



Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales

Sami Hebib

► To cite this version:

Sami Hebib. Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008. Français. NNT : . tel-00347683

HAL Id: tel-00347683

<https://theses.hal.science/tel-00347683>

Submitted on 16 Dec 2008

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

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



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'Université Toulouse III - Paul Sabatier

Discipline ou spécialité : *Electronique*

Présentée et soutenue par Sami HEBIB

Le 24 Novembre 2008

Titre : *Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales*

JURY

Robert PLANA, Professeur, Université de Toulouse III (Président)

Jean-Marc LAHEURTE, Professeur, Université de Marne La Vallée (Rapporteur)

Mohamed HIMDI, Professeur, Université de Rennes I (Rapporteur)

Cyril MANGENOT, Ingénieur, ESA-ESTEC (Examineur)

Hervé AUBERT, Professeur, INP Toulouse (Co-directeur de thèse)

Olivier PASCAL, Maître de conférence HDR, Université de Toulouse III (Directeur de thèse)

Nelson FONSECA, Ingénieur, CNES Toulouse (Invité)

Ecole doctorale : *Ecole Doctorale Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)*

Unité de recherche : *LAAS-CNRS (UPR 8001) et LAME (EA 4141)*

Directeur(s) de Thèse : *Hervé AUBERT et Olivier PASCAL*

à mes parents,

Remerciements

Ce travail a été réalisé conjointement entre le laboratoire d'architecture et d'analyse des systèmes (LAAS-CNRS/Groupe MINC) et le laboratoire de micro-ondes et d'électromagnétisme (LAME). Il a été dirigé par Monsieur Hervé Aubert, Professeur à l'INP de Toulouse et chercheur au LAAS-CNRS, et Monsieur Olivier Pascal, Maître de conférences HDR à l'Université Toulouse 3 et directeur du LAME. Je les remercie pour m'avoir fait bénéficier de leurs grandes connaissances scientifiques ainsi que pour le temps, la patience qu'ils m'ont accordés et les précieux conseils qu'ils m'ont généreusement prodigués.

Je remercie vivement Monsieur Robert Plana, Professeur à l'Université Toulouse 3 et responsable du groupe MINC, de m'avoir accueilli dans son groupe de recherche très dynamique et d'avoir accepté la présidence de mon jury de thèse.

J'exprime ma reconnaissance à Messieurs Jean-Marc Laheurte, Professeur à l'Université de Marne La Vallée et Mohamed Himdi, Professeur à l'Université de Rennes 1, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Monsieur Cyril Mangenot, ingénieur et responsable du "Antenna and Sub-millimeter Wave Section" au sein de l'agence spatiale européenne (ESA-ESTEC) à Noordwijk, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury.

Je voudrais aussi remercier Monsieur Nelson Fonseca, ingénieur au centre national d'études spatiales (CNES), d'avoir suivi de près le déroulement de ce travail et d'avoir participé à son enrichissement ainsi qu'à sa valorisation.

Je profite également de ces quelques lignes pour remercier le CNES et plus particulièrement le département antennes pour sa contribution dans la mesure des différentes antennes.

Je tiens à remercier le personnel du département électronique à l'ENSEEIH-INT de m'avoir accueilli comme moniteur puis ATER au sein de leur équipe d'enseignants.

Un grand merci pour toutes les personnes qui m'ont aidé, soutenu et encouragé pendant ces trois années de thèse : je pense bien sûr à mes parents, à ma famille, à mes amis et à mes collègues de travail.

Enfin, je remercie toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail de thèse.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES MULTI-BANDES	5
I.1 INTRODUCTION	5
I.2 POSITIONNEMENT DES ANTENNES MULTI-BANDES PAR RAPPORT AUX LARGE-BANDES	5
I.3 TECHNIQUES UTILISEES POUR OBTENIR DES ANTENNES MULTI-BANDES	7
I.3.1 COMBINAISON DE PLUSIEURS ELEMENTS RAYONNANTS	7
I.3.2 ANTENNES DE TYPE PIFA	8
I.3.3 FRACTAL	9
I.3.4 ANTENNES A TRAPPES	16
I.3.5 ALGORITHMES GENETIQUES ET D'AUTRES ALGORITHMES D'OPTIMISATION	18
I.4 CONCLUSION	19
CHAPITRE II : NOUVELLE TOPOLOGIE D'ANTENNES MULTI-BANDES A BASE DE TRAPPES/INTERRUPTEURS	25
II.1 INTRODUCTION	25
II.2 DESCRIPTION DE L'ANTENNE	26
II.2.1 GEOMETRIE DE L'ANTENNE	26
II.2.2 GUIDE METALLIQUE A LA COUPURE	29
II.2.3 CHOIX ET POSITIONNEMENT DES TRAPPES/INTERRUPTEURS RF	32
II.3 ETUDES PARAMETRIQUES SUR L'ANTENNE PYRAMIDALE	34
II.3.1 ANALYSES SUR LES CONSTITUANTS DE L'ANTENNE	35
II.3.2 ANALYSES EN FONCTION DU RAYON DE L'EVIDEMENT	37
II.3.3 ANALYSES EN FONCTION DU RAYON DU PLAN DE MASSE	39
II.3.4 ANALYSES EN FONCTION L'ANGLE D'INCLINAISON DES MONOPOLES	40
II.4 METHODOLOGIE DE CONCEPTION DE L'ANTENNE PYRAMIDALE MULTI-BANDE	42
II.5 CONCLUSION	45
CHAPITRE III : ALIMENTATION DE L'ANTENNE PYRAMIDALE MULTI-BANDE	49
III.1 INTRODUCTION	49
III.2 ETAT DE L'ART SUR LES CIRCUITS D'ALIMENTATION MULTI-BANDES DONNANT UNE POLARISATION CIRCULAIRE	49
III.2.1 EN UTILISANT DES COUPLEURS	50
III.2.2 EN UTILISANT DES DEPHASEURS	50
III.2.3 EN UTILISANT DES MULTIPLEXEURS	51
III.2.4 EN UTILISANT DES LIGNES A RETARD	52
III.2.5 CONCLUSION SUR LES CIRCUITS D'ALIMENTATION MULTI-BANDES	53
III.3 ETAT DE L'ART SUR LES COUPLEURS MULTI-BANDES ET LARGE-BANDES	53
III.3.1 COUPLEURS MULTI-BANDES	53
III.3.1.a Technique à base de stubs	54
III.3.1.b Technique basée sur des lignes à longueur et à impédance caractéristique variables	55
III.3.1.c Technique du BLC avec des lignes couplées	56
III.3.1.d Technique des lignes « RHLH »	56

III.3.2 COUPLEURS LARGE-BANDES	58
III.3.3 CONCLUSION SUR L'ETAT DE L'ART DE COUPLEURS MULTI-BANDES ET LARGE-BANDES	59
III.4 SOLUTION PROPOSEE POUR L'ALIMENTATION DE L'ANTENNE PYRAMIDALE MULTI-BANDE	59
III.5 APPLICATION : CIRCUIT D'ALIMENTATION POUR UNE ANTENNE TRI-BANDE AVEC DIVERSITE DE POLARISATION CIRCULAIRE	62
III.5.1 CAHIER DES CHARGES	62
III.5.2 CONCEPTION ET SIMULATION	62
III.5.2.a Etage GPS/Galileo	64
III.5.2.b Etage TM MicroSat	66
III.5.2.c Diplexeur	68
III.5.2.d Circuit d'alimentation complet	74
III.5.3 REALISATION ET MESURE	76
III.5.3.a Choix et commande des composants	76
III.5.3.b Réalisation des circuits imprimés et report de composants	77
III.5.3.c Mesures du circuit d'alimentation réalisé	78
III.6 CONCLUSION	81
 CHAPITRE IV : APPLICATIONS DE L'ANTENNE PYRAMIDALE MULTI-BANDE	 85
 IV.1 INTRODUCTION	 85
IV.2 APPLICATION 1 : ANTENNE PYRAMIDALE TRI-BANDE A BASE D'ELEMENTS FILAIRES POUR APPLICATION GPS/GALILEO/TM MICROSAT	85
IV.2.1 PRESENTATION ET CAHIER DES CHARGES	85
IV.2.2 ANTENNE PYRAMIDALE TRI-BANDE PROPOSEE	86
IV.2.2.a Eléments rayonnants, plan de masse et guide d'onde	87
IV.2.2.b Choix et dimensionnement des trappes	89
IV.2.3 VALIDATION EXPERIMENTALE DE L'ANTENNE REALISEE	91
IV.2.3.a Moyens de mesure et hypothèses	91
IV.2.3.b Antenne pyramidale à base de trappes idéales (circuit ouvert/ circuit fermé)	92
IV.2.3.c Antenne pyramidale à base de trappes réelles	95
IV.3 APPLICATION 2 : ANTENNE PYRAMIDALE BI-BANDE RECONFIGURABLE A BASE D'ELEMENTS FILAIRES POUR APPLICATIONS ARNS/RNSS	97
IV.4 APPLICATION 3 : ANTENNE PYRAMIDALE TRI-BANDE A BASE DE TRIANGLES DE SIERPINSKI	101
IV.5 CONCLUSION	105
 CONCLUSION GENERALE	 107
 ANNEXE A : GENERALITES SUR LES COUPLEURS	 109
 A.1 INTRODUCTION	 109
A.2 COUPLEURS DIRECTIFS	109
A.3 COUPLEURS DE PROXIMITE	110
A.4 COUPLEURS DE LANGE	110
A.5 COUPLEURS EN ECHELLE OU BRANCH-LINE COUPLER (BLC)	110
A.6 COUPLEURS 0-180° EN ANNEAU	111
 ANNEXE B : NOTICES TECHNIQUES DES COMPOSANTS DU CIRCUIT D'ALIMENTATION	 113
 B.1 COUPLEUR 90° QH7622 DE WERLATONE	 113
B.2 COUPLEUR 90° QCN-19 DE MINI-CIRCUITS	114

B.3 COUPLEUR 90° QBA-24W DE MINI-CIRCUITS	115
B.4 FILTRE PASSE BAS LFCN-1700 DE MINI-CIRCUITS	116
B.5 FILTRE PASSE BAS LFCN-1575 DE MINI-CIRCUITS	117
B.6 FILTRE PASSE HAUT HFCN-1810 DE MINI-CIRCUITS	118
B.7 RESISTANCE 50 Ω FC0402-E-50R DE VISHAY	119
B.8 CONNECTEUR SMA PAF-S00 DE GIGALANE	122
B.9 CONNECTEUR SMA PAF-S05-08MM DE GIGALANE	122
<u>ANNEXE C : COMPLEMENT SUR LES APPLICATIONS UTILISEES</u>	<u>123</u>
C.1 LES SYSTEMES DE NAVIGATION GLOBALE	123
C.1.1 LE SYSTEME GPS	123
C.1.2 LE SYSTEME GALILEO	124
C.1.3 LES SERVICES ARNS/RNSS	126
C.2 MICROSATELLITES DE LA PLATEFORME MYRIADE	126
<u>ANNEXE D : RETRO-SIMULATION ET RETRO-MESURE DU CIRCUIT D'ALIMENTATION</u>	<u>131</u>
D.1 RETRO-SIMULATION EN VARIANT LA PERMITTIVITE RELATIVE DU SUBSTRAT	131
D.2 RETRO-MESURE EN DECOMPOSANT PAR FONCTION LE CIRCUIT D'ALIMENTATION	132
D.2.1 ETAGE GPS/GALILEO	133
D.2.2 ETAGE TM MICROSAT	134
D.2.3 ETAGE DIPLEXEUR	135
<u>ANNEXE E : RECONSTITUTION DE LA POLARISATION CIRCULAIRE DE L'ANTENNE A 4 ACCES</u>	<u>139</u>
E.1 NORMALISATION DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT	140
<u>ANNEXE F : NOTICES TECHNIQUES DES COMPOSANTS POUR LES TRAPPES</u>	<u>143</u>
F.1 CAPACITES SERIE GQM	143
F.2 INDUCTANCES SERIE LQW18	148
F.3 CAPACITES VARIABLES SERIE TZR1	152

Introduction générale

Dans un système de communication, les antennes sont des composants à part entière nécessitant une étude particulière. Tout en cherchant à améliorer les performances d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes. L'antenne doit également répondre aux contraintes de multiplication de bandes de fréquences et d'intégration dans l'architecture des terminaux. Enfin, les caractéristiques des antennes doivent être peu influençables par l'environnement.

L'intérêt pour les antennes multi-bandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. Cependant, les performances des antennes multi-bandes actuelles sont traditionnellement limitées par la forme et l'arrangement de leurs éléments rayonnants. La plupart des antennes multi-bandes publiées dans la littérature présentent des fréquences de fonctionnement corrélées. En conséquence, les rapports entre ces fréquences ne sont pas indépendants et aisément contrôlables. De plus, aux différentes fréquences de fonctionnement, les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont souvent peu semblables et difficilement modifiables.

En particulier, la diffusion croissante des systèmes de radionavigation comme le GPS (*Global Positioning System*) a permis d'inonder le marché mondial par un grand nombre de nouveaux récepteurs associant à la fois des bonnes performances, un faible encombrement et une consommation réduite. De plus, le déploiement du nouveau système de radionavigation européen Galileo (prévu pour 2013) et sa combinaison avec le GPS autorisera l'implémentation d'applications plus fiables à haute précision. Ainsi, le développement de nouvelles architectures d'antennes combinant deux systèmes de radionavigation ou plus est en plein essor. Les systèmes de radionavigation ont généralement besoin d'antennes multi-bandes performantes à polarisation circulaire. En effet, la plupart des systèmes de communications satellitaires, qu'ils soient géostationnaires, sur des orbites basses ou elliptiques, requièrent des antennes à polarisation circulaire. L'intérêt de celle-ci réside dans une faible dépolarisation de l'onde lors de la traversée de l'ionosphère (effet Faraday) et une isolation plus aisée des réflexions liées aux trajets multiples. La couverture hémisphérique est aussi désirable pour les communications par satellites en général et la radionavigation en particulier car les terminaux doivent recevoir des signaux de tout relais ou de tout satellite.

Afin de satisfaire les spécifications citées ci-dessus, les antennes fractales ont été initialement considérées pour leur caractère multi-bande. Cependant, comme il a été montré au début de cette thèse et contrairement à une idée reçue, les antennes fractales ne permettent généralement pas de concevoir des éléments rayonnants multi-bandes pour lesquels les rapports entre les différentes fréquences de fonctionnement sont indépendants et aisément contrôlables. De plus, l'autosimilarité des diagrammes de rayonnement de ces antennes est très relative : en effet, aux différentes fréquences de fonctionnement les diagrammes de rayonnement des antennes fractales sont souvent peu semblables. La faible autosimilarité des diagrammes des antennes fractales et plus particulièrement celle du triangle de Sierpinski est due à l'existence d'un couplage entre les éléments métalliques de l'antenne : à chaque résonance (ou fréquence de fonctionnement) le courant ne reste pas confiné dans la résonateur

métallique correspondant à cette résonance mais déborde sur les autres résonateurs constituant l'antenne. L'autre conséquence, liée à ce courant de fuite, est l'effet réseau généré par le rayonnement simultané de plusieurs parties de l'antenne. La solution que nous avons adoptée pour séparer les différentes parties rayonnantes (résonateurs) de l'antenne consiste à insérer des trappes (filtres coupe-bande) ou des interrupteurs RF entre les différents résonateurs. Le dimensionnement des trappes est directement lié aux fréquences de fonctionnement désirées. Afin d'obtenir la polarisation circulaire à partir de monopoles, deux configurations intéressantes ont été envisagées. La première consistait à utiliser une excitation en quadrature de phase au centre de la structure. La seconde possibilité exploitait une excitation en quadrature mais cette fois-ci en périphérie (bord) de l'antenne. Nous avons observé que, comparée à la première, cette deuxième possibilité présente un gain supérieur et des bandes passantes plus larges. Elle est également plus aisée à exciter dans la mesure où les quatre accès sont plus espacés. Cette dernière configuration a été retenue. Elle souffre néanmoins d'un effet réseau indésirable aux fréquences élevées. Cet effet réseau est dû au fait que les excitations des parties rayonnantes sont trop éloignées les unes des autres à ces fréquences. Il représente le seul inconvénient issu du choix d'une excitation par le bord. Une solution simple et originale pour supprimer cet effet consiste à exploiter l'axe perpendiculaire au plan de l'antenne d'où la forme pyramidale. Les antennes pyramidales résultantes permettent un rapprochement des parties rayonnantes (d'où une réduction, voire suppression, de l'effet réseau). L'exploitation du volume disponible offre en outre de nouveaux degrés de liberté pour le contrôle du rayonnement et notamment de son ouverture angulaire.

Dans ce travail de thèse, une nouvelle topologie d'antennes multi-bandes à polarisation circulaire ou linéaire est donc présentée. Elle offre des rapports de fréquences de résonance indépendants et aisément ajustables. Le dimensionnement facile des éléments rayonnants de cette antenne lui confère l'avantage d'être flexible, c'est à dire qu'elle peut être facilement modifiée pour satisfaire à d'autres applications ou bandes de fréquences. L'antenne est constituée de quatre éléments rayonnants imprimés sur les quatre faces d'une pyramide qui présente la particularité d'être électro-magnétiquement transparente. Cette forme originale autorise des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels aux différentes fréquences de fonctionnement avec un bon compromis entre les rayonnements radial et axial. Le comportement multi-bande/reconfigurable de cette antenne est obtenu à l'aide de trappes/interrupteurs RF. Cette antenne rayonne une polarisation circulaire (droite ou gauche) ou linéaire grâce à une alimentation adéquate des quatre accès de l'antenne. Le plan de masse de l'antenne proposée est perforé et chargé par un guide d'onde sous coupure. Ce chargement original permet de réduire voire de contrôler le rayonnement arrière de l'antenne multi-bande. Enfin, le concept d'antenne pyramidale a été efficacement utilisé pour satisfaire trois applications multi-bandes. Les résultats de simulation électromagnétiques et de mesures de ces applications valident les bonnes performances de l'antenne pyramidale multi-bande.

Le rapport de cette thèse est organisé comme suit. Le premier chapitre est consacré à la présentation d'un état de l'art sur les antennes multi-bandes. Au début, un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux antennes larges bandes pour la couverture de deux ou plusieurs bandes est présenté. Ensuite, une vision non exhaustive des différentes techniques utilisées pour l'obtention d'antennes multi-bandes est discutée. Enfin, La technique utilisant des trappes est retenue pour son dimensionnement et sa conception aisés.

Dans le second chapitre, une nouvelle antenne multi-bande sous forme pyramidale est proposée et détaillée. Cette antenne est constituée de quatre éléments rayonnants imprimés sur les quatre faces d'une pyramide. Elle utilise des trappes (ou des interrupteurs) pour le fonctionnement multi-bande (ou reconfigurable) et la forme pyramidale pour l'obtention de diagrammes quasi-omnidirectionnels. La polarisation de cette antenne peut être soit circulaire,

soit linéaire suivant la loi d'excitation des quatre accès de l'antenne. A la fin de ce chapitre, la méthodologie de conception de cette antenne pyramidale originale est donnée.

Le troisième chapitre de cette thèse porte sur le circuit d'alimentation de l'antenne pyramidale multi-bande. Après un bref état de l'art sur les différentes techniques utilisées pour l'alimentation en quadrature de phase d'antennes multi-bandes à quatre accès, une architecture intéressante est retenue pour l'antenne pyramidale. Cette solution, utilisant des coupleurs et des composants commerciaux, offre l'avantage d'être très compacte, et par conséquent, elle peut être avantageusement intégrable dans le faible espace laissé par l'antenne pyramidale. Enfin, une application tri-bande de ce circuit d'alimentation, présentant une diversité de polarisation circulaire (entre droite et gauche), est détaillée. Dans cette application, des résultats de simulation et de mesure sont présentés et discutés.

Le quatrième, et le dernier chapitre, présente trois applications de l'antenne pyramidale multi-bande. La première application est une antenne tri-bande pour application GPS/Galileo/TM MicroSat. La seconde application présente une antenne bi-bande reconfigurable pour application ARNS/RNSS. Enfin, la troisième et la dernière application illustre une antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski. Des réalisations pratiques ainsi que des mesures sont faites pour la première et la troisième application. Les différents résultats de simulation et de mesure des antennes de ces trois applications valident les bonnes performances de l'antenne pyramidale multi-bande proposée dans ce travail de thèse.

Comme on a pu le noter dans ce qui précède, le positionnement de ces travaux dans le contexte des terminaux de radionavigation a pu être réalisé grâce au soutien du département Antennes du CNES tout au long des trois années de thèse.

Etat de l'art sur les antennes multi-bandes

I.1 Introduction

Les progrès concernant la multiplication des bandes de fréquences ont généré un besoin croissant d'antennes multi-bandes ou large-bandes. En effet, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les divers systèmes de télécommunications modernes. Cependant, la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire) ont augmenté la difficulté de la conception de ces antennes. Les antennes permettant un contrôle de ces caractéristiques pour les différentes bandes de fréquences et présentant une méthodologie de dimensionnement aisée sont très appréciées.

Nous présentons dans une première partie, un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux larges bandes pour la couverture de deux ou plusieurs bandes. Les points forts et faibles de ces deux topologies d'antennes sont recensés.

Dans la suite nous allons nous intéresser principalement aux antennes multi-bandes. Cela dit, les principales techniques d'obtention d'antennes multi-bandes seront décrites. Les performances obtenues avec chaque technique sont discutées et conclues par un tableau résumant les différents points faibles et forts de cette technique.

Enfin, une conclusion permet de comparer et de sélectionner les techniques les plus pertinentes pour l'obtention d'antennes multi-bandes.

I.2 Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes

Les télécommunications civiles et militaires utilisent de plus en plus de bandes de fréquence. Cette utilisation exhaustive du spectre radioélectrique a engendré un grand intérêt pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. Un élément fondamental jouant un rôle déterminant dans ces dispositifs est l'antenne. Cette dernière concrétise clairement cette tendance de multiplication de bandes de fréquence, d'où l'importance des antennes multi-bandes et large-bandes.

Les antennes compactes classiques sont intrinsèquement des dispositifs à bande étroite de part leur nature souvent résonante. Leur comportement dépend fortement du rapport « taille sur longueur d'onde ». Le moindre désaccord de la fréquence de fonctionnement affecte considérablement les performances de l'antenne (adaptation, diagramme de rayonnement, gain).

La fréquence de fonctionnement d'une telle antenne est définie par sa fréquence de résonance, i.e. la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle. Cela autorise, dans la majorité des cas, un coefficient de réflexion minimum.

Une antenne multi-bande, par définition, est une antenne fonctionnant dans deux ou plusieurs bandes de fréquence avec des performances assez similaires dans ces bandes. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation « raisonnable » de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande. Cette

adaptation « raisonnable » est définie par un coefficient de réflexion ou un taux d'onde stationnaire (TOS) à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée. (Couramment : -10 dB, -15 dB, ou -20 dB pour le coefficient de réflexion et 2, 1.5, 1.2 pour le TOS).

Une antenne large-bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasi-indépendantes de la fréquence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de fonctionnement ainsi que les dimensions minimales et maximales fixant respectivement la plus haute et la plus basse fréquence de fonctionnement.

Pour un nombre donné de bandes de fréquence à couvrir, les deux topologies d'antennes peuvent être utilisées. Toutefois, suivant les performances recherchées (diagramme de rayonnement, type de polarisation, gain,...) ainsi que les contraintes fréquentielles (largeur de bande, espacement entre deux bandes successives et nombre de bandes à couvrir), une configuration est préférée par rapport à l'autre.

Concernant les contraintes fréquentielles, le premier critère de choix est l'écart fréquentiel entre la première et la dernière bande. En effet, les antennes large-bandes sont limitées en largeur de bande. Ainsi, pour un écart assez important la configuration à base d'antennes multi-bandes est beaucoup plus commode. Dans les cas d'un écart faible, le nombre de bandes à couvrir est le deuxième paramètre à considérer. En effet, plus le nombre de bandes à couvrir est grand plus une conception à l'aide d'antennes multi-bandes est difficile voire impossible.

Enfin, l'écart entre les bandes successives permet aussi de privilégier une configuration par rapport à une autre du moment où il n'est pas aisé d'avoir une configuration multi-bande avec des bandes relativement serrées.

Une antenne multi-bande est une antenne beaucoup plus sélective qu'une antenne large-bande. Autrement dit, elle ne permet de faire passer que les bandes d'intérêt en jouant le rôle d'un filtre. Pour une antenne large-bande un circuit réjecteur peut s'avérer nécessaire pour quelques applications. Un autre avantage des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes est la possibilité d'utiliser des éléments rayonnants indépendants pour chaque bande. Ainsi, il est aisé de faire varier la zone de couverture d'une des bandes sans modifier les couvertures des autres bandes de l'antenne. La variation de la couverture d'une bande est obtenue par une variation de l'élément rayonnant responsable de cette bande. Il convient de signaler qu'une antenne large-bande ne peut effectuer une telle modification.

Le tableau I.1 résume les différents points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.

	Antennes multi-bandes	Antennes large-bandes
Points forts	- Forte sélectivité - Post traitement simplifié	- Conception relativement facile - Moins sensible aux erreurs de fabrication - L'antenne peut être également utilisée pour d'autres applications contenues dans la large bande couverte
Points faibles	- Faible maîtrise des rapports de fréquences de fonctionnement - Nombre de bandes à couvrir limité - Plus sensible aux erreurs de fabrication	- Adaptation d'impédance souvent délicate dans toute la largeur de la bande - Post traitement nécessaire pour séparer les bandes - Largeur de bande limitée - Faible directivité

Tableau I.1 Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes

Dans la suite, nous allons nous intéresser principalement aux antennes multi-bandes et les différentes techniques pour l'obtention de ces types d'antennes seront décrites. En effet, du fait de la saturation du spectre fréquentiel, les bandes proposées pour les divers systèmes de télécommunications modernes sont de plus en plus éloignées les unes des autres. Ceci rend la conception d'antennes large-bandes beaucoup plus difficile à cause de la largeur de bande nécessaire. De plus, la sélectivité des antennes multi-bandes leur confère un post-traitement beaucoup moins important que celui nécessaire pour une antenne large-bande. Par conséquence, moins de complexité pour le récepteur.

I.3 Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes

Les techniques utilisées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences sont très variées et basées sur plusieurs concepts. Dans la suite, nous allons décrire les techniques les plus employées pour l'obtention d'antennes multi-bandes ainsi que les avantages et inconvénients sur les performances radioélectriques qu'elles peuvent apporter.

I.3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bandes peuvent être de même type [1]-[4] ou différents les uns des autres [5], [6]. Côté excitation, les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

- Alimentation directe par port d'excitation : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments actifs ou directeurs
- Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement : dans ce cas ces éléments sont appelées éléments parasites ou passifs.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur [7]. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur [6]. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois large-bandes et multi-bandes. Dans le cas des antennes imprimées (Ex. patches) L'association de plusieurs éléments rayonnants peut se faire de deux façons différentes : soit ces éléments sont juxtaposés dans le même plan [8], soit ils sont empilés les uns sur les autres [9]-[12]. Le cas où les deux méthodes sont combinées existe également mais au détriment d'une augmentation importante du volume global de l'antenne [13].

Les points forts et faibles en général de cette technique sont regroupés dans le tableau I.2.

Points forts	Points faibles
- Facilité du premier dimensionnement des éléments constitutifs - Rayonnement relativement identique sur toute la large bande couverte - Bonne efficacité	- Structures généralement encombrantes - Couplage entre éléments pas toujours maîtrisé - Bon positionnement des différents éléments rayonnants délicat - Diagrammes de rayonnement généralement perturbés par les autres éléments rayonnants. - Nombre de ports d'excitation dans le cas d'excitations séparées.

Tableau I.2 Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants

I.3.2 Antennes de type PIFA

Etant compactes et à profils simples, les antennes PIFA (*planar inverted-F antenna*) sont des structures potentielles pour la réalisation d'antennes multi-bandes. Elles trouvent principalement leurs applications dans les dispositifs de communication sans-fil comme les téléphones portables [14]-[16].

Par rapport à une antenne demi-onde, une antenne PIFA ou antenne quart d'onde présente des dimensions réduites. L'antenne PIFA est obtenue en plaçant le court-circuit (plan, filaire ou de type languette) entre le résonateur demi-onde et le plan de masse, à l'endroit précis où le champ électrique s'annule pour le mode fondamental (Figure I.1). Ceci permet donc de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'avoir ainsi une résonance en $\lambda/4$.

L'ajout du court-circuit entraîne l'addition d'une inductance, dont la valeur est directement liée aux dimensions de celui-ci. Ainsi, l'impédance d'entrée d'une antenne PIFA sera selfique.

Un inconvénient majeur de ces antennes est leurs bandes passantes étroites [17]. De plus, les antennes PIFA sont complexes et leur configuration volumique (3 Dimensions) rend leur fabrication difficile et coûteuse [18].

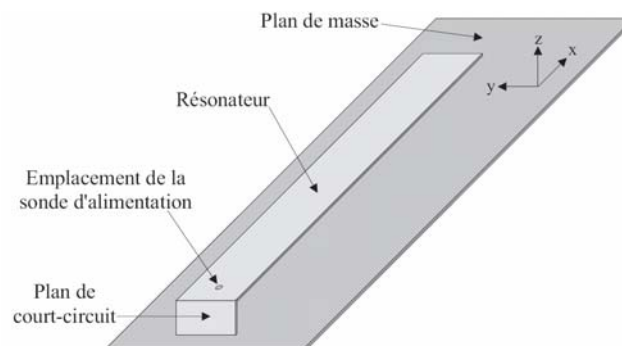


Figure I.1 Antenne PIFA élémentaire

Une antenne PIFA élémentaire comme celle de la figure I.1 est mono-bande. Afin de rendre ces antennes multi-bandes, plusieurs techniques peuvent être utilisées à savoir :

- Modification de l'élément rayonnant (en forme de triangles [19], méandres [20],...).
- Ajout de courts-circuits [21]
- Ajout de résonateurs parasites [22]
- Insertion de fentes dans l'élément rayonnant [23]
- Utilisation de chargements capacitifs/ ou inductifs soit localisés [24] ou répartis [17].

Les avantages ainsi que les inconvénients de l'utilisation du concept d'antennes PIFA (avec les techniques, d'obtention du comportement multi-bande, citées ci-dessus) pour l'obtention d'antennes multi-bandes sont donnés dans le tableau I.3.

Points forts	Points faibles
- Profils simples - Miniature (compacte)	- Manque de règle de conception ou dimensionnement pour l'aspect multi-bande - Faible bandes passantes - Fabrication relativement difficile et coûteuse - Polarisation des ondes et rayonnement difficilement maîtrisables

Tableau I.3 Points forts et faibles des antennes de type PIFA

I.3.3 Fractal

La géométrie fractale est une extension de la géométrie euclidienne. Son introduction a constitué une opportunité pour les antennistes pour découvrir de nouvelles configurations d'antennes. Le terme antenne « fractale » est un abus de langage. Les antennes étudiées ont juste des formes pré-fractales : ce sont des itérations plus ou moins élevées alors que la forme fractale est le résultat d'une itération à l'infini.

