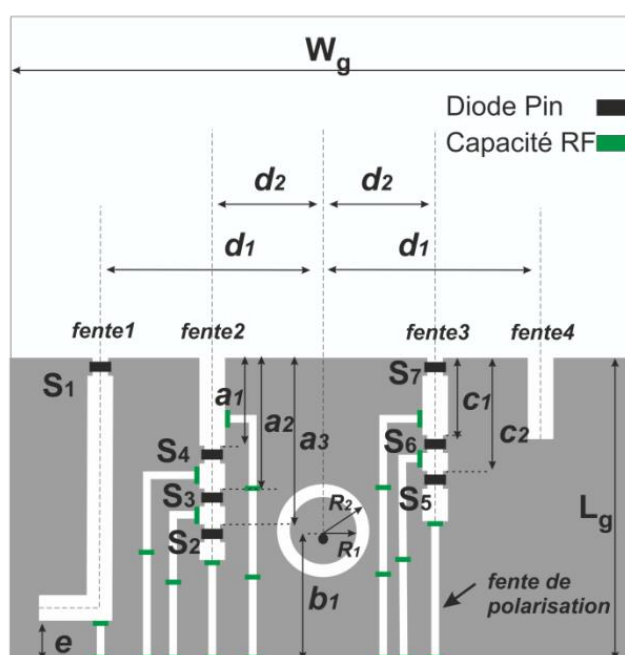


Fig. 4.5 Schéma du plan de masse avec le circuit de polarisation.

En utilisant l'approche proposée, il a été possible de doter l'antenne de la capacité de faire varier graduellement sa largeur de bande tout en gardant la limite inférieure fixe, de 43% à 76% dans cinq états différents, comme indiqué dans la figure 4.6-a.

En plus de sa capacité de faire varier graduellement sa largeur de bande, l'approche proposée permet d'avoir beaucoup plus de modes de fonctionnement comme annoncé dans l'introduction et comme on verra dans les prochaines sections. Cependant, en utilisant cette même antenne, on peut avoir deux autres modes de fonctionnement. En gardant la résonance créée par fente1 et en choisissant de désadapter l'antenne à l'intérieur de la bande de fonctionnement, un mode de fonctionnement en bi-bande peut être obtenu, correspondant à la courbe de mode 2 dans la figure 4.6-b. Si on choisit de supprimer la résonance de fente1, et qu'on utilise fente2 et fente3 pour rétrécir la largeur de bande, on peut obtenir un mode de fonctionnement mono-bande étroite (mode 3), tel qui est illustré dans la

figure 4.6-b. Le tableau 4.3 donne les différentes configurations des switches pour les différents modes de fonctionnement.

| Configuration | S1 | S2 | S3 | S4 | S5 | S6 | S7 |
|---------------|--------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| Mode 1 | état 1 | off | off | off | off | on | off |
| | état 2 | off | on | off | off | on | off |
| | état 3 | off | off | on | off | on | off |
| | état 4 | off | off | off | on | on | off |
| | état 5 | off | off | off | on | off | on |
| Mode 2 | off | off | off | on | off | off | off |
| Mode 3 | on | off | off | off | off | off | on |

Tab. 4.3 Configuration des switches pour les trois modes de fonctionnement.

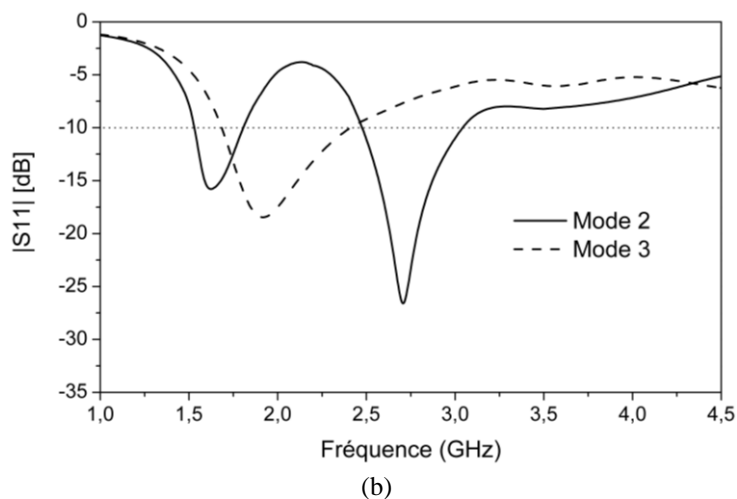
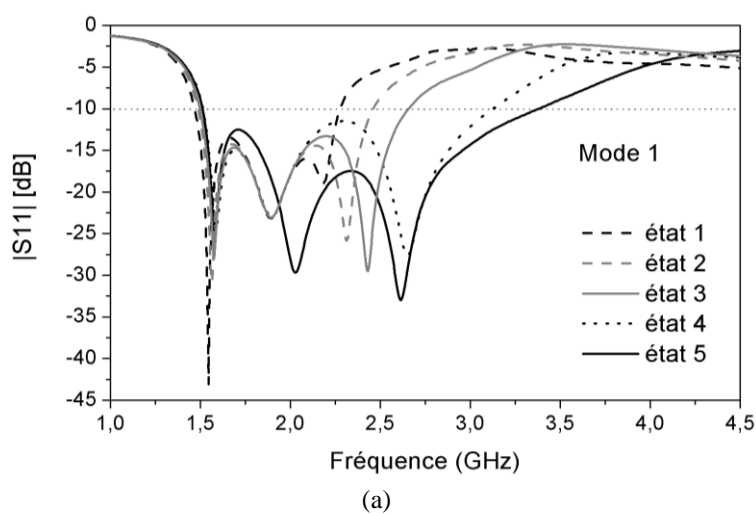


Fig. 4.6 Paramètre S_{11} simulé de l'antenne : a) Mode1, b) Mode 2 et 3.

Pour analyser plus en profondeur l'effet des fentes et des switches et du circuit de polarisation, la distribution des courants surfaciques sur la structure de l'antenne a été calculée pour l'état présentant la plus grande largeur bande du mode 1, à savoir l'état 5. La figure 4.7 donne les distributions des courants de surface pour cinq fréquences différentes.

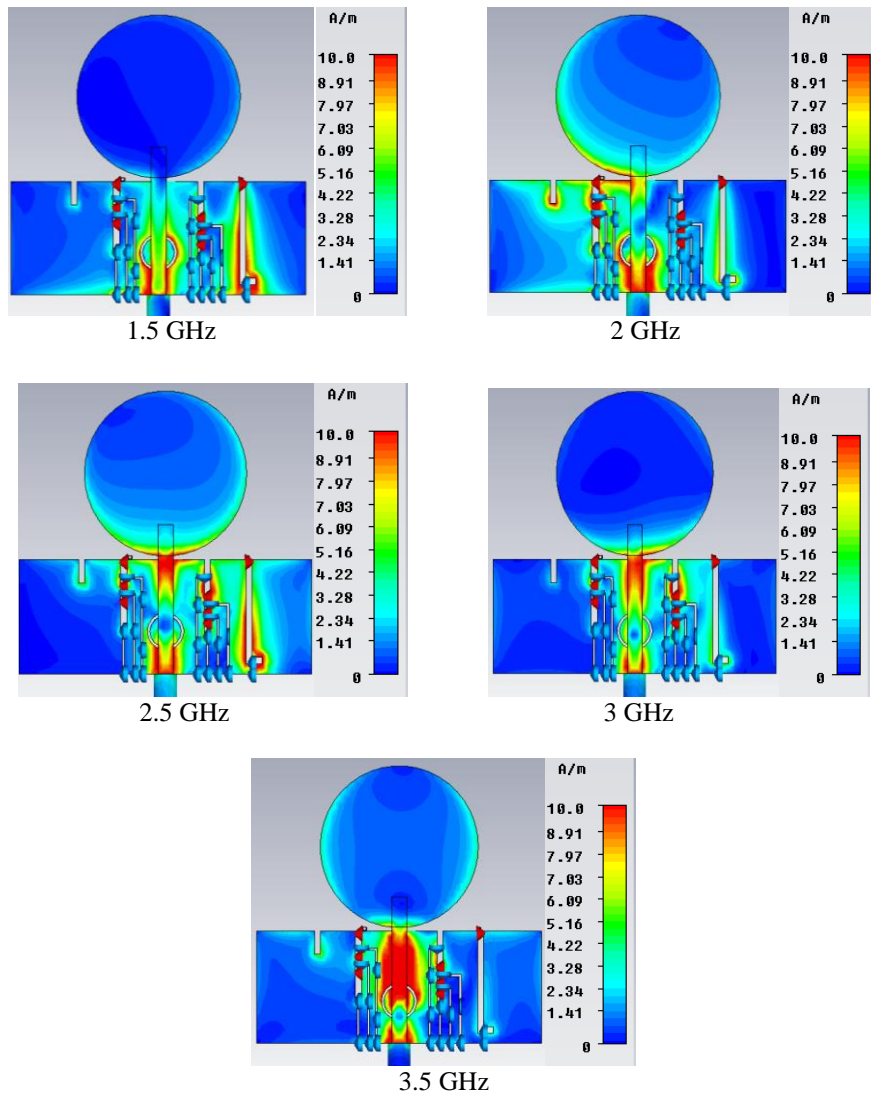


Fig. 4.7 Distribution de courant surfacique pour l'état 5 du mode 1 à différentes fréquences.

On remarque, d'après la figure 4.7, une concentration importante des courants de surface sur les fentes pour les fréquences inférieures à 2.5 GHz. Cette concentration qui modifie la circulation des courants sur la structure de l'antenne devrait s'accompagner d'un changement des propriétés de rayonnement. Pour les fréquences allant de 3 GHz et plus, la contribution des fentes devient moins importante, ce qui devrait se traduire par des diagrammes de rayonnement qui ressembleraient à ceux d'un monopole classique.

Pour analyser l'effet de l'approche proposée sur les propriétés de rayonnement, on a calculé les diagrammes de rayonnement de l'antenne et les avons superposés à ceux d'un monopole classique pour différentes fréquences de l'état 5 du mode 1 et dans les deux plans Phi (xy) et Thêta (xz). Le résultat est donné dans les deux figures 4.8 et 4.9.

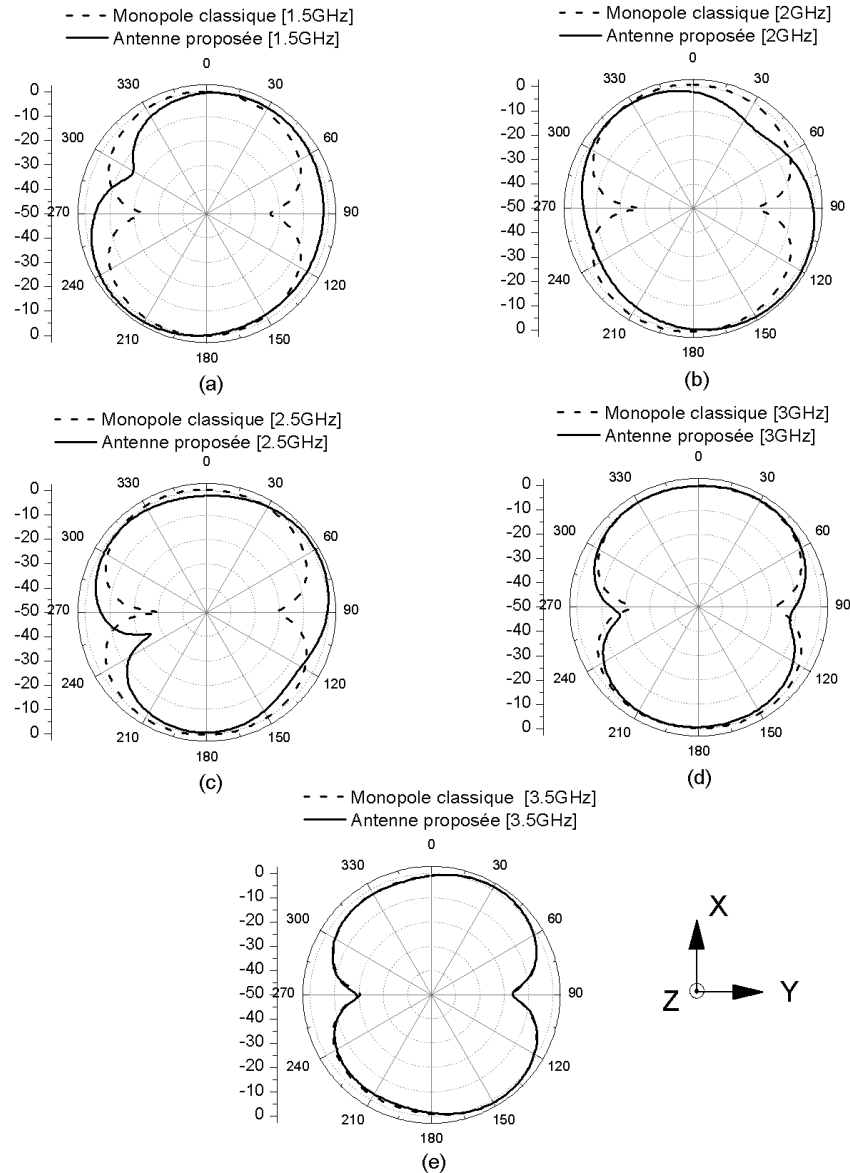


Fig. 4.8 Diagramme de rayonnement dans le plan Φ (xy) pour l'état 5 du mode 1 à différentes fréquences.

Comme on peut le voir sur la figure 4.8, et comme anticipé d'après l'analyse des courants de surface, au lieu d'avoir les diagrammes de rayonnement en forme de huit (8) pour le cas des basses fréquences, on remarque une distorsion de la forme du diagramme de rayonnement. Aux basses fréquences, les diagrammes de rayonnement commencent avec une forme similaire à celle de la figure 4.8-a à environ 1.5 GHz et ressemble à celui de la figure 4.8-b à des fréquences autour de 2 GHz, qui sont significativement différentes de celle d'un monopôle classique. Cette déformation peut être expliquée par l'examen de la figure 4.4-a où on remarque qu'aux fréquences inférieures à 2 GHz, le monopôle seul, sans les fentes, est désadapté en impédance. Cependant, lorsque la fréquence augmente au-dessus de 2.5 GHz, les diagrammes de rayonnement d'antenne commencent à ressembler à ceux d'un monopôle classique; le meilleur accord se concrétise au environ de 3.5 GHz (fig. 4.8-e).

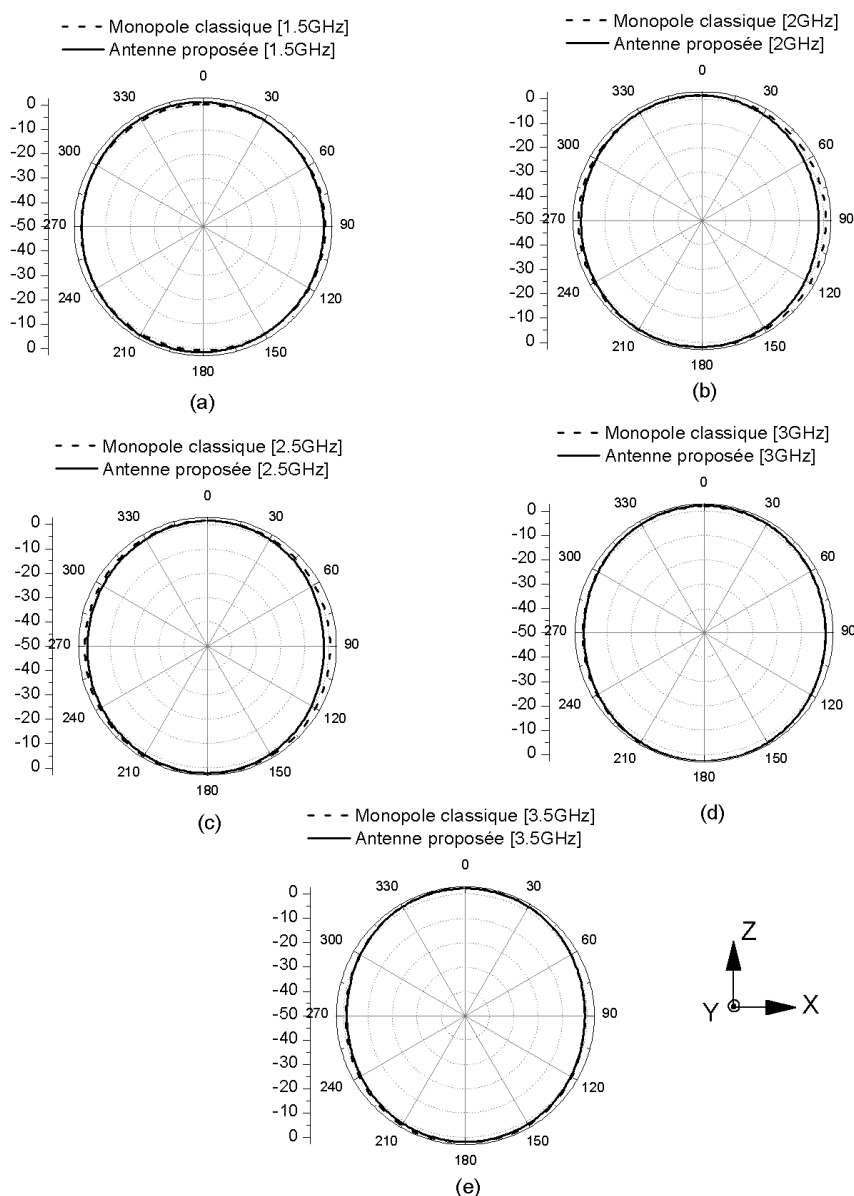


Fig. 4.9 Diagramme de rayonnement dans le plan Thêta (xz) pour l'état 5 du mode 1 à différentes fréquences.

Dans le plan Thêta (xz), les fentes et les diodes ont un effet très limité sur la forme des diagrammes de rayonnement à travers toute la bande passante, comme il est illustré dans la figure 4.9, puisque le rayonnement est quasi-omnidirectionnel sur l'ensemble de la largeur de bande.

Enfin, pour analyser le comportement des diagrammes de rayonnement de l'antenne en passant d'un état à un autre, la figure 4.10 donne, pour cinq fréquences, la superposition des différentes courbes obtenues à différents états. On signale qu'à 2 GHz et moins, l'antenne est adaptée en impédance dans les cinq états; A 2.5 GHz, l'antenne peut fonctionner selon les états 2 à 5, tandis qu'à 3 GHz, elle fonctionne selon les états 4 et 5. Aux fréquences supérieures de la bande (3.5 GHz), l'antenne peut fonctionner selon l'état 5 seulement.