En dehors de leur utilisation pour obtenir des antennes multi-bandes, les fractals peuvent également être utilisés pour la miniaturisation des antennes [25], [26]. Ils trouvent également quelques applications dans la conception des antennes large-bandes [27]-[29] ou dans la conception des antennes directives [30], [31].

Toutefois, les antennes fractales restent un sujet polémique : quelques auteurs [32], [33] considèrent l'aspect fractal dans la structure d'une antenne comme un élément déterminant dans les performances de l'antenne en question. D'autres [34], [35] réfutent totalement cette idée et considèrent que les fractals n'apportent rien de réellement nouveau.

Dans la littérature, plusieurs géométries fractales ont été exploitées pour la conception d'antennes multi-bandes. Les géométries les plus pertinentes sont décrites brièvement dans la suite. Les auteurs de ces géométries attribuent la propriété de résonner sur plusieurs fréquences de ces structures à leur auto-similarité ou self-affinité.

- **Antenne triangle de Sierpinski [36]-[40]**

Cette antenne, certainement la plus populaire des antennes fractales multi-bandes, se présente sous la forme d'un triangle équilatéral dans lequel on enlève itérativement des triangles équilatéraux de plus petites tailles (voir figure I.2). Cette antenne peut être de type dipôle, monopole ou patch.

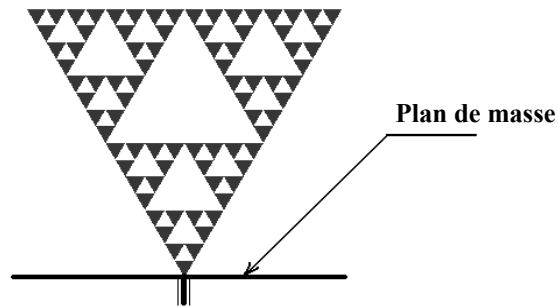


Figure I.2 Exemple d'une antenne de Sierpinski de type monopole

D'après [36], l'auto-similarité de cette structure se traduit au niveau électromagnétique par une série de fréquences de résonance. Ces fréquences de résonance sont distribuées log-périodiquement à partir de la deuxième fréquence (en partant de la plus basse). L'angle au sommet du triangle permet d'ajuster les fréquences de résonance et les largeurs de bandes passantes.

La propriété multi-bande du triangle de Sierpinski est largement mise en doute au niveau des diagrammes de rayonnement. La propriété multi-bande de cette antenne n'est pas entièrement due à son caractère fractal mais plutôt à la distribution périodique des « circuits ouverts » que constituent les gaps de la structure [34] : cette antenne produit des diagrammes de rayonnement similaires à plusieurs fréquences mais pas aux fréquences de fonctionnement (ou de résonance) de l'antenne [41]. D'après [34] l'antenne triangle de Sierpinski est en fait équivalente du point de vue caractéristiques de rayonnement à une antenne triangulaire non fractale appelée antenne Parany (voir figure I.3).

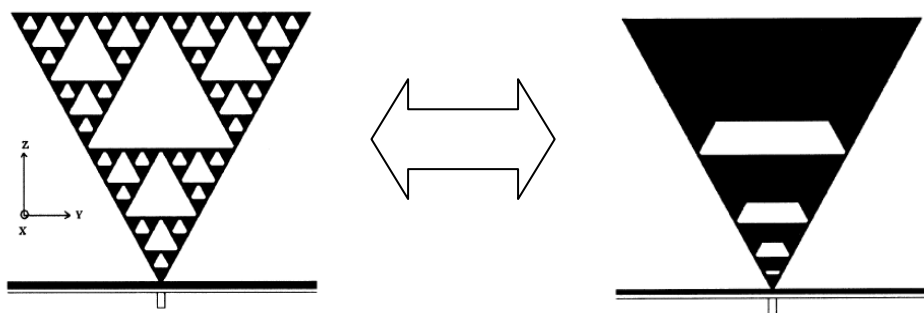
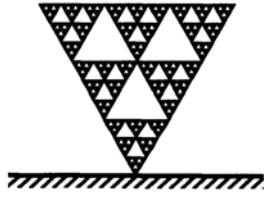


Figure I.3 Deux antennes équivalentes du point de vue rayonnement [34]

Notons l'existence de plusieurs variantes du triangle de Sierpinski, les plus importantes sont illustrées par la figure I.4. Les différentes modifications apportées dans ces variantes ont pour but d'améliorer une performance donnée ou satisfaire un cahier des charges imposé. Ces

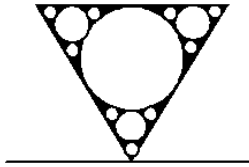
antennes présentent globalement les mêmes performances que l'antenne fractale de base (triangle de Sierpinski).



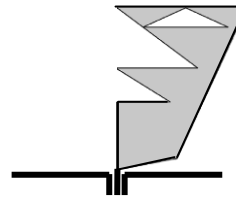
Antenne Mod-3 Sierpinski [42]



Antenne de Sierpinski modifiée (forme diamant) [43]



Antenne de Sierpinski modifiée [44]



Antenne de Sierpinski modifiée [45]

Figure I.4 Variantes de l'antenne de Sierpinski

- **Antenne fractale triangulaire [46]**

L'antenne fractale triangulaire, représentée par la figure I.5, est excitée à partir de l'un de ses sommets. Elle présente une réponse fréquentielle comportant plusieurs résonances distribuées log-périodiquement. L'agencement de quelques résonances fait surgir des facteurs de réduction utiles dans la construction de cette antenne. Les diagrammes de rayonnement sont faiblement similaires avec une apparition de directions aveugles aux fréquences élevées (effet de réseau).

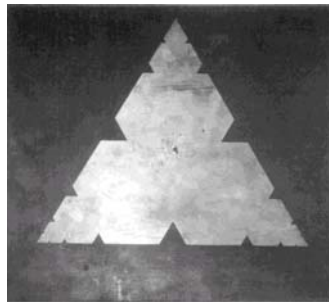


Figure I.5 Exemple d'une antenne fractale triangulaire à l'itération 3

- **Antenne tapis de Sierpinski [47], [48]**

Un autre type d'antenne fractale est le tapis de Sierpinski (figure I.6). Il peut être de type dipôle, monopole ou encore plaquée. Cette antenne fractale présente l'avantage d'être très compacte. Toutefois, elle présente des bandes passantes relativement étroites (moins de 2 %) et nécessite de soigner la position du point d'excitation.

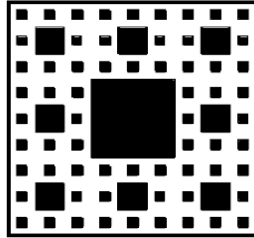


Figure I.6 Exemple d'un tapis de Sierpinski (version plaquée) à l'itération 3

- **Antenne fractale circulaire [49]**

Cette antenne est conçue en utilisant le théorème des cercles de Descartes et un processus itératif auto-similaire. L'antenne résultante (figure I.7) est multi-bande avec des fréquences de résonance distribuées log-périodiquement.

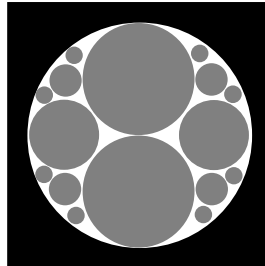


Figure I.7 Exemple d'une antenne fractale circulaire à l'itération 4

Cette antenne est compacte, présente un profil relativement simple et une bonne directivité. Cependant, aux fréquences de fonctionnement élevées, un effet réseau apparaît et les diagrammes de rayonnement ne sont pas auto-similaires. Notons par ailleurs un rapport possible entre fréquences de fonctionnement limité et peu flexible.

- **Antenne Lotus-Pod [50]**

Un autre concept d'antenne fractale multi-bande est l'antenne dite « Lotus-Pod ». Cette dernière peut être construite de deux manières différentes soit avec des itérations vers l'extérieur (figure I.8.a) soit avec des itérations vers l'intérieur (figure I.8.b). Dans ces deux cas l'antenne est compacte. Néanmoins cette antenne souffre d'un rapport de fréquences de résonance limité ainsi que d'une faible auto-similarité de diagrammes de rayonnement.

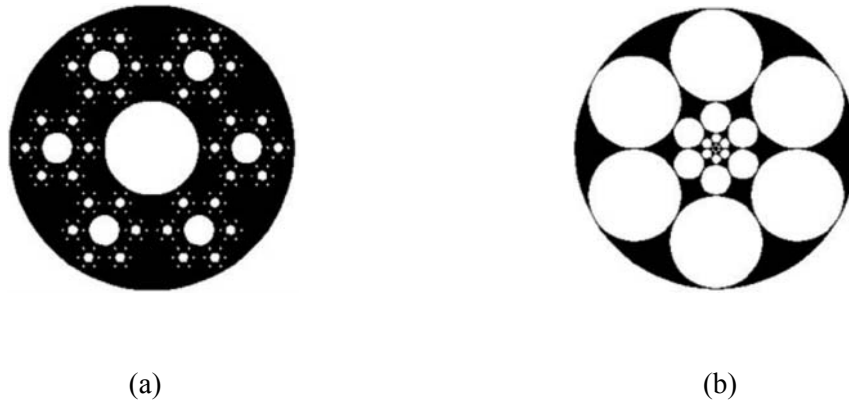


Figure I.8 Exemple d'une antenne Lotus-Pod à l'itération 4

- **Antenne fractale hexagonale [51]**

Cette antenne peut se présenter sur plusieurs formes : dipôle, monopôle, ou plaquée. Son comportement multi-bande est caractérisé par un rapport entre fréquences de fonctionnement relativement grand (de l'ordre de 3), une adaptation insuffisante à certaines fréquences et une faible autosimilarité de diagrammes de rayonnement. La figure I.9 montre une version plaquée de cette antenne à la deuxième itération.

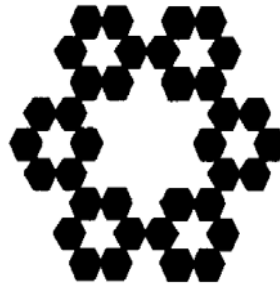


Figure I.9 Exemple d'une antenne fractale hexagonale à l'itération 2 (Version plaquée)

- **Antenne fractal « self-affine » [52]**

La géométrie de cette antenne repose sur le principe de self affine. Ce dernier consiste dans la contraction utilisant des facteurs de réduction horizontaux et verticaux différents. Au contraire du principe de self-similarité qui lui emploie le même facteur de réduction tant pour l'horizontal et le vertical. Ceci fournira à l'antenne plus de degrés de liberté permettant de mieux ajuster les fréquences de résonances. L'antenne plaquée fractale self-affine présentée par la figure I.10 est la troisième itération de la réduction d'échelle d'un carré utilisant un facteur de réduction horizontal et vertical de 3 et 2 respectivement. Ceci donnera 6 rectangles par carré dont le rectangle central de la partie supérieure est enlevé.



Figure I.10 Exemple d'une antenne fractale self-affine à l'itération 3 (Version plaquée)

Cette antenne présente des rapports de fréquences de résonances relativement grands (de l'ordre de 2) et surtout une faible autosimilarité de diagrammes de rayonnement aux fréquences élevées. Enfin, la fabrication d'une telle antenne n'est pas aisée du fait de son excitation spéciale et de la présence d'une couche d'air entre la partie rayonnante et le plan de masse permettant d'avoir des bandes passantes raisonnables.

- **Antenne "Square curve" [53]**

C'est une antenne micro-ruban obtenue à partir de l'algorithme « carré-courbe » (*Square curve*) fractal, dont l'élément générateur est un anneau carré ou rectangulaire. Un exemple de cette antenne à la deuxième itération est donné par la figure I.11 L'excitation de cette structure peut être faite de 3 façons différentes : un seul port, deux ports ou deux ports avec une liaison à la masse. On retiendra que cette dernière est la plus intéressante. En effet, l'emplacement des excitations et de la liaison au plan de masse permet d'ajuster les fréquences de fonctionnement. Un avantage important pour l'application visée dans [53] réside dans le fait que cette antenne peut être alimentée directement avec des ports 75 Ohms et ne nécessite donc pas de balun. Son gain est néanmoins faible mais reste raisonnable vue la petite taille de l'antenne (1.68λ de côté). Les diagrammes de rayonnement sont relativement auto-similaires.

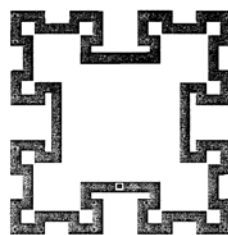


Figure I.11 Exemple d'une antenne « square curve » à l'itération 2

- **Antenne arbre fractal [28], [54]**

L'antenne arbre fractal est une antenne multi-bande à profil très simple. Un exemple d'une telle structure à la troisième itération est donné par la figure I.12. Le rapport des fréquences de résonance est directement lié au rapport des longueurs de branches. Un inconvénient majeur de cette antenne est la polarisation alternée aux différentes fréquences de fonctionnement. Côté rayonnement, l'auto-similarité des diagrammes est moyenne.

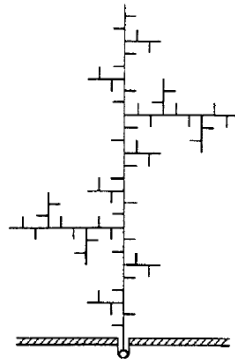


Figure I.12 Exemple d'une antenne arbre fractal à l'itération 3

• Conclusions sur les antennes Fractales multi-bandes

Les solutions fractales données précédemment proposent des antennes à la fois compactes et multi-bandes. La propriété multi-bande est observable tant au niveau de la réponse fréquentielle que de l'auto-similarité (parfois très relative) des diagrammes de rayonnement. Aux différentes fréquences de fonctionnement, généralement réparties log-périodiquement, les diagrammes de rayonnement des antennes fractales sont souvent peu semblables.

A l'issue de cette étude bibliographique, nous constatons que les antennes fractales étudiées à ce jour ne permettent généralement pas de concevoir des éléments rayonnants multi-bandes pour lesquels les rapports entre les différentes fréquences de fonctionnement sont indépendants et aisément contrôlables.

On trouve aussi des articles qui doutent de l'intérêt des antennes fractales. L'aspect multi-bande de l'antenne triangle de Sierpinski n'est pas entièrement dû à son caractère fractal mais plutôt à un aspect log-périodique [34] (seules les parties des triangles de bases où le courant d'excitation est confiné sont responsables de cet aspect).

Les auteurs de communications sur les antennes fractales parlent de similitudes plus au moins marquées des diagrammes de rayonnement dans les différentes bandes et l'appréciation de l'auto-similarité est essentiellement subjective. Dans certaines études critiques, il a même été montré qu'à des fréquences hors bande de fonctionnement de l'antenne fractale, les diagrammes de rayonnement présentaient une certaine similitude [37].

Par ailleurs, la polarisation du champ rayonné par l'antenne est très peu, voire pas du tout, évoquée. La ressemblance entre les polarisations rayonnées sur plusieurs fréquences de résonances n'est pas vérifiée. Le contrôle de la polarisation du champ rayonné est un point essentiel dans l'utilisation de telles antennes dans des systèmes de communication par satellite.

Nous avons constaté aussi l'inexistence des antennes fractales combinant à la fois un aspect multi-bande ou large-bande et un encombrement réduit.

Enfin, les points forts et faibles des antennes multi-bandes à base de fractals sont donnés dans le tableau I.4.

Points forts	Points faibles
- Généralement plus compactes - Esthétique (beauté des Fractales)	- Rapports de fréquences de fonctionnement pas aisément contrôlable - Manque de règle de conception - Faible contrôle de la polarisation du champ rayonné - Diagrammes peu similaires aux différentes fréquences

Tableau I.4 Points forts et faibles des antennes Fractales

I.3.4 Antennes à trappes

L'un des plus anciens concepts pour obtenir des antennes filaires multi-bandes, consiste à intégrer des charges discrètes (capacité et/ou inductance) dans une antenne filaire (généralement un dipôle). Ces charges sont communément appelées « trappes ». L'élaboration de ce concept se fait en deux étapes : d'abord, l'antenne résonante à la fréquence basse est conçue, ensuite, les charges sont introduites à des endroits précis pour obtenir la (les) résonance(s) haute(s) désirée(s).

Ce concept fut breveté en 1941 [55] et largement utilisé pour l'obtention d'antennes multi-bandes [56].

La figure I.13 montre une antenne bi-bande s'appuyant sur ce concept.

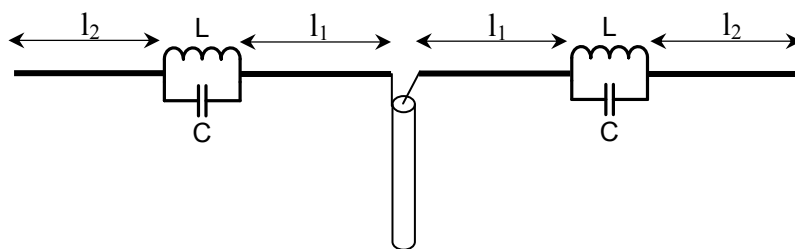


Figure I.13 Antenne bi-bande à trappes

La fréquence basse de cette antenne correspond à la longueur totale du dipôle $2(l_1+l_2)$. La fréquence haute correspond à la longueur du dipôle limité par les charges $2l_1$. Ces charges sont quasiment sans effet sur la position de la fréquence basse et sur les caractéristiques du dipôle à cette fréquence. A la fréquence haute, ces charges coupent le courant qui ne circule plus sur les lignes extérieures (de longueur l_2) : ces lignes ne perturbent ni la position de la fréquence haute ni les caractéristiques de l'antenne à cette fréquence. Les positions de ces charges peuvent être calculées simplement dans le cas d'un monopole ou du dipôle droit.

Les performances de ces antennes dépendent fortement de celles des trappes utilisées ainsi que des erreurs possibles dans la fabrication de ces charges [57]. De plus l'utilisation de trappes à fort facteur de qualité réduit systématiquement les bandes passantes de l'antenne. C'est pourquoi ces architectures d'antennes multi-bandes ont été souvent réservées pour les systèmes à basse fréquence (systèmes de radioamateurs). Toutefois, l'arrivée de nouveaux éléments localisés compacts avec des performances beaucoup plus maîtrisées et fonctionnant à des fréquences supérieures, a permis un retour, dans ces dernières années, à ces concepts à base de trappes.

La motivation pour un tel retour est l'avantage incontournable de ces structures à trappes de résonner sur plusieurs fréquences tout en gardant les mêmes caractéristiques électromagnétiques. De plus, le dimensionnement de ces antennes est relativement aisé puisque chaque fréquence de fonctionnement est directement liée au résonateur correspondant.

Afin d'obtenir un fonctionnement bi-bande, les trappes ont été utilisées dans une antenne hélice quadrifilaire pour le système de navigation GPS [58], dans des antennes fractales à savoir le triangle de Sierpinsky [59] et l'antenne arbre fractal [60] et également dans des antennes PIFA [61]. Dernièrement même un fonctionnement tri-bande a été obtenu en plaçant des trappes sur une antenne de type L inversé « inverted L » pour des applications GPS [62]. Enfin, d'autres concepts similaires à l'introduction des trappes permettent d'obtenir des antennes multi-bandes et se reposant principalement sur la même topologie de dimensionnement :

- Introduire des cellules résonantes [63] : dans ce cas les trappes sont remplacées par des cellules résonantes, la méthode de conception reste donc similaire à celle introduisant des trappes dans l'antenne. Cette méthode est plutôt préconisée pour concevoir des antennes qui ont des fréquences de résonance suffisamment éloignées. Le choix de la cellule résonante est primordial : une étude de son influence sur les diagrammes de rayonnement est préalable à toute intégration, ceci complique la conception de telles antennes.
- Introduire un ou plusieurs gaps le long d'un élément rayonnant [64] : le gap est un filtre passe haut : il autorise le passage du courant à partir d'une certaine fréquence limite qui dépend des dimensions du gap.
- Alimenter en série deux éléments rayonnants [65], cette structure est double face, constituée intégralement avec des éléments distribués, les longueurs des deux éléments rayonnants correspondent aux résonances souhaitées. Les deux résonateurs sont suffisamment distancés pour éviter la perturbation des deux résonances. Les diagrammes de rayonnement aux deux fréquences sont quasiment les mêmes et la polarisation est linéaire. Toutefois, cette solution n'est pas très compacte.

Les points forts et faibles des antennes multi-bandes à base de trappes sont résumés sur le tableau I.5.

Points forts	Points faibles
-Performances radioélectriques similaires aux différentes fréquences - Antennes facilement adaptable à d'autres fréquences de fonctionnement - Dimensionnement facile et rapport entre fréquences de fonctionnement maîtrisé	- Dépendance des trappes - Bandes passantes dépendantes des facteurs de qualité des trappes

Tableau I.5 Points forts et faibles des antennes à trappes

I.3.5 Algorithmes génétiques et d'autres algorithmes d'optimisation

Dernièrement, les antennistes se sont tournés vers de nouvelles techniques pour satisfaire le besoin d'antennes multi-bandes. Parmi ces techniques, l'utilisation des algorithmes d'optimisation et plus précisément des algorithmes génétiques, figure en bonne place. Les publications concernant ces méthodes pour l'optimisation des performances globales d'une antenne sont apparues depuis une dizaine d'années [66]. L'utilisation des algorithmes génétiques permet de répondre à un ou plusieurs objectifs en redessinant la géométrie de l'antenne [67], [68] et/ou en y ajoutant des charges localisées [69] et/ou des courts circuits [70] et/ou en y intégrant des fentes [71]. Des exemples d'antennes multi-bandes issues des algorithmes génétiques ont été largement publiés [70]-[74]. Les algorithmes génétiques ont aussi été utilisés pour optimiser des géométries fractales [75], [76].

Un concurrent des algorithmes génétiques, dans pour l'optimisation des performances d'une antenne et notamment pour l'obtention d'antennes multi-bandes, est l'algorithme « Particle Swarm ». Ce dernier a été efficacement utilisé pour l'obtention d'une antenne tri-bande couvrant les applications Galileo and Wi-Max [77].

Les algorithmes génétiques, utilisés pour l'optimisation d'antennes, présents dans la littérature sont différents. Une comparaison limitée de quelques algorithmes [78] montre une disparité dans les géométries et les caractéristiques des antennes résultantes.

Le choix de ces algorithmes d'optimisation est ainsi mis en cause : l'antenne qui résulte d'un algorithme d'optimisation reste une solution pour le problème posé et non «la meilleure solution» de ce problème.

De plus, Les formes résultantes de tels algorithmes sont parfois très irrégulières, difficiles à réaliser (surtout celles à trois dimensions). Elles manquent de «bon sens» : une antenne issue d'un algorithme d'optimisation ne peut pas être intuitivement réaménagée pour résoudre un problème proche de celui pour lequel elle était conçue, il faut reconduire tout le processus incluant cet algorithme pour en obtenir une nouvelle solution. Ceci est particulièrement pénalisant si l'algorithme en question est lent.

Comme avantage, l'utilisation des algorithmes d'optimisation permet de concevoir des solutions intéressantes au niveau de la compacité et de l'adaptation.

Les avantages ainsi que les inconvénients de l'utilisation des algorithmes d'optimisation pour l'obtention d'antennes multi-bandes sont donnés dans le tableau I.6.

Points forts	Points faibles
- Solutions généralement compactes - Performances optimisées et bonne adaptation	- Une antenne pour un cahier des charges - Temps de conception dépend du temps d'exécution de l'algorithme - Possibilité de solution complexe voire irréalisable

Tableau I.6 Points forts et faibles des antennes issues d'algorithmes d'optimisation

I.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons commencé par un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux antennes large-bandes pour la couverture de plusieurs bandes de fréquences. Les points faibles et forts de chaque topologie ont été brièvement donnés dans un tableau. Leurs sélectivité et aptitude à couvrir des bandes de fréquences relativement éloignées, font des antennes multi-bandes des candidats plus intéressants que les large-bandes pour la couverture des systèmes de télécommunications modernes.

Cela dit, les différentes techniques actuellement utilisées pour l'obtention d'antennes multi-bandes ont été décrites et les différents avantages et inconvénients de chaque technique ont été résumés sous forme de tableaux. Les techniques permettant une conception et un dimensionnement faciles d'antennes multi-bandes sont très appréciées. Le contrôle de la polarisation et des formes des diagrammes de rayonnement est également très recherché.

Au contraire des autres techniques décrites dans ce chapitre, les techniques utilisant plusieurs éléments rayonnant ou des trappes permettent d'obtenir un fonctionnement beaucoup plus proche des attentes décrites ci-dessus. Cependant, pour leur encombrement réduit et leur facilité d'excitation (1 seul port généralement), les antennes à trappes sont plus intéressantes que l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants.

Dans la suite une nouvelle antenne multi-bande à base de trappes permettant non seulement un dimensionnement et conception aisé mais aussi un contrôle de polarisation et de forme de diagramme de rayonnement est donc proposée.

Références

- [1] A. Mirkamali, P. S. Hall, M. Soleimani, "Elliptical multiple-ring monopole antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, Jan. 2006, pp. 4-8.
- [2] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 4, Apr. 2003, pp. 722-729.
- [3] J.-S. Chen, "Multi-frequency characteristics of annular-ring slot antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 6, Sep. 2003, pp. 506-511.
- [4] Y.-T. Liu, S.-W. Su, C.-L. Tang, H.-T. Chen, K.-L. Wong, "On-vehicle low-profile metal-plate antenna for AMPS/GDM/DCS/PCS/UMTS multiband operations," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, no. 2, Apr. 2004, pp. 144-146.
- [5] Y.-S. Liu, J.-S. Sun, R.-H. Lu, Y.-J. Lee, "New multiband printed meander antenna for wireless applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 6, Dec. 2005, pp. 539-543.
- [6] P. Eratuuli, P. Haapala, P. Vainikainen, "Dual frequency wire antennas," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 12, Jun. 1996, pp. 1051-1052.
- [7] T. Nishimura, N. Kuga, H. Arai, K. Madono, A. Ito, "Wideband wire T-monopole antenna," *IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, Honolulu, USA, Oct. 2003, pp. 25-26.
- [8] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, 2005, pp. 13-15.

- [9] D. M. Pozar, S. M. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 11, Nov. 1997, pp. 1618-1625.
- [10] J. Anguera, G. Font, C. Puente, C. Borja, J. Soler, "Multifrequency microstrip patch antenna using multiple stacked elements," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 3, Mar. 2003, pp. 123-124.
- [11] K.-L. Lau, K.-M. Luk, "A wide-band circularly polarized L-Probe coupled patch antenna for dual-band operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 8, Aug. 2005, pp. 2636-2644.
- [12] C. S. Lee, V. Nalbandian, F. Schwering, "Planar dual-band microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 8, Aug. 1995, pp. 892-894.
- [13] H. Legay, L. Shafai, "New stacked microstrip antenna with large bandwidth and high gain," *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 141, no. 3, Jun. 1994, pp. 199-204.
- [14] T. Taga, K. Tsunekawa, "Performance analysis of a built-in planar inverted-F antenna for 800 MHz band radio units," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-5, Jun. 1987, pp. 921-929.
- [15] P. Ciais, "Antennes multistandards pour communications mobiles," Université de Nice-Sophia Antipolis, thèse soutenue le 13 décembre 2004.
- [16] P. Le Thuc, "Antennes imprimées miniatures pour systèmes de télécommunications. Applications aux communications mobiles," Université de Nice-Sophia Antipolis, thèse soutenue le 16/06/2003.
- [17] C. R. Rowell, R. D. Murcha, "A compact PIFA suitable dual-frequency 900/1800 MHz operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 4, Apr. 1998, pp. 596-598.
- [18] Y. X. Guo, I. Ang, M. Y. W. Chia, "Compact internal multiband antennas for mobile handsets," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, 2003, pp. 143-146.
- [19] J.-S. Row, "Dual-frequency triangular planar inverted-F antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 2, Feb. 2005, pp. 874-876.
- [20] K.-L. Wong, K.-P. Yang, "Modified planar inverted-F antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, Jan. 1998, pp. 7-8.
- [21] Z. D. Liu, P. S. Hall, D. Wake, "Dual frequency planar inverted-F antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, Oct. 1997, pp. 1451-1458.
- [22] L. Zaid, G. Kossivas, J.-Y. Dauvignac, J. Cazajous, A. Papiernik, "Dual-frequency and broad-band antennas with stacked quarter wavelength elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 4, Apr. 1999, pp. 654-660.
- [23] C. W. Chiu, F. L. Lin, "Compact dual-band PIFA with multi-resonators," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 12, Jun. 2002, pp. 538-540.
- [24] G. K. H. Lui, R. D. Murch, "Compact dual-frequency PIFA designs using LC resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 7, Jul. 2001, pp. 1016-1019.
- [25] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, A. Hijazo, "Small but long Koch Fractal monopole," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, Jan. 1998, pp. 9-10.
- [26] C. Puente, J. Romeu, A. Cardama, "The Koch monopole: A small Fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 11, Nov. 2000, pp. 1773-1781.
- [27] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, D. Wake, "Fractal stacked monopole with very wide bandwidth," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 12, Jun. 1999, pp. 945-946.
- [28] M. Sindou, G. Ablart, C. Sourdois, "Multiband and wideband properties of printed Fractal branched antennas," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 3, Feb. 1999, pp. 181-182.