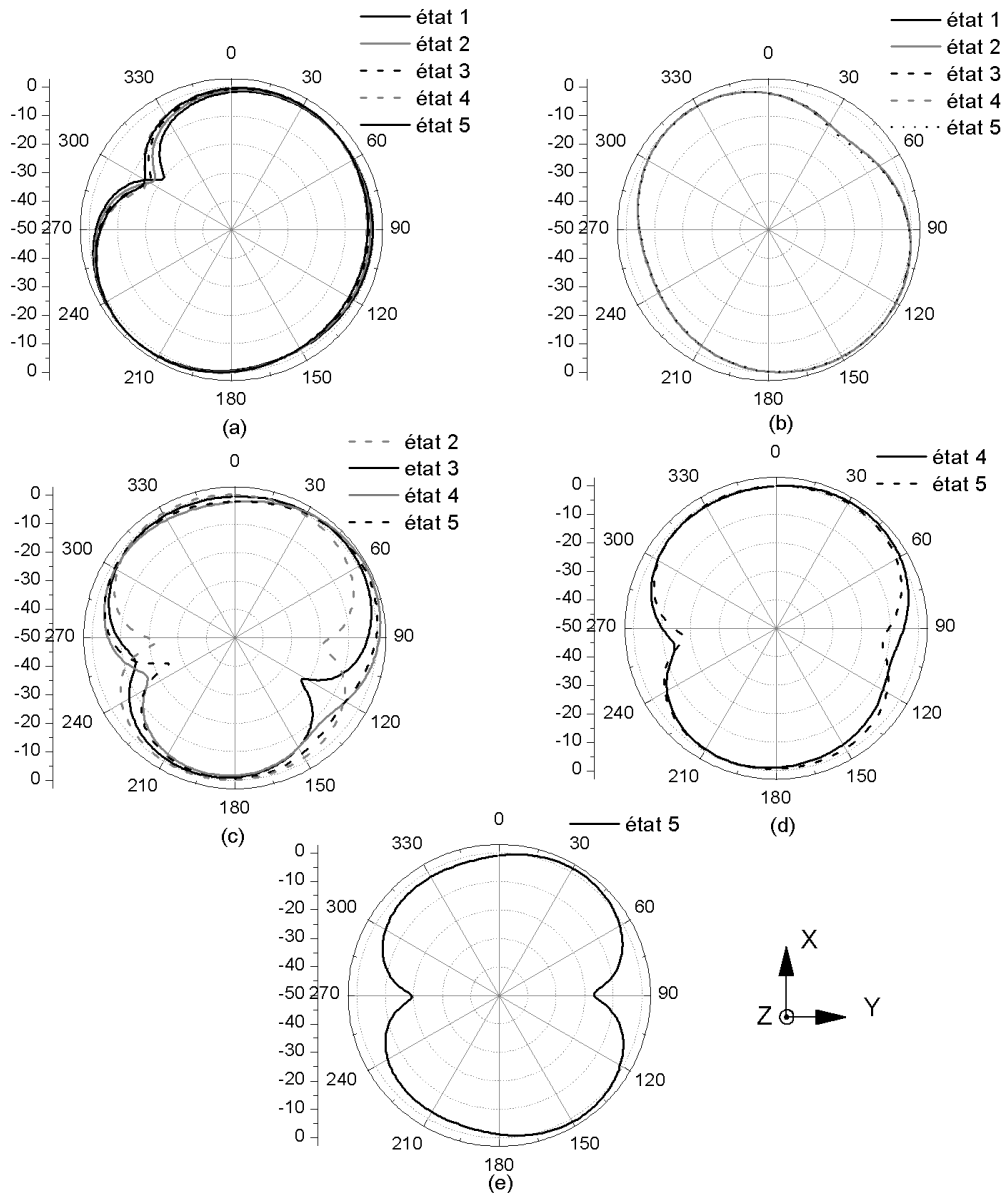
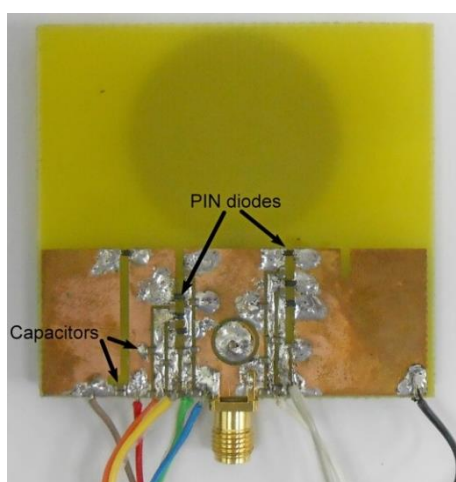


Fig. 4.10 Comparaison des diagrammes de rayonnement à différents états de fonctionnement.
a) 1.5 GHz, b) 2 GHz, c) 2.5 GHz, d) 3 GHz, e) 3.5 GHz.

L'analyse des différentes courbes de la figure 4.10 montre qu'aux basses fréquences, qui correspondent aux fréquences introduites principalement par les fentes dans le plan de masse de l'antenne (fig. 4.10-a et fig. 4.10-b), les diagrammes de rayonnement restent presque inchangés lorsque on commute entre les différents états. Quand la fréquence augmente, l'antenne commence à se comporter différemment lors du passage d'un état à un autre. Cependant, la caractéristique commune entre les états qui ont des fréquences proches de la limite supérieure de la bande d'exploitation, est que les diagrammes de rayonnement deviennent semblables à celles d'un monopôle classique. C'est ce que l'on observe à 2.5 GHz dans l'état 2 (fig. 4.10-c), à 3 GHz dans l'état 4 et l'état 5 (fig. 4.10-d), et à 3.5 GHz dans l'état 5 (fig. 4.10-e).

4.2.3. Résultats Expérimentaux

Pour valider expérimentalement l'approche proposée, un prototype d'antenne avec des switches réels a été fabriqué et ses différentes performances mesurées. La figure 4.11-a, montre une photographie de la façade arrière avec indication de l'emplacement des diodes et des capacités de découplage. L'antenne peut basculer entre les différents modes de fonctionnement et les différents états en appliquant une tension continue de l'ordre de 5v aux bornes des diodes qui doivent être utilisées en mode fermé (passant), comme illustré dans la figure 4.11-b. Les résultats de mesure pour les cinq états de fonctionnement du mode 1 sont représentés dans la figure 4.12. Le comportement du S_{11} pour les deux autres modes est représenté dans la figure 4.13.



(a)



(b)

Fig. 4.11 Photographie du prototype réalisé.

a) Vue de la façade arrière. b) polarisation des diodes à l'aide d'une alimentation stabilisée

Pour des raisons de clarté et de démonstration, la figure 4.12 superpose les résultats de simulation et de mesure du S_{11} , pour chaque état du mode 1.

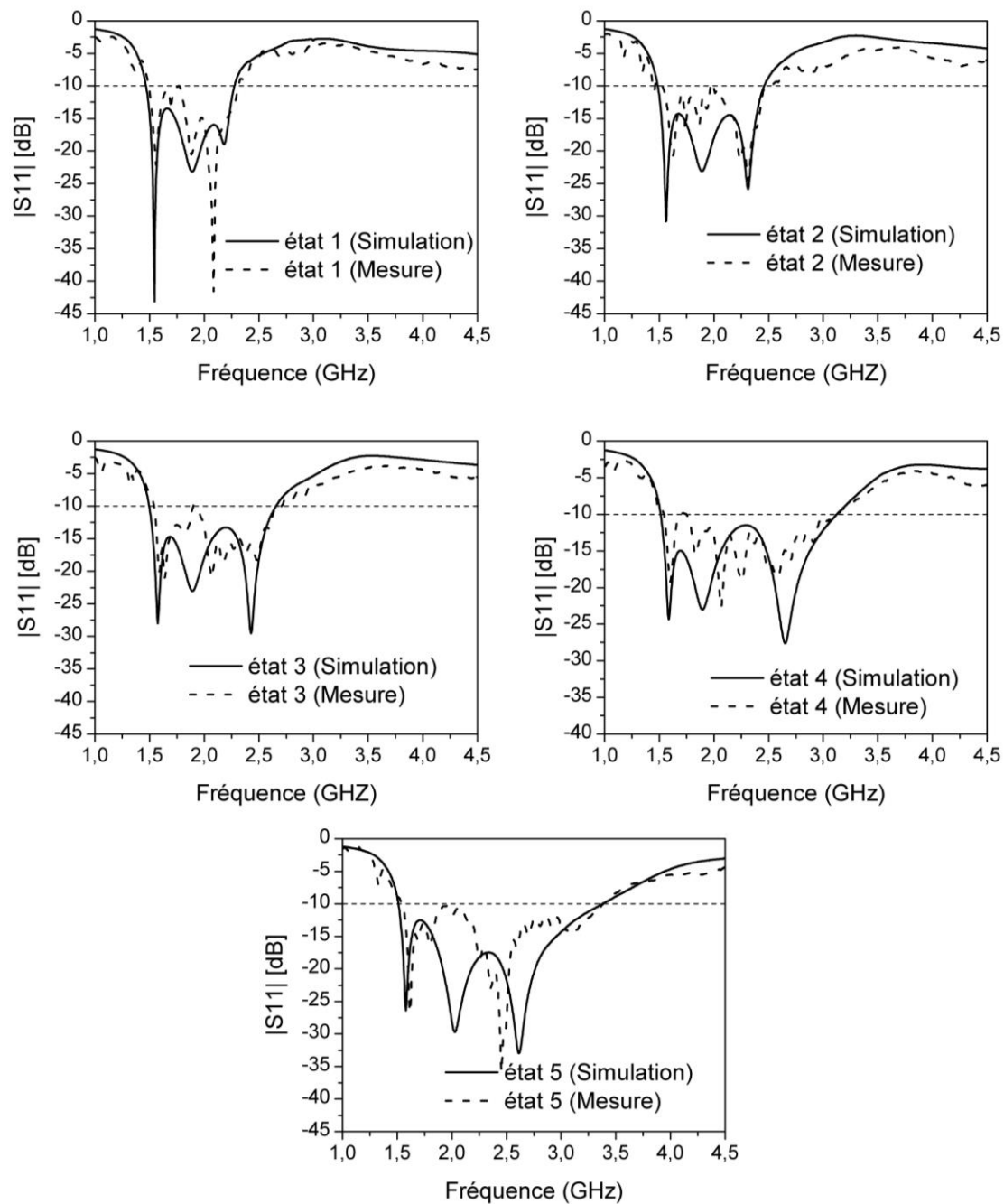


Fig. 4.12 S_{11} simulé et mesuré pour chaque état de fonctionnement du mode 1.

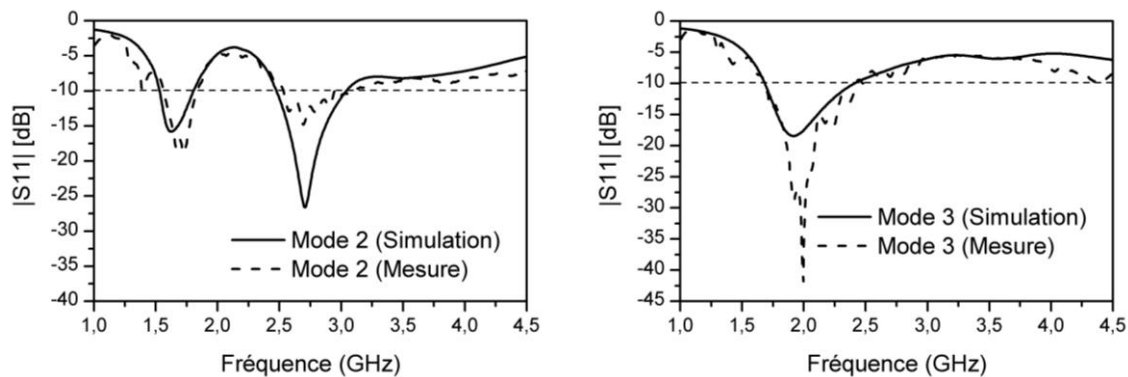


Fig. 4.13 S_{11} simulé et mesuré pour les deux modes 2 et 3.

Comme on peut le voir sur toutes les courbes de la figure 4.12, il y a un bon accord entre les simulations et les mesures, notamment en termes de bande passante mesurée à -10 dB, ce qui démontre bien la capacité de l’antenne à faire varier sa largeur de bande graduellement en ayant une limite inférieure fixe. La capacité de cette antenne à fonctionner en bande étroite, en mono-bande et bi-bandes, est aussi bien démontrée d’après les courbes de la figure 4.13.

Le tableau 4.4 résume les résultats de simulation et de mesure de l’antenne proposée en termes de fréquence et de bande passante pour les trois modes de travail.

| Configuration | | f_{\min} simulée | f_{\max} simulée | Largeur de bande relative simulée | f_{\min} mesurée | f_{\max} mesurée | Largeur de bande relative mesurée |
|---------------|---------|--------------------|--------------------|-----------------------------------|--------------------|--------------------|-----------------------------------|
| Mode 1 | état 1 | 1.47 | 2.28 | 43.2% | 1.49 | 2.31 | 43.15% |
| | état 2 | 1.485 | 2.46 | 49.42% | 1.53 | 2.5 | 48.13% |
| | état 3 | 1.495 | 2.66 | 56% | 1.54 | 2.6 | 51.20% |
| | état 4 | 1.51 | 3.13 | 70% | 1.54 | 3.135 | 68.23% |
| | état 5 | 1.51 | 3.38 | 76.5% | 1.54 | 3.38 | 74.79% |
| Mode 2 | bande 1 | 1.53 | 1.81 | 16.76% | 1.495 | 1.86 | 21.75% |
| | bande 2 | 2.47 | 3.05 | 21.01% | 2.47 | 3.04 | 20.68% |
| Mode 3 | | 1.68 | 2.42 | 36.1% | 1.685 | 2.425 | 36% |

Tab. 4.4 Tableau récapitulatif des performances en termes de fréquence et de largeur de bande.

Enfin, les diagrammes de rayonnement de l’antenne dans l’état 5 du mode 1 ont été mesurés à l’aide de l’équipement de mesure Starlab de Satimo, disponible à l’université d’Oulu en Finlande. Les résultats sont donnés dans la figure 4.14 et la figure 4.15 qui correspondent aux deux plans Phi et Thêta.

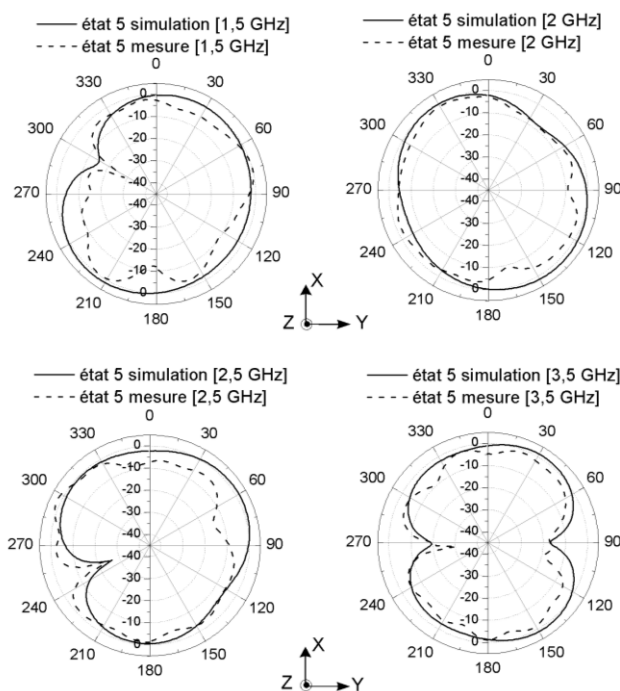


Fig. 4.14 Comparaison des diagrammes de rayonnement, simulés et mesurés, dans le plan Phi, pour l’état 5.

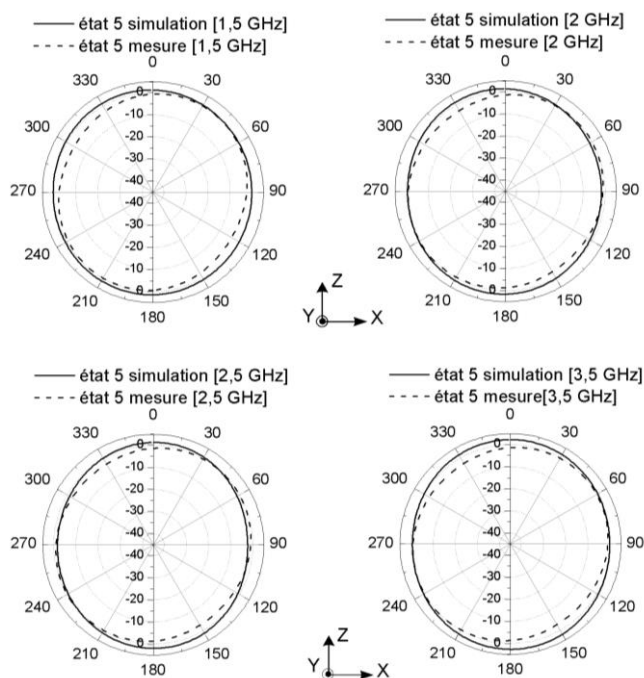


Fig. 4.15 Comparaison des diagrammes de rayonnement, simulé et mesuré, dans le plan Thêta, pour l'état 5.

Comme on peut le voir, il y a un accord raisonnable entre les simulations et les mesures, qui valident expérimentalement l'approche proposée pour atteindre une reconfiguration en large de bande.

Finalement, pour terminer la validation expérimentale, on a mesuré l'efficacité de rayonnement de l'antenne dans les différents états et à différentes fréquences. La figure 4.16 donne la superposition des courbes obtenues.

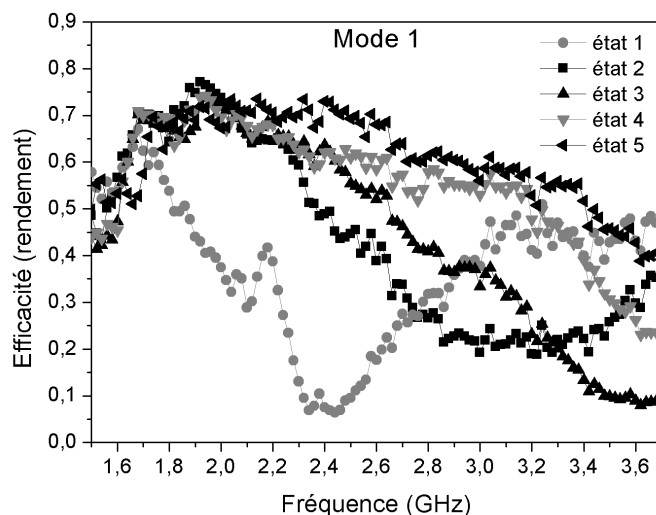


Fig. 4.16 : Efficacité de rayonnement mesurée en fonction de la fréquence, pour les cinq états du mode 1.

Les résultats obtenus dans la figure 4.16 montrent une efficacité maximale de l'ordre de 76 %, ce qui montre que le prototype de l'antenne rayonne efficacement. Les différentes courbes démontrent aussi l'effet filtrant de la reconfiguration proposée, puisqu'en passant d'un état à un autre qui présente une largeur de bande plus étroite, l'efficacité de rayonnement diminue dans les fréquences supprimées.

4.3. Autres modes de fonctionnement

Dans la première partie de ce chapitre, on a proposé une approche de reconfiguration fréquentielle qui permet de faire varier, graduellement, la largeur de bande d'opération de l'antenne en ayant une limite inférieure fixe. Cette approche a été validée expérimentalement grâce à des mesures effectuées sur un prototype d'antenne fabriqué avec des switches réels. Cependant, l'approche proposée permet aussi d'avoir beaucoup plus de modes de fonctionnement qu'on va donner dans ce qui reste de ce chapitre. Dans ce qui va venir, on va essayer de montrer tout le potentiel de l'approche proposée sur une antenne monopole. Comme le but de ce qui va venir est plus une démonstration de concept, on va considérer des switches idéaux dont les états ouvert et fermé seront modélisés par l'absence et présence d'un conducteur métallique. Aussi, comme on n'a pas de soudure à faire, on ne va plus se restreindre à travailler dans les basses fréquences. Par conséquent, on va utiliser une antenne monopole dont la largeur de bande va au-delà de 11 GHz.

4.3.1 Structure de l'antenne de départ

La structure de départ de l'antenne proposée est un monopole classique constitué d'un élément rayonnant de forme rectangulaire avec des chanfreins. L'antenne est alimentée par une ligne d'alimentation micro-ruban sur la façade supérieure du substrat comme montré dans la figure 4.17. La largeur de la ligne est de 3 mm, ce qui correspond à une impédance d'entrée d'environ 50 Ohms, pour un substrat d'épaisseur 1.6 mm et une permittivité relative de 4.3. L'autre façade contient le plan de masse de forme rectangulaire de dimension $11.5 \times 30 \text{ mm}^2$.

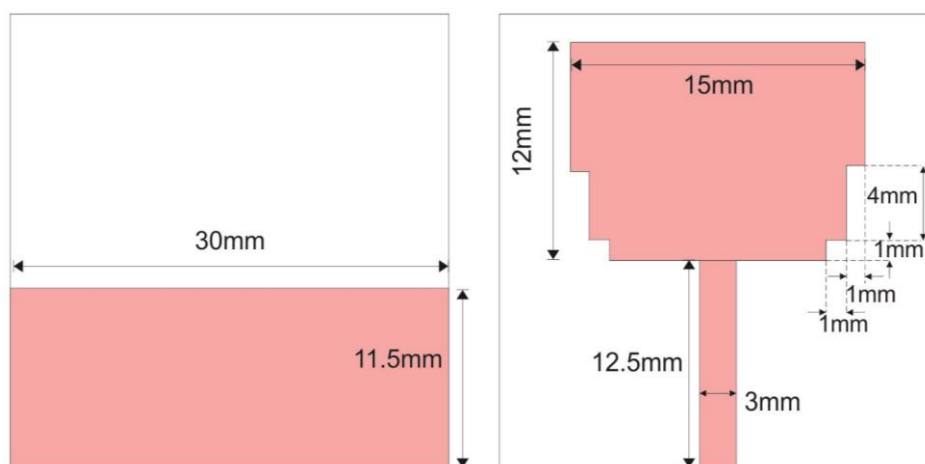


Fig. 4.17 Schéma de l'antenne de départ.

Cette configuration permet d'avoir une antenne qui fonctionne sur une très large bande de fréquence comme le montre la courbe du paramètre de réflexion S_{11} simulé donné dans la figure 4.18.

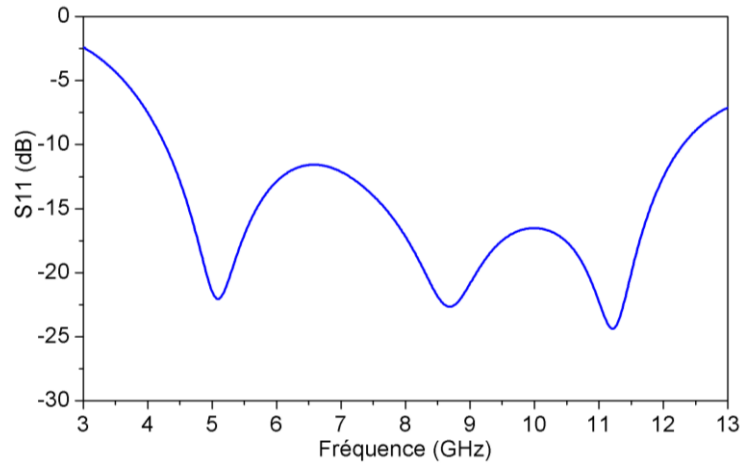


Fig. 4.18 Paramètre S_{11} simulé du monopole.

4.3.2. Mécanisme de reconfiguration

Le mécanisme de reconfiguration fréquentielle utilisé ici est le même que celui utilisé dans la section précédente, puisqu'on utilise, dans son plan de masse, quatre fentes verticales et un anneau circulaire shunté, comme illustré dans la figure 4.19.

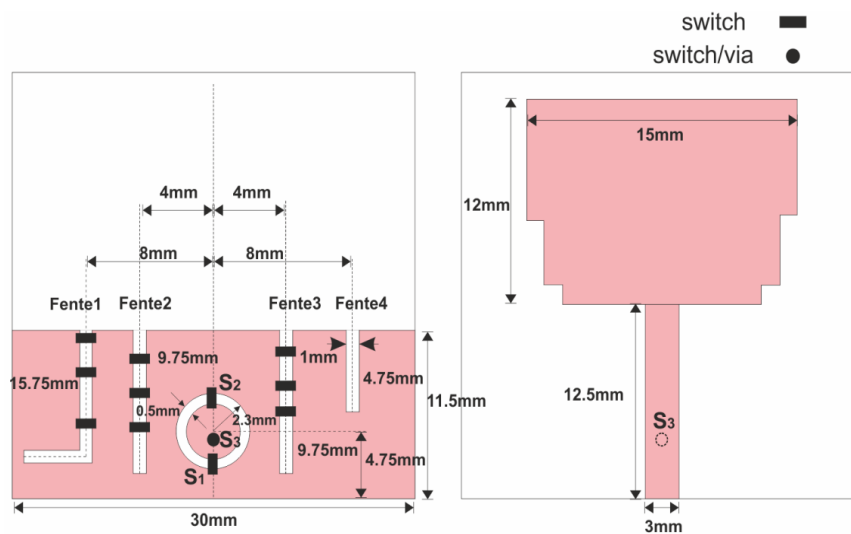


Fig. 4.19 Schéma de l'antenne proposée.

On tient à signaler que si les éléments de reconfiguration utilisés sont les mêmes, leur utilisation est différente. Les quatre (4) fentes verticales parallèles sont utilisées pour contrôler la réponse fréquentielle de l'antenne, en termes de fréquence centrale et de largeur de bande, dans la région des basses et moyennes fréquences, et ce, en faisant varier la longueur des fentes verticales à l'aide de switches qui les court-circuitent à des positions déterminées.

On rappelle qu'en insérant une fente verticale dans le plan de masse du monopole, on observe une encoche à une fréquence qui dépend de la longueur de celle-ci, comme montrés dans la figure 4.20.

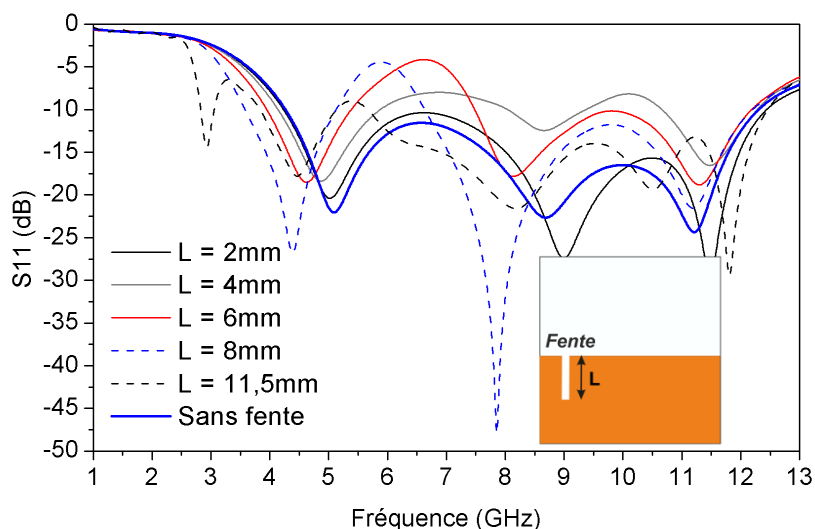


Fig. 4.20 Comportement du paramètre S_{11} de l'antenne lorsqu'on varie la longueur de la fente.

On rappelle aussi qu'en augmentant la longueur de la fente suffisamment pour que sa fréquence de résonance tombe en dessous de la bande d'opération du monopole, alors celle-ci produit de nouvelles fréquences d'opération et non un encoche. On fait remarquer aussi, d'après la figure 4.20 que l'amplitude de l'encoche tend à diminuer au fur et à mesure que la longueur de la fente diminue. Ainsi, si on veut utiliser une encoche aux hautes fréquences de la bande d'opération du monopole, celle-ci ne peut être obtenue efficacement avec une fente. Pour cela, lorsqu'on veut filtrer les hautes fréquences, on utilise plutôt l'anneau circulaire shunté (filtre HF), placé au milieu du plan de masse, comme celui utilisés dans la section précédente. Cependant, si on veut utiliser l'antenne proposée dans les hautes fréquences aussi, on doit déconnecter le shunt et rompre l'anneau circulaire de façon à avoir un plan de masse continu sous la ligne d'alimentation. Ceci devrait se faire en utilisant trois switches S_1 , S_2 et S_3 , tel qu'illustré dans la figure 4.19.

Les rôles des différents éléments étant déterminés, la stratégie de conception devient comme suit : la reconfiguration fréquentielle du fonctionnement de l'antenne repose principalement sur le contrôle du filtrage introduit par les différentes fentes verticales. Les switches S_1 à S_3 sont utilisés pour limiter la gamme de fréquences de travail. Ainsi, lorsqu'on veut supprimer les hautes fréquences pour travailler dans les basses et moyennes fréquences, S_1 - S_2 - S_3 doivent être dans les états : ouvert-ouvert-fermé. Si, par contre, on veut utiliser les hautes fréquences, soit pour travailler dans cette région seulement, soit pour travailler dans toute la gamme ULB, S_1 - S_2 - S_3 devraient être dans les états fermé-fermé-ouvert.

4.3.3. Fonctionnement en largeur de bande

Dans ce mode de fonctionnement, le filtre HF est activé, la longueur de la première fente est fixée à 12.75 mm, créant ainsi, une nouvelle fréquence de résonance en dehors de la bande initiale du monopole à environ 2.7 GHz. Pour les trois autres fentes, on fait varier leurs longueurs de façon à

élargir la bande d'émission du côté des hautes fréquences, comme le résume le tableau 4.5, qui représente les différents états de fonctionnement et les combinaisons de longueurs correspondantes.

| | | Longueur de fente N° (mm) | | | | Filtre HF | | |
|---|--------|---------------------------|------|------|------|-----------|-----|----|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | S1 | S2 | S3 |
| Fonctionnement en largeur de bande (LB) | état 1 | 12.75 | 7.75 | 5.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 2 | 12.75 | 6.75 | 4.75 | 3.75 | off | off | on |
| | état 3 | 12.75 | 5.75 | 4.75 | 3.75 | off | off | on |
| | état 4 | 12.75 | 4.75 | 3.75 | 2.75 | off | off | on |
| | état 5 | 12.75 | 3.75 | 2.75 | 1.75 | off | off | on |
| | état 6 | 12.75 | 2.75 | 2.75 | 1.75 | off | off | on |
| | état 7 | 12.75 | 1.75 | 1.75 | 1.75 | off | off | on |

Tab. 4.5 Configuration du filtre HF et longueurs des fentes pour un fonctionnement LB.

Les courbes du coefficient de réflexion (fig. 4.21), obtenues par simulation pour les différents états de fonctionnement (tab. 4.5), montrent que le premier pic de résonance à partir de la gauche est fixe et reste presque inchangé parce que la longueur de la fente correspondante est fixée à 12.75 mm, par contre le deuxième et troisième pic, sont décalés chaque fois de plus en plus vers les hautes fréquences de telle manière à avoir une augmentation de la largeur de bande de travail du côté des hautes fréquences (tab. 4.6).

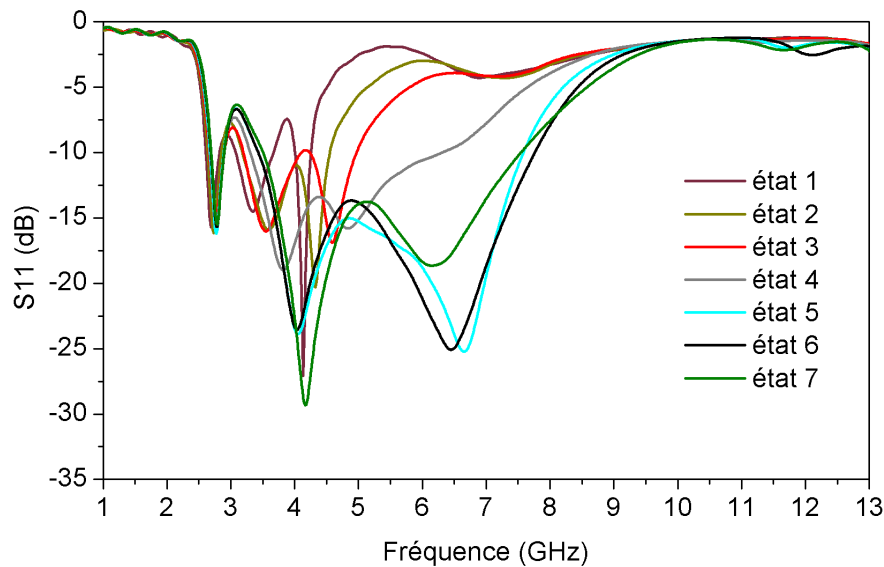


Fig. 4.21 Superposition du coefficient de réflexion des différents états en mode LB.

La figure 4.22 montre le coefficient de réflexion pour chaque état de fonctionnement cas par cas et l'élargissement croissant de la bande passante comme indiqué dans le tableau 4.6.

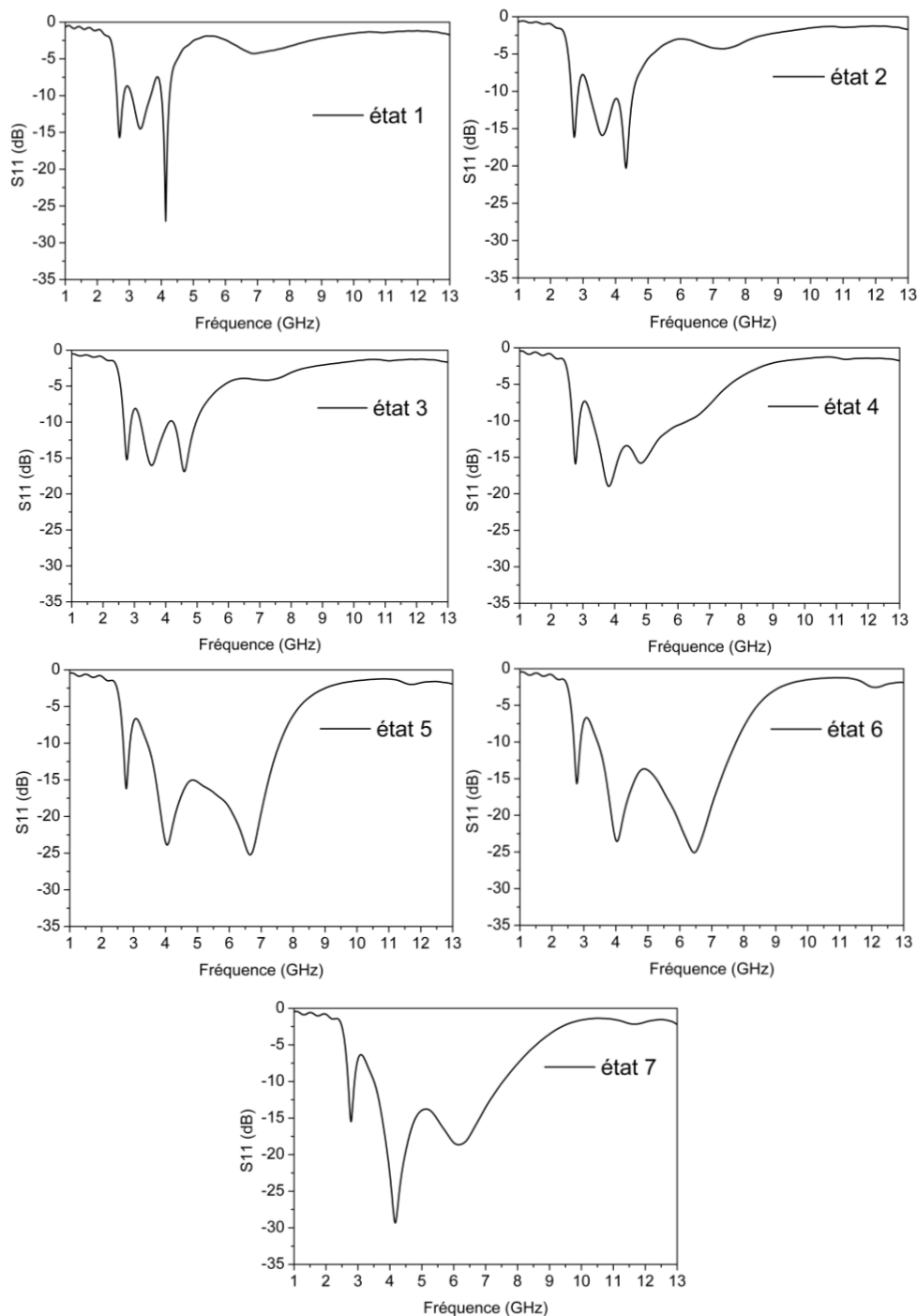


Fig. 4.22 Coefficient de réflexion pour chaque état du mode large bande.

| | | Fréquence minimum | Fréquence maximum | Bande relative à -6dB (%) |
|---|--------|-------------------|-------------------|---------------------------|
| Fonctionnement en largeur de bande (LB) | état 1 | 2.54 | 4.39 | 53.46 |
| | état 2 | 2.56 | 4.93 | 63.36 |
| | état 3 | 2.58 | 5.53 | 72.83 |
| | état 4 | 2.59 | 7.39 | 96.19 |
| | état 5 | 2.6 | 8.03 | 102.25 |
| | état 6 | 2.61 | 8.26 | 104.05 |
| | état 7 | 2.61 | 8.32 | 104.57 |

Tab. 4.6 Récapitulatif des résultats de simulation en termes de fréquences et de largeur de bande.

4.3.4. Fonctionnement en translation large bande

Ce mode de fonctionnement se veut comme complémentaire au premier, puisqu'il est proposé ici, de constituer une largeur de bande de fréquences plus ou moins fixe, et de la traduire. Ceci est fait dans la plage des basses fréquences de la bande d'opération de l'antenne.

Pour travailler dans les basses fréquences seulement, on doit filtrer les hautes fréquences et utiliser les fentes verticales pour introduire la reconfiguration désirée. Conséquemment, les switches S1 et S2 doivent être à l'état ouvert et S3 fermé.

La translation de bande se fait en traduisant la limite inférieure de bande, ce qui se fait en diminuant la longueur de fente1. Les longueurs des autres fentes sont ajustées en conséquence. Le tableau 4.7, résume les différents états de fonctionnement et la figure 4.23 donne les paramètres S_{11} de l'antenne obtenus dans les différents états.

| | | Longueur de fente N° (mm) | | | | Filtre HF | | |
|-------------------|--------|---------------------------|------|------|------|-----------|-----|----|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | S1 | S2 | S3 |
| Fonctionnement BF | état 1 | 15.25 | 7.75 | 7.75 | 2.75 | off | off | on |
| | état 2 | 12.75 | 7.75 | 5.75 | 2.75 | off | off | on |
| | état 3 | 10.75 | 7.75 | 3.75 | 2.75 | off | off | on |
| | état 4 | 9.25 | 7.75 | 0 | 2.75 | off | off | on |

Tab. 4.7 Configuration du filtre HF et longueurs des fentes pour un fonctionnement en translation LB.

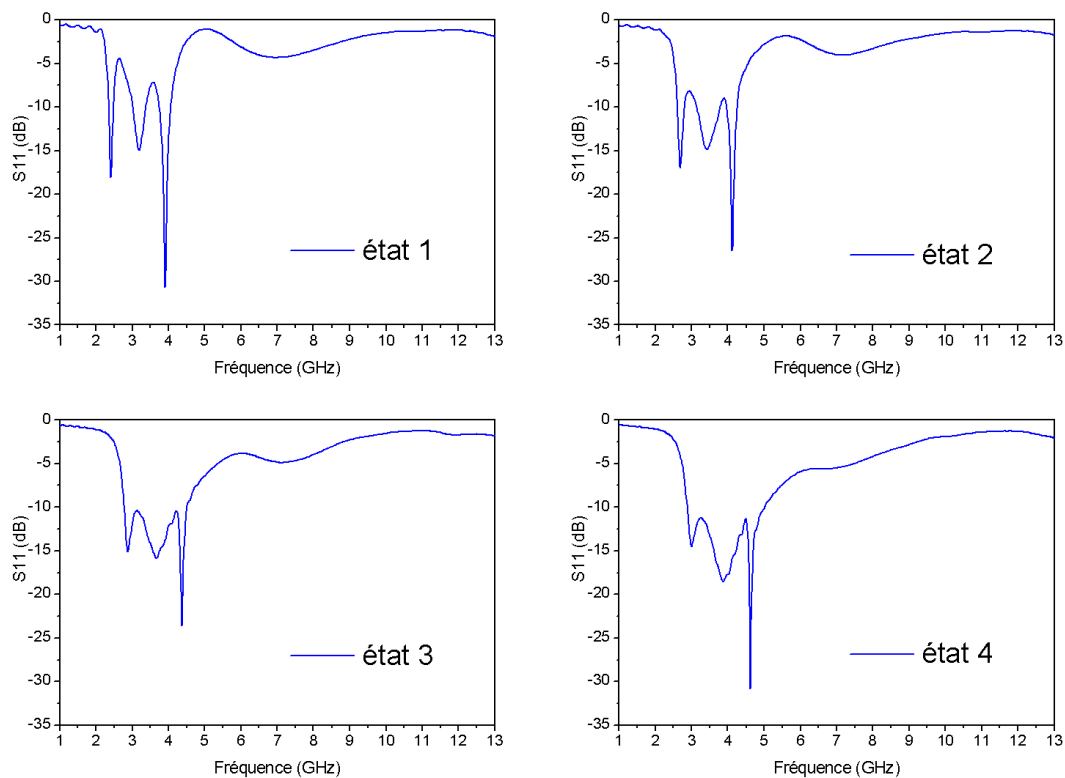


Fig. 4.23 Paramètre S_{11} pour chaque état de fonctionnement.