- [29] T. P. Wong, C. K. L. Lau, K.-M. Luk, K.-F. Lee, "Wideband Fractal vertical patch antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, 2007, pp. 5-6.
- [30] C. Borja, G. Font, S. Blanch, J. Romeu, "High directivity Fractal boundary microstrip patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 9, Apr. 2000, pp. 778-779.
- [31] J. Romeu, C. Borja, S. Blanch, I. Girona, "High directivity modes in the Koch island Fractal patch antenna," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Salt Lake City, USA, Jul. 2000, vol. 3, pp. 1696-1699.
- [32] X. Chen, Y. Liu, S. Safavi-Naeini, "Printed plane-filling Fractal antennas for UHF band," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Monterey, USA, Jun. 2004, vol. 4, pp. 3425-3428.
- [33] K.J. Vinoy, J. K. Abraham, V. K. Varadan, "On the relationship between Fractal dimension and the performance of multi-resonant dipole antennas using Koch curves," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 9, Sep. 2003, pp. 2296-2303.
- [34] S. R. Best, "On the significance of self-similar Fractal geometry in determining the multiband behaviour of the Sierpinski Gasket antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, no. 1, 2002, pp. 22-25.
- [35] S. R. Best, J. D. Morrow, "The effectiveness of space-filling Fractal geometry in lowering resonant frequency," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, no. 1, 2002, pp. 112-115.
- [36] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, F. Benitez, "Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 1, Jan. 1996, pp. 1-2.
- [37] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, A. Cardama, "On the behaviour of the Sierpinski multiband Fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 4, Apr. 1998, pp. 517-524.
- [38] J. Romeu, J. Soler, "Generalized Sierpinski Fractal multiband antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 8, Aug. 2001, pp. 1237-1239.
- [39] C. P. Baliarda, C. B. Borau, M. N. Rodero, J. R. Robert, "An iterative model for Fractal antennas : Application to the Sierpinski gasket antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 5, May 2000, pp. 713-719.
- [40] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Siraz, D. Wake, "Sierpinski monopole antenna with controlled band spacing and input impedance," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 13, Jun. 1999, pp. 1036-1037.
- [41] S. R. Best, "On the radiation pattern characteristics of the Sierpinski and modified Parany gasket antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, no. 1, 2002, pp. 39-42.
- [42] D. H. Werner, S. Ganguly, "An overview of Fractal antenna engineering research," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 1, Feb. 2003, pp. 38-57.
- [43] A. Mirkamali, P. S. Hall, M. Soleimani, "Multiband diamond shaped Sierpinski gasket monopole antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 6, Jun. 2006, pp. 1069-1073.
- [44] J. C. Liu, C. Y. Wu, C. H. Chen, D. C. Chang, J. Y. Chen, "Modified Sierpinski Fractal monopole antenna with Descartes circle theorem," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 5, Jun. 2006, pp. 909-911.
- [45] K. C. Hwang, "A modified Sierpinski Fractal antenna for multiband application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, 2007, pp. 357-360.
- [46] J. Chang, S. Jung, S. Lee, "Triangular Fractal antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 27, no. 1, Oct. 2000, pp. 41-46.
- [47] Z. Du, K. Gong, J. S. Fu, B. Gao, "Analysis of microstrip Fractal patch antenna for multi-band communication," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 13, Jun. 2001, pp. 805-806.

- [48] S. Wong, B. L. Ooi, "Analysis and bandwidth enhancement of Sierpinski carpet antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 31, no. 1, Oct. 2006, pp. 13-18.
- [49] J. C. Liu, D. C. Chang, D. Soong, C. H. Chen, C. Y. Wu, L. Yao, "Circular Fractal antenna approaches with Descartes circle theorem for multiband/wideband application," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, no. 5, Mar. 2005, pp. 404-408.
- [50] J. C. Liu, Y. J. Liu, D. C. Chang, C. C. Chang, C. Cheng, "Fractal multiband antennas based on Lotus-Pod patterns," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 33, no. 3, May 2002, pp. 223-228.
- [51] P. W. Tang, P. F. Wahid, "Hexagonal Fractal multiband antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, no. 1, 2004, pp. 111-112.
- [52] S. N. Sinha, M. Jain, "A Self-Affine Fractal multiband antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, 2007, pp. 110-112.
- [53] K. Siakavara, F. Tsaldaris, "A multi-wideband microstrip antenna designed by the square-curve Fractal technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, no. 3, May 2004, pp. 180-185.
- [54] X. Liang, M. Yan Wah Chia, "Multiband characteristics of two Fractal antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 23, no. 4, Nov. 1999, pp. 242-245.
- [55] D. R. Newcomb, "Multi-band vertical antenna," US Patent 4222053.
- [56] H. K. Morgan, "Multifrequency tuned antenna system," *Electronics*, vol. 13, Aug. 1940, pp. 42-50.
- [57] D. H. Werner, P. L. Werner, J. W. Culver, S. D. Eason, R. Libonati, "Load sensitivity analysis for genetically engineered miniature multiband Fractal dipole antennas," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, USA, Jun. 2002, vol. 4, pp. 86-89.
- [58] D. Lamensdorf, M. A. Smolinski, "Dual-band quadrifilar helix antenna," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, USA, Jun. 2002, vol. 3, pp. 488-491.
- [59] J. P. Gianvittorio, Y. Rahmat-Samii, "Fractal Yagi antennas: design, simulation, and fabrication," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, no. 5, Jun. 2004, pp. 375-380.
- [60] J. S. Petko, D. H. Werner, "Miniature reconfigurable three-dimensional Fractal tree antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 8, Aug. 2004, pp. 1945-1956.
- [61] G. K. H. Lui, R. D. Murch, "Compact dual-frequency PIFA designs using LC resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 7, Jul. 2001, pp. 1016-1019.
- [62] B. Rama Rao, M. A. Smolinski, C. C. Quach, E. N. Rosario, "Triple-band GPS trap-loaded inverted L antenna array," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 1, Jul. 2003, pp. 35-37.
- [63] Y. Liu, Q. Xue, C. H. Chan, "Multi-band printed dipole antenna using CRC structure," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Columbus, USA, Jun. 2003, vol. 3, pp. 40-43.
- [64] K. Tilley, W. Xiao-Dong, K. Chang, "Dual frequency coplanar strip dipole antenna," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Seattle, USA, Jun. 1994, vol. 2, pp. 928-931.
- [65] F. Tefiku, C. A. Grimes, "Design of broad-band and dual-band antennas comprised of series-fed printed-strip dipole pairs," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 6, Jun. 2000, pp. 895-900.

- [66] A. Boag, E. Michielssen, R. Mittra, "Design of electrically loaded wire antennas using genetic algorithms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, May 1996, pp. 687-695.
- [67] C. Hosung, R. Rogers, L. Hao, "Design of electrically small wire antennas using genetic algorithm taking into consideration of bandwidth and efficiency," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, USA, Jun. 2002, vol. 1, pp. 330-333.
- [68] G. Marrocco, "Gain-optimized self-resonant meander line antennas for RFID applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, no. 21, 2003, pp. 302-305.
- [69] M. Fernandez-Pantoja, A. Monorchio, A. Rubio-Bretones, R. Gomez-Martin, "Direct GA based optimisation of resistively loaded wire antennas in the time domain," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 24, Nov. 2000, pp. 1988-1990.
- [70] T. Xiang, K. F. Man, K. M. Luk, C. H. Chan, "Design of multiband miniature handset antenna by MoM and HGA," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, 2006, pp. 179-182.
- [71] B. G. Porter, G. B. Noakes, S. S. Gearhart, "Design of dual-band dual polarized wire antennas using a genetic algorithm," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Orlando, USA, Jul. 1999, vol. 4, pp. 2706-2709.
- [72] P. L. Werner, D. H. Werner, "A design optimization methodology for multiband stochastic antennas," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, USA, Jun. 2002, vol. 2, pp. 354-357.
- [73] J. M. Johnson, Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithms and method of moments (GA/MoM) for design of integrated antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 10, Oct. 1999, pp. 1606-1614.
- [74] H. Choo, H. Ling, "Design of multiband microstrip antennas using a genetic algorithm," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 9, Sep. 2002, pp. 345-347.
- [75] D. H. Werner, P. L. Werner, K. H. Church, J. W. Culver, S. D. Eason, "Genetically engineered dual-band Fractal antennas," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, USA, Jul. 2001, vol. 3, pp. 628-631.
- [76] D. H. Werner, P. L. Werner, K. H. Church, "Genetically engineered multiband Fractal antennas," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 19, Sep. 2001, pp. 1150-1151.
- [77] R. Azaro, E. Zeni, P. Rocca, A. Massa, "Synthesis of a Galileo and Wi-Max three-band Fractal-eroded patch antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, 2007, pp. 510-514.
- [78] B. Orchard, A. R. Clark, "Comparison of various genetic algorithm techniques for optimisation of simple wire antennas," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Columbus, USA, Jun. 2003, vol. 1, pp. 165-168.

Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes à base de trappes/interrupteurs

II.1 Introduction

La structure des antennes multi-bandes actuelles est limitée par la forme des éléments rayonnants et leur agencement les uns par rapport aux autres. Cela limite la réduction de l'encombrement, notamment lorsque l'on cherche à accroître leur flexibilité en terme de fréquences de fonctionnement. Or, la multiplicité des applications et des bandes associées fait apparaître le besoin d'antennes multi-bandes ayant une structure présentant un caractère flexible, de faible coût et offrant d'excellentes performances ou au moins équivalente aux antennes dédiées à une application ou à une bande de fréquence donnée, tout en conservant un encombrement similaire voire moindre.

Afin de palier aux problèmes susmentionnés, nous présenterons dans ce chapitre une nouvelle topologie d'antennes multi-bandes compacte à polarisation flexible possédant des rapports de fréquences de résonance indépendants et aisément ajustables. L'antenne est constituée de 4 éléments rayonnants identiques imprimés sur les quatre faces d'une pyramide. Le fonctionnement multi-bande et/ou reconfigurable de l'antenne est obtenu à l'aide de trappes et/ou d'interrupteurs. Le dimensionnement des éléments rayonnants de cette antenne lui confère l'avantage d'être flexible, c'est à dire qu'elle peut être facilement modifiée pour satisfaire d'autres applications ou bandes de fréquences. En jouant sur l'angle d'inclinaison de la pyramide, plusieurs formes de diagrammes de rayonnement peuvent être obtenues. Par ailleurs, la multitude de degrés de libertés de l'antenne lui permet d'avoir soit des diagrammes de rayonnement similaires ou distincts aux différentes fréquences de résonances.

Afin de réduire, voire supprimer, le rayonnement arrière présenté par l'antenne, un tronçon de guide d'onde circulaire à la coupure a été intégré à celle-ci. Ce procédé original, permet d'ajouter d'autres degrés de liberté pour l'adaptation et le rayonnement global de l'antenne.

L'antenne rayonne plusieurs types de polarisations en fonction des différentes amplitudes et phases qui alimentent les quatre éléments.

Ce chapitre sera organisé comme suit. Premièrement, une description de l'antenne multi-bande est détaillée, incluant la géométrie de l'antenne, le guide à la coupure pour le contrôle du rayonnement arrière et enfin les trappes et/ou interrupteurs responsables du fonctionnement multi-bande et/ou reconfigurable. Ensuite, des études paramétriques sur l'antenne pyramidale seront présentées. Ces dernières illustrent l'impact des différentes parties de l'antenne sur ses performances fréquentielles et en termes de rayonnement. Enfin, une méthodologie de conception de l'antenne pyramidale est proposée.

II.2 Description de l'antenne

II.2.1 Géométrie de l'antenne

L'antenne proposée est illustrée par la figure II.1. Elle est composée de quatre éléments rayonnants identiques placés symétriquement autour d'un axe perpendiculaire à un plan de masse circulaire perforé. Les simulations électromagnétiques ont montré que la perforation pratiquée dans le plan de masse permettait une bonne adaptation de l'antenne aux quatre accès. Cependant, cet évidement crée un rayonnement arrière important de l'antenne en question. Une solution pour limiter voire supprimer ce rayonnement parasite est l'insertion d'un guide métallique sous coupure ouvert positionné juste derrière l'antenne (voir paragraphe II.2.2).

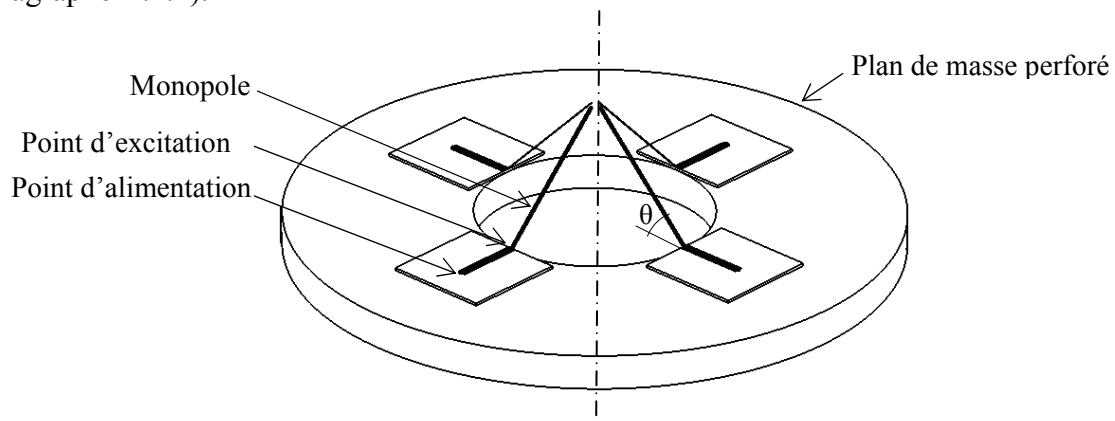


Figure II.1 L'antenne pyramidale à base de monopoles

Le rayon extérieur du plan de masse de dimension finie influe sur le gain et le rapport axial (AR) rayonnés par l'antenne. Par ailleurs, ce rayon est pris assez grand de manière à limiter les diffractions sur les bords extérieurs de ce plan de masse.

Dans la figure II.1, les éléments rayonnants sont des monopoles filaires métalliques. Cependant, d'autres types d'éléments rayonnants peuvent également être utilisés. Par exemple, des éléments triangulaires à savoir des monopoles Bow-tie, Parany ou encore Sierpinski (Figure II.2 pour l'itération 2) peuvent être avantageusement employés pour leurs caractéristiques large bande par rapport aux éléments filaires [1]-[4]. Toutefois, comme inconvénient, ces éléments triangulaires requièrent en général beaucoup plus de trappes pour le fonctionnement multi-bandes et occupent d'avantage de place.

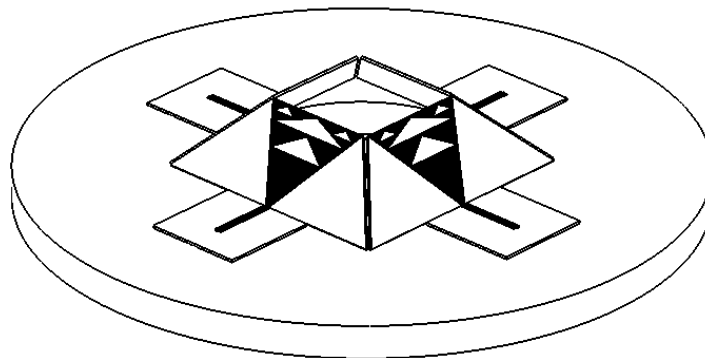


Figure II.2 L'antenne pyramidale avec des monopoles triangles de Sierpinski (itération 2)

Les monopoles rayonnants forment un angle d'inclinaison non nul θ avec le plan de masse et les points d'excitation se trouvent aux bords de l'évidement. En jouant sur l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants, plusieurs formes de diagrammes de rayonnement peuvent être obtenues pour les différentes spécifications requises. En effet, la modification de cet angle d'inclinaison permet de rapprocher ou d'éloigner les quatre points d'excitation de l'antenne. Ainsi l'angle d'ouverture des diagrammes de rayonnement obtenus peut être fixé soit large (rayonnement hémisphérique, omnidirectionnel) ou plus étroit (rayonnement axial, directif).

Afin d'obtenir différents types de diagrammes de rayonnement aux différentes fréquences de fonctionnement de l'antenne, plusieurs angles d'inclinaison peuvent être adoptés dans un même élément rayonnant. La figure II.3 illustre ce concept avec une configuration tri-bande à base de monopoles filaires. Ainsi, une optimisation portant sur les trois angles d'inclinaison θ_1 , θ_2 and θ_3 sera utilisée comme paramètre de conception pour satisfaire différentes spécifications de diagrammes de rayonnement pour les multiples applications couvertes par l'antenne. Cependant, cette optimisation peut s'avérer très longue en temps de calcul.

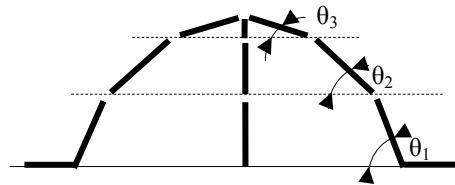


Figure II.3 Différents angles d'inclinaison des éléments rayonnants

L'antenne est alimentée à l'aide de quatre ports d'alimentation. Pour des raisons de réalisation, on utilise des lignes de transmission dans le prolongement de chaque élément rayonnant. Les points d'alimentation sont connectés aux extrémités de ces lignes de transmission par le dessous du plan de masse que l'on aura percé en conséquence.

L'emploi de ces lignes de transmission et leur dimensionnement est fonction de l'évidement pratiqué dans le plan de masse.

Les lignes de transmission sont par exemple des lignes micro-rubans d'impédance caractéristique égale à 50Ω formées dans le même matériau que le substrat sur lequel sont imprimés les éléments rayonnants.

Comme montré par les figures II.2 et II.3, les monopoles sont imprimés sur des fines plaquettes inclinées de substrat diélectrique constituant les quatre faces d'une structure pyramidale.

Un matériau transparent aux fréquences de travail (par exemple, de la mousse ou du polystyrène) est placé sous les quatre plaquettes constituant les quatre faces de la pyramide. Une telle structure assure la tenue mécanique de l'antenne.

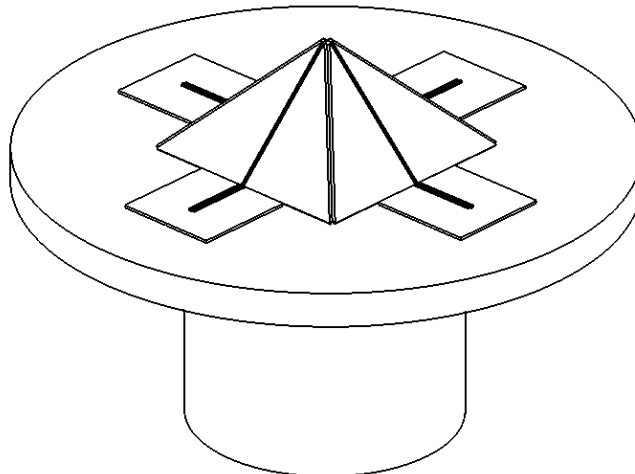


Figure II.4 L'antenne pyramidale chargée par un guide d'onde circulaire ouvert

Dans [5]-[9], plusieurs structures d'antennes pyramidales ont été proposées pour l'amélioration de l'angle d'ouverture des diagrammes de rayonnement et pour l'obtention de diagrammes omnidirectionnels. Les éléments rayonnants montés en surface de ces structures pyramidales sont soit des (sous-) réseaux [5], des patches simples [6], [7] ou des patches empilés [8], [9]. Toutefois, dans ces antennes, tous les éléments rayonnants sont imprimés sur des substrats avec plan de masse arrière constituant les quatre faces de la pyramide. Ainsi, chaque face rayonne dans un quart d'espace spécifique. Par conséquent, la polarisation globale de ces antennes est la même que celle d'une seule face. Contrairement, l'antenne pyramidale proposée ici est transparente au rayonnement (les éléments rayonnants sont imprimés sur des substrats sans plan de masse arrière) et chaque élément rayonnant contribue au diagramme de rayonnement de l'antenne globale quelque soit la direction considérée. Cela dit, la polarisation linéaire ou circulaire peut être obtenue à partir d'une combinaison appropriée des éléments rayonnants élémentaires. De plus, du moment que les éléments rayonnants comme les patches sont imprimés au milieu des faces de la pyramide, les lignes d'apport d'alimentation classiques deviennent inappropriées au fur et à mesure que le nombre des éléments sur une face augmente. Aussi, la présence de lignes d'alimentation micro-rubans sur les faces de la pyramide parasite le rayonnement de l'antenne [6].

Par ailleurs les structures pyramidales proposées précédemment sont soit mono-bande soit bi-bande. Ce dernier cas est obtenu avec l'utilisation de patches empilés.

Puisque les quatre ports d'excitation sont placés juste en bas des faces triangulaires de la pyramide, l'antenne pyramidale proposée ici est beaucoup plus facile à alimenter que les antennes pyramidales citées précédemment (dans la mesure où la réalisation de la loi de phase est exclue).

Les quatre ports d'alimentation et la disposition spatiale des éléments rayonnants permettent à l'antenne de rayonner plusieurs types de polarisations (voir Figure II.5). D'une part, la polarisation linéaire (verticale ou horizontale) est obtenue en alimentant deux éléments rayonnants opposés avec la même amplitude et une différence de phase de 180° . D'autre part, la polarisation circulaire est obtenue en alimentant les quatre éléments rayonnants avec la même amplitude et une différence de phase de 90° . Le sens d'une telle polarisation, i.e., circulaire droite ou gauche, est donné par le signe de la différence de phase de 90° entre deux éléments rayonnants successifs. Quelques exemples de lois de phase et d'amplitude pour l'obtention des différentes polarisations sont résumés dans le tableau II.1.

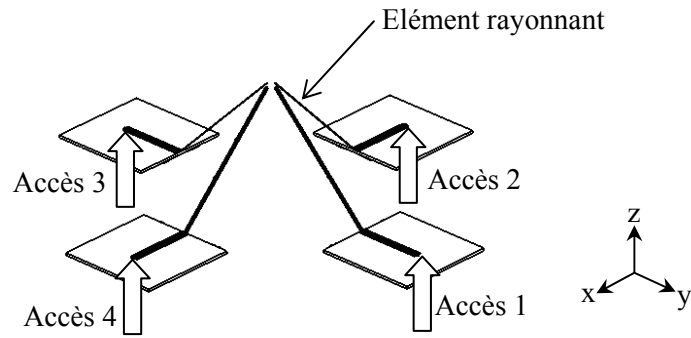


Figure II.5 Diversité de polarisation en utilisant quatre accès

		Accès 1		Accès 2		Accès 3		Accès 4	
		Amplitude	Phase	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase
Polarisation rectiligne	Suivant x	0	0°	A > 0	0°	0	0°	A > 0	180°
	Suivant y	A > 0	180°	0	0°	A > 0	0°	0	0°
Polarisation circulaire	Droite	A > 0	0°	A > 0	90°	A > 0	180°	A > 0	-90°
	Gauche	A > 0	0°	A > 0	-90°	A > 0	180°	A > 0	90°

Tableau II.1 Exemples de lois de phase et d'amplitude pour l'obtention des différentes polarisations

II.2.2 Guide métallique à la coupure

La présence de l'évidement dans le plan de masse (voir Figure II.1) engendre un niveau de rayonnement arrière indésirable important. Comme illustré par la figure II.4, nous avons proposé de réduire ce rayonnement parasite par le chargement du plan de masse par un guide d'onde métallique ouvert dimensionné en mode coupure. Ce guide d'onde métallique peut être vu comme la continuation du guide d'onde circulaire créé naturellement par l'épaisseur finie du plan de masse avec l'évidement.

Ce guide d'onde est dimensionné de façon qu'aucun mode ne se propage à l'intérieur aux fréquences de fonctionnement de l'antenne.

Un guide d'onde circulaire sans pertes est considéré à la coupure lorsque son rayon est inférieur au rayon maximal r_{max} assurant l'évanescence du premier mode (mode fondamental). La fréquence de coupure f_c du mode fondamental (mode TE_{11}) d'un guide circulaire de rayon r est donnée par [10]:

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad \text{avec} \quad \lambda_c = 3,413.r \quad (II.1)$$

où c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, ϵ_r et μ_r sont respectivement la permittivité et la perméabilité relatives du milieu remplissant le guide d'onde et λ_c est la longueur d'onde de coupure.

Le rayon maximal r_{max} assurant l'évanescence de tous les modes à l'intérieur du guide d'onde sans pertes est donné par :

$$r_{max} = \frac{c}{3,413 f_h (\epsilon_r \mu_r)^{1/2}} \quad (II.2)$$

où f_h désigne la fréquence haute de fonctionnement de l'antenne chargée par le guide d'onde circulaire à la coupure. Du moment où tous les modes dans le guide d'onde sont atténués, plus long est le guide d'onde ouvert, plus faible est le niveau de rayonnement arrière de l'antenne.

Lorsque la fréquence de coupure f_c est calculée, la constante de propagation β est calculée comme suit:

$$\beta = (k_0^2 - k_c^2)^{1/2} \quad (II.3)$$

$$\text{avec } k_0 = \frac{2\pi}{c} f_h (\epsilon_r \mu_r)^{1/2} \text{ et } k_c = \frac{2\pi}{c} f_c (\epsilon_r \mu_r)^{1/2}$$

Pour un niveau d'atténuation donné (α), la longueur du guide d'onde correspondante (l) est donnée par :

$$l = \frac{\log(\alpha)}{j\beta} \quad (II.4)$$

Pour illustration, prenons une antenne pyramidale bi-bande, à base de monopoles filaires, fonctionnant aux deux fréquences suivantes : 1.197 GHz and 1.575 GHz. Pour des raisons de simplification, le substrat diélectrique est remplacé par l'air et les pertes métalliques sont négligées.

A partir de la fréquence basse (1.197 GHz) et l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants (prenons $\theta = 45^\circ$), le rayon de l'évidement dans le plan de masse est calculé et il vaut 35 mm (à noter ici que les quatre ports d'excitation des monopoles filaires sont pris à la périphérie de l'évidement circulaire). Ensuite, en utilisant la fréquence de fonctionnement haute (1.575 GHz) et l'équation II.2, le rayon maximal assurant un fonctionnement à la coupure du guide d'onde circulaire est dérivé ($r_{max} = 55.8$ mm).

A partir du logiciel de simulation électromagnétique *Zeland IE3D* [11], le coefficient de réflexion à l'entrée et la directivité du rayonnement arrière (pour un angle d'élévation de 180°) présentés par l'antenne bi-bande sont calculés en fonction de la longueur du guide d'onde.

La figure II.6 montre la variation de la directivité maximale du rayonnement arrière à la fréquence haute (représentant le pire cas de niveau de rayonnement arrière) et le coefficient de réflexion minimum à la fréquence basse (représentant le pire cas d'adaptation de l'antenne) en fonction de la longueur du guide d'onde circulaire.

Comme attendu, plus long est le guide d'onde circulaire ouvert, plus faible est le niveau de rayonnement arrière engendré par l'antenne. Toutefois, plus cette longueur du guide d'onde est importante, moins bon est l'adaptation de l'antenne.

Par conséquent, la variation de la longueur du guide d'onde ouvert à la coupure permet l'obtention d'un compromis entre le niveau de rayonnement arrière et l'adaptation de l'antenne aux différents ports d'excitation.

Par exemple, pour un niveau de rayonnement arrière de 0 dBi, une longueur de guide d'onde de 30 mm est nécessaire et correspond à un coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne inférieur à -13.36 dB (voir Figure II.6)

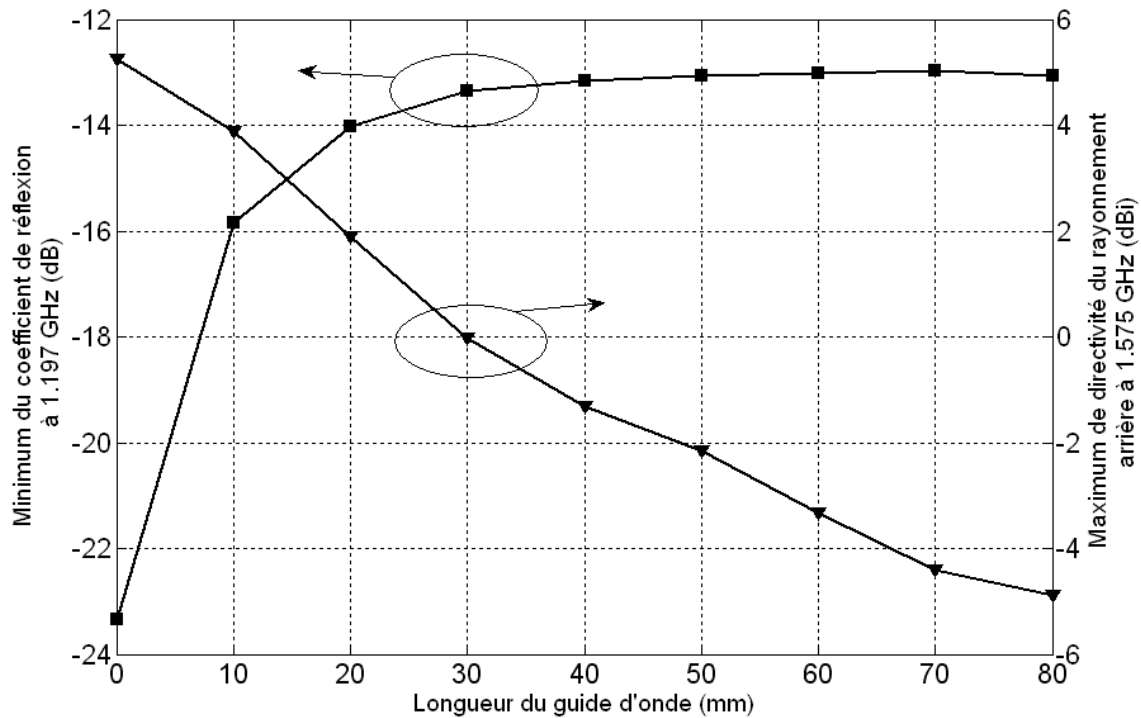


Figure II.6 Le coefficient de réflexion minimum et la directivité du rayonnement arrière maximale en fonction de la longueur du guide d'onde circulaire ouvert à la coupure

La forme de l'évidement pratiqué dans le plan de masse n'est pas nécessairement circulaire. D'autres formes comme carrée ou octogonale peuvent aussi être considérées mais elles n'ont pas été exploitées dans le cadre de ces travaux de thèse comme les autres options qui sont présentées dans la fin de cette partie. Afin d'être correctement positionné au niveau du plan de masse, la forme de la section du guide d'onde est identique à l'évidement ménagé dans le plan de masse.

Par ailleurs, des inserts ou des obstacles métalliques peuvent être positionnés à l'intérieur du guide d'onde pour le contrôle de la diffusion électromagnétique du champ évanescent et l'ajout de paramètres supplémentaire de conception.

En fonction de l'application ciblée, il est possible de ne pas utiliser de forme prolongeant le plan de masse afin de réduire l'encombrement de l'antenne.

Dans ce cas, le plan de masse peut comprendre plusieurs évidements. Une telle configuration permet de contrôler le rayonnement arrière tout en ayant une adaptation meilleure que dans le cas où le plan de masse est plein (Figure II.7 (a)).

Le plan de masse doit comprendre un nombre d'évidements égal au nombre d'éléments rayonnants, c'est-à-dire quatre évidements (Figures II.7 (b) et II.7 (c)).

Sur la figure II.7 (b) les évidements sont de formes rectangulaires tandis que sur la figure II.7 (c) ils sont de formes circulaires.