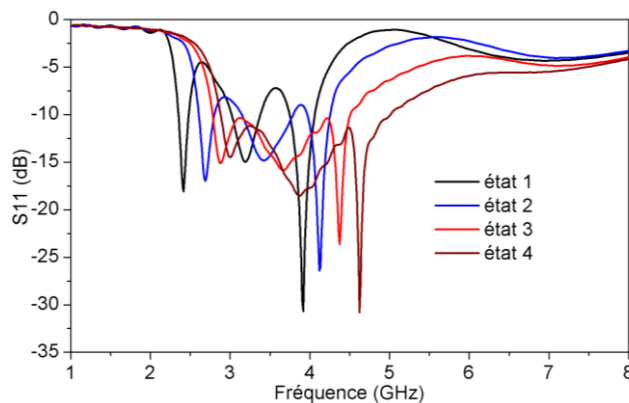


Fig. 4.24 Superposition des paramètres S_{11} pour les différents états en translation de bande.

La figure 4.24 qui superpose les différentes courbes permet de voir la translation de bande d’opération de l’antenne. On remarque que l’approche proposée permet bien de translater la bande d’opération. Les longueurs physiques des fentes sont choisies de telle sorte que les pics de résonances qui en découlent ne soient pas trop éloignés ni trop rapprochés, afin de profiter du maximum de largeur de bande à - 6 dB tout en déplaçant la bande d’émission comme illustré dans la figure 4.24. La dernière fente N°4 sert à adapter la bande d’émission et à filtrer les fréquences supérieures indésirables.

A la lumière des résultats obtenus des deux modes de fonctionnement, on peut conclure que l’antenne proposée possède une bonne agilité en fréquence. En effet, elle offre la possibilité de choisir la largeur de bande d’opération et aussi de choisir sa position sur une large plage de fréquences.

4.3.5. Fonctionnement en translation bande étroite

Dans ce mode de fonctionnement, on se propose de travailler dans les moyennes fréquences ou on peut translater la bande d’opération de l’antenne. Le but principal derrière la proposition de ce mode est de montrer qu’on peut faire de la translation de bande en variant la longueur d’une seule fente seulement. Pour cela, on a choisi de maintenir les longueurs des trois fentes 1, 3 et 4 fixes et de filtrer les hautes fréquences par l’anneau shunté (filtre HF). Le tableau 4.8 donne les configurations des différents éléments de l’antenne.

| | | Longueur de fente N° (mm) | | | | Filtre HF | | |
|----------------------------|--------|---------------------------|------|------|------|-----------|-----|----|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | S1 | S2 | S3 |
| états de fonctionnement MF | état 1 | 10.25 | 7.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 2 | 10.25 | 6.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 3 | 10.25 | 5.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 4 | 10.25 | 4.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 5 | 10.25 | 3.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 6 | 10.25 | 2.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 7 | 10.25 | 1.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |
| | état 8 | 10.25 | 0.75 | 8.75 | 4.75 | off | off | on |

Tab. 4.8 : Configurations des différents éléments de l’antenne, dans les différents états de fonctionnement.

La figure 4.25, représente la superposition des différents paramètres S_{11} de l'antenne pour chaque état de fonctionnement.

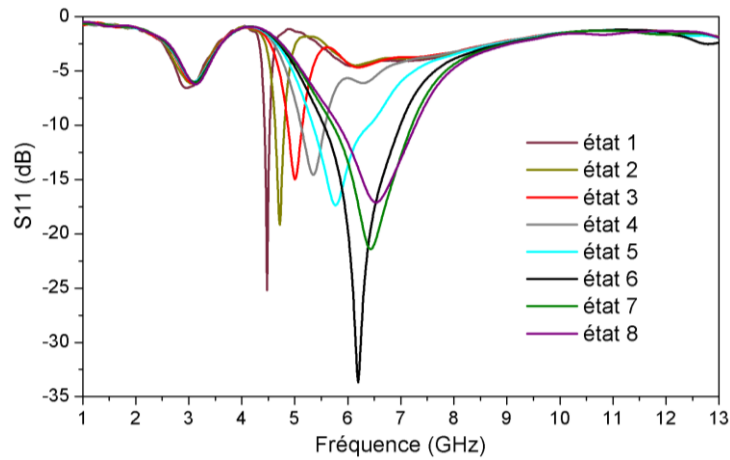


Fig. 4.25 Superposition du coefficient de réflexion pour les différents états de fonctionnement.

On remarque d'après les résultats de simulation que pour les basses fréquences du mode (état1-état 3) le fonctionnement est en bande étroite avec une largeur de bande relative d'environ 1.91% pour l'état 1. Plus, on augmente en fréquence plus la largeur de bande s'accroît pour atteindre le maximum pour l'état 8 avec une largeur de bande relative d'environ 22%.

4.3.6. Fonctionnements en hautes fréquences et en ULB

Dans ces deux modes de fonctionnement (fig. 4.26), l'antenne proposée permet soit de fonctionner en hautes fréquences seulement, soit encore en mode ULB couvrant toute la gamme 3 à 11 GHz. Pour les deux modes, le filtre HF est désactivé (S1 et S2 "on", S3 "off") et les longueurs des différentes fentes ajustées comme montrés dans le tableau 4.9. Les paramètres S_{11} de l'antenne dans les deux états de fonctionnement sont représentés dans la figure 4.27.

| | Longueur de fente N° (mm) | | | | Filtre HF | | |
|-----|---------------------------|------|------|------|-----------|----|-----|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | S1 | S2 | S3 |
| ULB | 11.25 | 1.75 | 0 | 1.75 | on | on | off |
| HF | 0 | 9.75 | 9.75 | 0 | on | on | off |

Tab. 4.9 Configurations ULB et HF.

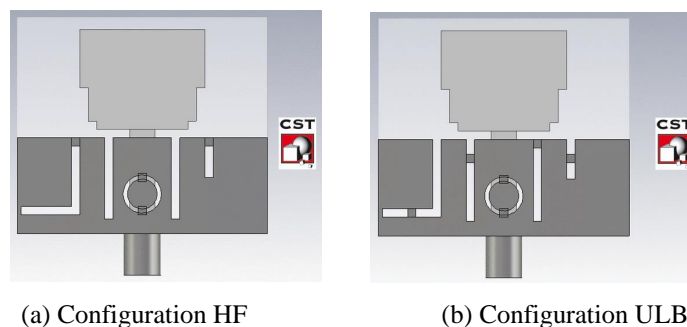


Fig. 4.26 Fonctionnement HF et ULB implémenté avec des switches idéaux.

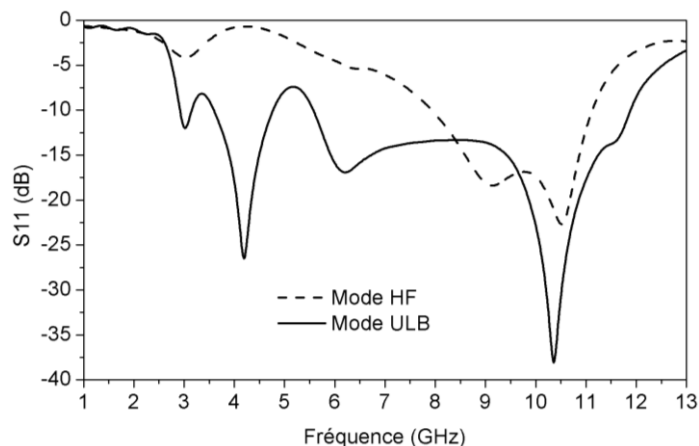


Fig. 4.27 Superposition du coefficient de réflexion pour les deux modes HF et ULB.

Ce qui est intéressant à faire remarquer est même si la réponse du monopole seul ne couvre pas les fréquences entre 3 et 4 GHz, la réponse de l'antenne en mode ULB, elle, le fait. Ceci est réalisé en utilisant la fente1 pour forcer l'antenne à travailler dans ces fréquences.

4.3.7. Résultats expérimentaux

Afin de tester l'approche avec le mécanisme de reconfiguration proposée, plusieurs prototypes représentant, chacun, un mode de fonctionnement (BF, MF, HF, ULB, LB) ont été fabriqués. La figure 4.28, montre des photographies de quelques prototypes réalisés sur un substrat verre époxy avec des switches idéaux.

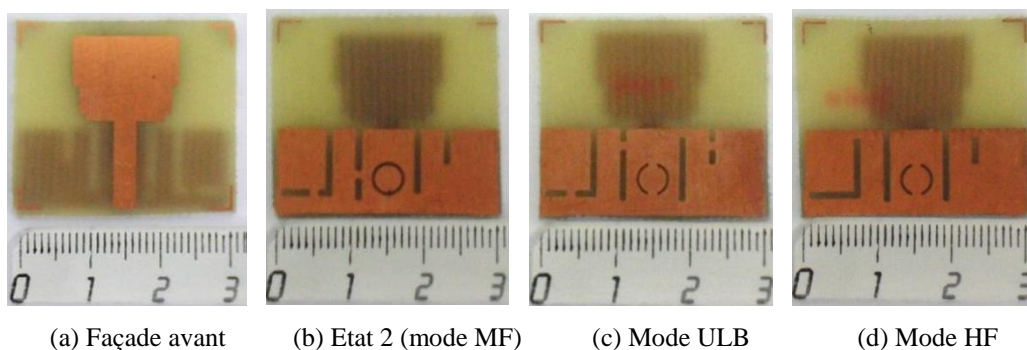


Fig. 4.28 Photographies de quelques prototypes réalisés avec des switches idéaux.

Pour toutes les courbes de la figure 4.29, on remarque une concordance très acceptable dans les bandes d'opération de l'antenne. Cependant, la concordance est moins bonne dans les fréquences à filtrer. On croit que la différence entre les résultats de simulation et de mesure aux hautes fréquences est principalement due au mauvais contact du court-circuit entre la ligne d'alimentation et le plan de masse (S3). Pour le démontrer, une rétro-simulation de l'antenne a été réalisée où le court-circuit est remplacé par une résistance de 100Ω pour modéliser la mauvaise conduction du switch S3. Le résultat obtenu est donné dans la figure 4.29.h, il montre clairement la bonne concordance avec le résultat

obtenu par mesure, ce qui valide l'interprétation donnée. Pour remédier à ce problème, des précautions doivent être prises, lors de la phase de fabrication, pour avoir de très bons contacts entre les éléments soudés ensemble.

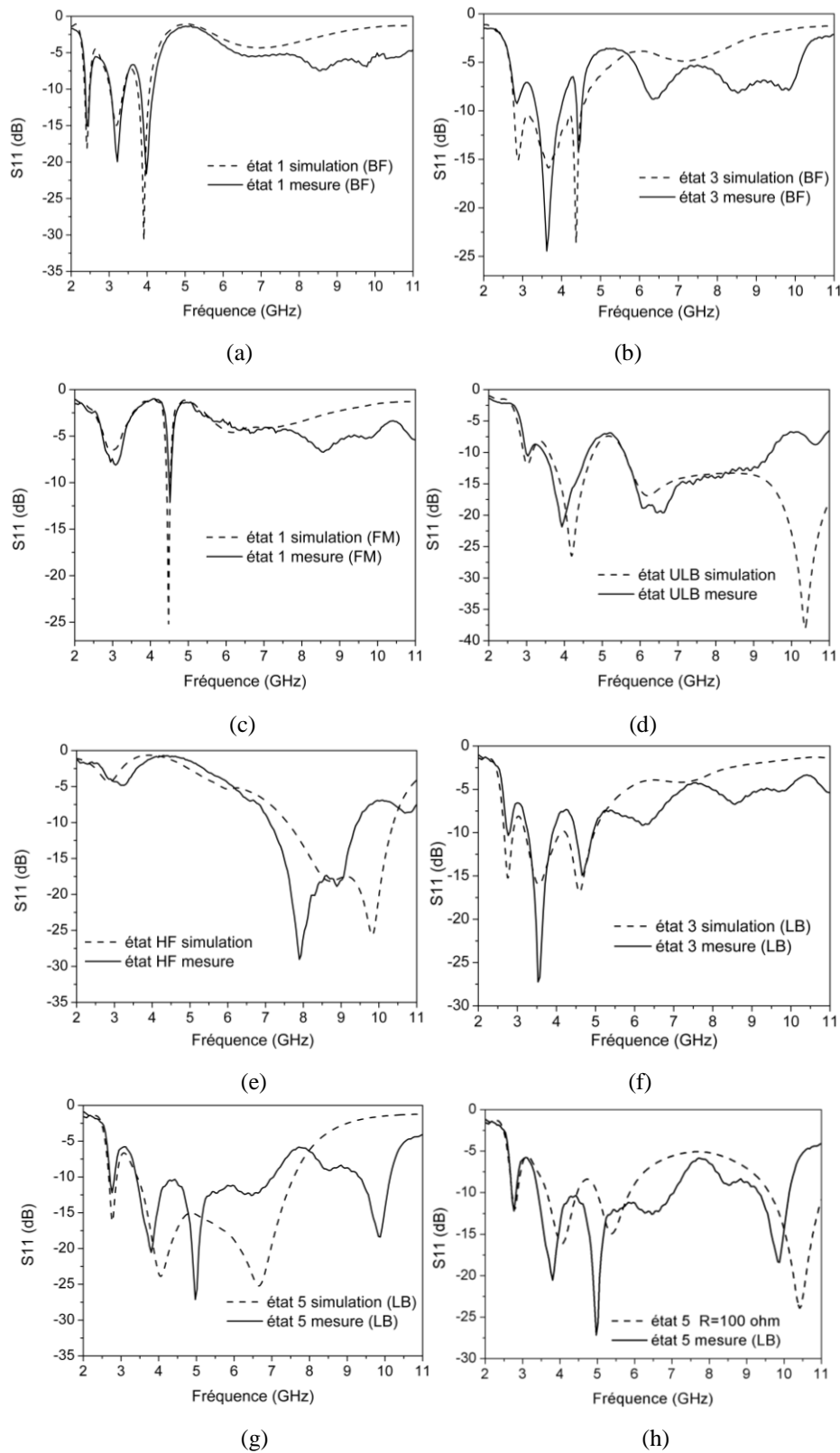


Fig. 4.29 Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré pour différentes configuration.

4.4. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une antenne reconfigurable en fréquences permettant d'avoir une très grande agilité fréquentielle. En effet, l'antenne proposée permet d'avoir une largeur bande variable qu'on peut translater sur une plage de plus de 3 GHz. Elle permet aussi de fonctionner dans les moyennes et hautes fréquences, mais aussi sur toute la plage ULB.

Pour démontrer les capacités de l'antenne proposée, deux types de validation, expérimentales ont été réalisées. Le premier type de validation a consisté en l'implémentation d'un prototype avec des switchs réels et dont les mesures expérimentales ont montré une bonne concordance avec les résultats de simulation. Le deuxième type de validation a consisté en la fabrication de prototypes avec des switchs idéaux. Les résultats des mesures expérimentales obtenus ont permis de valider l'approche proposée, malgré une discorde dans les hautes fréquences puisque celle-ci a été démontrée peut être causée par une mauvaise soudure.

Les résultats obtenus avec les deux types de validations permettent de valider complètement l'approche proposée pour concevoir une antenne reconfigurable en fréquence avec une grande agilité fréquentielle. On croit que l'antenne proposée à un très grand potentiel pour être utilisée dans les radios multiservices et les radios cognitives.

Bibliographie Chapitre 4

- [1] Haykin, “*Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications*”, IEEE Journal on Selected Areas of Communications, vol. 23, No. 2, pp. 201–220, Feb. 2005
- [2] Chen Qian, Liang Ying-Chang, M. Motani, Wong Wai-Choong, “*A Two-Level MAC Protocol Strategy for Opportunistic Spectrum Access in Cognitive Radio Networks*”, IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 60, Issue 5, pp. 2164 – 2180, 2011
- [3] Zou Yulong, Yao Yu-Dong, Zheng Baoyu, “*Cognitive Transmissions with Multiple Relays in Cognitive Radio Networks*”, IEEE Trans. Wireless Communications, Vol. 10, Issue 2, pp. 648 – 659, 2011
- [4] J.A. Bazerque, G.B. Giannakis, “*Distributed Spectrum Sensing for Cognitive Radio Networks by Exploiting Sparsity*”, IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 58, Issue 3, pp. 1847-1862, 2010
- [5] Y. Tawk, J. Costantine, and C.G. Christodoulou, “*A Varactor-Based Reconfigurable Filtenna*,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.11, pp. 716-719, 2012.
- [6] Meng-Ju Chiang, Sen Wang, and Chun-Chieh Hsu, “*Compact internal multiband antennas for mobile handsets*,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 11, pp. 834-837, 2012
- [7] M. Hamid, P.S. Hall, P. Gardner, and F. Ghanem, “*Switchable filtering in Vivaldi antenna*”, Electronics Letters, Vol. 46, Issue 7, pp. 477-478, April 2010.
- [8] Alireza Pourghorban Saghati, Mohammadnaghi Azarmanesh, and Reza Zaker, “*A Novel Switchable Single- and Multifrequency Triple-Slot Antenna for 2.4-GHz Bluetooth, 3.5-GHz WiMax, and 5.8-GHz WLAN*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 9, pp. 534-537, 2010.
- [9] Huda A. Majid, Mohamad Kamal Abdul Rahim, Mohamad Rijal Hamid, Noor Asniza Murad, and Mohd Faizal Ismail, “*Frequency-Reconfigurable Microstrip Patch-Slot Antenna*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 12, pp. 218-220, 2013.
- [10] Kazimierz Siwiak, Debra Mc. Keown, “*Ultra-Wideband Systems: Technologies and Applications*,” Elsevier, 2006.
- [11] Yusnita Rahayu, Tharek Abd. Rahman, Razali Ngah, and P.S. Hall, “*Ultra Wideband Technology and Its Applications*”, 5th IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks, Surabaya, Indonesia, pp. 1 – 5, 2008.

Chapitre 5

Antenne multi-bandes reconfigurable à base de métamatériaux

CHAPITRE 5

ANTENNE MULTIBANDES RECONFIGURABLE A BASE DE METAMATERIAUX

5.1. Introduction

On a vu que les antennes reconfigurables, en général, et les antennes reconfigurables en fréquence, en spécial, connaissent un grand intérêt pour les systèmes de communication modernes tels que les radios multiservices et les radios cognitives. Dans les deux chapitres précédents, plusieurs antennes reconfigurables ont été présentées. Celles-ci sont basées essentiellement sur l'insertion d'une fonction de filtrage reconfigurable au niveau du plan de masse afin de supprimer différentes parties de la bande de l'antenne. Dans ce chapitre, on s'intéresse à un autre type de reconfiguration fréquentielle. Il s'agit d'une antenne multi-bandes qui a la flexibilité de travailler dans n'importe laquelle des bandes et dans n'importe quelle combinaison de celles-ci. Cette antenne utilise les propriétés des métamatériaux et constitue une continuation du travail présenté dans [1]. Elle repose sur l'activation et désactivation de cellules présentant des perméabilités négatives.

5.2. Résonateur à activité magnétique

En 1999, J. Pendry a mis en lumière les propriétés métamatériaux de structures déjà connues auparavant [2]. Il s'agit d'une structure composée de deux cellules dites Split Ring Resonators (SRR), ou Résonateur en Anneau Fendu en français, qui prendra le nom de Double Split Ring Resonators (DSRR). Il a été démontré qu'en imbriquant deux SRR, tel qu'illustré dans la figure 5.1, la structure résultante présente une perméabilité effective négative dans une bande de fréquences étroite autour de sa fréquence de résonance. Les DSRR peuvent se présenter sous plusieurs formes géométriques (fig. 5.1) et sont dimensionnés dans l'ordre de $\lambda/10$ pour un bon fonctionnement.

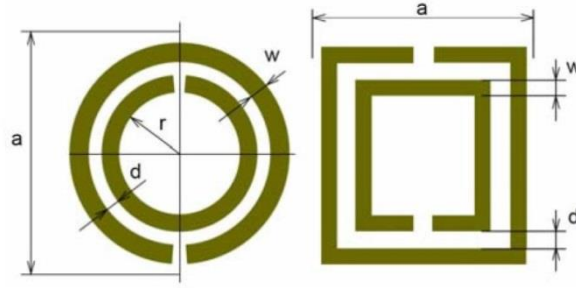


Fig. 5.1 Structure géométrique circulaire et carré d'un double résonateur en anneau fendu (DRAF) [3].

5.2.1. Extraction des paramètres effectifs

La caractérisation de la perméabilité des DSRR imprimés sur un substrat repose sur le calcul des ondes électromagnétiques transmises et réfléchies.

Le problème de transmission-réflexion se traduit par une méthode d'inversion qui consiste à calculer la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} à partir des coefficients de transmission et de réflexion. Ces deux coefficients sont obtenus à partir de simulations numériques sous le logiciel CST. Les paramètres de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} pour une cellule en matériau homogène d'épaisseur d_{eff} sont donnés, en termes d'indice de réfraction n_{eff} et d'impédance Z_{eff} (réduite) du matériau, par les relations suivantes [4] :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1 - e^{i2n_{eff}k_0d_{eff}})}{1 - R_{01}^2 e^{i2n_{eff}k_0d_{eff}}} \quad 5.1$$

$$S_{21} = \frac{(1 - R_{01}^2)(e^{in_{eff}k_0d_{eff}})}{1 - R_{01}^2 e^{i2n_{eff}k_0d_{eff}}} \quad 5.2$$

Donc

$$e^{in_{eff}k_0d_{eff}} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}R_{01}} \quad 5.3$$

Où

$$R_{01} = (Z_{eff} - 1)/(Z_{eff} + 1) \quad 5.4$$

Et k_0 est le nombre d'onde en espace libre.

Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z_{eff} est donnée par la relation suivante :

$$Z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad 5.5$$

Le signe de l'impédance d'onde de l'équation (5.4) est déterminé en imposant la condition $Re(Z_{eff}) \geq 0$ et $Im(n_{eff}) \geq 0$ (en d'autres termes, $|e^{in_{eff}k_0d_{eff}}| \leq 1$)

Vu que l'indice de réfraction n_{eff} est complexe, il peut s'écrire sous la forme suivante

$$n_{eff} = n'_{eff} + i n''_{eff} \quad 5.6$$

L'équation donne donc :

$$n'_{eff} = \frac{Im[\ln(e^{in_{eff}k_0d_{eff}})]}{k_0d_{eff}} + \frac{2m\pi}{k_0d_{eff}} = n^0_{eff} + \frac{2m\pi}{k_0d_{eff}} \quad 5.7$$

où m est un nombre entier et $n^0_{eff} = n'_{eff}$ pour $m = 0$.

$$n''_{eff} = \frac{-Re[\ln(e^{in_{eff}k_0d_{eff}})]}{k_0d_{eff}} \quad 5.8$$

les paramètres effectifs sont donnés par les relations suivantes :

$$\mu_{eff} = n_{eff} Z_{eff} \quad \text{et} \quad \varepsilon_{eff} = \frac{n_{eff}}{Z_{eff}} \quad 5.9$$

Comme on peut le voir d'après les deux relations de (5.9), le calcul de la perméabilité et permittivité effectives dépend essentiellement de la détermination des paramètres S_{11} et S_{21} . Pour l'extraction des paramètres effectifs on a utilisé une méthode numérique basée sur les relations de Kramers-Kronig [4]

5.2.2. Méthode de simulation

On a vu que pour déterminer la perméabilité effective de la structure DSRR, on a besoin de déterminer les deux paramètres S_{11} et S_{21} de la cellule, par simulation. Pour cela, deux ports d'excitation sont introduits, dans CST, dans les deux extrémités d'une seule cellule le long de l'axe de propagation du champ magnétique (parallèle à la structure) qu'on considère comme une onde plane. L'onde est générée par le port 1 et est transmise au port 2, comme montré dans la figure 5.2.

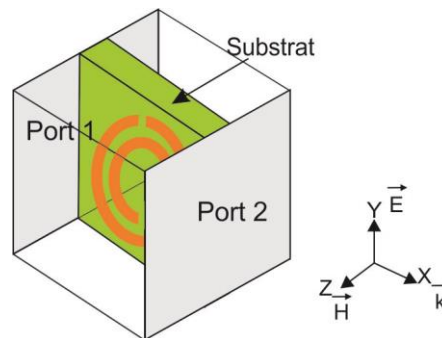


Fig. 5.2 Excitation d'une cellule métamatériaux.

La cellule DSRR est considérée comme faisant partie d'une structure infinie en mettant un mur électrique dans l'axe du champ électrique pour forcer l'annulation du champ E aux bords de la cellule (axe Y) et un mur magnétique dans l'axe de H (axe Z), tel qu'illustré dans la figure 5.3. La phase et le module des paramètres S_{11} et S_{21} de la structure sont alors déterminés uniquement pour une incidence normale. La référence de phase est la réflectivité et directement prise au niveau du contact entre l'un des ports et la cellule en test. La figure 5.4 donne la perméabilité effective calculée pour une cellule DSRR avec $d_1 = 5.6$ mm, $d_2 = 3.6$ mm, $w = 1$ mm et $a = 0.6$ mm.

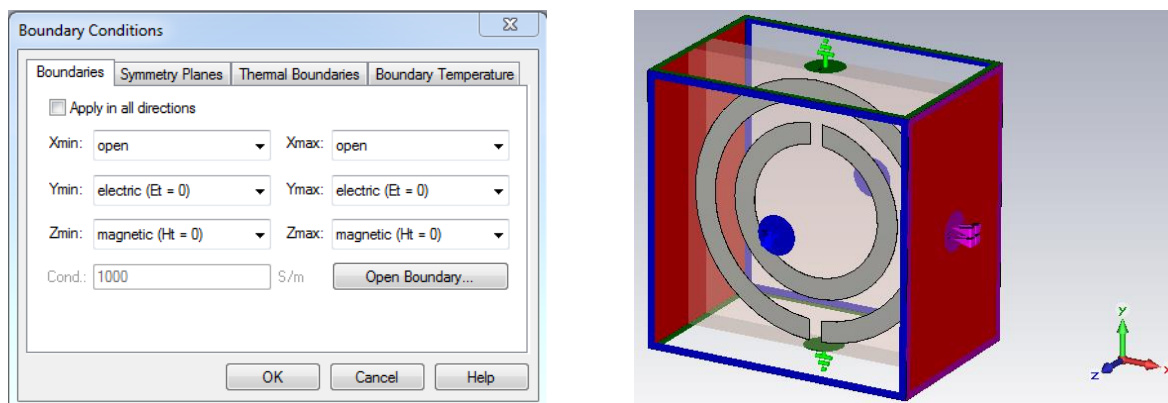


Fig. 5.3 Application des conditions de murs électriques et magnétiques sous CST.

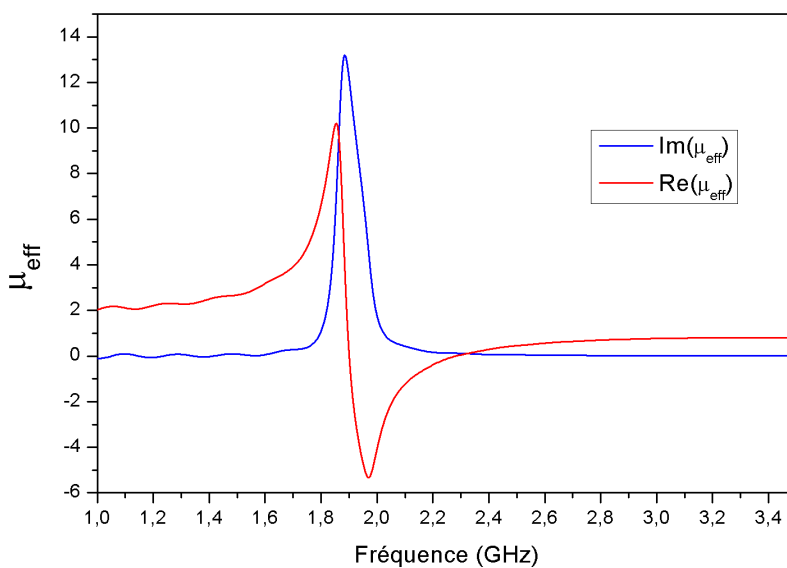


Fig. 5.4 Perméabilité effective calculée pour une cellule DSRR.

5.3. Structure de l'antenne de départ

La forme de l'antenne initiale choisie est une antenne monopole composée d'une ligne micro-ruban qui s'étend au-delà du plan de masse pour former un monopole linéaire (fig. 5.5). L'antenne est alimentée par une ligne d'alimentation coplanaire (CPW) et fonctionne dans la bande ISM avec un pic de résonance à 2.45 GHz comme le montre la courbe du paramètre S_{11} (fig. 5.6).

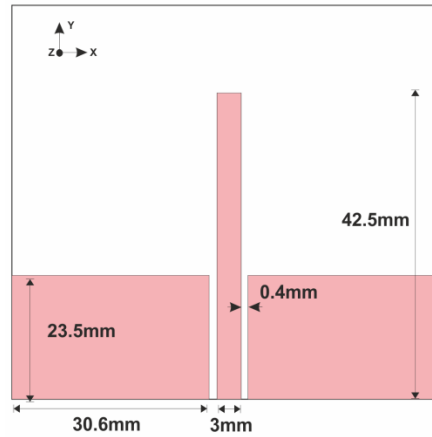


Fig. 5.5 Structure géométrique de l'antenne, sans les cellules DSRR.

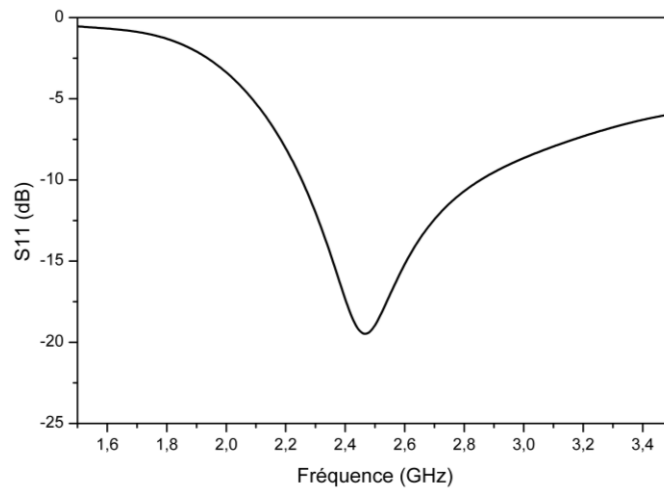


Fig. 5.6 Paramètre S_{11} de l'antenne.

5.4. Mécanisme de reconfiguration

Le mécanisme de reconfiguration est basé essentiellement sur l'activation et désactivation de cellules DSRR qu'on intègre dans l'antenne, à proximité de l'élément rayonnant. Une cellule DSRR est composée de deux SRR qu'on imbrique l'une dans l'autre dans le sens inverse, comme montré dans la figure 5.7-a.

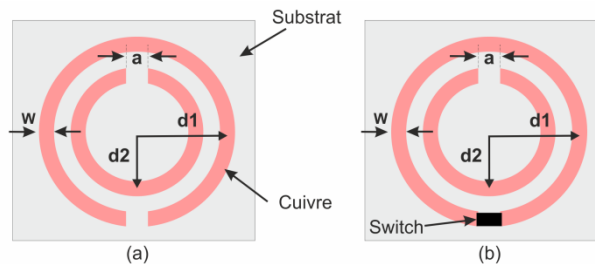


Fig. 5.7 DSRR circulaire imprimé sur du substrat : a) classique, b) reconfigurable.

Les différentes dimensions physiques de la structure déterminent sa fréquence de résonance et les fréquences dans lesquelles elle présente des perméabilités négatives comme illustré dans la figure 5.8.

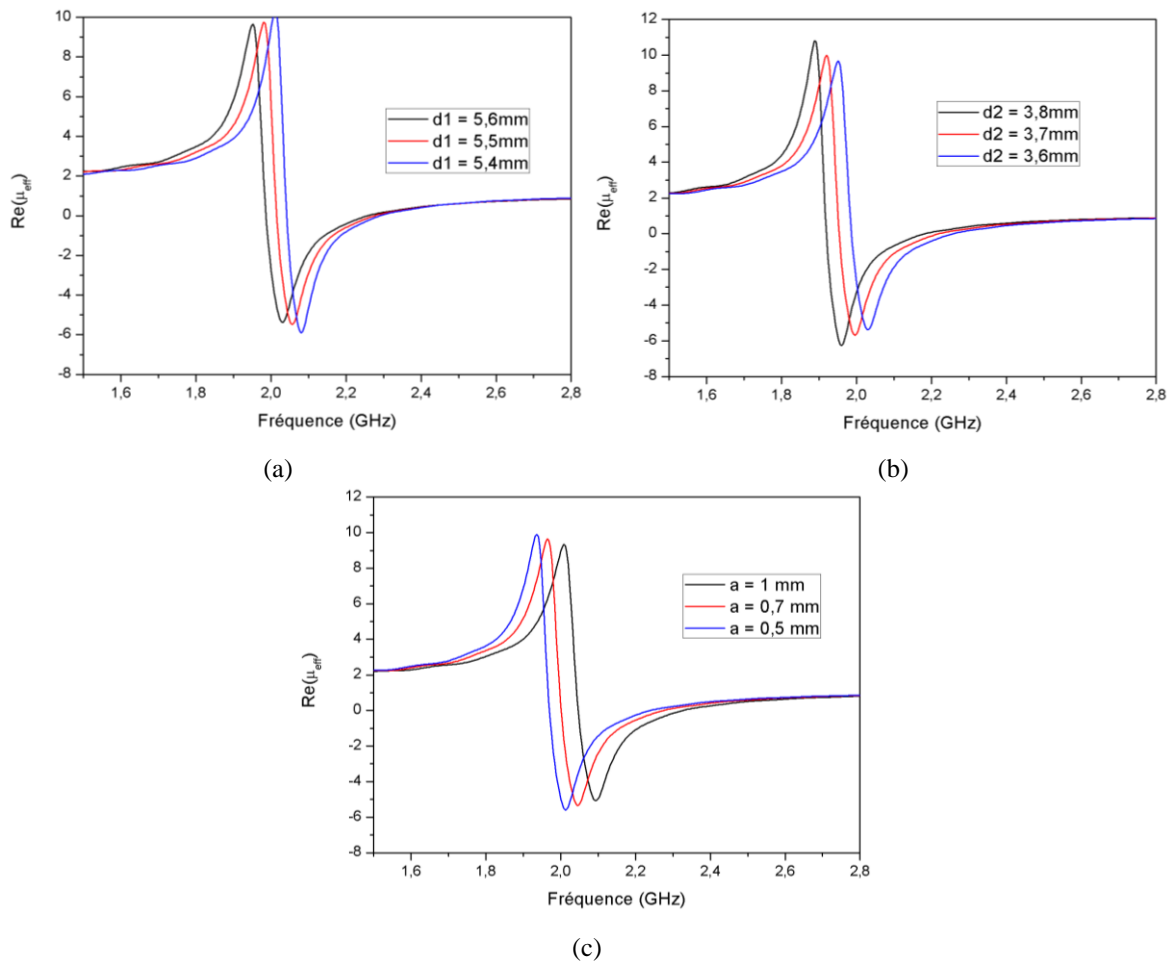


Fig. 5.8 Comportement de la perméabilité effective lorsqu'on varie un des paramètres et on fixe les autres.

a) Variation du rayon d_1 ; b) Variation du rayon d_2 ; d) variation de l'espace a .

La résonance des DSRR est due à la disposition précise des deux SRR qui les composent ; si on ferme un des deux, grâce à un court-circuit, celle-ci disparaît. Ainsi, en utilisant un switch, comme montré dans la figure 5.7-b, on peut activer et désactiver, respectivement, l'effet du DSRR. Pour montrer ce comportement, on utilisera une cellule en forme d'anneaux avec : $d_1 = 5.6\text{mm}$, $d_2 = 3.6\text{mm}$, $w = 1\text{mm}$ et un espacement $a = 0.6\text{mm}$. Ces dimensions de la cellule donnent une résonance à 2 GHz. La figure 5.9 montre les paramètres S_{11} et S_{21} de la cellule DSRR de la figure 5.7, dans les quatre cas des court-circuits : idéal/réel et on/off.

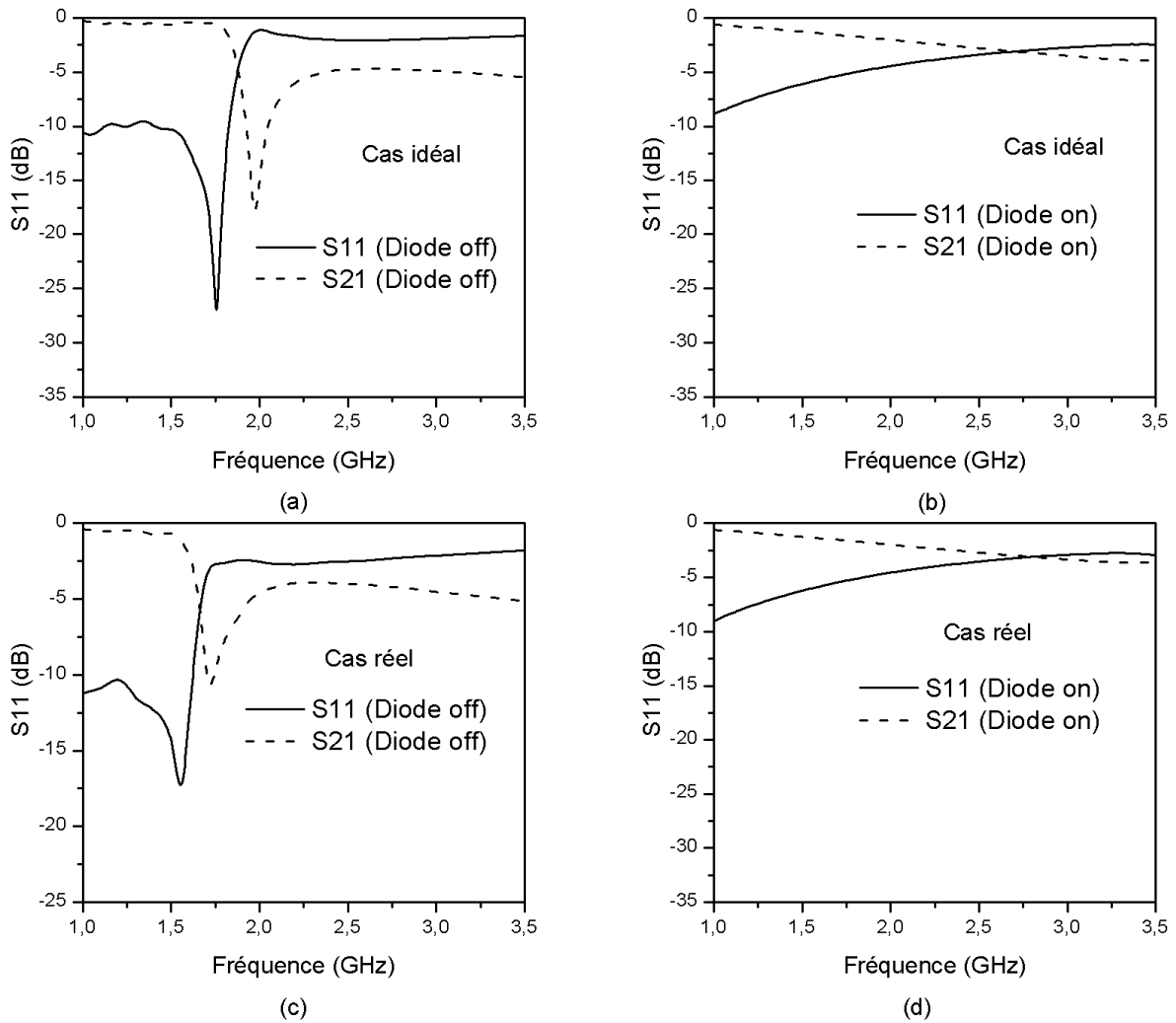


Fig. 5.9 Paramètre S d'un DSRR avec court-circuit: a) idéal-off. b) idéal-on. c) réel-off. d) réel-on.

D'après les courbes de la figure 5.9, on remarque que lorsque le DSRR est actif (court-circuit à l'état off), on enregistre une résonance à une fréquence à partir de laquelle, la cellule change d'état brusquement pour bloquer la transmission des ondes électromagnétiques d'un port à un autre. Lorsqu'on désactive le DSRR, on remarque plutôt une dérive progressive avec l'augmentation de la fréquence. En comparant les courbes des court-circuits idéaux et réels, on remarque un léger décalage en fréquence, dans l'état off, entre les résonances. Ce décalage s'expliquerait par le fait que dans l'état off (cas réel), les switches se comportent comme des capacités qui vont augmenter les longueurs électriques des résonateurs. Afin d'analyser ce comportement plus en profondeur, on a entamé de calculer la perméabilité effective μ_{eff} des DSRR. Les résultats sont donnés dans la figure 5.10.