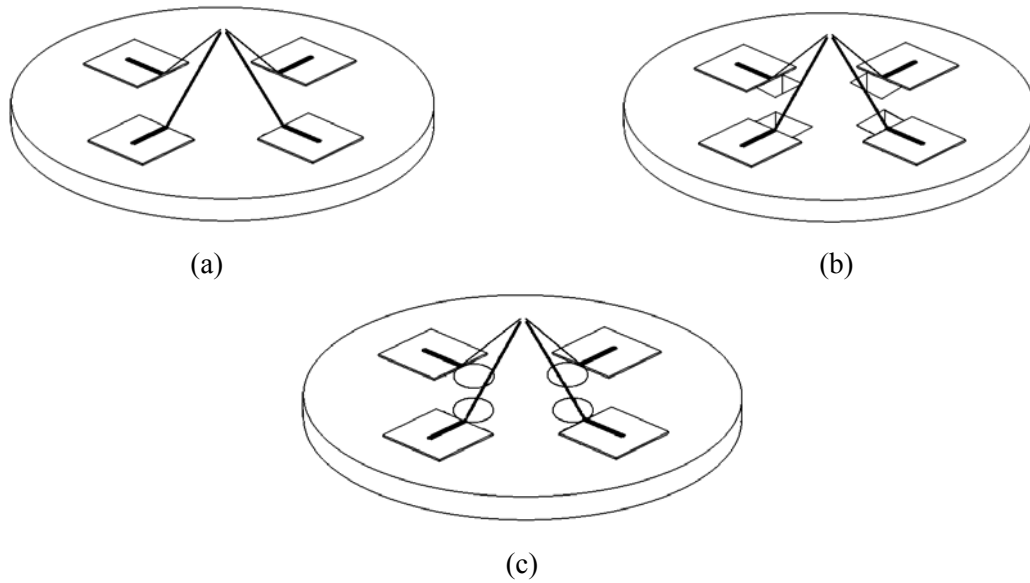


Figure II.7 Configuration de l'antenne pyramidale (a) sans évidement, (b) avec quatre évidements rectangulaires et (c) avec quatre évidements circulaires

Dans la configuration avec plusieurs évidements, ces derniers sont équirépartis de la même manière que les éléments rayonnants de l'antenne. De manière générale pour passer d'un évidement à un autre une rotation de 90° est nécessaire, de façon à respecter la symétrie intrinsèque de l'antenne.

Enfin, de manière similaire, des multiples guides d'onde à la coupure et de petite taille peuvent également être intégrés derrière ces évidements pour plus de contrôle du rayonnement arrière de l'antenne.

II.2.3 Choix et positionnement des trappes/interrupteurs RF

Les trappes ou les interrupteurs RF sont insérés sur les éléments rayonnants pour l'obtention d'un comportement multi-bande, reconfigurable ou encore la combinaison des deux (voir Figure II.8). Il est à noter que sur chacun des éléments rayonnants les trappes ou les interrupteurs RF sont positionnés de manière identique sur chacun des éléments rayonnants afin de conserver la symétrie de la structure rayonnante.

Pour une première conception, les trappes sont classiquement considérées idéales, i.e., comme circuits fermés ou ouverts en fonction de la fréquence de fonctionnement. Ensuite, pour plus de rigueur dans la conception, les trappes sont modélisées par des circuits LC parallèle (circuits bouchon). La fréquence de résonance f_r d'un tel circuit est donnée par la formule suivante :

$$f_r = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (\text{II.5})$$

où L et C désignent respectivement les valeurs de l'inductance et de la capacité de la trappe. À cette fréquence de résonance (ou fréquence de réjection), la trappe est équivalente à un circuit ouvert. En dehors de cette fréquence, cette trappe est d'autant plus passante qu'on s'éloigne de cette fréquence de résonance. En effet de part et d'autre de cette fréquence, la trappe présente une impédance réactive qui peut être compensée par un léger changement dans la longueur totale des éléments rayonnants [12]. La fréquence de réjection désirée et la bande passante requise permettent la sélection judicieuse des valeurs pertinentes de L et C .

Dans la suite un exemple de conception d'une antenne tri-bande à l'aide de trappes est décrit.

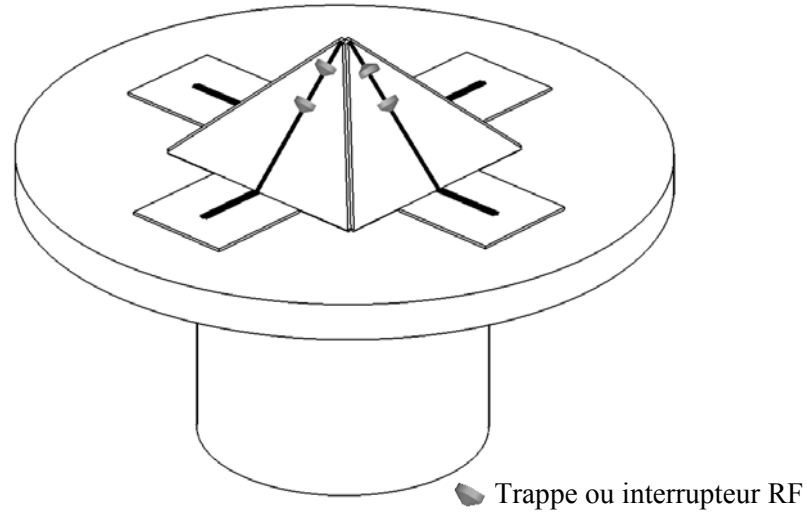


Figure II.8 L'antenne pyramidale multi-bande proposée

Comme indiqué sur la figure II.9, prenons un des quatre éléments rayonnants de l'antenne pyramidale et insérons des trappes sur sa surface dans le but d'obtenir un fonctionnement tri-bande aux fréquences f_1 , f_2 et f_3 , tel que $f_1 < f_2 < f_3$. Le résonateur No1, le résonateur No2 et le résonateur No3 sont dimensionnés de façon à résonner respectivement à f_1 , f_2 et f_3 . Deux différentes trappes proprement positionnées sont suffisantes pour l'obtention d'un tel fonctionnement. La première trappe notée « Trappe No1 » avec une fréquence de résonance fixée à f_2 et la seconde trappe notée « Trappe No2 » avec une fréquence de résonance configurée à f_3 . Ces deux trappes sont passantes à la fréquence f_1 et permettent ainsi au résonateur No1 de résonner à sa propre fréquence de résonance f_1 . Du moment que la trappe No1 est équivalente à un circuit ouvert (rejection maximale) à la fréquence intermédiaire f_2 , l'élément rayonnant se réduit au résonateur No2 et ainsi résonne à f_2 . Enfin, à la fréquence haute f_3 la trappe No2 est comparable à un circuit ouvert et par conséquent l'élément rayonnant est équivalent au résonateur le plus court (résonateur No3) et résonne à f_3 .

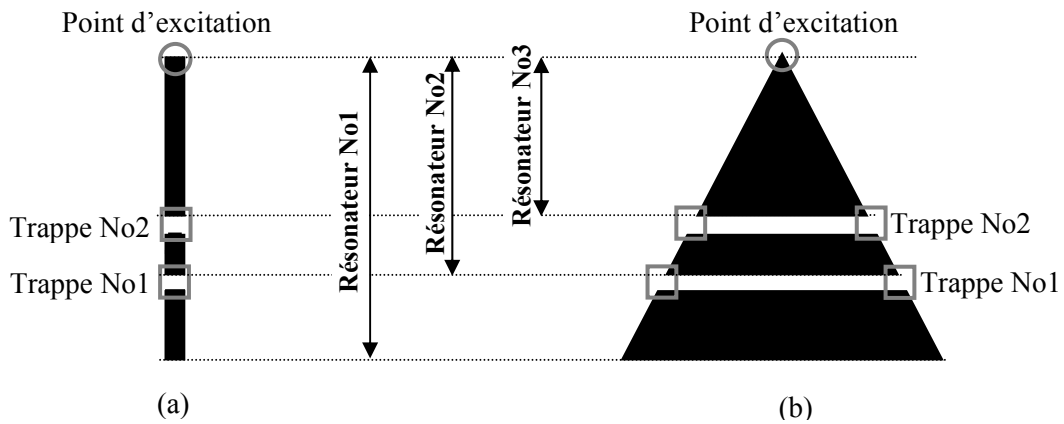


Figure II.9 Positions des trappes sur les éléments rayonnants de l'antenne pyramidale tri-bande

L'utilisation des trappes dans la conception d'antennes multi-bandes requiert un minimum de séparation entre deux bandes de fréquence successives. Dans le cas où les deux bandes à couvrir sont relativement proches et la bande passante des éléments rayonnants n'est pas assez large pour faire passer simultanément ces deux bandes, il est préférable d'utiliser des interrupteurs RF à la place des trappes.

En pratique, les interrupteurs selon leur position « activée » ou « désactivée » permettent de régler la longueur et/ou la géométrie des éléments rayonnants.

Pour illustration, une antenne complètement reconfigurable est obtenue en remplaçant des trappes de l'antenne tri-bande, citée précédemment (Figure II.9), par des interrupteurs RF. Les commandes nécessaires pour le fonctionnement de cette antenne reconfigurable aux trois fréquences f_1 , f_2 et f_3 sont résumé dans le tableau II.2.

	Etat de l'interrupteur RF No1	Etat de l'interrupteur RF No2
Commande pour un fonctionnement à f_1	Activé	Activé
Commande pour un fonctionnement à f_2	Désactivé	Activé
Commande pour un fonctionnement à f_3	Activé ou désactivé	Désactivé

Tableau II.2 Les différentes commandes pour le fonctionnement reconfigurable de l'antenne

Les capacités et les inductances RF miniatures (chip, de taille réduite, montés en surface) sont très convenables pour la réalisation des trappes. En effet, par rapport à une conception à base d'éléments répartis, ces éléments localisés sont compacts, facilement intégrables et dégradent moins les diagrammes de rayonnement de l'antenne. Cependant, l'adaptation et la bande passante de l'antenne sont fortement dépendantes des performances de ces composants miniatures. Les paramètres S des ces composants sont généralement donnés par le constructeur. Toutefois, pour une conception plus précise, la mesure et l'extraction de ces paramètres sont requises en pratique avant le montage de ces composants sur les éléments rayonnants.

Concernant les interrupteurs RF, les RF-MEMS (*Radio-Frequency Micro-ElectroMechanical Systems*) peuvent être employés de manière avantageuse [13-16]. En plus de leur taille réduite, les RF-MEMS possèdent des performances supérieures à celles des interrupteurs à base de semi-conducteur (Transistors, diodes) en termes de pertes d'insertion [32], de consommation électrique pendant le fonctionnement et de facteur de qualité Q. Ce qui correspond parfaitement aux exigences des antennes. Cependant, jusqu'à ce jour, la fiabilité de la technologie RF-MEMS n'est pas assez développée pour une intégration à l'échelle industrielle.

Dans la suite, plusieurs études paramétriques sont menées sur l'antenne pyramidale multi-bande dans le but de voir l'impact des différents éléments constitutifs (plan de masse, évidement, guide d'onde).

II.3 Etudes paramétriques sur l'antenne pyramidale

Dans cette partie plusieurs études paramétriques ont été conduites sur l'antenne pyramidale (version à base de monopoles filaires). Ces études ont principalement comme but de voir l'influence de la présence ou non et des dimensions des différentes éléments constituant l'antenne sur ses performances (adaptation/ rayonnement).

Le logiciel de simulation électromagnétique utilisé est *IE3D* de *Zeland* utilisant (Méthode des Moments). Il est à noter que pour des raisons de simplicité de simulation et temps de calcul, plusieurs hypothèses ont été faites sur l'antenne pyramidale, à savoir :

- Fonctionnement mono-bande (fréquence aux alentours de 1.2 GHz)
- Polarisation circulaire (excitation en quadrature de phase)
- Substrat diélectrique : air
- Métallisation sans pertes
- Guide d'onde sous coupure d'épaisseur nulle

Les lignes d'amenée 50 Ω (micro-rubans) ont les dimensions suivantes :

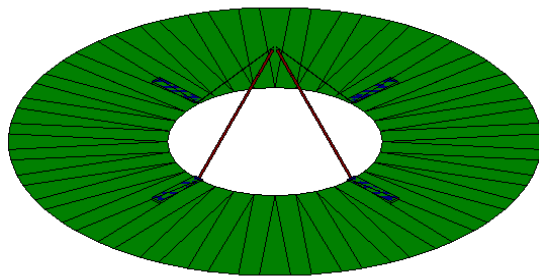
Hauteur substrat : 0.762 mm

Largeur des lignes : 3.737 mm

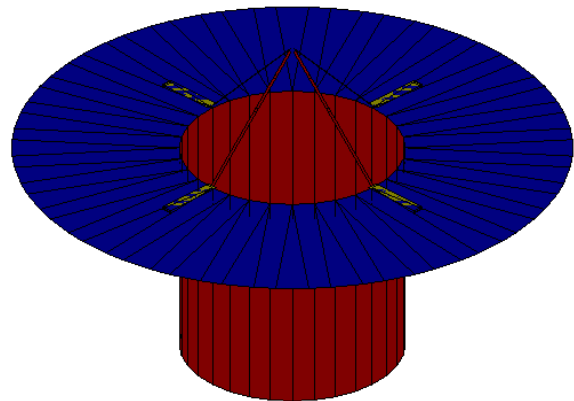
Longueur des lignes : 20 m

II.3.1 Analyses sur les constituants de l'antenne

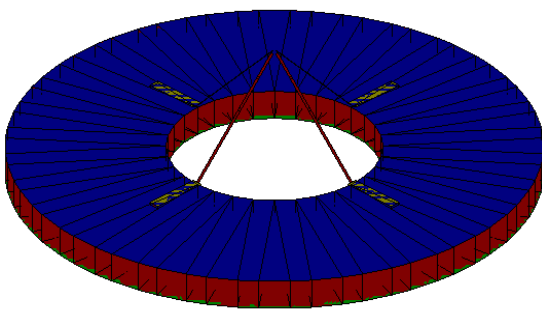
Dans un premier temps il s'agit d'explorer l'impact des différents éléments constituant de l'antenne sur sa réponse fréquentielle et ses diagrammes de rayonnement. Ceci dit, quatre configurations ont été considérées (voir Figure II.10).



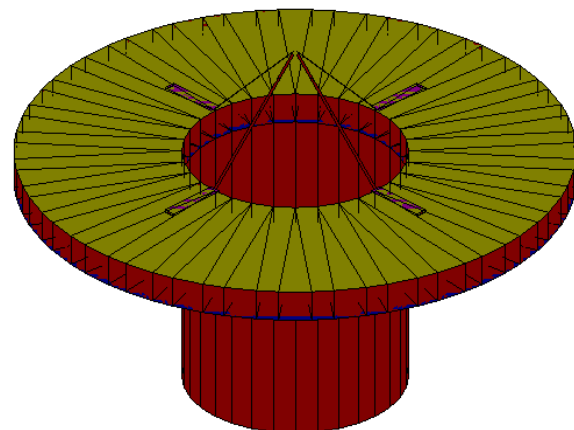
(a) Configuration 1



(b) Configuration 2



(c) Configuration 3



(d) Configuration 4

Figure II.10 Les quatre configurations simulées sous *IE3D*

Les dimensions essentielles des quatre configurations simulées sont résumées dans le tableau II.3.

	Configuration 1	Configuration 2	Configuration 3	Configuration 4
Longueur des monopoles (mm)	48.1			
Rayon du plan de masse (mm)	87			
Rayon de l'évidement (mm)	35			
Inclinaison des monopoles (°)	45			
Epaisseur du plan de masse (mm)	faible	faible	10	10
Longueur du guide d'onde (mm)	0	70	0	70

Tableau II.3 Les dimensions des quatre configurations de la figure II.10

Les coefficients de réflexion simulés des quatre configurations de la figure II.10 sont illustrés par la figure II.11. Le tableau II.4 donne les fréquences de résonance simulées (minimum de coefficient de réflexion) pour chaque configuration ainsi que le niveau d'adaptation correspondant.

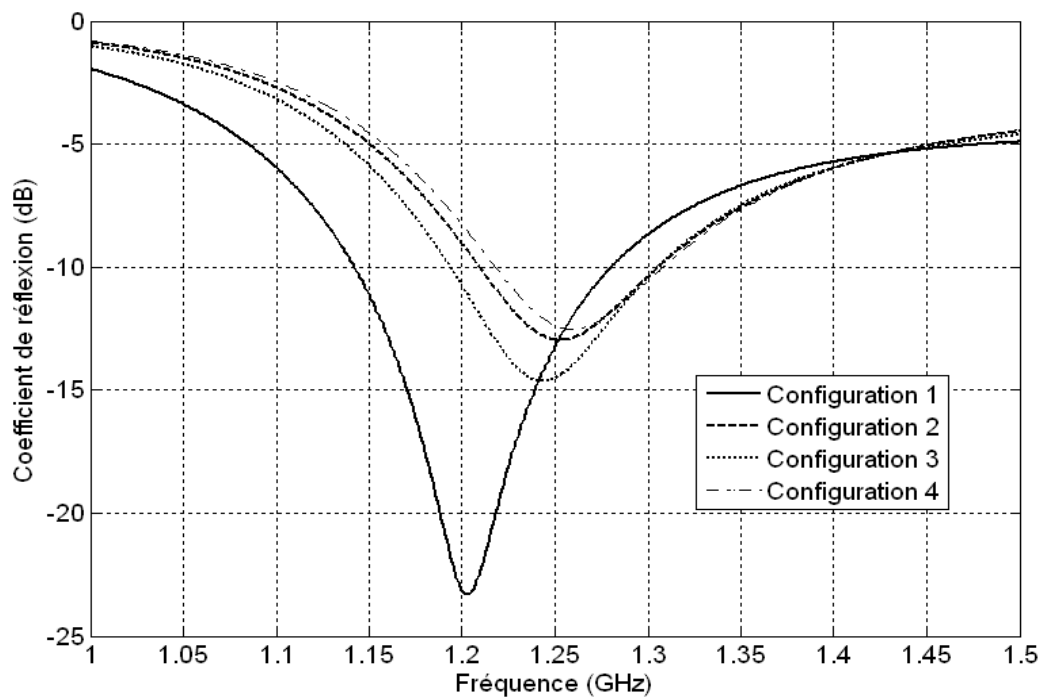


Figure II.11 Coefficients de réflexion simulés par IE3D

	Configuration 1	Configuration 2	Configuration 3	Configuration 4
Fréquence de résonance (GHz)	1.202	1.253	1.243	1.259
Coefficient de réflexion (dB)	-23.31	-12.96	-14.64	-12.52

Tableau II.4 Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants des quatre configurations

Aux fréquences de résonance de ces configurations, les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation sont donnés sur la figure II.12.

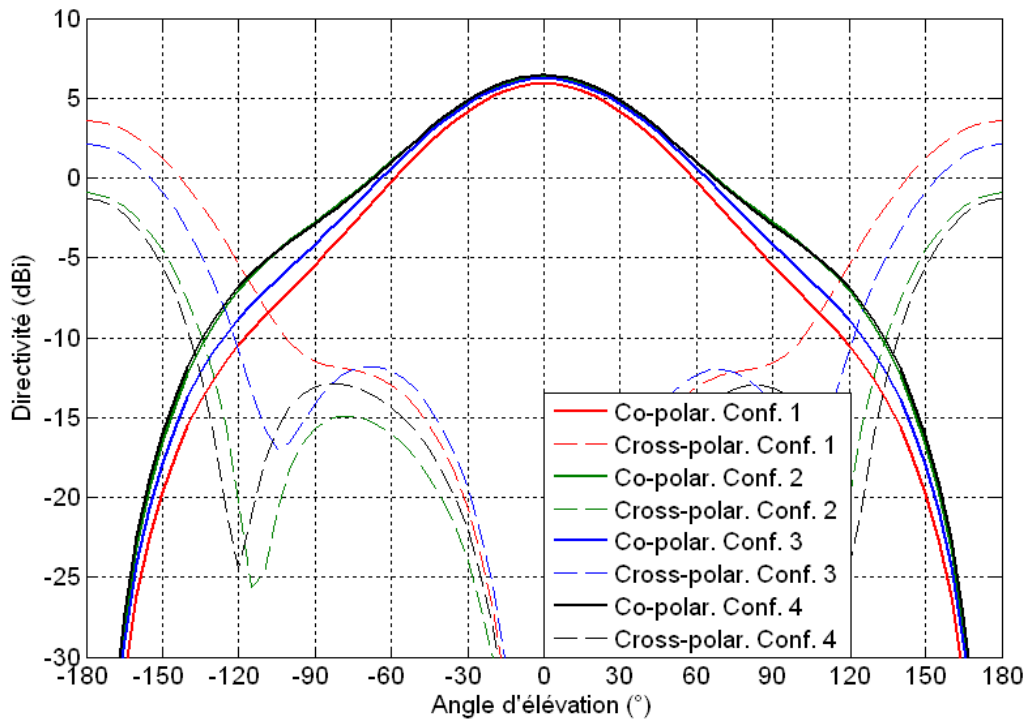


Figure II.12 Diagrammes de rayonnement simulés des 4 configurations de la Figure II.10

On constate que l'adaptation en entrée est d'autant améliorée lorsque : (1) le plan de masse est fin et (2) le guide d'onde à la coupure est absent. Toutefois, dans ce cas, comme montré par la Figure II.12, la directivité du rayonnement arrière (correspond à un angle d'élévation de $\pm 180^\circ$ en polarisation circulaire gauche par symétrie) est relativement importante. Pour un niveau de rayonnement arrière donné, il est possible de déterminer l'épaisseur du plan de masse et la longueur du guide d'onde assurant un minimum du coefficient de réflexion à la fréquence d'intérêt.

II.3.2 Analyses en fonction du rayon de l'évidement

Considérons la configuration complète représenté sur la Figure II.10 (d) et effectuons une étude paramétrique sur le rayon de l'évidement pratiqué dans le plan de masse et, par conséquent, le rayon du guide d'onde cylindrique. En effet, ce dernier constitue la continuation du guide naturellement créé par l'évidement et l'épaisseur non nulle du plan de masse. Il s'agit d'explorer l'influence de ce rayon sur performances présentées par l'antenne pyramidale. Les dimensions de la structure sont celles déjà données par le tableau II.3 pour la configuration 4 à l'exception du rayon de l'évidement (noté R_i) qui prendra les valeurs suivantes : 35 mm, 32 mm, 30 mm, 28 mm, 25 mm, et enfin 20 mm. Il est à noter que la valeur du rayon de l'évidement de 35 mm constitue la valeur maximale accessible. En effet cette valeur dépend des longueurs et de l'angle d'inclinaison des monopoles rayonnants.

La figure II.13 représente les coefficients de réflexion simulés pour différentes valeurs du rayon de l'évidement « Ri ». Pour ces différents rayons, le tableau II.5 donne les fréquences de résonance et les niveaux du coefficient de réflexion en entrée correspondants.

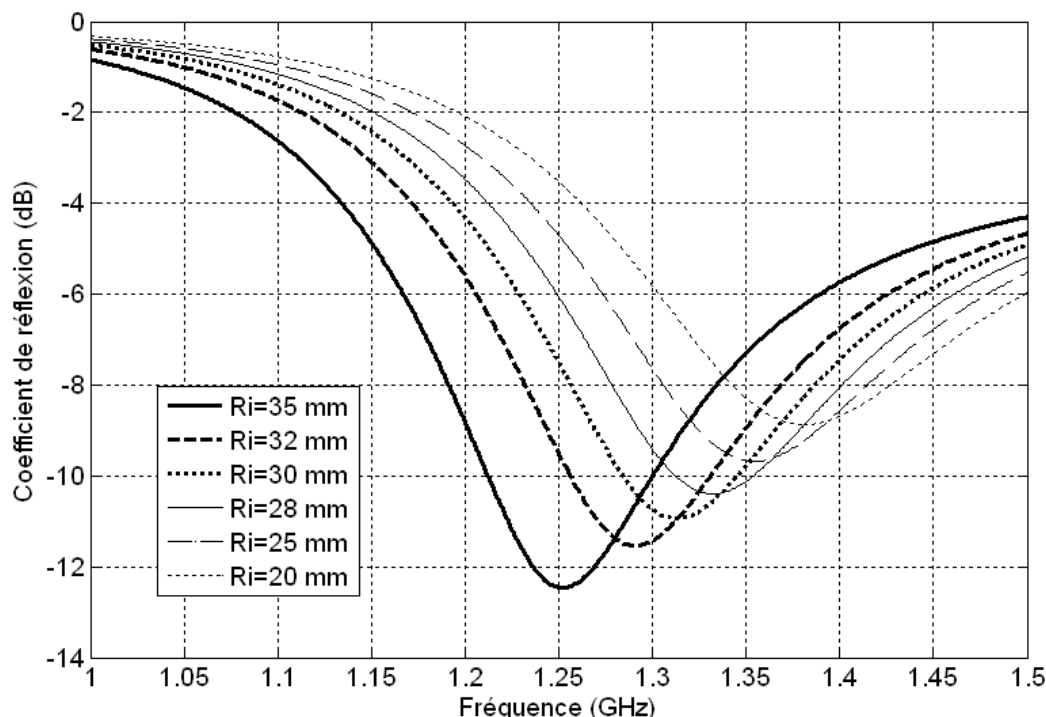


Figure II.13 Coefficients de réflexion simulés de la configuration 4 pour différents rayons de l'évidement

	Ri=35 mm	Ri=32 mm	Ri=30 mm	Ri=28 mm	Ri=25 mm	Ri=20 mm
Fréquence de résonance (GHz)	1.252	1.291	1.313	1.331	1.354	1.380
Coefficient de réflexion (dB)	-12.46	-11.53	-10.93	-10.40	-9.68	-8.87

Tableau II.5 Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour différents rayons de l'évidement

Aux fréquences de résonance du tableau II.5, les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation de l'antenne pyramidale sont donnés sur la figure II.14. On constate que l'adaptation est la meilleure lorsque le rayon intérieur prend sa valeur maximale à savoir 35 mm. De plus, avec ce rayon, les éléments rayonnants sont plus compacts qu'avec des rayons inférieurs de l'évidement (décalage de 10 % de la fréquence de résonance entre un rayon de 35 mm et 25 mm). Les diagrammes de rayonnement sont assez semblables pour les différents rayons de l'évidement avec un léger gain de pureté de polarisation pour les rayons supérieurs (voir figure II.14).

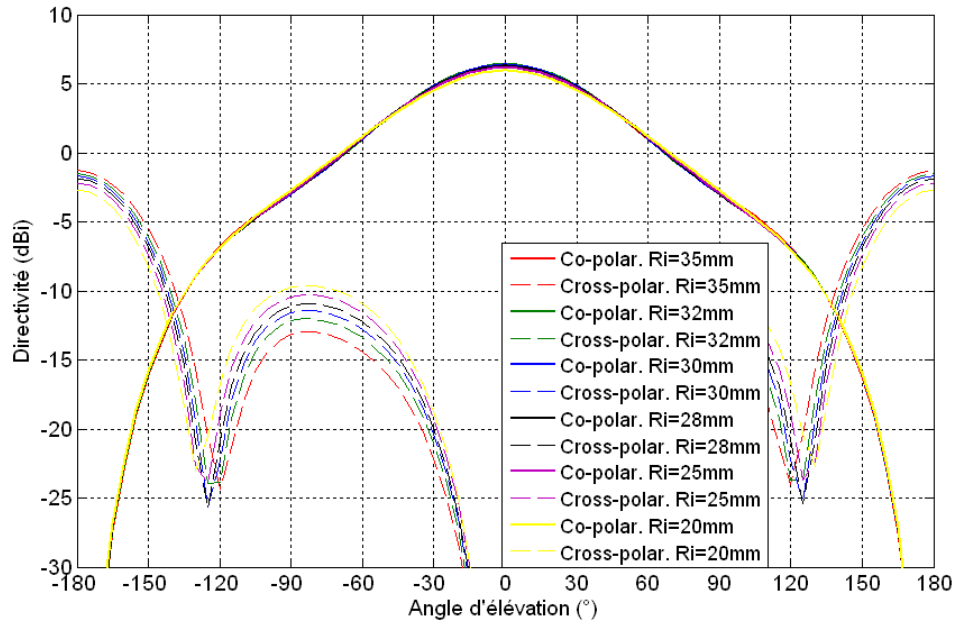


Figure II.14 Diagrammes de rayonnement de la configuration 4 de la Figure II.10 et pour différents rayons de l'évidement

II.3.3 Analyses en fonction du rayon du plan de masse

Procédons maintenant à une étude paramétrique sur le rayon du plan de masse noté « Re ». Les dimensions de la structure sont celles déjà données par le tableau II.3 pour la configuration 4 à l'exception du rayon du plan de masse qui prendra les valeurs suivantes : 60 mm, 70 mm, 80 mm, 87 mm, 95 mm, et enfin 110 mm. Il est à noter que le fait de descendre au dessous de 60 mm engendrera des courants surfaciques relativement importants sur les bords de l'antenne. De plus, les diagrammes de rayonnement seront perturbés par des diffractions parasites sur les bords de l'antenne.

La figure II.15 représente les coefficients de réflexion simulés pour différentes valeurs du rayon du plan de masse « Re ». Pour ces différents rayons, le tableau II.6 donne les fréquences de résonance et les niveaux du coefficient de réflexion en entrée correspondants.

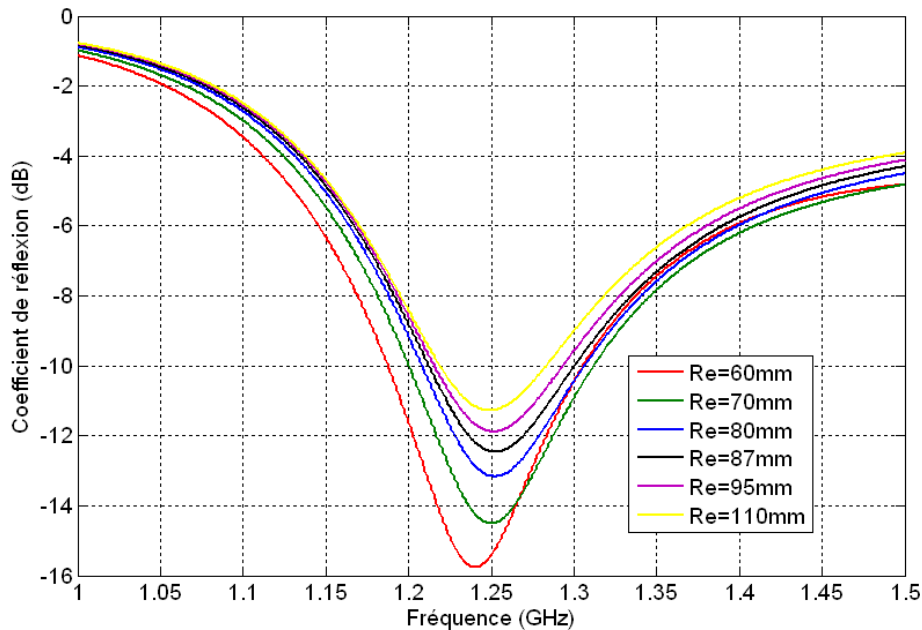


Figure II.15 Coefficients de réflexion simulés de la configuration 4 pour différents rayons de du plan de masse

	Re=60 mm	Re=70 mm	Re=80 mm	Re=87 mm	Re=95 mm	Re=110 mm
Fréquence de résonance (GHz)	1.2420	1.250	1.252	1.252	1.251	1.249
Coefficient de réflexion (dB)	-15.75	-14.5	-13.16	-12.46	-11.88	-11.27

Tableau II.6 Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour différents rayons du plan de masse

Aux fréquences de résonance du tableau II.6, les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation de l'antenne pyramidale sont représentés sur la figure II.16.

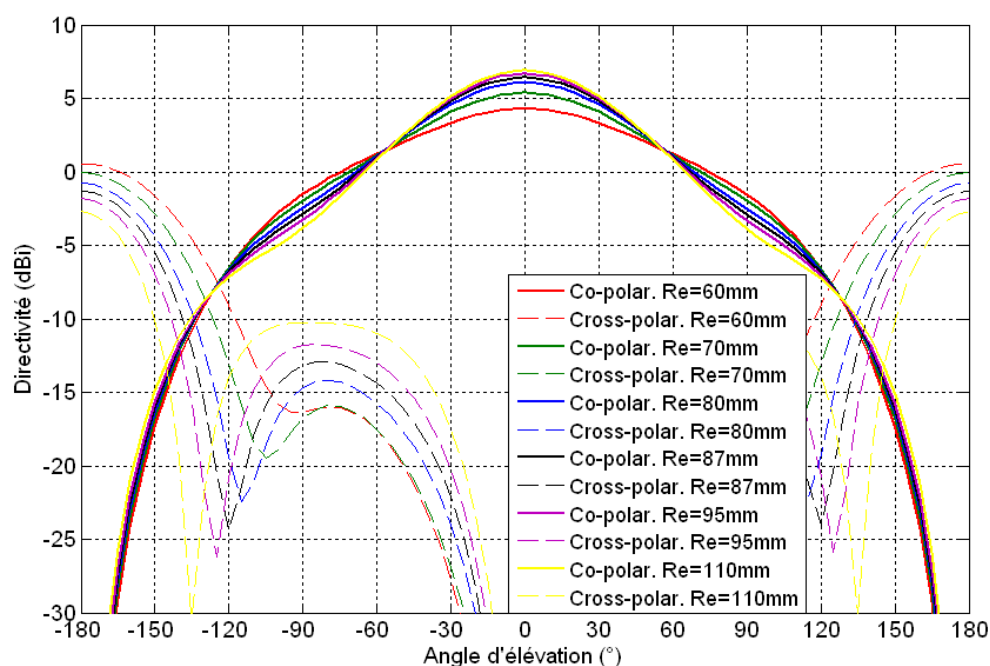


Figure II.16 Diagrammes de rayonnement de la configuration 4 de la Figure II.10 et pour différents rayons du plan de masse

On constate que l'adaptation est d'autant meilleure que le rayon du plan de masse est petit. Cependant ceci est au détriment d'un rayonnement arrière beaucoup plus élevé pour les rayons faible du plan de masse. Par conséquent, la directivité axiale (angle d'élévation de 0°) est faible pour des rayons de plan de masse réduits.

II.3.4 Analyses en fonction l'angle d'inclinaison des monopoles

Dans cette partie nous nous intéresseront à l'influence de l'angle d'inclinaison des monopoles rayonnants, noté « θ », sur les performances de l'antenne. Trois valeurs d'angle d'inclinaison seront considérées : 30°, 45° et 60° (ce qui donnera naissance à trois structures). Les dimensions de ces trois structures sont celles déjà données par le tableau II.3 pour la configuration 4 à l'exception du rayon du plan de masse, le rayon de l'évidement et l'angle d'inclinaison. Ces valeurs manquantes sont données dans le tableau II.7. Les longueurs des monopoles rayonnants des trois configurations sont égales. Il est à noter que le fait de modifier l'angle d'inclinaison conduit à changer le rayon de l'évidement (voir tableau II.7) afin de garder toujours une bonne adaptation de l'antenne (les points d'excitation doivent être situés à la périphérie de l'évidement).

Pour que ces configurations restent comparables, le rayon du plan de masse doit être ajusté afin de garder toujours la même différence entre le rayon du plan de masse et le rayon de l'évidement (voir tableau II.7).

	Configuration 1	Configuration 2	Configuration 3
Angle d'inclinaison θ (°)	30	45	60
Rayon du plan de masse (mm)	94.5	87	77
Rayon de l'évidement (mm)	42.5	35	25

Tableau II.7 Dimensions des trois configurations considérées

La figure II.17 représente les coefficients de réflexion simulés pour différentes valeurs d'angle d'inclinaison θ . Pour ces différents angles, le Tableau II.8 donne les fréquences de résonance et les niveaux du coefficient de réflexion en entrée correspondants.

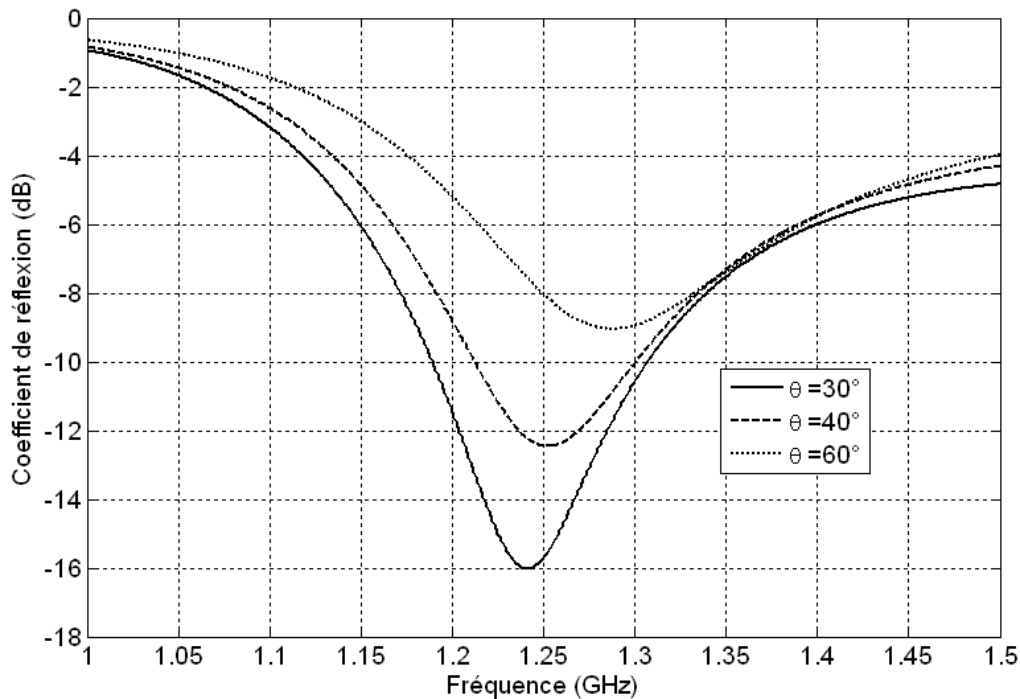


Figure II.17 Coefficients de réflexion simulés pour les trois configurations

	Configuration 1 $\theta = 30^\circ$	Configuration 2 $\theta = 45^\circ$	Configuration 3 $\theta = 60^\circ$
Fréquence de résonance (GHz)	1.24	1.252	1.287
Coefficient de réflexion (dB)	-16.03	-12.46	-9.04

Tableau II.8 Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les trois configurations

Aux fréquences de résonance du tableau II.8, les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation de l'antenne pyramidale des trois configurations sont représentés sur la figure II.18.

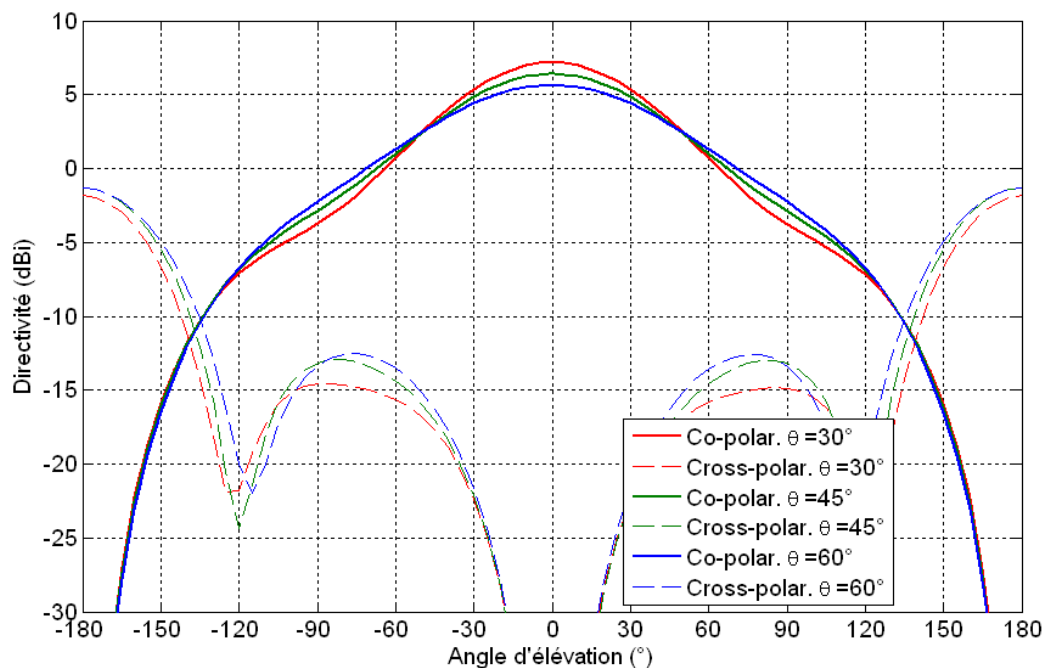


Figure II.18 Diagrammes de rayonnement des trois configurations

L'adaptation de l'antenne dépend de l'angle d'inclinaison des monopoles rayonnants de l'antenne. En effet, plus cet angle est petit meilleure est l'adaptation de l'antenne. Concernant le rayonnement de l'antenne, l'angle d'inclinaison permet de changer faiblement l'allure des diagrammes de rayonnement à savoir les valeurs de la directivité axiale (angle d'élévation=0°) et radiale (angle d'élévation= 90°) de l'antenne.

II.4 Méthodologie de conception de l'antenne pyramidale multi-bande

Après avoir décrit l'antenne proposée pour le fonctionnement multi-bande et étudié l'impact des différents paramètres sur ses performances, nous essayerons dans cette partie de donner une méthodologie de conception.

En général, une bande donnée d'une antenne peut couvrir une ou plusieurs applications suivant sa bande passante. Pour les antennistes, une application (satellitaire ou terrestre) est caractérisée principalement par les éléments suivants :

- La puissance mise en jeu (antenne en émission ou en réception).
- La fréquence centrale de fonctionnement et la bande passante allouée.
- Le niveau d'adaptation requis dans la bande.
- La polarisation des ondes (généralement circulaire ou linéaire) et la pureté associée.
- La forme des diagrammes de rayonnement (omnidirectionnels, directifs dans une direction donnée,...).
- Le gain ou la directivité requis(e) pour les différentes directions des diagrammes de rayonnement (généralement rayonnement soit majoritairement axial ou radial).
- L'efficacité de rayonnement.
- Le niveau de rayonnement arrière toléré.

D'autres paramètres secondaires peuvent s'ajouter à cette liste à savoir l'immunité aux multi-trajets, le centre de phase de l'antenne, la robustesse de l'antenne, etc....

Afin d'illustrer la méthodologie de conception de l'antenne pyramidale, prenons trois applications à couvrir aux fréquences centrales f_1 , f_2 et f_3 , tel que $f_1 < f_2 < f_3$.

Suivant les bandes passantes requises par ces trois applications, les bandes passantes des éléments rayonnants de l'antenne pyramidale choisies (monopoles filaires, triangulaires ou d'autres formes) ainsi que l'espacement fréquentiel entre ces applications, l'antenne pyramidale pourra être soit mono-bande, bi-bande ou tri-bande. L'antenne est systématiquement tri-bande si les fréquences centrales des applications sont relativement éloignées. L'antenne peut être mono-bande si, et seulement si, la bande passante des éléments rayonnants de l'antenne peut couvrir simultanément les bandes passantes des trois applications. Si ce n'est le cas que pour deux bandes, l'antenne sera bi-bande.

Toutefois, comme déjà souligné dans la partie II.2.3, l'utilisation des trappes dans la conception de l'antenne pyramidale multi-bande requiert un minimum de séparation entre les fréquences centrales de deux bandes successives. Dans le cas où les deux bandes à couvrir sont relativement proches et la bande passante des éléments rayonnants n'est pas assez large pour faire passer simultanément ces deux bandes, il est préférable d'utiliser des interrupteurs RF à la place des trappes.

Considérons pour la suite la configuration la plus complexe à savoir l'antenne tri-bande. Les éléments rayonnants choisis sont des monopoles filaires pour leurs simplicité et nombre réduit de trappes (voir figure II.9).

Les diagrammes de rayonnement recherchés pour les différentes applications ne sont pas toujours semblables. Généralement les applications satellitaires ont besoin d'antennes avec des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels permettant une bonne réception dans presque la totalité du demi-espace couvert. Cependant les contraintes en directivité (ou en gain) sont différentes d'une application à une autre. En effet, quelques applications requièrent un rayonnement beaucoup plus axial (directivité élevée à des angles d'élévation proches de zéro) tandis que d'autres favorisent le rayonnement radial (directivité élevée en dehors des angles d'élévation proches de zéro). L'angle d'inclinaison des éléments rayonnants de l'antenne pyramidale permet de faire varier ces diagrammes de rayonnement (voir étude paramétrique de la partie II.3.4). La directivité axiale des diagrammes de rayonnement est d'autant plus importante que l'angle d'inclinaison des monopoles est faible (voir Figure II.18). Le choix de cet angle d'inclinaison est donc important pour satisfaire les spécifications imposées en rayonnement. Généralement, un angle de 45° permet d'obtenir un bon compromis entre le rayonnement axial et radial.

Concernant le dimensionnement des éléments rayonnants, comme indiqué la figure II.9, trois longueurs de résonateurs doivent être déterminées. Le résonateur No1, le résonateur No2 et le résonateur No3 sont dimensionnés de telle manière à résonner respectivement à f_1 , f_2 et f_3 . Dans le cas d'un plan de masse non perforé et lorsque les monopoles filaires sont perpendiculaires à ce plan de masse, les monopoles rayonnants sont considérés comme des monopoles quart d'onde (généralement $95\% \cdot \lambda/4$, tel que λ est la longueur d'onde dans l'air). Cependant, lorsque le plan de masse est perforé et les monopoles filaires sont inclinés d'un angle d'inclinaison θ , cette approximation n'est plus valide. De plus, le couplage entre les 4 monopoles rayonnants constituant l'antenne contribue à augmenter la longueur physique d'un simple monopole isolé. La compensation de ces effets est obtenue par la réduction de la longueur des monopoles quarts d'onde. Par exemple pour un angle d'inclinaison de 45° , il a été retrouvé par simulation électromagnétique (en utilisant *Zeland IE3D*) que les monopoles doivent être dimensionnés à $79\% \cdot \lambda/4$.

Une comparaison entre les longueurs d'un monopole ordinaire et d'un monopole incliné de 45°, à proximité d'un plan de masse perforé et couplé à d'autres monopoles, est donnée par le tableau II.9 pour une fréquence de résonance à 1.2 GHz.

	Fréquence de résonance (GHz)	Longueur (mm)
Monopole ordinaire	1.2	59.5
Monopole incliné avec un plan de masse perforé et couplé à d'autres monopoles	1.2	49.1

Tableau II.9 Longueurs des deux configurations de monopoles pour la même fréquence de résonance

Une fois la longueur des résonateurs (monopoles filaires inclinés) déterminée, nous passerons au dimensionnement de l'évidement pratiqué dans le plan de masse. Comme déjà mentionné dans la partie II.2.1, cet évidement permet d'améliorer l'adaptation de l'antenne. En effet, le plus le rayon de cet évidement est grand le plus l'adaptation est bonne. La meilleure adaptation est obtenue lorsque les points d'excitation des éléments rayonnants effleurent la périphérie de l'évidement. Dans ce cas le rayon de l'évidement r est calculé par l'équation suivante :

$$r = l \cos(\theta) \quad (\text{II.6})$$

où θ est l'angle d'inclinaison des monopoles filaires et l est la longueur du monopole assurant la fréquence f_1 (résonateur No1 de la figure II.9).

Cependant, afin que le guide d'onde placé juste derrière l'antenne, et possédant le même rayon que l'évidement, limite le rayonnement arrière de l'antenne, il faut que r (déduit par l'équation (II.6)) soit inférieur à r_{max} (déduit par l'équation (II.2) en utilisant la fréquence haute de l'antenne f_3). Si ce n'est pas le cas, le rayon de l'évidement doit être réduit, par conséquent, jusqu'à une valeur inférieure à r_{max} et cela au détriment de l'adaptation de l'antenne.

Le rayon extérieur du plan de masse de dimension finie influe sur la directivité et sur le rapport axial (AR) rayonnés par l'antenne (voir partie II.3.3). Par ailleurs, ce rayon est pris assez grand de manière à limiter les courants surfaciques et les diffractions sur les bords extérieurs de ce plan de masse. Ces phénomènes parasites sont maximums à la fréquence basse à savoir f_1 dans notre cas. D'une manière plus précise, la distance déterminante à maximiser est la différence (notée D) entre le rayon du plan de masse et le rayon du cercle contenant les points d'excitation (figure II.1) des monopoles inclinés donné par l'équation II.6. Des simulations électromagnétiques à l'aide de *Zeland IE3D* ont montré qu'une différence D supérieure ou égale à $\lambda/5$ (par rapport à la fréquence critique f_1) permettra de minimiser les courants surfaciques sur les bords extérieurs de ce plan de masse. Ceci dit, prendre un rayon du plan de masse égale à $(r + \lambda/5)$ est un bon compromis entre la compacité et les performances de l'antenne. Prendre un rayon du plan de masse plus grand permet d'augmenter la directivité axiale de l'antenne. Toutefois, ce rayon ne doit pas dépasser celui imposé par les contraintes sur l'encombrement de l'antenne.

Les dimensions des éléments rayonnants, l'évidement et le plan de masse étant fixées, intéressons-nous maintenant à la longueur du guide d'onde. Ce dernier est nécessaire seulement si le rayonnement arrière généré par l'antenne est très important (par rapport au rayonnement principal de l'antenne) ou supérieur aux spécifications imposées par l'application couverte par l'antenne. Comme précisé dans la section II.2.2, la variation de la longueur du guide d'onde ouvert à la coupure permet l'obtention d'un compromis entre le niveau de rayonnement arrière et l'adaptation de l'antenne aux différents ports d'excitation.

Il est à noter que pour un fonctionnement multi-bande, le dimensionnement d'un tel guide considère les pires cas de l'adaptation et du rayonnement arrière aux fréquences de fonctionnement. Ceci est généralement obtenu en prenant l'adaptation à la fréquence basse (f_1 dans notre cas) et le niveau de rayonnement arrière à la fréquence haute (f_3).

Le tracé d'une courbe comme celle de la figure II.6 permet de choisir la longueur du guide nécessaire pour un niveau de rayonnement arrière requis mais qui sera au détriment de la qualité de l'adaptation de l'antenne.

En deuxième partie, les trappes seront à placer sur les éléments rayonnants comme indiqué sur la figure II.9. Le nombre de trappes différentes à placer sur chaque élément rayonnant est égal au nombre de bandes moins un. Pour notre cas tri-bande, deux trappes différentes sont nécessaires par monopole filaire. Plus de détail sur ce placement et les fréquences de rejections de ces deux trappes est donné dans la partie II.2.3.

Pour une première conception, les trappes sont classiquement considérées idéales, i.e., comme circuit fermé ou ouvert en fonction de la fréquence de fonctionnement. Ensuite, pour plus de rigueur dans la conception, les trappes sont modélisées par des circuits LC parallèle (circuits bouchon). Pour une fréquence de réjection donnée, il existe donc une infinité de couples (L , C) vérifiant l'équation (II.5). Des conditions sur l'adaptation de l'antenne et les plages de valeurs des L et C normalisées (disponibles dans le marché) constituent l'autre contrainte qui nous permet de déterminer le (ou les) couple(s) (L , C) pertinent(s).

Une mesure préliminaire des paramètres S des ces trappes est réalisée avant de les monter sur l'antenne. Ceci permettra de vérifier les fréquences de rejection de ces trappes et de les centrer plus précisément. Plus de détails sur cette opération sont donnés dans le chapitre 4 avec une réalisation pratique.

Enfin, la polarisation de l'antenne est indépendante de celle des éléments rayonnants, En effet, elle est obtenue par la distribution spatiale des éléments rayonnants (fixe dans l'antenne pyramidale) et les lois de phase et d'amplitude (variables dans l'antenne pyramidale) appliquées aux quatre ports de l'antenne à chaque fréquence de travail. Ceci dit, l'antenne pourra avoir des polarisations similaires ou différentes dans chaque bande. Le tableau II.1 donnera les lois de phase et d'amplitude pour l'obtention des différents types de polarisation (linéaire, circulaire gauche ou droite). L'obtention de telles lois de phase et d'amplitude sera assurée par un circuit d'alimentation multi-bande externe. Ce dernier sera détaillé dans le chapitre suivant.

II.5 Conclusion

Une nouvelle topologie d'antenne multi-bande à polarisation flexible possédant des rapports de fréquences de résonance indépendants et aisément ajustables a été introduite dans ce chapitre. Le fonctionnement flexible et multi-bande de l'antenne est obtenu à l'aide des trappes ou des interrupteurs RF ou de l'association des deux. L'antenne a une forme pyramidale lui permettant d'avoir des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels compatibles avec les applications satellitaires. Le chargement de l'antenne par un guide d'onde permet de contrôler, voire réduire, le rayonnement arrière généré par la présence d'un évidement dans le plan de masse de l'antenne. Les différents degrés de libertés offerts par de l'antenne pyramidale (géométrie des éléments rayonnants et du plan de masse, angle d'inclinaison, les trappes et/ou interrupteurs RF) lui confèrent l'avantage d'être multi-application et très souple.

Une étude paramétrique des paramètres pertinents pour la conception de l'antenne pyramidale à été effectuée. Cette étude décrit l'impact de ces différents paramètres sur les performances de l'antenne et permet de tirer quelques règles de conception.

Enfin, la méthodologie de conception d'une antenne pyramidale tri-bande a été résumée et les différentes étapes de conception sont détaillées.

Dans le chapitre suivant, une architecture de circuit d'alimentation multi-bande permettant d'alimenter une antenne à quatre accès (l'antenne pyramidale par exemple) pour l'obtention de la polarisation circulaire (droite ou gauche) sera présentée et développée.

Références

- [1] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith, "Wideband microstrip-fed printed bow-tie antenna for phased array systems," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, no. 2, Oct. 2004, pp. 123-126.
- [2] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith, "Modified printed bow-tie antenna for C and X bands wideband phased array systems," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington, USA, Jul. 2005, vol. 2B, pp.429-432.
- [3] G. Zheng, A. A. Kishk, A. B. Yakovlev, A. W. Glisson, "A broad band printed bow-tie antenna with a simplified feed," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Monterey, USA, Jun. 2004, vol. 4, pp. 4024-4027.
- [4] Y.-D. Lin, S.-N. Tsai, "Analysis and design of broadside-coupled striplines-fed bow-tie antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 3, Mar. 1998, pp. 459-460.
- [5] I. Khalifa, R. Vaughan, "Geometric design of pyramidal antenna arrays for hemispherical scan coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 2, Feb. 2007, pp. 468-471.
- [6] T. Girard, R. Staraj, E. Cambiaggio, "Conformal microstrip antenna arrays fed by bent coplanar waveguides," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 3, Feb. 1998, pp. 226-227.
- [7] Y. Murakami, T. Kijima, H. Iwasaki, T. Ihara, T. Manabe, K. Iigusa, "A switchable multi-sector antenna for indoor wireless LAN systems in the 60-GHz band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 6, Jun. 1998, pp. 841-843.
- [8] R. Mittra, R. Yang, M. Itoh, M. Arakawa, "Microstrip patch antennas for GPS applications," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Ann Arbor, USA, Jul. 1993, vol. 3, pp. 1478-1481.
- [9] T. Rutkowski, C. Peixeiro, "Dual-band omnidirectional microstrip patch array antenna for a mobile communication system," *Proceedings of the APMC'97*, Hong Kong, PRC, Dec. 1997, vol. 1, pp. 429-432.
- [10] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2nd edition, New York, IEEE, 1991.
- [11] Zeland IE3D 12.3, Zeland Software Inc., Fremont, CA.
- [12] D. Lamensdorf, M. A. Smolinski, "Dual-band quadrifilar helix antenna," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, USA, vol. 3, Jun. 2002, pp. 488-491.
- [13] S. Liu, M.-J. Lee, M. Bachman, G.-P. Li, F. De Flaviis, "A frequency-selectable patch antenna of circular polarization with integrated MEMS switches," *Proceedings of the IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, Honolulu, USA, Apr. 2005, pp. 195-198.
- [14] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. Tentzeris, J. Papapolymerou, "RF MEMS sequentially reconfigurable Sierpinski antenna on a flexible organic substrate with novel DC-biasing technique," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 16, no. 5, Oct. 2007, pp. 1185-1192.

- [15] D. E. Anagnostou, G. Zheng, M. T. Chryssomallis, J. C. Lyke, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, C. G. Christodoulou, "Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-based self-similar reconfigurable antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, Feb. 2006, pp. 422-432.
- [16] B. Cetiner, J. Qian, H. Chang, M. Bachman, G. Li, F. DeFlaviis, "Monolithic integration of RF-MEMS switches with a diversity antenna on PCB substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, Jan. 2003, pp. 332-334.

Alimentation de l'antenne pyramidale multi-bande

III.1 Introduction

Une nouvelle topologie d'antenne multi-bande pour applications satellitaires/terrestres a été introduit dans le chapitre précédent. Cette antenne rayonne une polarisation circulaire (droite ou gauche) ou linéaire grâce à une alimentation adéquate des quatre accès (section III.2.1). Ceci peut être réalisé à l'aide d'un circuit d'alimentation multi-bande placé à l'entrée de l'antenne.

D'une part, la polarisation linéaire (verticale ou horizontale) est obtenue en alimentant deux éléments rayonnants opposés avec la même amplitude et une différence de phase de 180° . D'autre part, la polarisation circulaire est obtenue en alimentant les quatre éléments rayonnants avec la même amplitude et une différence de phase de 90° . Il est évident qu'une polarisation circulaire est beaucoup plus complexe à obtenir qu'une polarisation linéaire.

Le passage d'une alimentation donnant une polarisation circulaire à une alimentation donnant une polarisation linéaire est relativement aisé mais pas dans le sens inverse. En effet, la déconnexion de deux accès opposés dans une alimentation donnant une polarisation circulaire changera la polarisation en linéaire. Ainsi, dans ce chapitre, nous nous intéresserons aux circuits d'alimentation multi-bandes donnant une polarisation circulaire.

Ce chapitre est organisé comme suit. Après une brève description des différentes topologies de circuits d'alimentation multi-bandes donnant une polarisation circulaire, un état de l'art critique sur les différentes architectures de coupleurs multi-bandes et large-bandes disponibles dans la littérature est donné. Ensuite une solution est proposée pour l'alimentation de l'antenne pyramidale multi-bande. Enfin, une application tri-bande de ce circuit d'alimentation, présentant une diversité de polarisation circulaire (droite et gauche), est détaillée. Dans cette application, des résultats de simulation et de mesure sont présentés et discutés.

III.2 Etat de l'art sur les circuits d'alimentation multi-bandes donnant une polarisation circulaire

L'obtention de la polarisation circulaire de l'antenne pyramidale multi-bande est conditionnée par l'excitation en quadrature de phase tournante des quatre accès de l'antenne. La difficulté d'une telle alimentation réside dans le fonctionnement multi-bande de l'antenne.

De plus l'encombrement occupé par cette alimentation multi-bande doit être minimisé afin de faciliter l'intégration à l'antenne pyramidale. Le circuit d'alimentation doit être également réciproque pour permettre l'utilisation de l'antenne tant qu'en émission qu'en réception. Dans la suite, les différentes techniques utilisées pour l'obtention de circuits d'alimentation multi-bandes sont présentées.

III.2.1 En utilisant des coupleurs

Deux schémas intéressants pour l'alimentation de l'antenne multi-bande à l'aide de coupleurs sont représentés sur les figures III.1 et III.2. Le premier est constitué de deux coupleurs 90° multi-bandes/large-bandes et d'un coupleur 180° multi-bande/large-bande tandis que le second est constitué d'un coupleur 90° multi-bande/large-bande et de deux coupleurs 180° multi-bandes/large-bandes.

Dans le cas de l'utilisation de coupleur large-bande, la bande passante de ce dernier doit couvrir la totalité des bandes couvertes par l'antenne multi-bande. Il est à noter que la propriété de sélectivité apportée par l'antenne multi-bande n'est pas influencée par l'utilisation de coupleurs large-bandes.

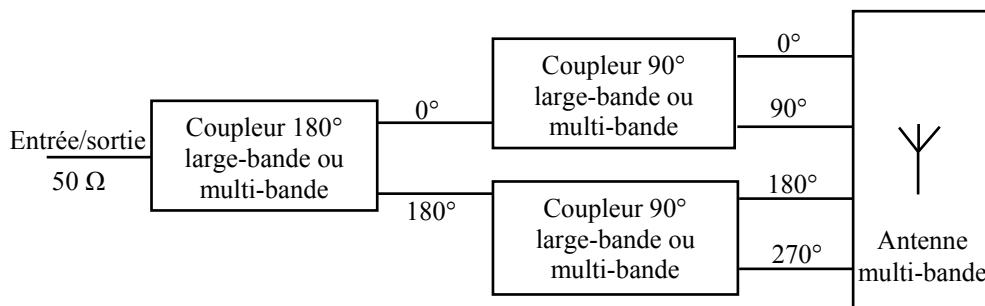


Figure III.1 Première configuration du circuit d'alimentation utilisant des coupleurs

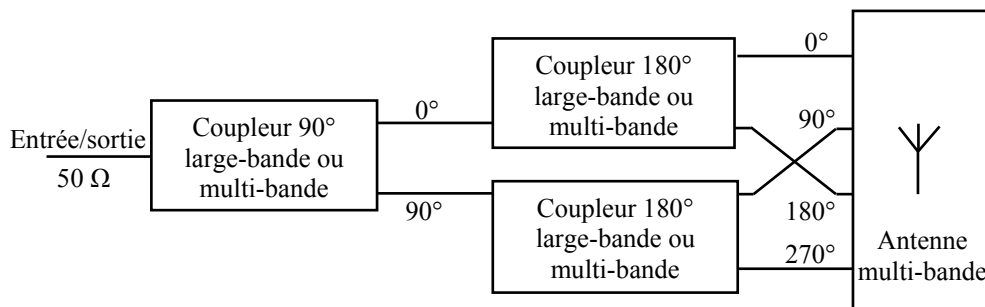


Figure III.2 Seconde configuration du circuit d'alimentation utilisant des coupleurs

Le concept du coupleur large-bande est beaucoup plus facile à mettre en œuvre que celui d'un coupleur multi-bande. En effet, pour ce dernier, les différentes bandes du coupleur doivent être alignées exactement sur celles de l'antenne multi-bande et ils doivent également posséder des bandes passantes supérieures ou égales à celles de l'antenne.