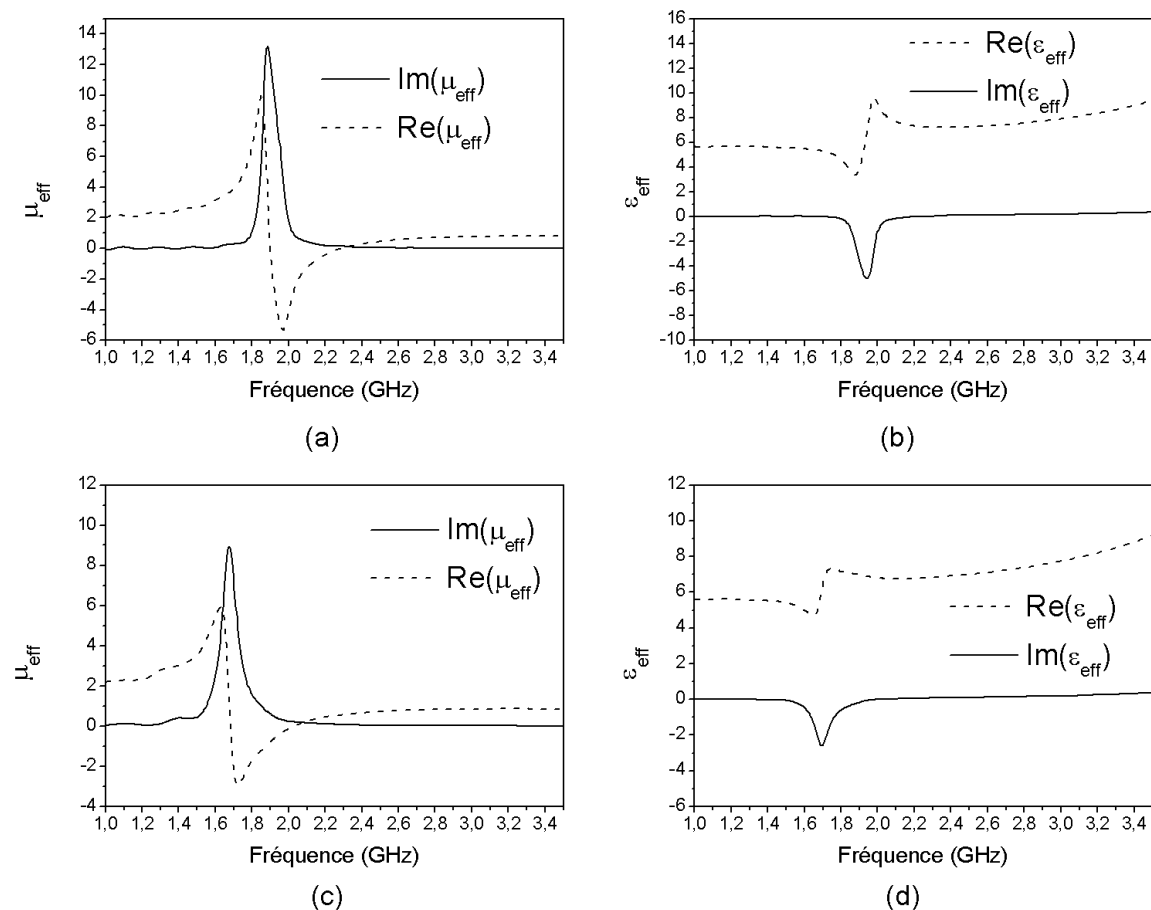


Fig. 5.10 Partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective avec court-circuit.
a) idéal-off. b) idéal-on. c) réel-off. d) réel-on.

On remarque, d'après les deux figures 5.10-a et 5.10-c, que la partie réelle de la perméabilité devient négative aux alentours de la résonance de la courbe S_{21} dans la figure 5.9. De même que pour la figure précédente, on remarque aussi un décalage fréquentiel lorsqu'on passe d'un court-circuit idéal à un réel. D'après les deux figures 5.10-b et 5.10-d, lorsqu'on court-circuite les DSRR, la partie réelle de la perméabilité reste toujours positive.

Les DSRR ont une propriété intéressante qui permet de l'exploiter dans la reconfiguration fréquentielle. En effet, lorsqu'elles rentrent en résonance et qu'elles présentent des perméabilités négatives, leur proximité de l'élément rayonnant va créer un couplage magnétique avec celui-ci, ce qu'on va exploiter pour créer de nouvelles bandes d'opération. On tient à préciser que le couplage magnétique entre un DSRR et l'élément rayonnant peut être utilisée pour créer une encoche, comme rapporté dans [1].

5.5. Intégration des DSRR dans l'antenne

Trois cellules DSRR R1, R2 et R3 optimisées pour travailler à des fréquences en dehors de la bande de fonctionnement du monopole classique ont été disposés aux alentours de l'élément rayonnant; deux (R1 et R2) sur la façade avant à des distances $x_1=1.4$ mm et $x_2=1.7$ de ce dernier et un troisième (R3) sur la façade arrière de l'antenne tel qu'illustré dans la figure 5.11-b. Les cellules R1, R2 et R3 ont été conçues respectivement pour résonner à 1.8 GHz (bande DCS), 1.9 GHz (bande PCS) et 2.9 GHz (WiMAX). Les positions et les dimensions de chaque cellule ont été optimisées de telle manière à avoir un bon couplage magnétique avec l'élément rayonnant, qui donne une bonne adaptation d'impédance dans les bandes ciblées.

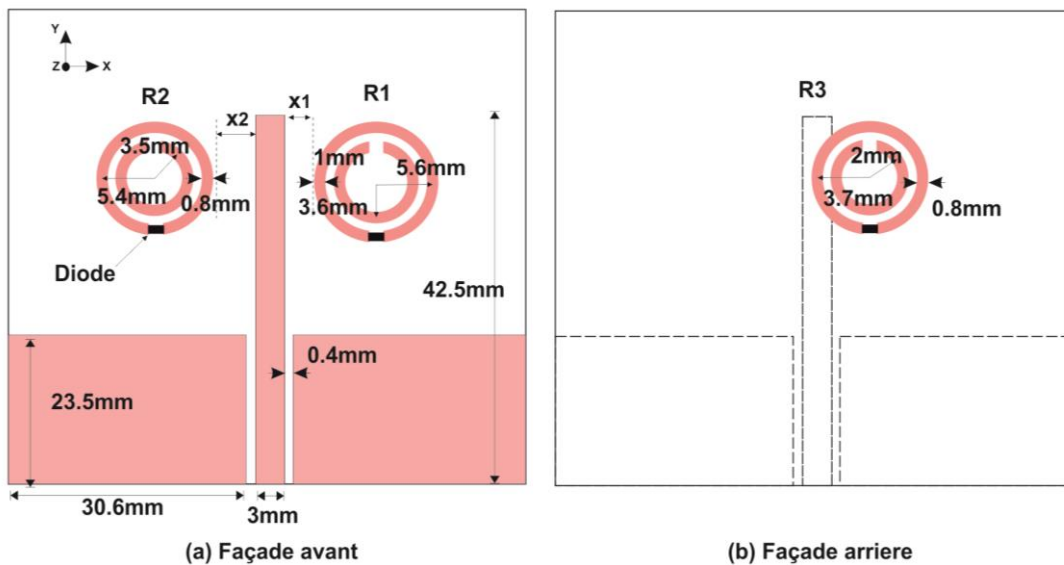


Fig. 5.11 Antenne proposée avec des switches idéaux.

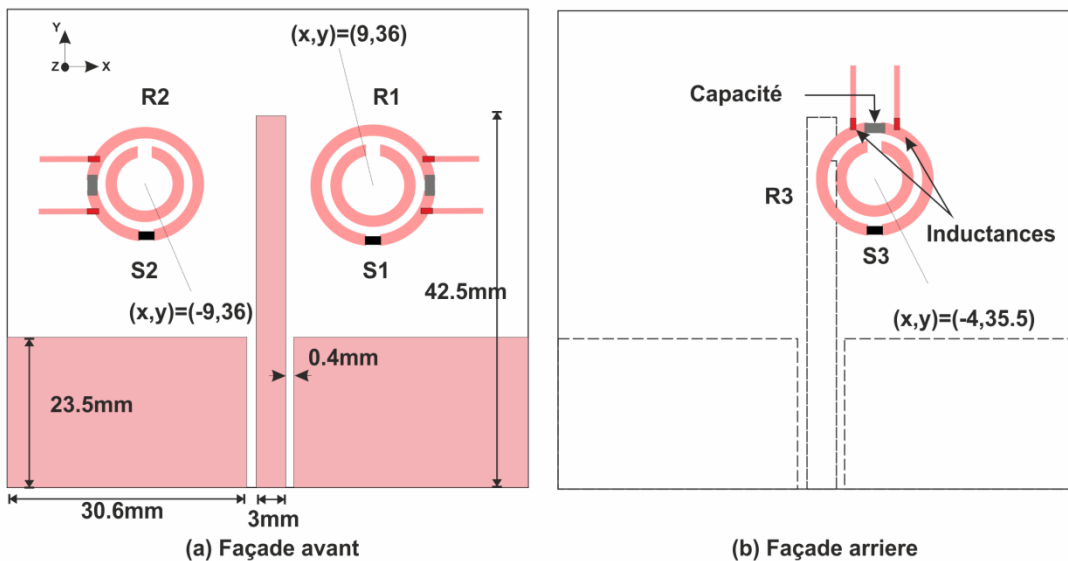


Fig. 5.12 Antenne proposée avec des diodes réelles et le circuit de polarisation.

Chaque cellule intègre un switch sur l'anneau extérieur rendant ainsi la cellule reconfigurable. La figure 5.11 donne le schéma de l'antenne avec des switches idéaux.

Pour polariser chaque diode (switch), deux lignes de polarisation de largeur 0.5 mm intégrant, chacune, une inductance de 100 nH ont été utilisés (fig. 5.12-b). Cependant, afin de pouvoir polariser les diodes, chaque SRR extérieur a été coupé à son milieu pour avoir une isolation DC entre les anodes et cathodes. Afin de garder une continuité RF, une capacité de découplage est soudée au même endroit. La diode utilisée ici est la même que celle utilisée dans les prototypes précédent, c'est-à-dire de type BAR50-02V. Dans les simulations, l'effet de cette diode a été pris en compte en utilisant les paramètres S de cette dernière fournis par le constructeur sous forme de fichier au format Touchstone (s2p).

L'antenne formée du monopole avec les trois (03) cellules DSRR est capable de fournir huit (8) différents modes d'opération. Ces différents modes peuvent être catégorisés en trois types : mono bande, double bande (dual band) et triple bande (triple band). Les différentes configurations pour chaque mode de fonctionnement sont résumées dans les trois tableaux suivants :

| | Diodes | | |
|------|--------|----|----|
| | S1 | S2 | S3 |
| état | on | on | on |

Tab. 5.1 Configurations pour un fonctionnement en mono bande.

| | Diodes | | |
|-------|--------|-----|-----|
| | S1 | S2 | S3 |
| état1 | off | on | on |
| état2 | on | off | on |
| état3 | on | on | off |
| état4 | off | off | on |

Tab. 5.2 Configurations pour un fonctionnement en double bande.

| | Diodes | | |
|-------|--------|-----|-----|
| | S1 | S2 | S3 |
| état1 | off | on | off |
| état2 | on | off | off |
| état3 | off | off | off |

Tab. 5.3 Configurations pour un fonctionnement en triple bande.

La figure 5.13 donne les huit (08) états de fonctionnement de l'antenne correspondant aux différentes configurations des switches : un mode mono bande, un mode double-bande avec quatre (04) configurations différentes et un mode triple-bande avec trois (03) configurations différentes.

Lorsqu'on désactive tous les DSRR, en mettant S1, S2 et S3 à l'état « on », l'antenne fonctionne en mode mono-bande où sa bande est celle du monopole seul avec un léger décalage fréquentiel, tel qu'illustré dans la figure 5.13-a.

Lorsqu'on active R3 seulement et qu'on désactive R1 et R2 ($S1, S2, S3 = \text{on, on, off}$), une nouvelle fréquence de résonance est créée à 2.9 GHz (fig. 5.13-b), en plus de la bande du monopole qui est légèrement décalée vers les basses fréquences, comparativement au cas de la figure 5.13-a. Ce décalage qui est mis en évidence dans la figure 5.14-a, est dû au couplage mutuel entre le monopole et R3 qui sont très proches l'un de l'autre. Ce couplage mutuel est bien démontré dans [2]. Lorsqu'on active R2 seulement ($S1, S2, S3 = \text{on, off, on}$), une nouvelle bande est créée dans la bande PCS, à 1.9 GHz. L'activation de R1 seulement ($S1, S2, S3 = \text{off, on, on}$), crée une nouvelle bande dans la bande DCS, à 1.8 GHz. La remarque à faire ici est que l'activation de R1 ou R2 n'affecte presque pas la bande du monopole qui reste presque inchangée, tel qu'illustré dans la figure 5.14-b. Cependant, l'activation de R1 et R2 ensemble ($S1, S2, S3 = \text{off, off, on}$) va garder la bande inférieure aux alentours de 1.8 GHz (dans ce cas, la résonance de R1, le DSRR le plus grand, semble être le plus dominant par rapport à R2), mais va décaler la bande du monopole de presque 100 MHz. Cette propriété peut être très intéressante si on veut ajuster la bande du monopole sans devoir toucher l'élément rayonnant.

Finalement, un mode tri-bandes peut être obtenu en activant R3 avec au moins un des deux autres DSRR ($S1, S2, S3 = \text{off, on, off}$) ou ($S1, S2, S3 = \text{on, off, off}$) ou ($S1, S2, S3 = \text{off, off, off}$), tel que donné dans la figure 5.13-c. Dans ce cas, la bande à 2.9 GHz reste inchangée alors que les autres bandes vont se décaler à différents degrés. L'alternance entre R1 et R2 va avoir très peu d'effet sur la bande du milieu mais va décaler sensiblement la bande inférieure. Et l'alternance entre R1 seul et R1 avec R2 va, au contraire, affecter plus la bande du milieu alors que la bande inférieure va peu changer.

Enfin, on fait remarquer qu'en activant R1, et en variant les combinaisons des autres switches, on peut translater la bande du monopole sur une bonne plage, tel qu'illustré dans la figure 5.14-c.

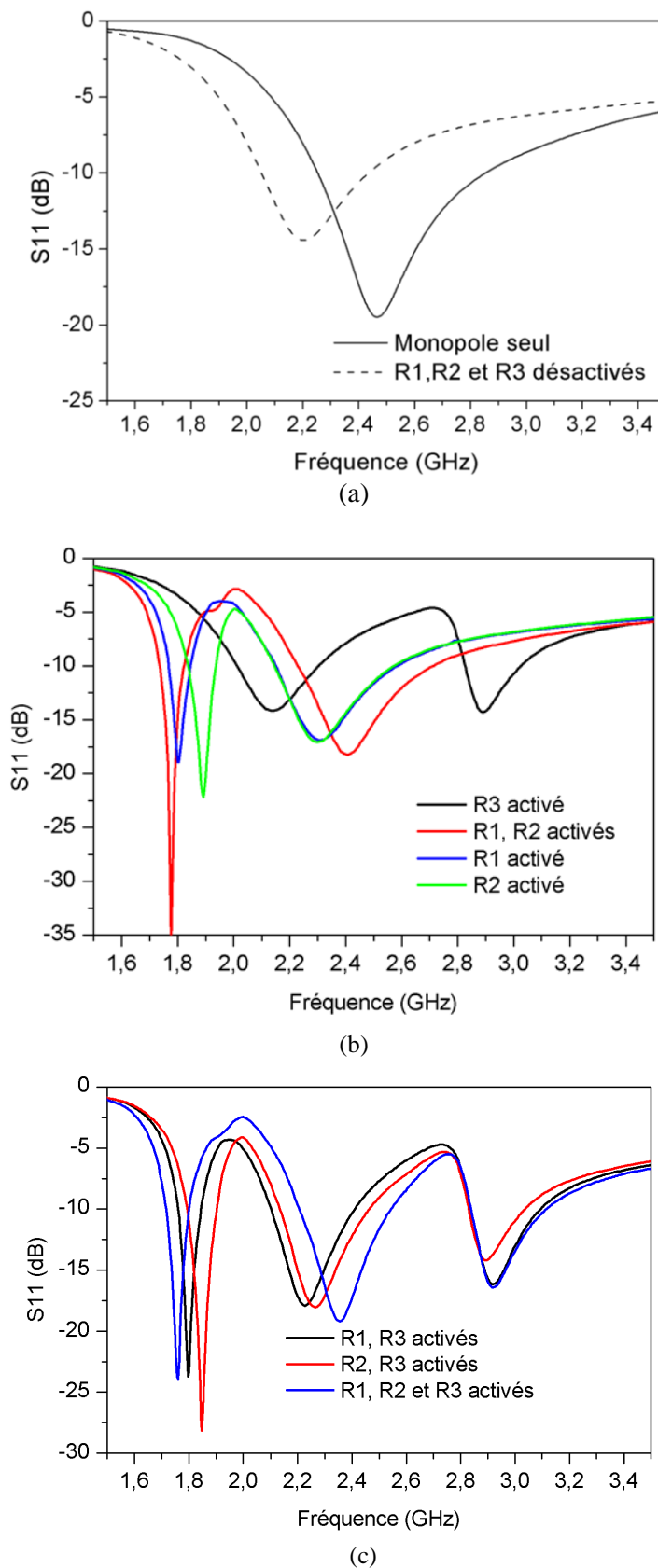


Fig. 5.13 Comportement du coefficient de réflexion pour les trois modes de fonctionnement.

a) mono bande, b) double bande et c) triple bande

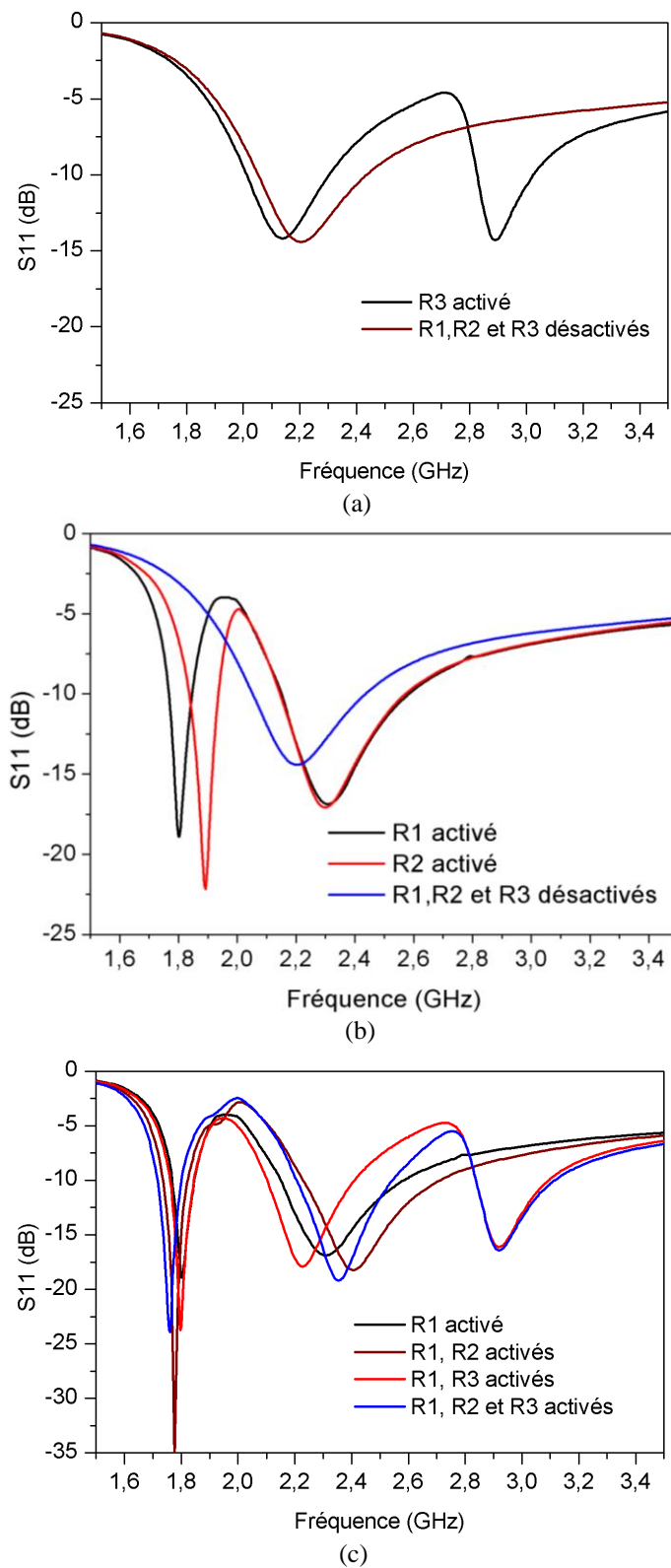


Fig. 5.14 S_{11} de l'antenne pour différentes configurations des switches.

a) activation et désactivation de R3. b) R1 et R2. c) activation de R1 avec les autres combinaisons.