III.2.2 En utilisant des déphaseurs

Une autre possibilité pour alimenter l'antenne multi-bande en quadrature de phase est l'utilisation de déphaseurs large-bandes/multi-bandes (voir figure III.3). Cette configuration comporte aussi un diviseur/combineur de puissance large-bande/multi-bande afin d'avoir les quatre excitations.

Les quatre déphaseurs de ce circuit d'alimentation doivent assurer le même déphasage dans les différentes bandes de l'antenne multi-bande à savoir un fonctionnement large-bande ou multi-bande. Notons que le premier déphaseur (noté $\Delta\phi$ dans la figure III.3) n'est pas nécessaire lorsqu'on prend $\Delta\phi = 0^\circ$.

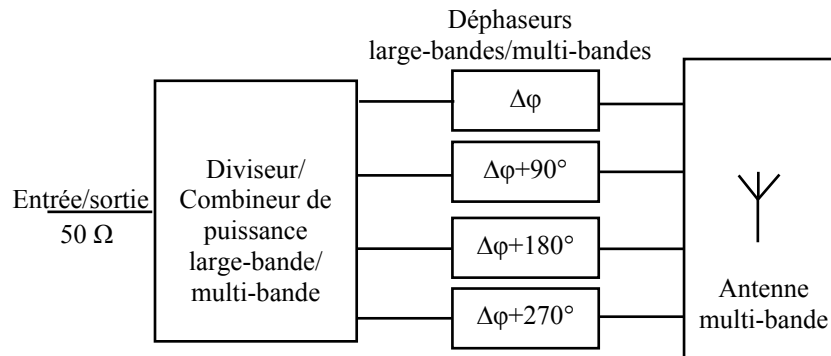


Figure III.3 Circuit d'alimentation à base de déphaseurs

Les quatre déphaseurs de ce circuit d'alimentation doivent assurer le même déphasage dans les différentes bandes de l'antenne multi-bande à savoir un fonctionnement large-bande ou multi-bande. Notons que le premier déphaseur (noté $\Delta\phi$ dans la figure III.3) n'est pas nécessaire lorsqu'on prend $\Delta\phi = 0^\circ$.

Un déphaseur élémentaire peut être conçu à l'aide de réactances capacitives/inductives X_1 et X_2 montées en T [1] comme l'illustre la figure III.4.

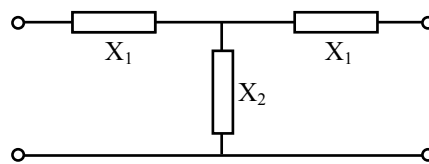


Figure III.4 Schéma simplifié d'un déphaseur [1]

Les réactances X_1 et X_2 sont déterminées afin d'avoir le même déphasage dans les différentes bandes de l'antenne. Une application multi-bande de cette technique impose des réactances formées par l'association série/parallèle de plusieurs inductances et capacités. Ceci augmente la complexité de conception d'une telle structure. Par ailleurs, trois dispositifs devront être conçus sur ce principe puisque nous avons besoin de déphaseurs multi-bandes de 90° , 180° et 270° . L'architecture de ces déphaseurs multi-bandes est généralement très complexe et leur conception est très délicate en pratique [1]-[2].

III.2.3 En utilisant des multiplexeurs

Une alimentation en quadrature de phase de l'antenne multi-bande peut être obtenue à l'aide de multiplexeurs. Un multiplexeur est un combineur/diviseur avec un adressage en fréquence. Dans ce cas, le multiplexeur est utilisé pour traiter chaque bande de fréquence séparément des autres. Pour des raisons de simplification, la figure III.5 donne l'architecture d'un circuit d'alimentation tri-bande à l'aide de triplexeurs.

Les alimentations en quadrature mono-bande de la figure III.5 sont facilement réalisables. En revanche, elles peuvent présenter une taille non négligeable en plus des problèmes d'interconnexions (intersections de lignes inévitables afin d'arriver aux triplexeurs).

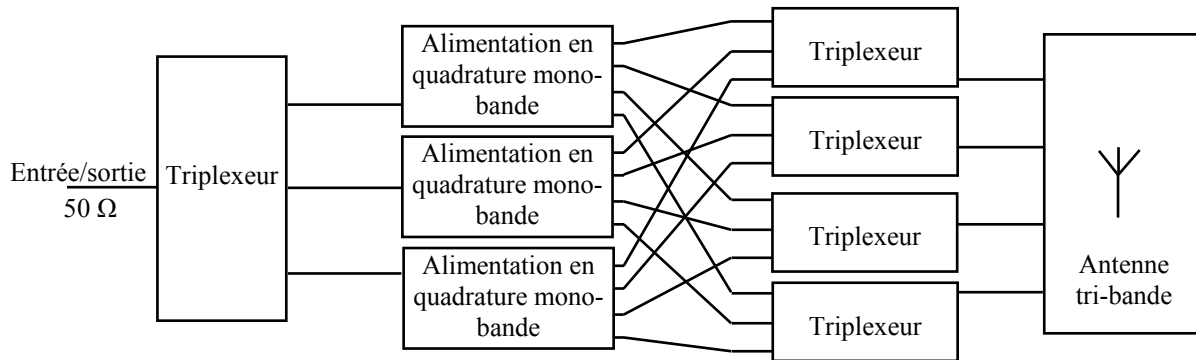


Figure III.5 Circuit d'alimentation tri-bande à l'aide de triplexeurs

La conception de multiplexeurs reste la tâche la plus difficile. Cette conception repose généralement sur une association de plusieurs filtres passe-bandes et coupe-bandes fonctionnant dans les bandes d'intérêt. La faisabilité est acquise puisqu'un diplexeur à deux entrées à base d'éléments localisés a été réalisé pour une antenne fonctionnant sur 5 bandes de fréquences avec différentes polarisations (linéaires et circulaires) [1]-[2].

III.2.4 En utilisant des lignes à retard

Un circuit d'alimentation en quadrature de phase peut être réalisé en utilisant des déphasages créés par des longueurs de lignes de transmission. Ce circuit nécessite quatre lignes $50\ \Omega$ de longueur $L + il$ ($i=0, 1, 2, 3$) (voir figure III.6).

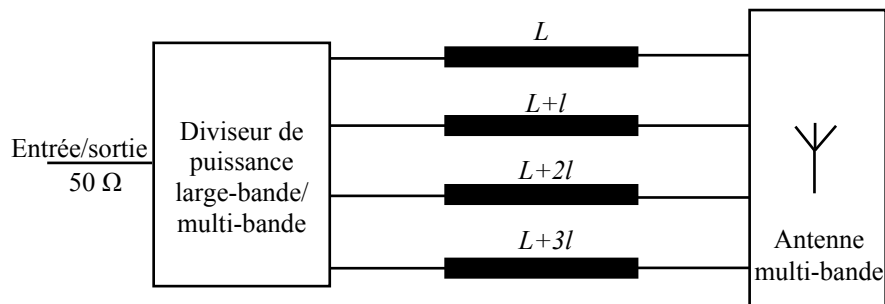


Figure III.6 Circuit d'alimentation à base de lignes à retard

Afin d'obtenir une alimentation multi-bande en quadrature de phase à l'aide des lignes à retard, il faut qu'à chaque fréquence de fonctionnement la longueur l soit égale à $(2n+1)\lambda/4$, tel que λ est la longueur d'onde à cette fréquence. Suivant la parité de l'entier n la polarisation de l'antenne est soit circulaire droite soit circulaire gauche.

Les rapports de fréquence de fonctionnement jouent un rôle très important dans l'utilisation d'un tel circuit. En effet, si la condition de fonctionnement, citée en haut, de ce circuit n'est pas satisfaite pour les premières valeurs de n le circuit résultant présentera une taille importante. De plus, pour des rapports de fréquence non entiers, la longueur $(2n+1)\lambda/4$ pour toutes les fréquences de fonctionnement est rarement réalisable mais elle peut être rapprochée ce qui induit un décalage de phase par rapport aux attentes. Un autre inconvénient de ce circuit d'alimentation concerne les bandes passantes obtenues : elles sont relativement étroites. Enfin, on subit l'éventuelle permutation des polarisations entre les bandes.

Afin de mieux illustrer cette technique de ligne à retard pour la conception de circuits d'alimentation multi-bandes, considérons une antenne tri-bande fonctionnant aux fréquences $f_1=1.197$ GHz, $f_2=1.575$ GHz et $f_3=2.245$ GHz. λ_1 , λ_2 et λ_3 représentent respectivement les longueurs d'onde aux fréquences f_1 , f_2 et f_3 .

Comme l'indique le tableau III.1 l'application de cette topologie d'alimentation à ces trois fréquences de fonctionnement n'est pas intéressante (pour n compris entre 0 et 6).

	$f_1= 1.197$ GHz		$f_2= 1.575$ GHz		$f_3= 2.245$ GHz	
	l	Polarisation	l	Polarisation	l	Polarisation
n=0	$0.25 \lambda_1$	RHCP	$0.32 \lambda_2$	/	$0.46 \lambda_3$	/
n=1	$0.75 \lambda_1$	LHCP	$0.98 \lambda_2$	/	$1.40 \lambda_3$	/
n=2	$1.25 \lambda_1$	RHCP	$1.64 \lambda_2$	/	$2.34 \lambda_3$	/
n=3	$1.75 \lambda_1$	LHCP	$2.30 \lambda_2$	/	$3.28 \lambda_3$	~ RHCP
n=4	$2.25 \lambda_1$	RHCP	$2.96 \lambda_2$	/	$4.21 \lambda_3$	~ RHCP
n=5	$2.75 \lambda_1$	LHCP	$3.61 \lambda_2$	/	$5.15 \lambda_3$	/
n=6	$3.25 \lambda_1$	RHCP	$4.27 \lambda_2$	~ RHCP	$6.09 \lambda_3$	/

Tableau III.1 Application de la solution « lignes à retard » pour une antenne tri-bande

III.2.5 Conclusion sur les circuits d'alimentation multi-bandes

Nous avons décrit brièvement les différentes techniques d'alimentation en quadrature de phase des antennes multi-bandes pour l'obtention de polarisation circulaire. Les architectures de ces circuits d'alimentation ont été données ainsi que leurs avantages et inconvénients.

La première configuration basée sur les coupleurs est retenue pour la simplicité de son architecture et de ces différents éléments constitutants. De plus, elle permet de passer d'une polarisation circulaire droite à une polarisation circulaire gauche simplement en permutant les entrées des coupleurs. Dans cette optique, un état de l'art sur les coupleurs multi-bandes et large-bandes est donné par la suite.

III.3 Etat de l'art sur les coupleurs multi-bandes et large-bandes

Les coupleurs sont utilisés dans de nombreux types de circuit, notamment les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation des antennes. Quelques généralités sur les coupleurs et leurs différents types sont données en Annexe A. Dans la suite un état de l'art sur les coupleurs multi-bandes et large-bandes est donné. Concernant les coupleurs multi-bandes, seuls les coupleurs en échelle (*Branch-Line Coupler (BLC)*) sont considérés. Les techniques utilisées pour l'obtention du comportement multi-bande de ces coupleurs peuvent également être utilisées sur d'autres types de coupleurs, à savoir le coupleur en anneau 180°.

III.3.1 Coupleurs multi-bandes

Dans cette partie les différentes techniques utilisées pour l'obtention de coupleurs en échelle multi-bandes (principalement bi-bandes) sont décrites.

III.3.1.a Technique à base de stubs

Cette technique consiste à remplacer les quatre lignes quart d'onde d'un coupleur en échelle ordinaire par une combinaison de lignes et de stubs dimensionnés de façon à obtenir un comportement quart d'onde à deux fréquences données. Deux approches intéressantes ont été développées récemment. La première consiste à remplacer une ligne quart d'onde par un stub et deux lignes [3] et la seconde par deux stubs et une ligne [4]. Les stubs peuvent être soit en court-circuit soit en circuit ouvert. La figure III.7 illustre ces deux approches.

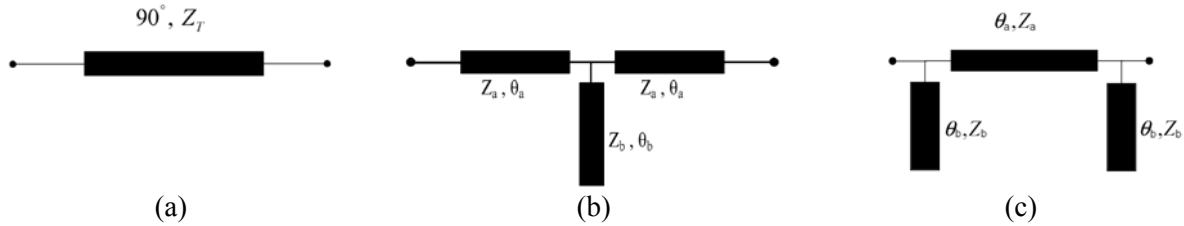


Figure III.7 Circuits bi-bandes équivalents à une ligne quart d'onde à 2 fréquences données: (a) ligne quart d'onde ordinaire, (b) deux lignes et un stub [3] et (c) une ligne et deux stubs [4]

Une autre structure utilisant des stubs sous forme d'une croix à l'intérieur d'un BLC (Figure III.8) a été également proposée [5].

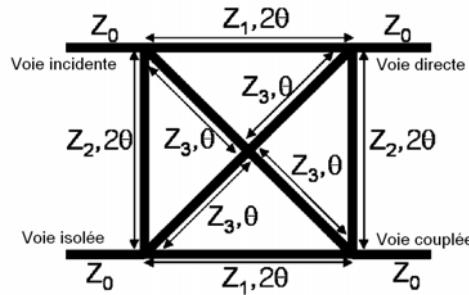


Figure III.8 Coupleur en échelle avec des stubs en croix [5]

Les coupleurs bi-bandes issus de ces techniques à stubs présentent une méthodologie de conception simple. Leur réalisation pratique, cependant, dépendra fortement des valeurs des impédances caractéristiques des lignes à réaliser. Les performances en adaptation, en isolation et en couplage de ces topologies sont acceptables aux deux fréquences de fonctionnement avec des bandes passantes relatives inférieures à celle d'un coupleur en échelle classique. Ces légères pertes de performances sont dues aux effets de discontinués et de bords ouverts introduits par les stubs. Les deux fréquences de fonctionnement obtenues par ces techniques ne seront pas complètement arbitraires. En effet la technologie de réalisation de ces prototypes limite le rapport de fréquences de fonctionnement de ces coupleurs. De plus ces structures sont grandes si le rapport de fréquence est soit faible soit élevé. Il est à noter également que les coupleurs bi-bandes issus de ces techniques ne réalisent pas le même déphasage sur un même port de sortie pour les deux fréquences de fonctionnement : en effet si la voie directe du coupleur possède un déphasage de 90° à une fréquence de fonctionnement elle présente généralement un déphasage de -90° pour l'autre fréquence de fonctionnement. Des analyses approfondies sur ces structures montrent qu'afin d'obtenir le même déphasage aux deux fréquences de fonctionnement il faut concevoir des structures plus grandes.

L'extension de ces solutions à des coupleurs tri-bandes ou plus est, a priori, possible. En effet, l'ajout de stubs supplémentaires, de composants localisés, de gaps, etc... permet d'augmenter les degrés de libertés de ces coupleurs et, ainsi, de générer un fonctionnement multi-bande. Cependant, ceci va certainement compliquer davantage la mise en équation, la conception et surtout la réalisation de ces coupleurs.

Par ailleurs, rappelons que, dans sa version bi-bande, la structure du coupleur génère un changement de phase indésirable pour deux fréquences de fonctionnement successives. La version multi-bande présentera les mêmes inconvénients.

Enfin, les structures multi-bandes résultantes présenteront probablement un encombrement relativement important et la gamme des impédances réalisables limitera en pratique le nombre de solutions accessibles.

III.3.1.b Technique basée sur des lignes à longueur et à impédance caractéristique variables

Cette technique consiste à remplacer des lignes quart d'onde dans un BLC ordinaire par des lignes de longueur multiple entier de $\lambda/4$ évaluée à la fréquence moyenne entre les deux fréquences de fonctionnement f_1 et f_2 [6]. Les impédances des lignes sont alors à déterminer. La figure III.9 montre la structure d'un tel coupleur.

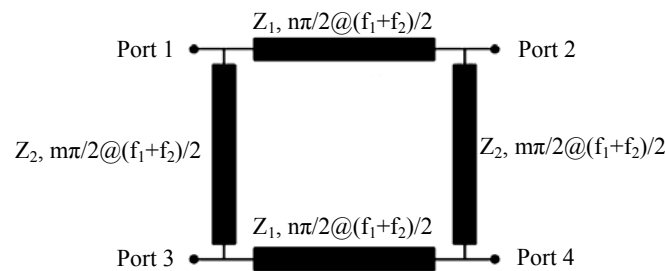


Figure III.9 Coupleur en échelle modifié [6]

La détermination des différents paramètres de ce coupleur, i.e., n , m , Z_1 et Z_2 , se fait numériquement (et non analytiquement). Les impédances Z_1 et Z_2 sont limitées par la technologie de fabrication utilisée. De plus, la taille du coupleur bi-bande résultant dépend fortement du couple (n, m) qui, à son tour, dépend du rapport de fréquence souhaité f_2/f_1 . En effet de faibles valeurs de n et m impliquent : $1.5 < f_2/f_1 < 2.5$. L'inconvénient majeur d'une telle structure réside dans les faibles bandes passantes obtenues [7]. Afin de remédier à cette limitation, l'ajout d'une branche à cette structure a été proposé [7] (Figure III.10). Ce degré de liberté supplémentaire permet une amélioration considérable des bandes passantes et une meilleure flexibilité des fréquences de fonctionnement.

Toutefois, la complexité dans la détermination des différents paramètres de ce nouveau coupleur est accrue et de nombreuses simplifications doivent être réalisées (en prenant par exemple $\theta_{h1} = \theta_{h2} = \theta_v/2 = \pi$ à la fréquence centrale $f_0 = (f_1+f_2)/2$). La taille de ce type de coupleur est sensiblement plus grande que celle d'un coupleur sans branche ajoutée. Enfin, notons le changement de signe de la phase présentée par ces deux types de coupleurs aux deux bandes de fonctionnement.

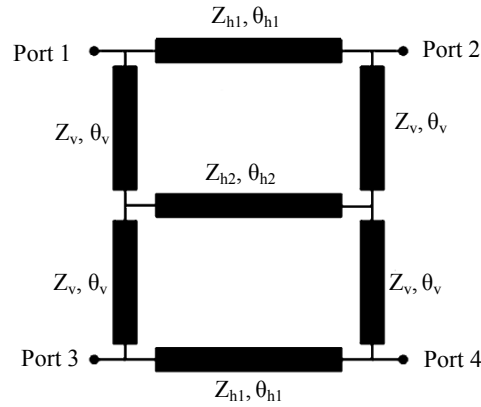


Figure III.10 Coupleur bi-bande proposé dans [7]

III.3.1.c Technique du BLC avec des lignes couplées [8]

Dans cette approche chaque ligne quart d'onde d'un coupleur en échelle classique est remplacée par deux lignes connectées par une ligne couplée. Cette équivalence est illustrée sur la figure III.11.

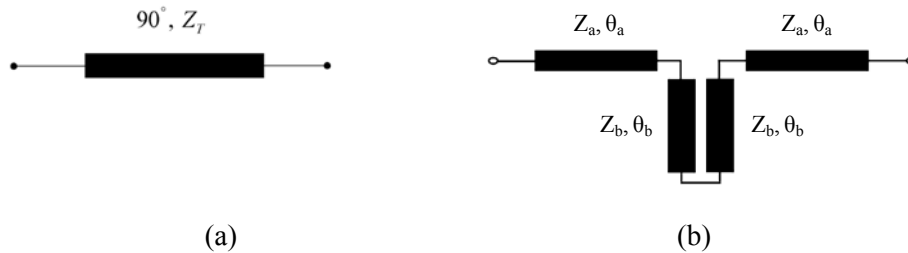


Figure III.11 (a) ligne quart d'onde (b) circuit équivalent proposé par [8]

Dans [8] la partie analytique n'a pas été trop approfondie et les limitations en rapport de fréquence de fonctionnement dues au concept et celles dues à la technologie de fabrication employée n'ont pas été discutées. Cette publication présente seulement des résultats de simulation électromagnétique. Ces résultats de simulation, pour un rapport de fréquences de fonctionnement f_2/f_1 de 2.2, sont satisfaisants en termes de couplage et d'isolation. Ce coupleur réalise, de même que les autres coupleurs déjà mentionnés, un changement de signe de la phase pour les bandes de fonctionnement.

III.3.1.d Technique des lignes « RHLH »

Les métamatériaux peuvent être modélisés comme une répétition périodique de cellules unitaires de lignes RHLH qui comprennent la combinaison d'une cellule RH et d'une cellule LH [9]. Le modèle de ligne RH est représenté par combinaison d'une inductance L en série et une capacité C en parallèle (Figure III.12.a), et le modèle de ligne LH est la combinaison d'une capacité C en série et une inductance L en parallèle (Figure III.12.b). La structure à base de lignes RHLH est essentiellement LH aux basses fréquences et RH aux hautes fréquences.

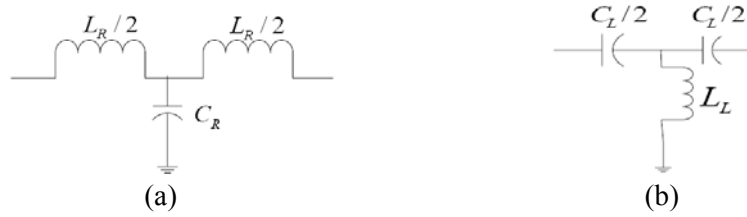


Figure III.12 Les cellules unitaires de : (a) une ligne RH et (b) une ligne LH [9]

Les lignes RH d'un BLC sont remplacées par des lignes RHLH. Ces lignes sont artificielles, i.e., elles sont obtenues par la mise en cascade de N cellules unitaires, à condition que le déphasage induit par une cellule unitaire soit plus petit que $\pi/2$. L'intégration des lignes RHLH dans un coupleur en échelle permet d'apporter une deuxième fréquence de fonctionnement arbitraire. Cette propriété des lignes RHLH par rapport aux lignes RH simple peut être illustrée dans le diagramme de phase en fonction de la fréquence montré par la figure III.13 [9].

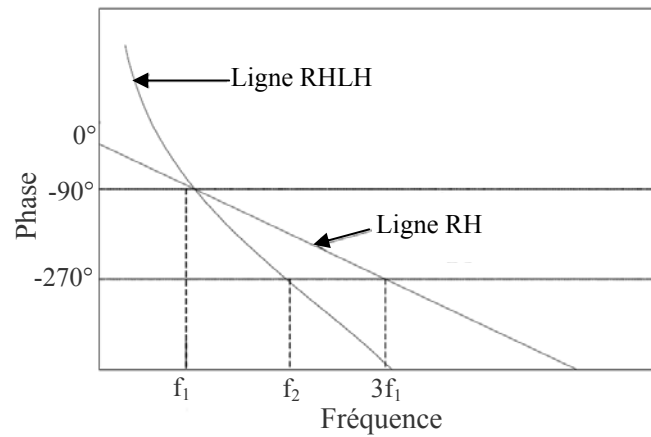


Figure III.13 Phase des lignes RHLH et RH pour une longueur donnée [9]

Dans la procédure de réalisation de lignes RHLH les cellules unitaires RH sont obtenues à l'aide de lignes de transmission standards (lignes micro-rubans, ...) tandis que les cellules unitaires LH sont obtenues à l'aide de leurs schémas équivalents en utilisant soit des éléments répartis, des éléments localisés ou bien la combinaison des deux. Dans la littérature de nombreuses réalisations de BLC utilisant ces lignes RHLH ont été proposées. Dans [9], les auteurs ont utilisé des lignes micro-rubans pour les cellules RH et des éléments localisés de type chip pour la partie LH. Le rapport des deux fréquences de fonctionnement, théoriquement arbitraire, est limité malheureusement par la gamme des valeurs disponibles et la tolérance des composants localisés employés. Par ailleurs la conception nécessite parfois un nombre important de cellules pour certains couples de fréquences de fonctionnement. D'autre part, la fréquence de résonance des composants chip, les effets parasites dus à la soudure de ces composants ainsi que la présence des trous métallisés limitent la fréquence supérieure de fonctionnement.

Les résultats de mesure de ces coupleurs à base de lignes RHLH montrent généralement une légère dégradation des performances attendues et des bandes passantes relativement faibles. La réalisation des cellules RHLH avec des éléments répartis, en utilisant par exemple des capacités inter-digitées et des inductances à base de stubs court-circuités, pose également des problèmes d'encombrement.

Un exemple de réalisation d'un coupleur en échelle bi-bande à base de lignes RHLH en éléments répartis est donné dans [10].

D'autres auteurs [11] ont proposé de simplifier les schémas équivalents de cellules RHLH en supprimant soit une capacité série soit une inductance parallèle. Ceci permet la réduction du nombre de composants constituant les cellules RHLH et la diminution de la taille du circuit. Enfin, la phase obtenue sur un même port de sortie aux deux fréquences de fonctionnement est identique en valeur absolue mais de signe opposé.

III.3.2 Coupleurs large-bandes

Les coupleurs large-bandes utilisent généralement des coupleurs multi-sections, des lignes couplées, ou encore des coupleurs de Lange. Le coupleur en échelle ordinaire est relativement bande étroite et permet d'obtenir des bandes passantes de l'ordre de 10 %. Plusieurs techniques pour l'amélioration de la bande passante d'un BLC ont été proposées. Une de ces techniques consiste à adopter des réseaux d'adaptation large-bande intégrées aux quatre ports du BLC [12]. Cette technique permet d'obtenir un couplage large-bande mais la phase n'est pas malheureusement large-bande. Une technique efficace permettant l'élargissement de la bande passante d'un coupleur BLC en termes de couplage et de phase consiste à utiliser des coupleurs multi-sections [13]. Il s'agit de cascader plusieurs BLC de longueurs et d'impédances caractéristiques différentes. Mais cette solution aboutit généralement à des structures de grande taille et à la réalisation délicate de lignes d'impédance caractéristique élevée (e.g., supérieure à 200 Ω pour un coupleur à 4 sections). Des améliorations ont été proposées dans la littérature pour remédier à ces inconvénients : les auteurs proposent des techniques de miniaturisation en utilisant soit des composants localisés [14], soit des stubs [15] ou encore des profils irréguliers [16]. D'autre part, la réalisation de lignes à forte impédance caractéristique repose également sur plusieurs techniques (e.g., utilisation de plans de masse avec des trous de métallisation (*Defected Ground Structure* ou DGS [17])).

L'utilisation des lignes couplées pour la conception des coupleurs permet d'obtenir un comportement large-bande avec plus de 25 % de bande passante relative [18]. Toutefois, ces coupleurs possèdent de faibles coefficients de couplage (typiquement inférieur à 10 dB) dans les configurations uni-planaires. Dans le cas de configurations broadside-coupled (e.g., stripline) de forts coefficients de couplage peuvent être obtenus mais ils nécessitent au moins quatre couches métalliques.

Récemment, les lignes RHLH (métamatériaux) ont fait leur apparition dans les structures de coupleurs à lignes couplées [19]-[22]. En effet, l'utilisation de ces types de lignes permet de réaliser des coupleurs planaires large-bandes avec des coefficients de couplage arbitraires. Dans la littérature on trouve deux grandes catégories de coupleurs à lignes couplées à base de lignes RHLH. La première catégorie [20] est constituée de deux lignes identiques RHLH fonctionnant dans leur bande de fréquence LH. La seconde catégorie [21] est composée d'une ligne conventionnelle RH combinée avec une autre ligne RHLH. Cette dernière catégorie, contrairement à la première, est difficile à mettre en œuvre et présente une variation de phase importante dans la bande d'intérêt. La réalisation des lignes RHLH est aussi contraignante : elle est peu tolérante aux imprécisions technologiques et aux effets de soudure. De plus, les coupleurs à lignes couplées utilisant les lignes RHLH nécessitent généralement l'utilisation de plusieurs cellules élémentaires et présentent donc un encombrement important.

Enfin, le coupleur de Lange [23]-[25] présente une bande relativement large et un très bon coefficient de couplage. Sa taille est acceptable. Une des contraintes de la structure de Lange est qu'elle nécessite des fils d'interconnexion entre les différents brins pour les relier au même potentiel. Ces interconnexions peuvent être réalisées en utilisant des ponts à air et des structures multicouches. Cela entraîne néanmoins des étapes de fabrication coûteuses, des sources de dégradation des performances en termes de largeur de bande passante et des problèmes de reproductibilité des performances.

III.3.3 Conclusion sur l'état de l'art de coupleurs multi-bandes et large-bandes

Dans la littérature, beaucoup d'architectures de coupleurs bi-bandes ont été présentées. A l'heure actuelle, des coupleurs tri-bandes, quadri-bandes, etc., sont extrêmement rares voire inexistants. Par ailleurs, pour les coupleurs bi-bande proposés, la phase obtenue sur un même port de sortie aux deux fréquences de fonctionnement est identique en valeur absolue mais de signe opposé. En conséquence, ces coupleurs ne sont pas une solution intéressante pour l'alimentation de l'antenne pyramidale multi-bande car ils génèrent des polarisations différentes dans les multiples bandes de fonctionnement de l'antenne. De plus, la conception de coupleurs multi-bandes s'avère encore plus délicate dans le cas de fréquences de fonctionnement relativement voisines. Concernant les coupleurs large-bandes, ils sont généralement limités en bande passante et présentent un encombrement relativement important pour une intégration à l'antenne pyramidale multi-bande.

III.4 Solution proposée pour l'alimentation de l'antenne pyramidale multi-bande

Comme indiqué précédemment, le circuit d'alimentation à base de coupleurs présente une architecture simple et nécessite moins d'éléments que les autres circuits d'alimentation envisagés. Toutefois, la conception des coupleurs multi-bandes ou large-bandes de ce circuit d'alimentation n'est pas évidente. D'une part les coupleurs multi-bandes possèdent des architectures complexes et ils sont limités en nombre de bandes et en espacement inter-bande. D'autre part, les coupleurs large-bande sont limités en bande passante et occupent un volume important.

En général, le circuit d'alimentation résultant de ces coupleurs multi-bandes ou large-bandes risque d'être de grande taille et donc difficilement intégrable dans l'espace laissé libre par l'antenne pyramidale.

Cependant, dans le commerce, nous pouvons trouver une variété de coupleurs large-bandes $90^\circ/180^\circ$ intégrés avec des montages en surface, de petites tailles et des bandes passantes relatives pouvant atteindre jusqu'à 140 %. Comme fabricant de ces coupleurs, nous pouvons citer Werlatone [26], Mini-Circuits [27], Macom [28] et Anaren [29].

Afin de limiter au maximum l'encombrement du circuit d'alimentation, nous optons pour l'utilisation de ces coupleurs large-bandes intégrés. Il est à noter également que ces éléments intégrés sont peu coûteux et présentent en général de bonnes performances dans la bande de fréquence d'intérêt. Quelques notices techniques de ces coupleurs large-bandes intégrés peuvent être consultées en Annexe B.

Le synoptique du circuit d'alimentation retenu pour l'antenne pyramidale multi-bande est donné donc par la figure III.14. Il est à noter que l'architecture de ce circuit d'alimentation (Figure III.14) permet d'avoir le même type de polarisation aux différentes bandes de l'antenne multi-bandes.

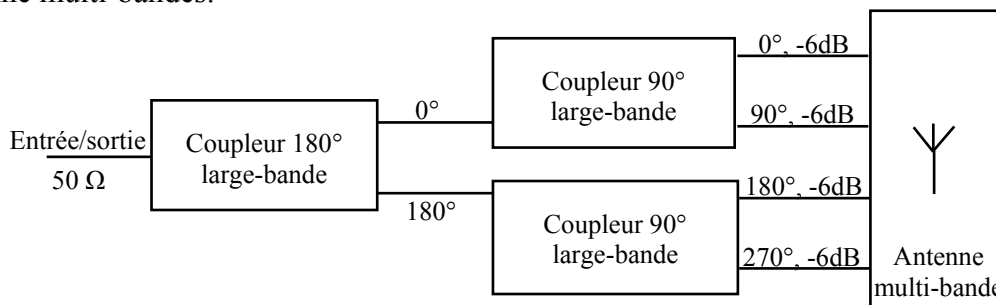


Figure III.14 Circuit d'alimentation à base de coupleurs large-bandes intégrés

Contrairement aux coupleurs large-bandes 90° , les coupleurs large-bandes 180° sont moins répandus dans le commerce et se trouvent principalement sous forme des boîtiers avec des entrées/sorties coaxiales (SMA, N,...). Ces types de boîtiers sont essentiellement dédiés aux fortes puissances. Ils présentent généralement de moins bonnes performances et un encombrement plus important que les composants montés en surface.

Dans le cas de l'indisponibilité d'un coupleur 180° couvrant la totalité des bandes de l'antenne multi-bande et afin d'avoir toujours un circuit d'alimentation entièrement intégrable, le coupleur large-bande 180° pourra être remplacé par trois coupleurs large-bandes 90° (voir figure III.15). L'utilisation de trois coupleurs au lieu de deux est justifiée par le fait que les deux sorties en inversion de phase doivent avoir la même amplitude. Notons que l'inconvénient majeur d'une telle solution réside dans la division de puissance par quatre au lieu de deux (dans le cas d'une utilisation d'un coupleur 180° ordinaire).

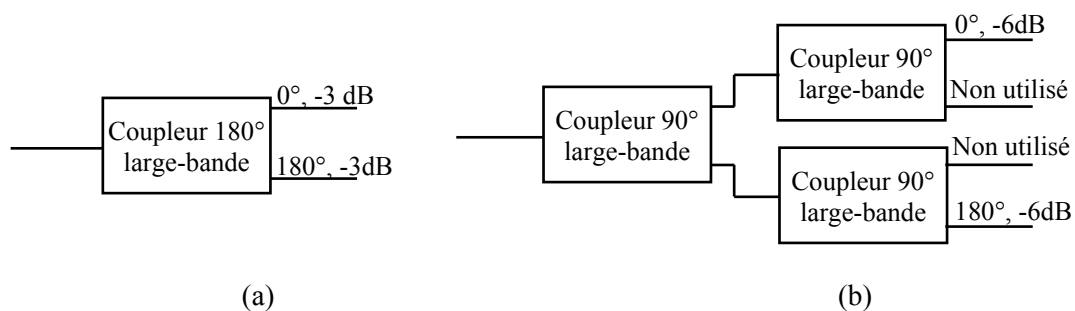


Figure III.15 (a) "Equivalence" en termes de phase d'un coupleur 180° avec (b) trois coupleurs 90°

Dans le cas de l'utilisation de l'"équivalence" montrée par la figure III.15, le circuit d'alimentation, initialement montré par la figure III.14, deviendra comme celui illustré par la figure III.16.

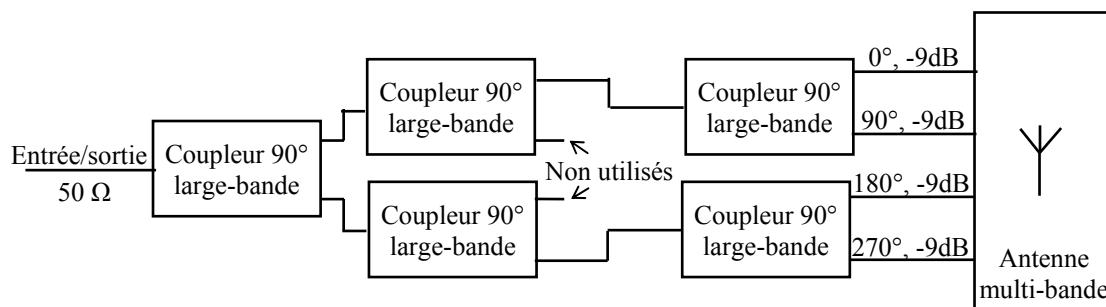


Figure III.16 Circuit d'alimentation utilisant que des coupleurs 90° large-bandes

Maintenant dans le cas où les coupleurs large-bandes 90° commerciaux disponibles ne permettent pas de couvrir la totalité des bandes de l'antenne multi-bande, une solution consiste à intégrer des multiplexeurs permettant de diviser cette large bande passante sur deux ou plusieurs sous-bandes. Chaque sous-bande sera traitée à part avec son propre circuit d'alimentation, identique à celui de la figure III.14. Un exemple d'un circuit d'alimentation utilisant un diplexeur (i.e., multiplexeur à deux accès) est donné par la figure III.17. Dans ce circuit la bande complète de l'antenne multi-bande (incluant toutes les bandes) est divisée en deux sous-bandes (sous-bande 1 et sous-bande 2) traitées séparément.

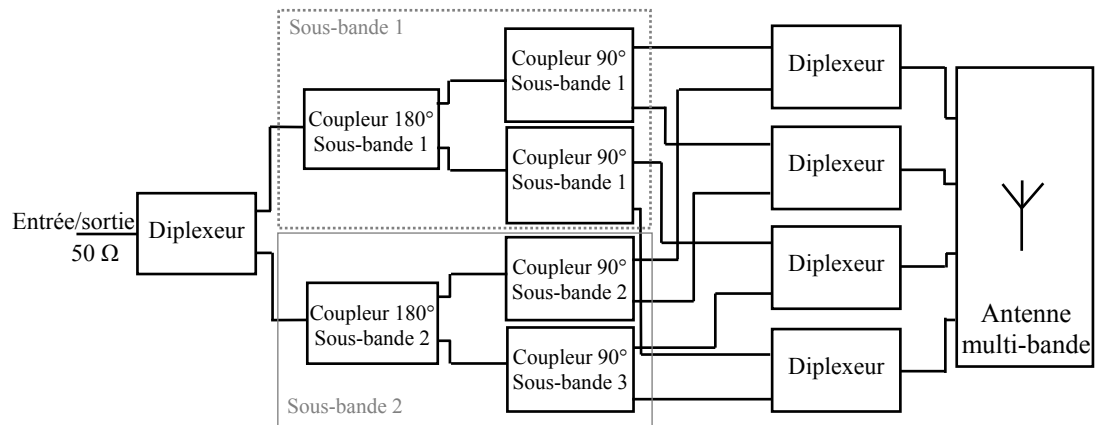


Figure III.17 Circuit d'alimentation utilisant un diplexeur

Un autre cas où nous avons besoin d'un multiplexeur dans l'architecture du circuit d'alimentation est lorsque la diversité de polarisation de l'antenne multi-bande est requise. Autrement dit, la polarisation d'une bande ou de plusieurs bandes de l'antenne multi-bande est différente de celle des autres. Par exemple, une antenne multi-bande avec une polarisation circulaire droite (RHCP) dans quelques bandes et une polarisation circulaire gauche (LHCP) dans les autres. Ceci est fréquent lorsqu'une antenne multi-bande est utilisée simultanément pour des applications de radionavigation et télémétrie. Enfin, le cas où l'antenne sera utilisée simultanément pour des applications satellitaires et terrestres, une diversité entre la polarisation circulaire et linéaire est nécessaire.

La figure III.18 montre un circuit d'alimentation utilisant un diplexeur pour l'obtention d'une diversité de polarisation circulaire. Les bandes nécessitant une polarisation circulaire droite sont notées bandes RHCP tandis que les bandes nécessitant une polarisation circulaire gauche sont notées bandes LHCP. Ces deux bandes (RHCP et LHCP) sont traitées séparément et recombinaison à la fin par le diplexeur. Il est à noter que dans ce schéma d'alimentation (Figure III.18) la recombinaison des accès entre les coupleurs 90° et les diplexeurs ne se fait pas de la même manière que pour la figure III.17.

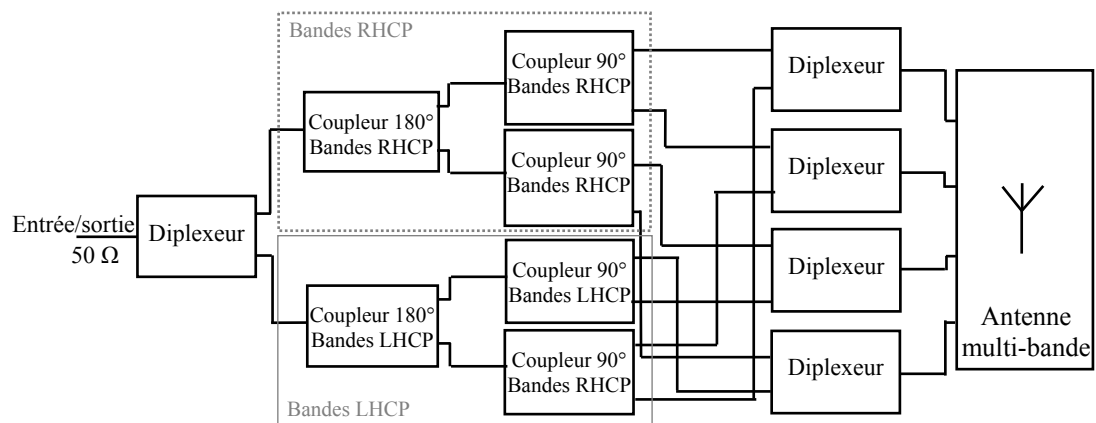


Figure III.18 Circuit d'alimentation permettant d'obtenir une diversité de polarisation RHCP et LHCP

Dans la suite, un circuit d'alimentation pour une antenne pyramidale tri-bande avec diversité de polarisation circulaire est conçu, simulé et enfin mesuré.

III.5 Application : Circuit d'alimentation pour une antenne tri-bande avec diversité de polarisation circulaire

III.5.1 Cahier des charges

L'application considérée concerne une antenne tri-bande pour des applications de radionavigation (Galileo/GPS) et de télémesure (TM MicroSat). Plus de détails sur les systèmes de radionavigation (Galileo et GPS) et le système de télémesure MicroSat sont donnés en Annexe C. Une diversité de polarisation est requise à savoir une polarisation circulaire droite (RHCP) pour les applications de radionavigation et une polarisation circulaire gauche (LHCP) pour les applications de télémesure. Le cahier des charges pour cette application est résumé dans le tableau III.2.

	Bande 1	Bande 2	Bande 3
Bandes	E5a/L5 et E5b	E1 (L1 étendue)	TM
Systèmes	GPS/Galileo	GPS/Galileo	MicroSat
Fréquence centrale	$f_1=1.197$ GHz	$f_2=1.575$ GHz	$f_3=2.245$ GHz
Bande passante	50 MHz	32 MHz	90 MHz
Polarisation	RHCP		LHCP

Tableau III.2 Spécifications du circuit d'alimentation tri-bande

Après avoir décrit l'application concernée et donné son cahier des charges, il est intéressant de savoir l'écart d'amplitude et de phase tolérés par l'antenne pyramidale multi-bande.

Nous nous reposons ici sur les simulations réalisées par le Département Antennes du CNES (Cf. N. Fonseca, "Modélisation électromagnétique des antennes multi-bandes réalisées et mesurées dans le cadre de l'action R&T R-S06/LN-0002-003", Note Technique CNES, DCT/RF/AN-2007.0000058, 3 Janvier 2007). Les simulations électromagnétiques semblent indiquer que l'antenne tolère un écart de 20° à 40° sur la phase et de 10% et 20% sur les amplitudes.

III.5.2 Conception et simulation

Le cahier des charges donné par le tableau III.2 aurait été plus facile à satisfaire si la polarisation circulaire était la même pour les trois bandes de l'antenne tri-bande. Dans ce cas, le circuit d'alimentation comporterait moins de difficulté et de composants. Il nécessiterait des coupleurs avec une bande passante relative d'au moins 67 % pour couvrir la totalité des trois bandes en utilisant l'architecture montrée sur la figure III.14 ou celle de la figure III.16 (dans le cas de l'inexistence d'un coupleur 180° couvrant cette large bande). Le coupleur large-bande QH7622 de Werlatone (notice technique en Annexe B), fonctionnant de 500 MHz jusqu'à 3000 MHz, peut être avantageusement utilisé dans l'architecture de la figure III.16.

La polarisation circulaire étant différente pour les bandes de la radionavigation et télémesure, le diplexeur sera donc inévitable dans l'architecture du circuit d'alimentation demandé. L'utilisation de ce diplexeur permettra de traiter séparément les deux bandes de radionavigation (GPS/Galileo) de la seule bande de télémesure (TM MicroSat). Le traitement séparé des ces bandes procure un découplage du type de polarisation circulaire de la bande TM MicroSat avec celui des bandes GPS/Galileo. Le synoptique d'une telle architecture d'alimentation est donné par la figure III.19.

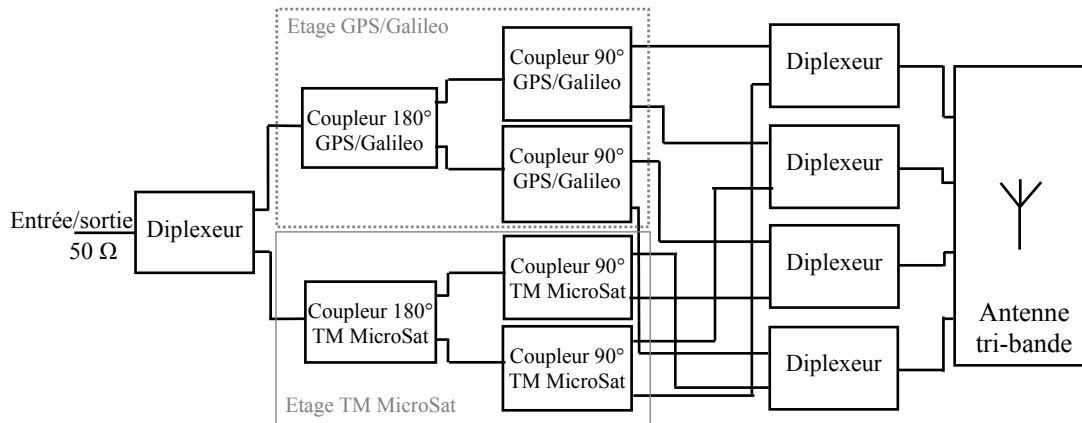


Figure III.19 Architecture du circuit d'alimentation proposée pour l'application tri-bande

Les coupleurs de l'étage GPS/Galileo sur le schéma de la figure III.19 doivent être large bande avec une bande passante relative d'au moins 33%. Ils doivent être raccordés pour générer une polarisation circulaire droite dans les bandes GPS/Galileo. D'autre part, les coupleurs de l'étage TM MicroSat sont relativement bande étroite puisque ils ne doivent couvrir qu'une bande passante relative de 4%. Cependant, contrairement aux coupleurs GPS/Galileo, ils sont raccordés de manière à obtenir une polarisation circulaire gauche.

L'absence de coupleurs 180° commerciaux, de taille compacte, couvrant ces bandes, nous oblige à utiliser l'"équivalence" montrée précédemment par la figure III.15. Autrement dit, les coupleurs 180° seront remplacés par trois coupleurs 90° chacun au prix de 3dB de pertes additionnelles.

Dans la configuration montrée par la figure III.19, le diplexeur est utilisé une première fois pour séparer les bandes GPS/Galileo de la bande TM MicroSat et une seconde fois pour recombinaison de ces bandes. Enfin l'architecture donnée sur la figure III.19 est réciproque, i.e., elle permet un fonctionnement en émission et en réception de l'antenne tri-bande. Toutefois, il faudra veiller aux puissances supportées par les composants si la même antenne devait être utilisée en émission.

Le coupleur 90° choisi pour l'étage GPS/Galileo est le QCN-19 de Mini-Circuits [27] (notice technique en Annexe B). En ce qui concerne le coupleur 90° de la bande TM, nous prendrons le QBA-24W du même fabricant Mini-Circuits (notice technique en Annexe B). Ces composants présentent non seulement une taille réduite mais aussi des bonnes performances dans les bandes d'intérêt. De plus les paramètres S de ces composants sont directement téléchargeables sur le site du fabricant.

Dans la suite, la simulation des différents étages et architectures est faite à l'aide de l'outil *Modua* de *IE3D* [30]. Les différents composants sont remplacés par leurs paramètres S lorsque ceux-ci sont donnés par le fabricant sinon ils sont remplacés par des modèles idéaux. Il est à noter que les simulations de type circuit ne tiennent pas compte des effets parasites liés aux lignes d'interconnexion, aux connecteurs et des pertes pour ce qui concerne les composants idéalisés.

Avant de faire une simulation globale du circuit d'alimentation montré par la figure III.19, nous avons préféré simuler séparément les étages GPS/Galileo et TM MicroSat sans diplexeur. Ensuite, la conception et la simulation du diplexeur sont données. Enfin, les différents éléments sont raccordés et une simulation globale du circuit d'alimentation est conduite.

III.5.2.a Etage GPS/Galileo

L'étage GPS/Galileo avec une polarisation circulaire droite en utilisant le coupleur QCN-19 est illustré sur la figure III.20. Les notations des ports pour la simulation sont données sur cette figure.

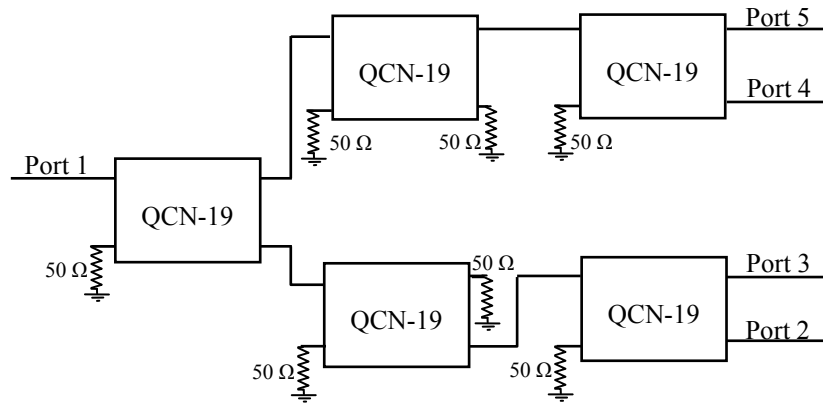


Figure III.20 Etage GPS/Galileo avec des coupleurs QCN-19

La simulation circuit de cet étage donne les courbes illustrées sur la figure III.21 pour les amplitudes des coefficients de transmission en fonction de la fréquence et sur la figure III.22 pour les variations de phase entre ports en fonction de la fréquence.

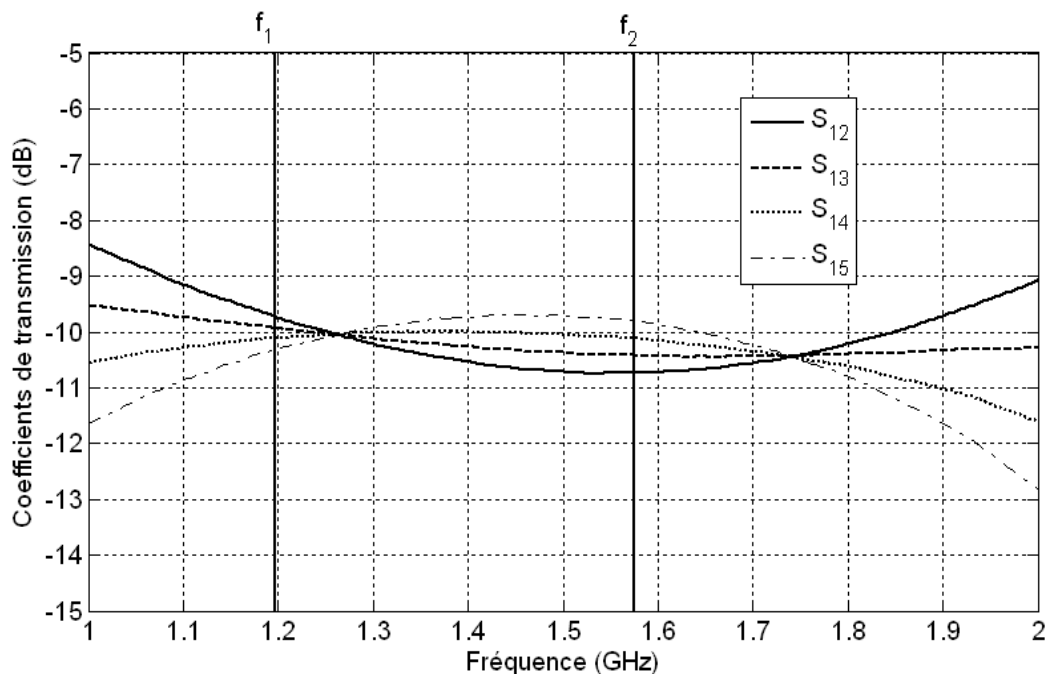


Figure III.21 Amplitudes des coefficients de transmission l'étage GPS/Galileo en fonction de la fréquence

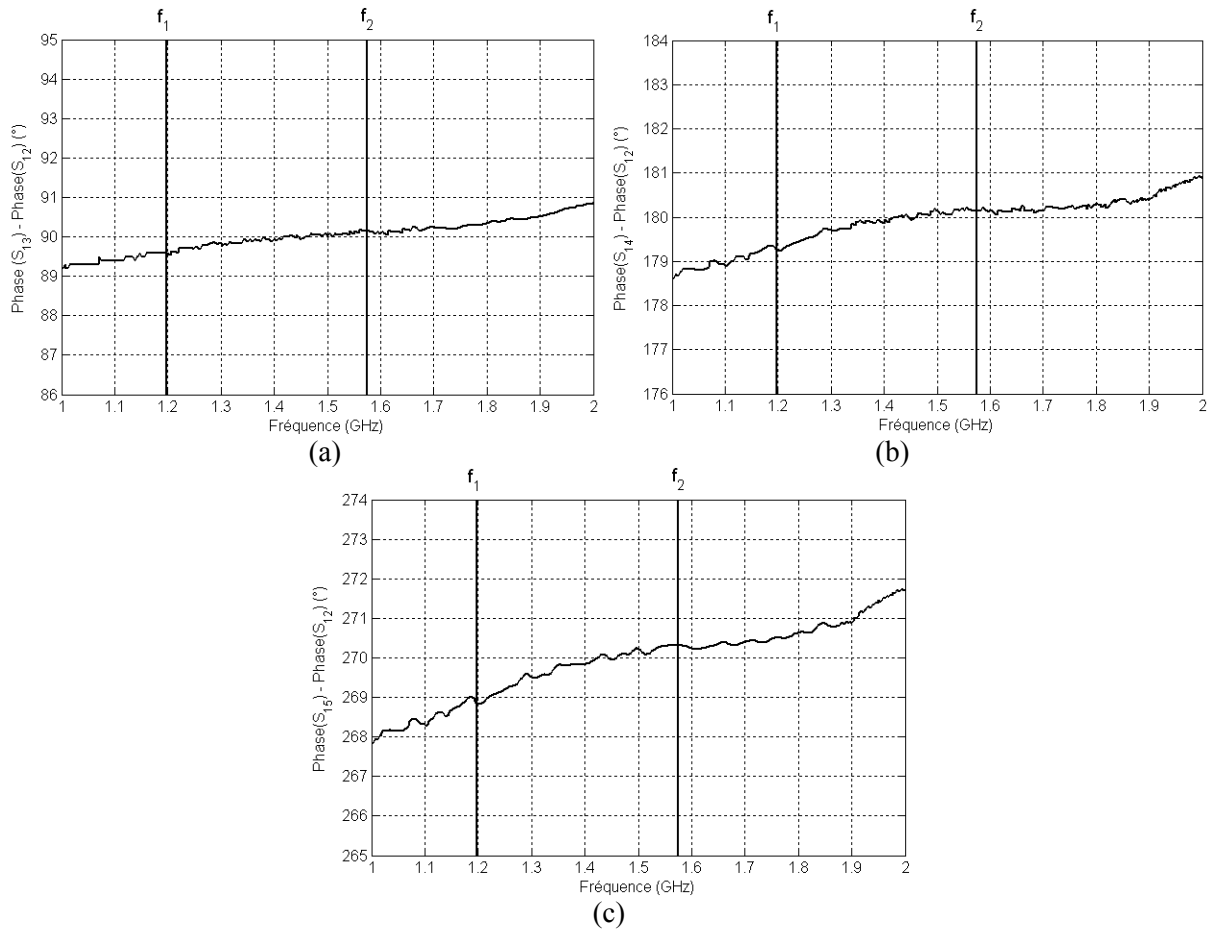


Figure III.22 Variations de la différence de phase des coefficients de transmission de l'étage GPS/Galileo en fonction de la fréquence

Le tableau III.3 résume les amplitudes et les variations en phase des coefficients de transmission pour les fréquences centrales des deux bandes de fonctionnement GPS/Galileo de l'antenne tri-bande.

		$f_1 = 1.197 \text{ GHz}$	$f_2 = 1.575 \text{ GHz}$
Amplitudes (dB)	$ S_{12} $	-9.737	-10.74
	$ S_{13} $	-9.936	-10.43
	$ S_{14} $	-10.12	-10.12
	$ S_{15} $	-10.32	-9.804
Ecart maximal en amplitude (dB)		0.583	0.936
Variation en phase (°)	$\angle S_{13} - \angle S_{12}$	89.6	90.14
	$\angle S_{14} - \angle S_{12}$	179.27	180.14
	$\angle S_{15} - \angle S_{12}$	268.85	270.32
Ecart maximal en phase (°)		1.142	0.32

Tableau III.3 Amplitudes et variation en différence de phase des coefficients de transmission de l'étage GPS/Galileo aux fréquences d'intérêt

III.5.2.b Etage TM MicroSat

La figure III.23 montre l'étage TM MicroSat de la figure III.19 en prenant des QBA-24W. La polarisation circulaire dans la bande TM doit être circulaire gauche.

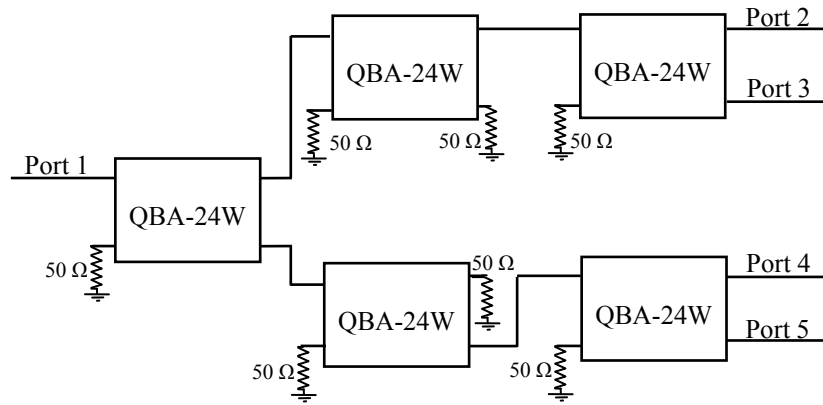


Figure III.23 Etage TM MicroSat avec des QBA-24W

La simulation circuit de cet étage donne les courbes illustrées par la figure III.24 pour les amplitudes des coefficients de transmission en fonction de la fréquence et par la figure III.25 pour les variations de phase entre ports en fonction de la fréquence.