Pour analyser l'effet de la reconfiguration proposée sur les propriétés de rayonnement de l'antenne, les diagrammes de rayonnement en 3D ont été calculés dans les différents modes et à différentes fréquences.

Les résultats obtenus ont montré que lorsque les 3 cellules DSRR sont désactivées, l'antenne rayonne d'une manière omnidirectionnelle dans le plan azimut. Ceci est prévisible puisque lorsque R1, R2 et R3 sont désactivés, l'antenne fonctionne en mode monopole seul. Le diagramme de rayonnement, dans ce cas, est semblable à celui d'un monopole classique (fig. 5.15)

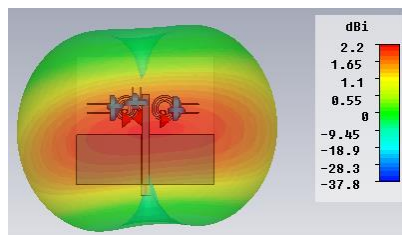
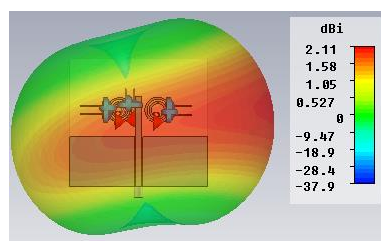
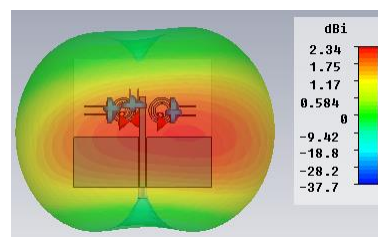


Fig. 5.15 Diagrammes de rayonnement en 3D en mode de fonctionnement mono-bande à 2.2 GHz.

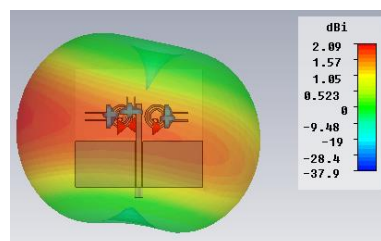


1.9 GHz

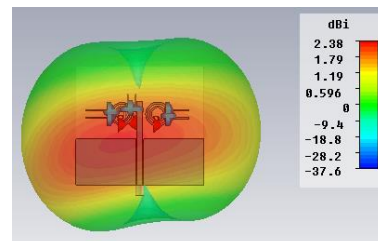


2.3 GHz

Fig. 5.16 Diagrammes de rayonnement en 3D lorsque R2 est activé (mode double-bande).

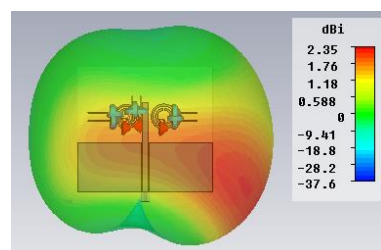


1.8 GHz

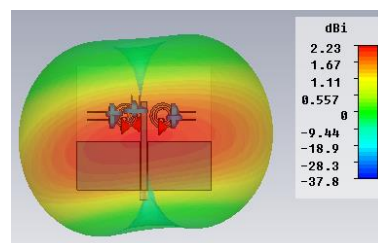


2.3 GHz

Fig. 5.17 Diagrammes de rayonnement en 3D lorsque R1 est activé (mode double-bande).



2.9 GHz



2.2 GHz

Fig. 5.18 Diagrammes de rayonnement en 3D lorsque R3 est activé (mode double-bande).

Dans le cas d'un fonctionnement en double bande (fig. 5.16), l'étude des diagrammes de rayonnement a montré que l'antenne rayonne toujours d'une manière omnidirectionnelle dans le plan azimut dans la bande du monopole. Par contre, le rayonnement de l'antenne change en dehors de la bande du monopole, aux nouvelles fréquences de résonances engendrées par les différentes cellules DSRR. Ainsi à 1.9 GHz (R2 est activé) le diagramme de rayonnement fait une petite rotation en gardant la même forme avec une plus grande directivité dans la direction opposé ou se trouve le résonateur activé (R2). La même remarque est constatée pour le cas où la cellule R1 est activée à 1.8 GHz (fig. 5.17). Dans le cas où la cellule R3 est activée (fig. 5.18), le diagramme de rayonnement à 2.9 GHz montre que l'antenne rayonne d'une façon omnidirectionnelle mais avec une plus grande directivité dans la direction opposée ou se trouve la cellule R3. Dans la figure 5.19 on compare le diagramme de rayonnement pour les différentes bandes de fonctionnement dans les deux plans $\theta=90^\circ$ et $\varphi=0^\circ$. On remarque que le rayonnement dans le plan E ressemble à celui d'un monopole classique avec une petite rotation du diagramme lorsque la cellule R1 ou R2 est activée. Dans le plan H, le rayonnement est omnidirectionnel en général.

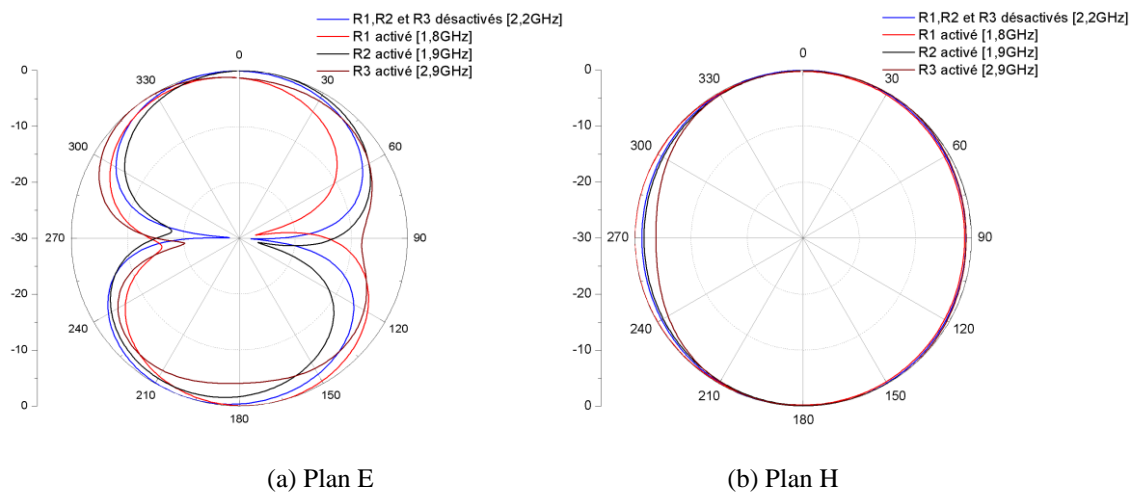


Fig. 5.19 Superposition du diagramme de rayonnement pour différents modes de fonctionnement.

Pour un fonctionnement en triple bande l'étude du diagramme de rayonnement en 3 D a montré que l'antenne se comporte de la même manière pour chaque bande de fréquence. La figure 5.20 montre le diagramme de rayonnement pour le cas où les cellules R2 et R3 sont activées. Ainsi à une fréquence de 1.86 GHz l'antenne a un diagramme omnidirectionnel avec une petite rotation dans le sens inverse d'une aiguille d'une montre. Pour une fréquence de 2.26 GHz à l'intérieur de la bande du monopole l'antenne rayonne comme un monopole classique avec un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimut et à 2.9 GHz (résonance créé par R3) l'antenne rayonne dans la direction opposée ou se trouve le résonateur R3.

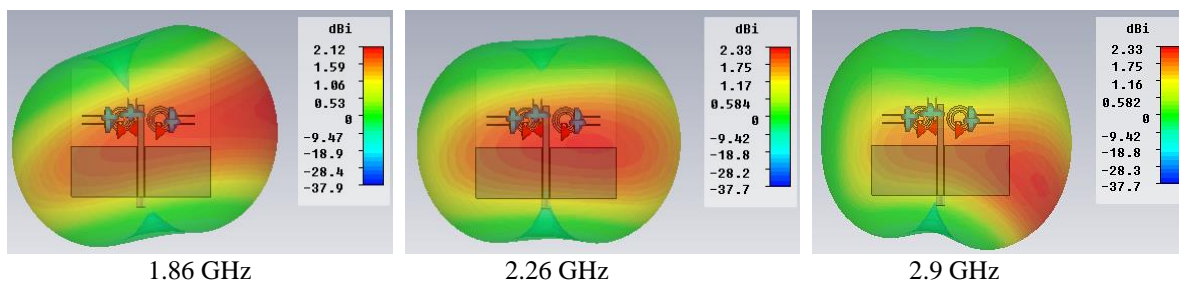


Fig. 5.20 Diagrammes de rayonnement en 3D lorsque R2 et R3 sont activés (mode triple bande).

Afin de mieux comprendre le comportement radioélectrique de l’antenne proposée, une étude détaillée sur la distribution de courant a été faite pour chaque configuration. Les résultats obtenus pour une configuration double-bande sont illustrés dans la figure 5.21.

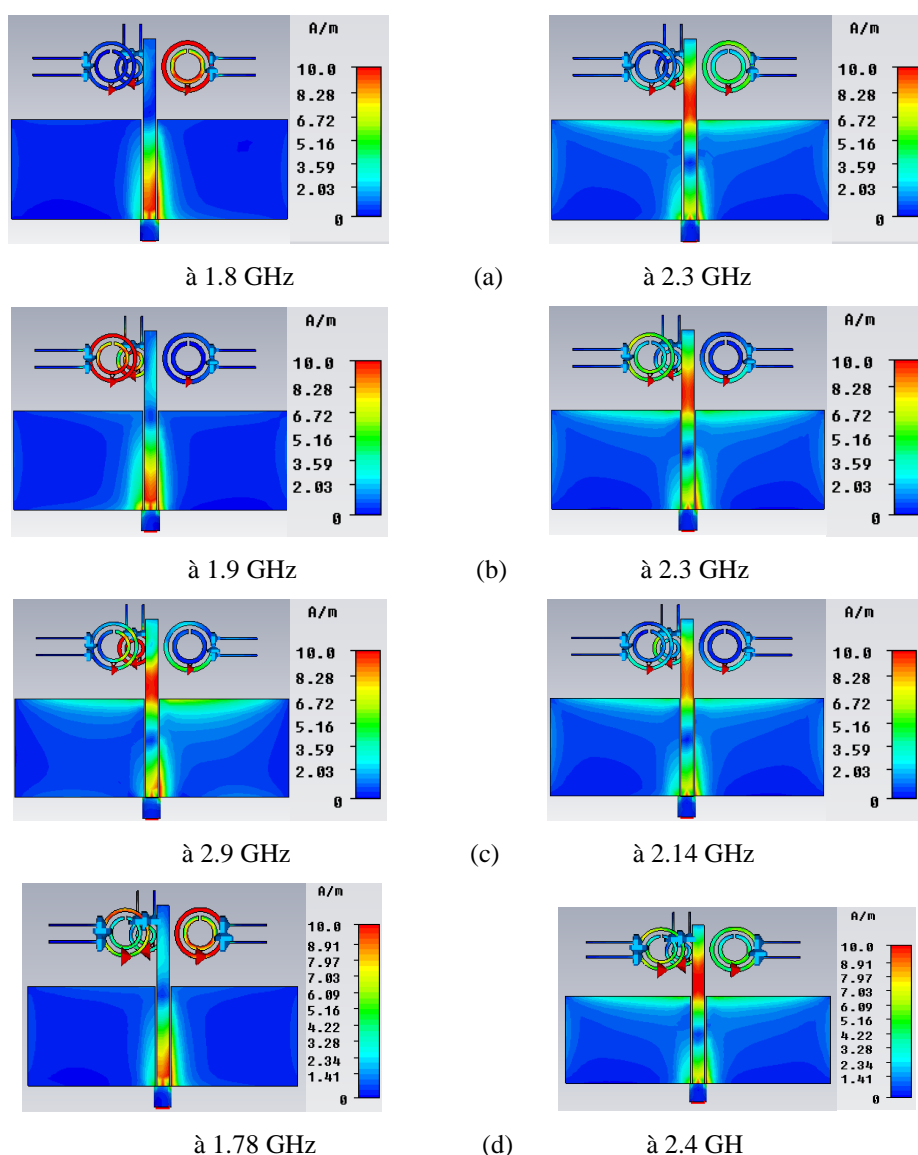


Fig. 5.21 Distribution de courant de surface pour différentes configurations des switches (mode double bande).

a) R1 activé, b) R2 activé, c) R3 activé, d) R1et R2 activés.

On remarque lorsque la cellule R1 est activée (fig. 5.21-a) à 2.3 GHz, une forte densité de courant surfacique sur le monopole rectiligne, l'élément rayonnant principale et le monopole. A 1.8 GHz la forte distribution de courant sur le monopole disparaît pour laisser place à une forte concentration de courant surfacique dans la cellule R1. L'élément rayonnant principal est la cellule R1. Le même constat est obtenu lorsque la cellule R2 est activée (fig. 5.21-b). A 2.3 GHz on remarque une forte distribution de courant sur le monopole rectiligne qui est l'élément rayonnant principal à cette fréquence. A 1.9 GHz on remarque une forte concentration de courant sur la cellule R2 ce qui indique qu'à cette fréquence la cellule R2 est l'élément rayonnant principal. Pour le dernier cas où la cellule R3 est activée (fig. 5.21-c) à 2.14 GHz on remarque une assez forte concentration de courant surfacique sur le monopole rectiligne. L'antenne se comporte comme un monopole classique. A 2.9 GHz on remarque une forte distribution de courant sur la cellule R3 et une deuxième moins conséquente sur le monopole rectiligne. On en déduit qu'il y a un couplage par proximité entre la ligne micro-ruban et la cellule R3 ce qui explique le rayonnement de l'antenne vers le bas. Dans le cas où les deux DSRR R1 et R2 sont activés (fig. 5.21-c) la fréquence créée par le DSRR R1 est dominante par rapport à celle du DSRR R2, on remarque une plus grande densité de courant surfacique sur le résonateur R1 que sur le résonateur R2 (fig. 5.21-d). L'étude du comportement spatial démontre que l'activation des deux résonateurs permet d'équilibrer le rayonnement de l'antenne et d'annuler l'effet de rotation comme indiqué dans la figure 5.22.

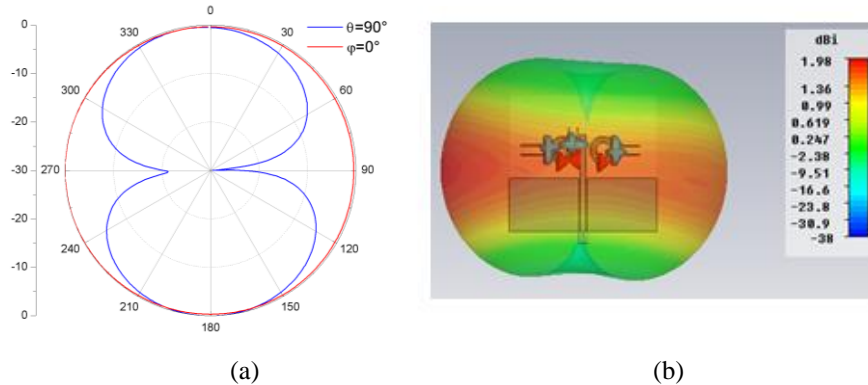


Fig. 5.22 Diagrammes de rayonnement lorsque R1 et R2 sont activés à 1.78GHz (mode double bande).

a) en coordonnées polaire, b) en 3D

5.6. Résultats Expérimentaux

Afin de valider expérimentalement l'approche de reconfiguration fréquentielle proposée, un prototype avec des switches réels a été fabriqué sur du substrat de type verre époxy, et ses performances mesurées. Pour polariser les diodes avec des tensions continues de l'ordre de 05 volts, six (06) fils électriques et une alimentation stabilisée ont été utilisées. La figure 5.23 montre les deux façades (avant et arrière) de l'antenne proposée, une fois les composants soudés, avec son circuit de polarisation.

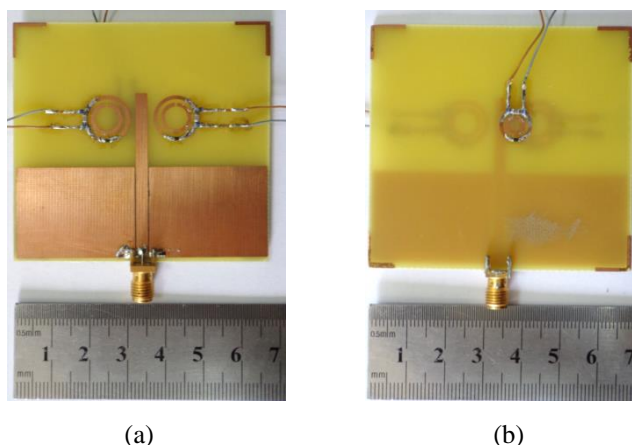


Fig. 5.23 Prototype réalisé: a) façade avant, b) façade arrière.

Pour les mesures du paramètre S_{11} de l'antenne, on a utilisé un analyseur de réseaux vectoriel de type Agilent 8753ES fonctionnant dans la bande entre 30 KHz et 6 GHz. Les résultats de mesure obtenus confirment le comportement mono-bande, double-bande et triple-bande du prototype.

La figure 5.24 montre les résultats de mesure et de simulation pour quelques configurations. Lorsque les trois cellules sont activées (fig. 5.24-a) la courbe du coefficient de réflexion mesurée indique trois bandes de fonctionnement avec un léger décalage des bandes de fréquence par rapport aux résultats obtenus par simulation. Le décalage le plus important concerne la bande la plus basse en fréquence. On croit que cela est due aux sur dimensionnement des cellules (en particulier R1 et R2) pendant la phase de réalisation et aux tolérances de fabrication en raison de l'incertitude dans la constante diélectrique du substrat comme démontré dans la figure 5.24-f. Quand les deux résonateurs R1 et R2 sont activés (R3 désactivé) l'antenne bascule en mode double-bande (fig. 5.24-b). Les résultats de mesures comparés à ceux de simulation sont en bonne concordance. Pour le cas où R1 est désactivé (R2 et R3 sont activés) l'antenne fonctionne en mode triple-bande (fig. 5.24.c), les résultats de mesures indique un petit décalage en fréquence particulièrement pour la première bande à partir de la gauche qui est créée par le résonateur R2. La même remarque est constatée pour les cas où R1 et R3 sont activés (fig. 5.24-d). Enfin, dans le cas où tous les résonateurs sont désactivés (les trois diodes sont en mode passant) l'antenne bascule en mode de fonctionnement mono bande (fig. 5.24-e). Les résultats de mesures prélevés comparé avec ceux de simulation indiquent un décalage en fréquence de la bande du monopole vers les hautes fréquences. avec l'apparition des quelques fluctuation dans la bande entre 1.5 GHz et 1.8 GHz. C'est petites fluctuation seraient essentiellement dues à l'utilisation de plusieurs fils électriques pour la polarisation des trois cellules (le cas le plus critique) et aux imprécisions de fabrication. En effet, le pire scenario concerne le mode mono-bande ou les trois diodes sont polarisées en direct. Pour remédier à ça, on préconise de réduire la largeur des pistes de polarisation (0.2-0.3 mm) afin d'augmenter leur impédance (une résistance très élevée aura pour effet de réfléchir les signaux RF) et d'utiliser plusieurs inductances (RF chokes).

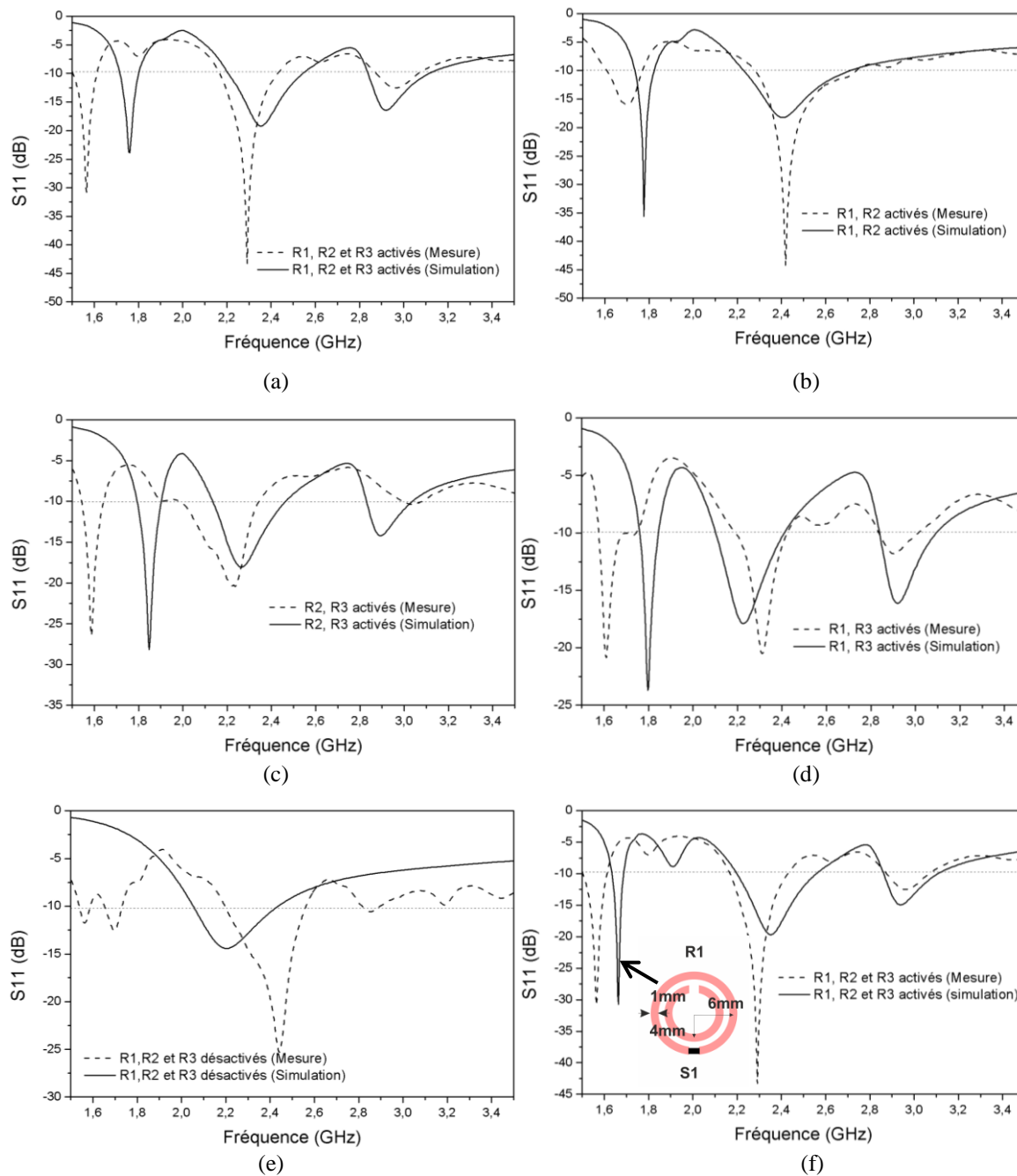


Fig. 5.24 Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré pour différentes configuration.

Néanmoins, on peut considérer que les résultats de mesures obtenus permettent de valider l'approche de reconfiguration fréquentielle proposée. On croit que l'antenne ainsi proposée peut être utilisées pour les radios multiservices, et mêmes les radios cognitives.

5.7. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une antenne multi-bandes reconfigurable en fréquences en utilisant les propriétés métamatériaux des résonateurs DSRR. L'antenne proposée peut commuter entre des modes mono-bande, double-bande et triple-bande. L'approche proposée dans ce chapitre diffère de celle proposée dans les chapitres 3 et 4 du fait qu'au lieu d'insérer des fentes dans le plan de masse de l'antenne afin de filtrer des parties de la bande d'opération du monopole, on a ajouté des structures pour créer de nouvelles bandes de fréquences et on a utilisé des switches pour basculer entre différents modes de fonctionnement. Les résultats expérimentaux obtenus ont démontré le comportement multi-bandes reconfigurable avec un accord satisfaisant comparé avec ceux obtenus par simulation. Néanmoins, afin d'améliorer le découplage entre le circuit de polarisation et la partie RF de l'antenne, les pistes de polarisation des diodes devraient être choisies le plus étroit possible.

Bibliographie Chapitre 5

- [1] H. Cheribi, F. Ghanem and H. Kimouche, “A *Metamaterial-Based Frequency Reconfigurable Antenna*”, Electronics Letters, Vol. 49, Issue 5, pp. 315-316, February 2013.
- [2] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “*Magnetism from Conductors and Enhanced Nonlinear Phenomena,*” IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, vol.47, Issue 11, pp. 2075 - 2084, 2009.
- [3] Mondher LABIDI, “ *Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF* ”, thèse pour obtenir le grade de docteur de l’Ecole Supérieure des Communications de Tunis, 2012.
- [4] Z. Szabo , G. H. Park , R. Hedge and E. P. Li, “A *Unique Extraction of Metamaterial Parameters Based on Kramers–Kronig Relationship,*” IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, vol.58, Issue 10, pp. 2646 - 2653, 2010.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Cette thèse a présenté le travail réalisé sur les antennes reconfigurables en fréquence. Elle a commencé par un chapitre qui situe l'apport du travail réalisé au niveau des antennes par rapport aux performances des radios multiservices et radios cognitives. On a mis en relief comment est-ce qu'une antenne reconfigurable peut participer au traitement du signal, et comment elle peut contribuer dans la fonction de filtrage fréquentiel dans les radios modernes. On a fait ressortir le très grand intérêt des antennes reconfigurables dans les radios cognitives en leur permettant d'avoir une flexibilité fréquentielle indispensable à leur fonctionnement qui utilise le spectre de manière opportuniste.

Une fois l'importance des antennes reconfigurables mise en évidence, on a entamé de présenter la méthode de conception de ce types d'antennes et la façon de prendre en charge l'utilisation des switchs utilisés pour la commutation ou la reconfiguration. Cette méthode a été utilisée pour proposer deux différentes approches de reconfiguration qui ont été utilisées pour développer quatre différentes antennes reconfigurables. La première approche de reconfiguration consiste en l'utilisation d'antennes large-bandes et d'insérer du filtrage au niveau du plan de masse. Ce filtrage qui utilise des fentes imprimées dans le plan de masse peut prendre différentes formes et peut être utilisé pour différents buts. La deuxième approche de reconfiguration proposée se base sur l'utilisation d'une antenne monopole à bande-étroite à laquelle on introduit de nouvelles bandes de fréquences grâce à l'utilisation de cellules métamatériaux disposées à proximité de l'élément rayonnant. Les nouvelles bandes ainsi introduites peuvent être utilisées au niveau de la radio pour offrir à ses utilisateurs de nouveaux services sans fil.

La première antenne proposée avec des switchs réels consiste en une antenne monopole ayant une largeur de bande relativement étroite et qui utilise un filtrage au niveau du plan de masse pour deux buts. Le premier but vise à augmenter la sélectivité fréquentielle de l'antenne pour réduire nettement sa largeur de bande. Le deuxième but consiste en la translation de la bande d'opération étroite pour balayer la quasi-totalité de la bande originale. L'antenne ainsi conçue permet de couvrir une largeur de bande donnée en une seule fois ou en plusieurs sous-bandes. Cette antenne serait idéale pour les radios cognitives où ces dernières doivent effectuer, en mode perception (sensing), des mesures sur une large plage de fréquences pour trouver la meilleure portion pour y communiquer en mode opération. Ainsi, en mode perception, la radio utiliserait l'antenne dans son fonctionnement relativement large-bande pour avoir accès à toute la plage d'intérêt. Une fois la sous-bande présentant les meilleures conditions

trouvée, la radio utilisera l'antenne pour occuper la sous-bande désirée pour y communiquer dans les meilleures conditions possibles.

La deuxième antenne proposée consiste en un disque monopole ultra-large-bande dont le plan de masse intègre un filtre sous forme de fente, conformément à la première approche de reconfiguration décrite plus haut. Dans cette antenne, le filtrage dans le plan de masse est utilisé pour faire varier la largeur de bande de manière graduelle en gardant la limite inférieure de la bande d'opération fixe et en translatant la limite supérieure. Cette antenne serait idéale pour les applications de radio cognitive en mode ultra-large-bande où on peut changer la largeur de bande pour s'adapter au débit de la communication ou pour combattre le problème des multi-trajets. On tient à signaler que cette antenne permet aussi de fonctionner en mode bande-étroite, en mono-bande et en bi-bande.

Finalement, la troisième antenne utilise la deuxième approche de reconfiguration et consiste en un monopole qui intègre des structures DSRR ayant des propriétés de métamatériaux. Ces dernières présentent une perméabilité négative sur une certaine largeur de bande de fréquences, ce qui permet de créer un couplage magnétique avec l'élément rayonnant créant ainsi de nouvelles bandes d'opération. En agissant sur les structures DSRR, notamment en fermant l'anneau extérieur, l'effet métamatériaux disparaît ce qui supprime la bande de fréquences correspondante. Ainsi, l'antenne proposée permet de fonctionner en mono-bande, bi-bandes et tri-bandes. Cette antenne serait souhaitable pour les radios multiservices où les bandes créées par les DSRR correspondraient aux fréquences des différents services sans fil supportées.

En termes de perspective de travaux futurs, le travail présenté dans cette thèse peut être étendu pour étudier différents aspects. Au niveau conception, on pourrait travailler pour combiner les différentes approches de reconfiguration proposées dans cette thèse pour proposer des antennes ayant le maximum de fonctionnalités. Au niveau technologique, on pourrait se pencher sur les commutateurs ou switches qui seraient les plus appropriés pour ce genre d'antennes en prenant en considération des paramètres tels le régime transitoire, l'efficacité énergétique, les non-linéarités...etc.

Annexe

Caractéristiques générales d'une antenne

Les antennes se caractérisent généralement par quelques paramètres importants. Ils permettent de comparer les structures entre elles, mais aussi les simulations et les mesures sur prototypes. Cette annexe décrit les définitions des paramètres principaux des antennes.

1- Impédance d'entrée et résistance de rayonnement

L'impédance d'entrée d'une antenne est complexe et dépend de la fréquence. Elle est définie, comme toute impédance, comme le rapport entre tension et courant à l'entrée de l'antenne, l'impédance a l'expression suivante :

$$Z_A(\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega) \quad \text{A.1}$$

Où R_A est la résistance de l'antenne et X_A sa réactance.

Par exemple, une antenne dipôle (2 brins de $\lambda/4$ chacun) a une impédance de $73 + j42 \Omega$ à la fréquence fondamentale de résonance.

L'antenne dissipe de la puissance, la résistance de rayonnement $R_r(\omega)$ traduit la puissance active rayonnée dans l'espace qui entoure l'antenne. Elle est définie comme suit.

$$R_r(\omega) = \frac{P_{\text{rayonnée}}}{I_{\text{rms}}^2} = \frac{P_{\text{acceptée}} - P_{\text{dissipée}}}{I_{\text{rms}}^2} \quad \text{A.2}$$

Où $P_{\text{rayonnée}}$ est la puissance active rayonnée par l'antenne, $P_{\text{acceptée}}$ est la puissance active acceptée par l'antenne, $P_{\text{dissipée}}$ la puissance active dissipée par l'antenne, et I_{rms} le courant efficace ou RMS (Root Mean Square) de l'antenne.

La résistance de rayonnement $R_r(\omega)$ est reliée à $R_A(\omega)$ par une résistance de pertes par effet Joule $R_p(\omega)$ et on peut les écrire.

$$R_A(\omega) = R_r(\omega) + R_p(\omega) \quad \text{A.3}$$

2- Coefficient de réflexion, ROS, pertes de réflexion et pertes de retour

Le coefficient de réflexion complexe Γ caractérise la réflexion à l'entrée d'un quadripôle. Il est lié aux impédances par :

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_A(\omega) - Z_C}{Z_A(\omega) + Z_C} \quad \text{A.4}$$

Où Z_C est l'impédance caractéristique du système considéré.

Sa valeur en dB est donné par :

$$S_{11}(dB) = 20\log(|\Gamma|) \quad \text{A.5}$$

Deux ondes se propageant en sens opposés dans un guide ou une ligne créent une onde stationnaire dont l'enveloppe alterne périodiquement des maximums et des minimums. Le ROS (Rapport d'Ondes

Stationnaires, équivalent du terme anglo-saxon VSWR : Voltage Standing Wave Ratio) est le rapport entre ces valeurs maximale et minimale. Il permet de quantifier le niveau d'adaptation de l'antenne à son circuit d'alimentation. Comme pour tout circuit, l'égalité de leurs impédances conjuguées correspond à la solution optimale de transfert de puissance. Le ROS est lié au coefficient de réflexion complexe Γ en entrée de l'antenne par :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad A.6$$

Il existe cependant une relation caractérisant les pertes de réflexion (ou Mismatch Loss), c'est-à-dire la quantité de puissance réfléchiée par rapport à la puissance incidente, au point d'accès. Celles-ci s'expriment comme suit :

$$ML(dB) = -10\log(1 - |\Gamma|^2) \quad A.7$$

En pratique, l'adaptation est souvent évaluée en dB grâce aux pertes de retour (Return Loss, d'après les termes anglo-saxons), quantité positive, définie à partir de :

$$RL(dB) = -20\log(|\Gamma|) \quad A.8$$

3- Efficacité ou rendement

L'efficacité totale $\eta_{tot}(\omega)$ (aussi nommée rendement) est définie dans l'Équation A.9 et permet de prendre en compte la proportion de puissance qui est rayonnée par l'antenne par rapport à celle qui lui est fournie et elle est définie comme suit :

$$\eta_{tot} = \frac{\text{Puissance Rayonnée}}{\text{Puissance Incidente}} \quad A.9$$

Des logiciels comme HFSS ou CST/MWS déterminent l'efficacité de rayonnement selon la définition suivante :

$$\eta_{ray} = \frac{\text{Puissance Rayonnée}}{\text{Puissance Acceptée}} \quad A.10$$

La relation suivante lie η_{ray} et η_{tot} :

$$\eta_{tot} = (1 - |\Gamma|^2) \eta_{ray} \quad A.11$$

L'efficacité peut également être définie par un rapport d'impédance, comme décrit-en :

$$\eta_{ray}(\omega) = \frac{R_r(\omega)}{R_A(\omega)} = \frac{R_r(\omega)}{R_r(\omega) + R_p(\omega)} \quad A.12$$

Une antenne a donc un bon rendement si la résistance de pertes est faible devant la résistance de rayonnement. C'est souvent le cas pour les antennes dipôle demi-onde ou monopole, mais la miniaturisation dégrade cette résistance de rayonnement, diminuant ainsi l'efficacité de l'antenne.

4- Bande passante et fréquences d'utilisation

La bande passante, c'est-à-dire la bande de fréquence sur laquelle l'antenne a un ROS inférieur à une valeur donnée, peut être définie comme suit :

$$BP = f_{max} - f_{min} \quad A.13$$

Où f_{max} (respectivement f_{min}) est la fréquence maximale (respectivement minimale) permettant d'obtenir le ROS désiré. Les bandes passantes usuellement utilisées correspondent à $S_{11} = -6$ dB (ROS=3) ou -10 dB (ROS=2). Il est également possible de définir une bande passante relative, pour les antennes ayant une unique résonance et une bande passante plutôt étroite, selon :

$$BP_r(\%) = 100 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} = 100 \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_0} \quad A.14$$

Avec f_0 (respectivement ω_0) fréquence (respectivement pulsation) correspondant au ROS minimal. Les antennes sont généralement considérées à bandes étroites. Pour les antennes ULB et large bande avec plusieurs résonances on utilise la formule suivante :

$$BP_r(\%) = 100 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} = 200 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad A.15$$

5- Directivité et Gain

La directivité est définie comme le rapport entre l'intensité de rayonnement de l'antenne dans une direction donnée et l'intensité rayonnée moyennée sur toutes les directions. Cette dernière est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par 4π . Si la direction n'est pas spécifiée, la direction de l'intensité de rayonnement maximum est considérée. La directivité $D(\theta, \varphi)$, (sans unité) s'exprime donc comme suit :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_r} \quad A.16$$

Où $U(\theta, \varphi)$ est l'intensité de rayonnement, et P_r est la puissance totale rayonnée dans toutes les directions.

Le gain est très fortement lié à la directivité, mais il traduit les caractéristiques de l'antenne de manière plus complète que celle-ci, car il prend en compte les pertes. Le gain est défini dans une direction comme le rapport entre l'intensité de rayonnement de l'antenne et l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée de manière isotrope. Cette intensité de rayonnement correspondant à la puissance rayonnée de manière isotrope est égale à la puissance acceptée par l'antenne P_A divisée par 4π . Le gain s'exprime comme suit :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_A} = D(\theta, \varphi) \times \eta_{ray} \quad A.17$$

Avec $P_A = P_{in} \times (1 - |\Gamma|^2)$, où P_{in} est la puissance incidente A.18

Si nous prenons en compte l'adaptation, nous pouvons définir le gain absolu, comme le gain partiel d'une antenne pour une polarisation donnée, réduit par les pertes dues à la désadaptation à une impédance spécifique de l'impédance de l'antenne :

$$G(\theta, \varphi)_{absolu} = G(\theta, \varphi)_{directif} \times (1 - |\Gamma|^2) \quad A.19$$

$$= D(\theta, \varphi) \times \eta_{ray} \times (1 - |\Gamma|^2) = D(\theta, \varphi) \times \eta_{tot}$$

Le gain permet de quantifier l'augmentation de puissance émise ou reçue dans une direction donnée et est dû à la concentration d'énergie dans cette direction. Il est exprimé en dBi (décibels par rapport à l'antenne isotrope) ou quelquefois en dBd (décibels par rapport à l'antenne dipôle).

Publications

Journal:

- **A. MANSOUL**, F. Ghanem, Mohamad Rijal Hamid and Mohamed Trabelsi " *A Selective Frequency-Reconfigurable Antenna for Cognitive Radio Applications* ". Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, Volume 13, pages 515–518, Mars 2014 (Impact factor = 1.948) – URL : <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6762826>

Conférences:

- **A. MANSOUL**, F. Ghanem, Mohamed Trabelsi " *A Mono, Dual and Triple band switchable Metamaterial-based Antenna*". Antennas and Propagation (EuCAP), European Conference on, pages 1-2, Lisbon, April 2015.

- **A. MANSOUL**, F. Ghanem, Mohamed Trabelsi " *Bandwidth controllable Monopole Antenna Based on Reconfigurable Ground Plane*". International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing (ICOSIP 2015), Tlemcen, November 2015.

- **A. MANSOUL**, F. Ghanem, Mohamed Trabelsi " *A frequency reconfigurable antenna for high performance U-NII band radios* ". Antennas and Propagation (EuCAP), European Conference on, pages 1893 – 1895, The Hague, April 2014 – URL: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6902167>

- **A. MANSOUL**, F. Ghanem " *Frequency and bandwidth reconfigurable monopole antenna for cognitive radios*". Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013 IEEE, Orlando, Florida, pages 680 - 681, July 2013 – URL : <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6711000>

- F. Ghanem, **A. MANSOUL** " *An UWB to four sub-bands frequency reconfigurable CPW-fed disc monopole antenna*". Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013 IEEE, Orlando, Florida, pages 690 - 691, July 2013 – URL : <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6711005>