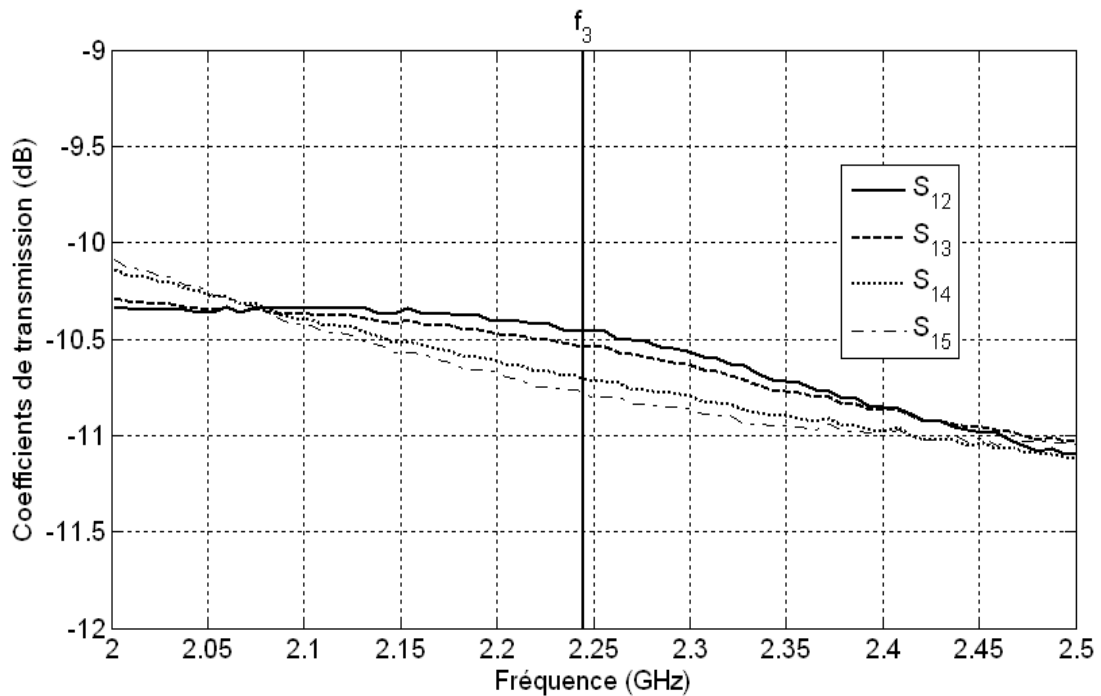


Figure III.24 Amplitudes des coefficients de transmission de l'étage TM MicroSat

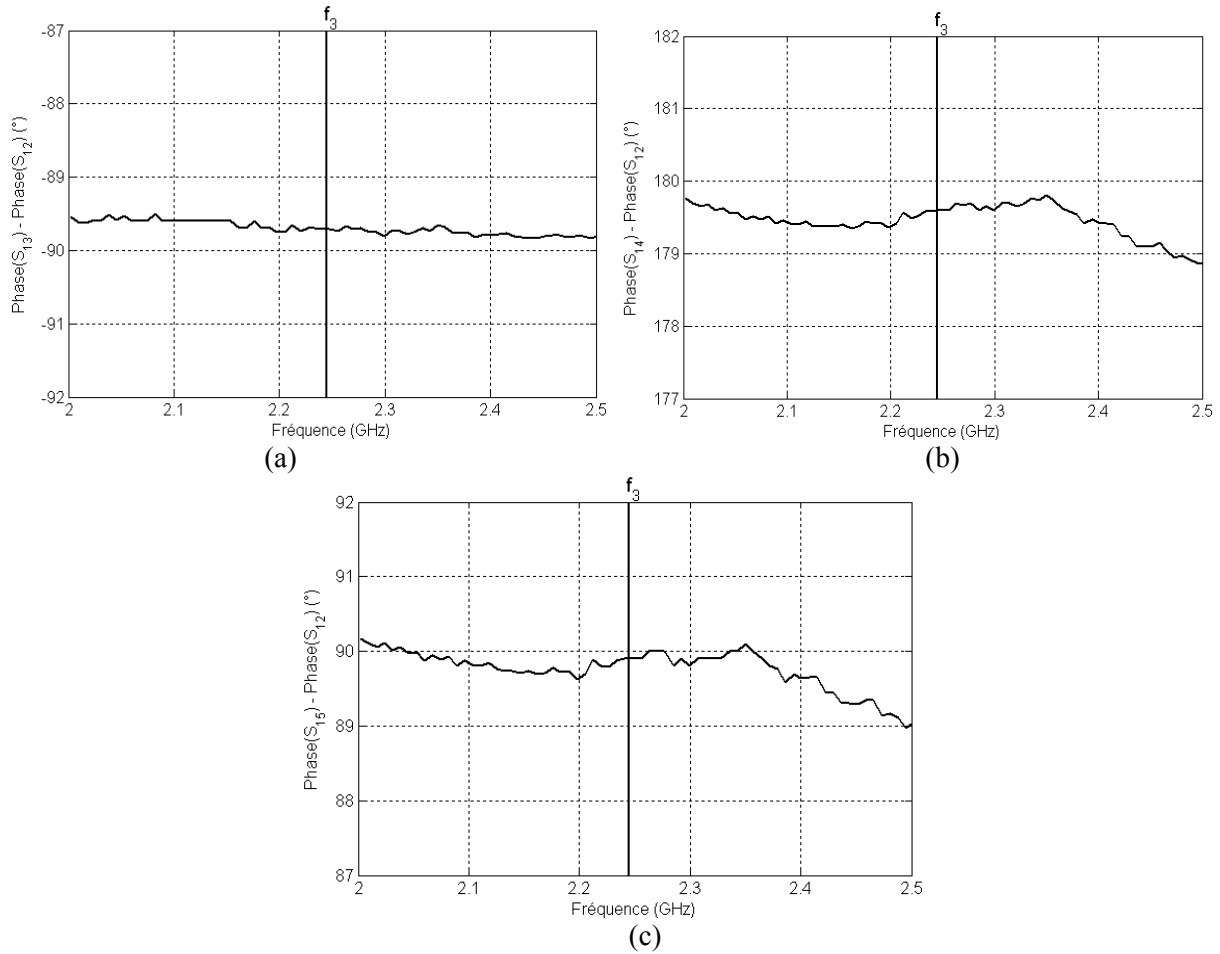


Figure III.25 Variation en différence de phase des coefficients de transmission de l'étage TM MicroSat

Le tableau III.4 donne les amplitudes et les variations en phase des coefficients de transmission de l'étage TM MicroSat pour la fréquence centrale de la bande TM.

		$f_3 = 2.245 \text{ GHz}$
Amplitudes (dB)	$ S_{12} $	-10.46
	$ S_{13} $	-10.54
	$ S_{14} $	-10.72
	$ S_{15} $	-10.80
Ecart maximal en amplitude (dB)		0.34
Variation en phase (°)	$\angle S_{13} - \angle S_{12}$	-89.71
	$\angle S_{14} - \angle S_{12}$	179.61
	$\angle S_{15} - \angle S_{12}$	89.90
Ecart maximal en phase (°)		0.39

Tableau III.4 Amplitudes et variations en différence de phase des coefficients de transmission à la fréquence TM MicroSat

III.5.2.c Diplexeur

Le diplexeur doit présenter un encombrement réduit et de bonnes performances dans les bandes d'intérêt. Avant de présenter la conception d'un tel circuit, il est nécessaire de définir un cahier de charges à respecter. Les spécifications relatives à ce diplexeur sont listées dans le tableau III.5.

Atténuation dans le cas passant	≥ -1 dB
Atténuation dans le cas coupant	≤ -20 dB
Coefficients de réflexion aux entrées/sorties	≤ -20 dB

Tableau III.5 Spécifications du diplexeur à concevoir

Un diplexeur peut être conçu en s'appuyant sur deux techniques. La première consiste à utiliser un coupleur directionnel. La seconde utilise la mise en parallèle de deux filtres, un dans chaque canal. Cette dernière technique est la plus intéressante parce qu'elle présente un encombrement réduit et permet une conception aisée. Le choix des filtres pour les deux canaux du diplexeur dépend fortement des valeurs de fréquences à séparer/recombinaison. Dans la mesure où la fréquence centrale de la bande TM MicroSat est supérieure à celles des deux bandes GPS/Galileo, deux configurations de diplexeurs à base de filtres en parallèle peuvent être envisagées. La première comporte un filtre passe-bas (canal GPS/Galileo) et un filtre passe-haut (canal TM MicroSat) en parallèle (voir figure III.26(a)) et la deuxième est constituée d'un filtre coupe-bande (canal GPS/Galileo) montée en parallèle avec un filtre passe-bande (canal TM MicroSat) (voir figure III.26(b)).

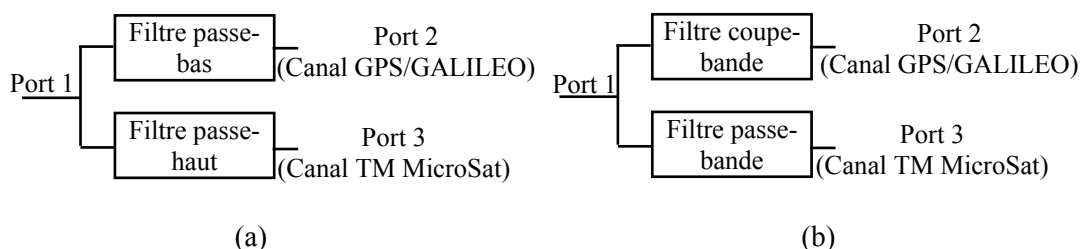


Figure III.26 Deux configurations intéressantes du diplexeur

Ces différents types de filtres peuvent être réalisés soit en éléments répartis (stubs, capacités inter-digitées,...) soit en éléments localisés (capacités et inductances commerciales). Le fait que les trois bandes de fonctionnement soient proches les unes des autres implique un choix de filtres d'un ordre supérieur à 3 afin d'obtenir des bonnes performances en réjection et en transmission.

La réalisation de ces filtres à l'aide d'éléments répartis occuperait une place importante (cinq diplexeurs doivent en effet être réalisés). Pour des raisons de compacité, nous préférons donc une conception à l'aide d'éléments localisés. Notons que les performances d'une réalisation à l'aide d'éléments localisés sont limitées par les imprécisions technologiques des composants et par l'obligation d'utiliser des valeurs standardisées (en nombre limité) des inductances et des capacités. Un bon compromis entre compacité et performances des filtres peut être obtenu en utilisant des filtres commerciaux miniaturisés (chip).

Mini-Circuits propose un large choix de ces filtres miniaturisés avec des performances très satisfaisantes (voir Annexe B). Cependant le choix de filtres passe-bandes et surtout les coupe-bandes disponibles est plus limité que celui des filtres passe-bas et passe-haut. De plus

une conception à base de filtres coupe-bandes et passe-bandes nécessite plus de précision sur la valeur des éléments dans la mesure où les réponses relatives sont plus sélectives. C'est pour ces deux raisons qu'une conception à base de filtres passe-bas et passe-haut (Figure III.26(a)) a été préférée à une conception à base de filtres coupe-bandes et passe-bandes (Figure III.26(b)).

En considérant les performances des filtres intégrés disponibles dans les trois bandes d'intérêt, les filtres LFCN-1700 et HFCN-1810 ont été choisis comme filtre passe-bas et passe-haut du diplexeur respectivement. Les notices techniques de ces deux filtres sont présentées en Annexe B. En utilisant les paramètres S fournis par le constructeur, nous avons tracé les modules du coefficient de réflexion (S_{11}) et du coefficient de transmission (S_{12}) de 1 à 2.5 GHz (voir figure III.27).

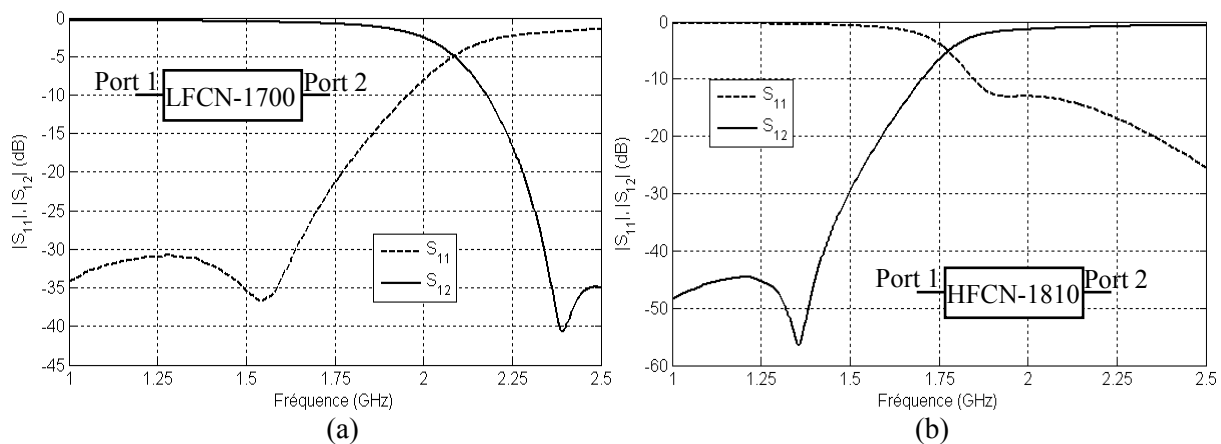


Figure III.27. Modules des coefficients de réflexion et de transmission des deux filtres choisis

Le diplexeur sera constitué par la connexion de ces deux filtres (voir figure III.28). Cependant quelques précautions, détaillées par la suite, doivent être prises avant cette connexion.

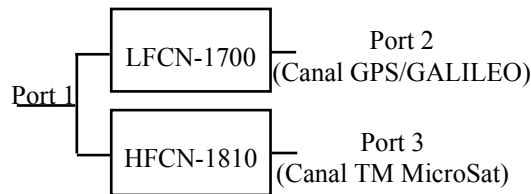


Figure III.28 Connexion directe des deux filtres Mini-Circuits

Un filtre idéal présente soit une impédance nulle, soit une impédance infinie dans sa bande de réjection. La conception d'un diplexeur à l'aide de la connexion de deux filtres nécessite l'utilisation de filtres avec des impédances infinies dans leurs bandes de réjection. En effet, dans le cas contraire, un filtre court-circuite l'autre lorsqu'il travaille dans sa bande de réjection.

En utilisant toujours les paramètres S fournis par Mini-Circuits, il a été constaté que les deux filtres choisis pour la conception du diplexeur présentent une impédance d'entrée très faible dans leurs bandes de réjection. Ceci n'est pas favorable pour la réalisation du diplexeur par une connexion directe de ces deux filtres. Les tracés des modules de S_{12} et S_{13} , montré par la figure III.29, de la connexion directe des deux filtres (schéma de la figure III.28) le confirment.

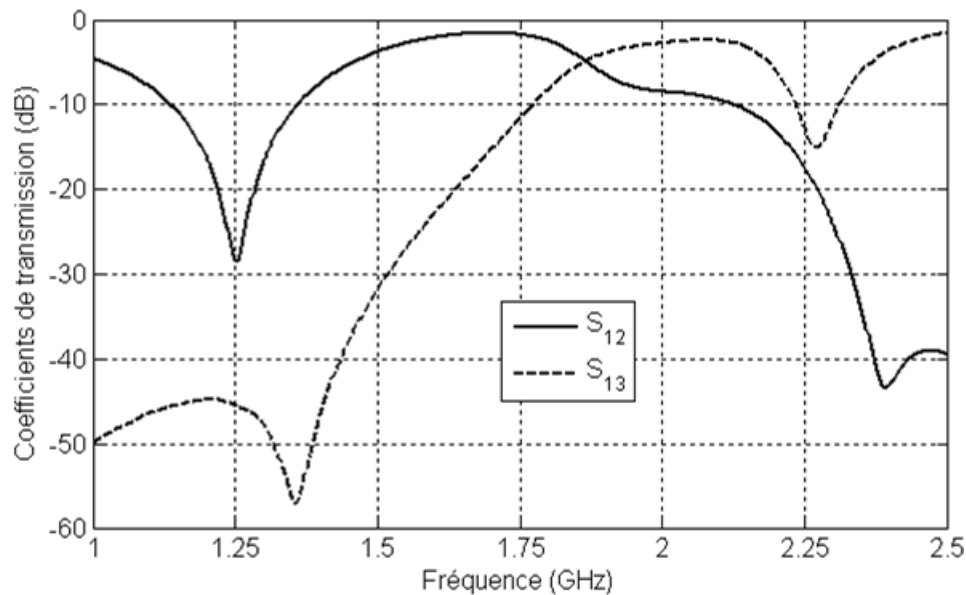


Figure III.29 Modules des coefficients de transmission du schéma de la figure III.28

On comparant la réponse du diplexeur montrée par la figure III.29 avec celles des filtres non connectés (Figure III.27), deux pics de réjection dans les bandes passantes des deux filtres sont apparus. Le premier dans la bande passante du filtre passe-bas à la fréquence 1.25 GHz et le second dans la bande passante du filtre passe-haut à la fréquence 2.27 GHz. Ces deux fréquences correspondent exactement aux annulations des parties imaginaires des impédances d'entrée des deux filtres dans leur bande de rejection. Au moment où la partie réelle est très faible dans les bandes de rejection de ces deux filtres, l'annulation de la partie imaginaire correspond au module de l'impédance d'entrée le plus faible dans cette bande. A ces fréquences-là, un des deux filtres court-circuite l'autre.

Une solution consiste à ajouter des transformateurs d'impédance ou simplement des lignes en amont des deux filtres afin de ramener une impédance infinie aux fréquences d'intérêt (voir figure III.30). Ces transformateurs d'impédance ne doivent pas affecter l'impédance ramenée dans la bande passante de ces deux filtres. En effet, le filtre passe-bas (LFCN-1700) doit être précédé par un transformateur d'impédance ou une longueur de ligne ramenant son impédance d'entrée dans la bande TM MicroSat (2.245 GHz) d'une valeur faible à une valeur assez forte. De la même manière, le filtre passe-haut (HFCN-1810) doit être chargé en entrée par un transformateur ou une longueur de ligne ramenant ses impédances d'entrée dans les bandes GPS/Galileo (1.197 et 1.575 GHz) de valeurs faibles à des valeurs relativement fortes. Il est évident que cette dernière transformation d'impédance est plus contraignante que la première car elle possède deux fréquences de fonctionnement. Le synoptique de la solution retenue est donné sur la figure III.30.

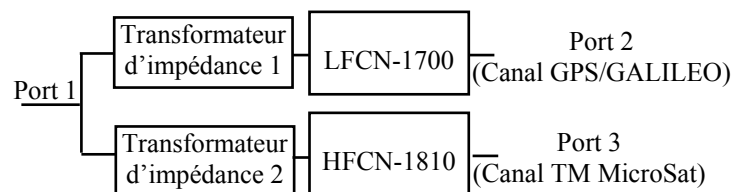


Figure III.30 Schéma du diplexeur utilisant des filtres avec des transformateurs d'impédance

Un transformateur d'impédance très simple à concevoir et permettant le passage d'une impédance faible à une impédance relativement élevée est la ligne quart d'onde $50\ \Omega$. De plus cette ligne est presque sans effet sur l'impédance d'entrée des filtres dans leurs bandes passantes (impédances d'entrée proches de $50\ \Omega$). Cela dit, deux lignes idéales $50\ \Omega$ de longueur électrique égale à 90° (air comme diélectrique) ont été intégrées en amont des deux filtres. La première est par rapport à la fréquence $2.245\ \text{GHz}$ et elle est placée avant le filtre passe-bas (LFCN-1700) et la seconde est par rapport à $1.386\ \text{GHz}$ (fréquence centrale entre 1.197 et $1.575\ \text{GHz}$) et elle est placée avant le filtre passe-haut (HFCN-1810). Le schéma du diplexeur ainsi construit et les modules S_{12} et S_{13} issus de sa simulation sont illustrés respectivement par les figures III.31(a) et III.31(b).

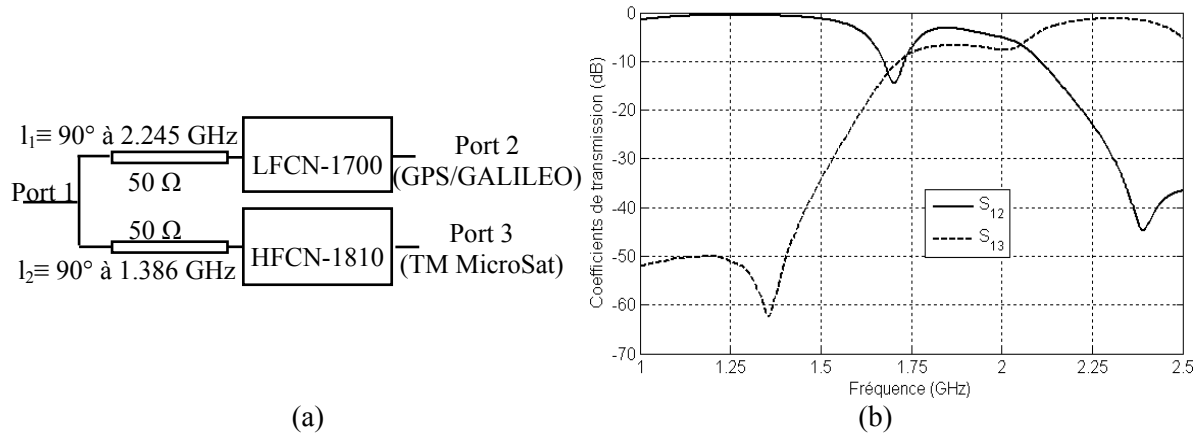


Figure III.31 (a) Diplexeur avec filtres précédés par des lignes quart d'onde et (b) les modules des coefficients de transmission (résultats issus d'une simulation de type circuit)

Dans la figure III.31(b) les pics d'atténuation constatés plus haut sur la figure III.29 dus aux faibles impédances d'entrée présentées par les filtres se sont décalés et la réjection est devenue moins prononcée. Afin d'obtenir les meilleures performances en terme de pertes d'insertion et de réjection pour les trois fréquences de fonctionnement de l'antenne, une optimisation portant sur les longueurs électriques de ces deux lignes idéales (l_1 et l_2 dans figure III.31), placées en amont des filtres, a été effectuée. L'outil ADS de Agilent [31] est utilisé pour une telle optimisation. Cette optimisation des performances du diplexeur, composé des filtres LFCN-1700 et le HFCN-1810, en termes de pertes d'insertion et de réjection dans les bandes d'intérêt a fourni les longueurs de lignes suivantes : $l_1 \equiv 92^\circ$ à $2.245\ \text{GHz}$ et $l_2 \equiv 66^\circ$ à $1.386\ \text{GHz}$. Le schéma du diplexeur optimisé et sa réponse fréquentielle sont donnés sur la figure III.32.

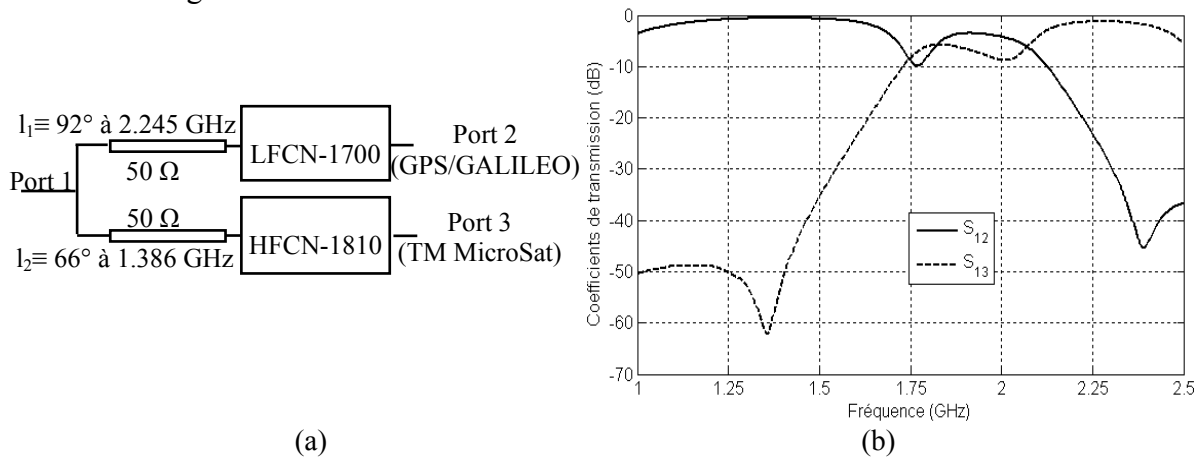


Figure III.32 (a) Diplexeur optimisé et (b) les modules des coefficients de transmission (résultats de simulation circuit)

Le tableau III.6 résume les performances associées au diplexeur pour les trois fréquences de l'antenne en fonction des longueurs électriques de ces lignes idéales.

		$f_1=1.197\text{ GHz}$	$f_2=1.575\text{ GHz}$	$f_3=2.245\text{ GHz}$
$l_1 \equiv 0^\circ$ à 2.245 GHz	$ S_{12} $ (dB)	-16.03	-2.36	-16.86
$l_2 \equiv 0^\circ$ à 1.386 GHz	$ S_{13} $ (dB)	-44.80	-24.67	-11.82
$l_1 \equiv 90^\circ$ à 2.245 GHz	$ S_{12} $ (dB)	-0.52	-2.50	-22.34
$l_2 \equiv 90^\circ$ à 1.386 GHz	$ S_{13} $ (dB)	-50.08	-24.54	-1.39
$l_1 \equiv 92^\circ$ à 2.245 GHz	$ S_{12} $ (dB)	-1.04	-1.05	-22.51
$l_2 \equiv 66^\circ$ à 1.386 GHz	$ S_{13} $ (dB)	-48.94	-26.45	-1.29

Tableau III.6 Performances du diplexeur pour les différentes longueurs électriques de lignes

Remarquons que, même après optimisation, les pertes d'insertion dans la bande TM MicroSat sont relativement élevées (de l'ordre de 1.3dB par rapport au 1 dB des bandes GPS/Galileo). Ces pertes élevées dans la bande TM MicroSat sont dues principalement au filtre passe-bas LFCN-1700. Afin d'y remédier, ce filtre sera remplacé par un autre filtre passe-bas du même fabricant : le LFCN-1575 (notice technique donnée en Annexe B). La même démarche de conception et d'optimisation que celle utilisée précédemment est alors répétée pour un nouveau diplexeur constitué de LFCN-1575 et HFCN-1810. Le tableau III.7 résume les performances obtenues avec ce nouveau diplexeur sans et avec des lignes 50 Ω de longueurs optimisées. La figure III.33 montre le tracé de ses performances en fonction de la fréquence dans le cas optimisé.

		$f_1=1.197\text{ GHz}$	$f_2=1.575\text{ GHz}$	$f_3=2.245\text{ GHz}$
$l_1 \equiv 0^\circ$ à 2.245 GHz	$ S_{12} $ (dB)	-16.52	-2.47	-41.63
$l_2 \equiv 0^\circ$ à 1.386 GHz	$ S_{13} $ (dB)	-44.73	-23.76	-0.95
$l_1 \equiv 162^\circ$ à 2.245 GHz	$ S_{12} $ (dB)	-0.93	-0.94	-43.07
$l_2 \equiv 64^\circ$ à 1.386 GHz	$ S_{13} $ (dB)	-49.33	-26.32	-0.93

Tableau III.7 Performances du diplexeur pour les différentes longueurs électriques de lignes

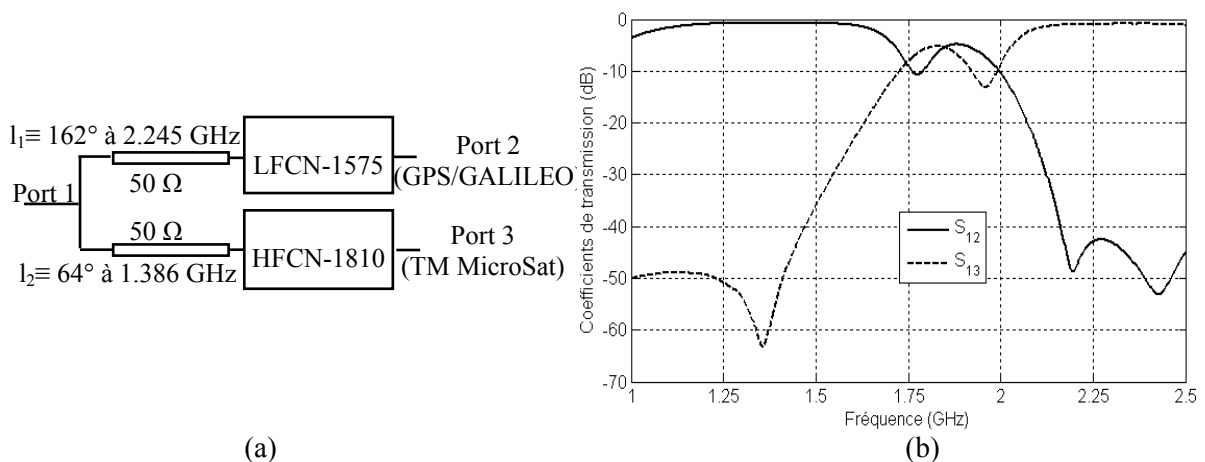


Figure III.33 (a) Diplexeur optimisé et (b) les modules des coefficients de transmission (résultats de simulation circuit)

Des tableaux III.7 et de la figure III.33 nous déduisons que le diplexeur contenant le filtre passe-bas LFCN-1575 possède des meilleures performances en termes de pertes d'insertion et de réjection par rapport à celui contenant le filtre LFCN-1700. Cependant le nouveau diplexeur requiert des longueurs de ligne de transformation d'impédance plus grandes que celles du premier diplexeur. Dans la mesure où les lignes de transformation d'impédance d'entrée peuvent être courbées, le diplexeur constitué du filtre LFCN-1575 a été finalement préféré au LFCN-1700.

Le tableau III.8 donne les longueurs physiques des différentes longueurs électriques utilisées précédemment pour la transformation d'impédance d'entrée dans les deux diplexeurs. L'outil utilisé pour le calcul est *LineCalc* de *ADS* et les lignes de transmission sont des lignes micro-rubans imprimées sur le substrat CER-10-0250-CH/CH de TACONIC choisi principalement pour sa forte constante diélectrique ($\epsilon_r = 9.5$) qui permettra de réaliser des lignes relativement courtes. Les autres caractéristiques de ce substrat sont les suivantes : épaisseur diélectrique (h) égale à 0.635 mm, pertes diélectriques ($\tan\delta$) égales à 0.0035 et épaisseur métallisation (t) égale à 0.018 mm.

Longueur électrique ($^\circ$)	Impédance caractéristique (Ω)	Fréquence (GHz)	Longueur physique (mm)	Largeur ligne (mm)
92	50	2.245	13.597	0.616
66	50	1.386	15.828	0.616
162	50	2.245	23.943	0.616
64	50	1.386	15.348	0.616

Tableau III.8 Les différentes équivalences entre longueurs électriques et physiques des lignes utilisées précédemment

En utilisant les deux dernières longueurs de lignes du tableau III.8, i.e., celles correspondantes aux performances optimales du diplexeur constitué de LFCN-1575 et HFCN-1810, un modèle plus réaliste de la jonction formée par la ligne d'entrée et ces deux lignes de transformation d'impédance a été introduit sur *IE3D* pour une simulation électromagnétique. Ce modèle tenant compte des pertes relatives au substrat est donné par la figure III.34. Les largeurs des trois lignes (l_0 , l_1 et l_2) sont égales à 0.6 mm. La matrice S issue des simulations électromagnétiques est ensuite importée sur *ADS* afin de l'associer aux paramètres S des filtres LFCN-1575 et HFCN-1810 pour une simulation globale du diplexeur. La longueur l_0 est fixée à 2 mm. Ce tronçon de ligne est sans influence sur la transformation d'impédance d'entrée des deux filtres. Cependant plus sa longueur est grande plus les pertes d'insertion sont élevées.

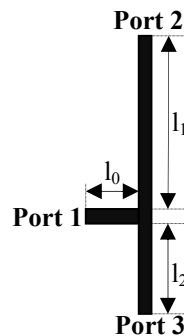


Figure III.34 Modèle introduit pour une simulation électromagnétique sous *IE3D*

L'optimisation des performances du diplexeur ainsi construit portant sur les longueurs l_1 et l_2 a donné les valeurs suivantes : $l_1 = 22.96$ mm et $l_2 = 15.08$ mm. Ces valeurs sont légèrement différentes de celles reportées dans le tableau III.8.

La figure III.35 et le tableau III.9 montrent les performances du diplexeur formé par l'association de deux filtres LFCN-1575 et HFCN-1810 ainsi que la jonction T de longueurs optimisées montrée par la figure III.34.

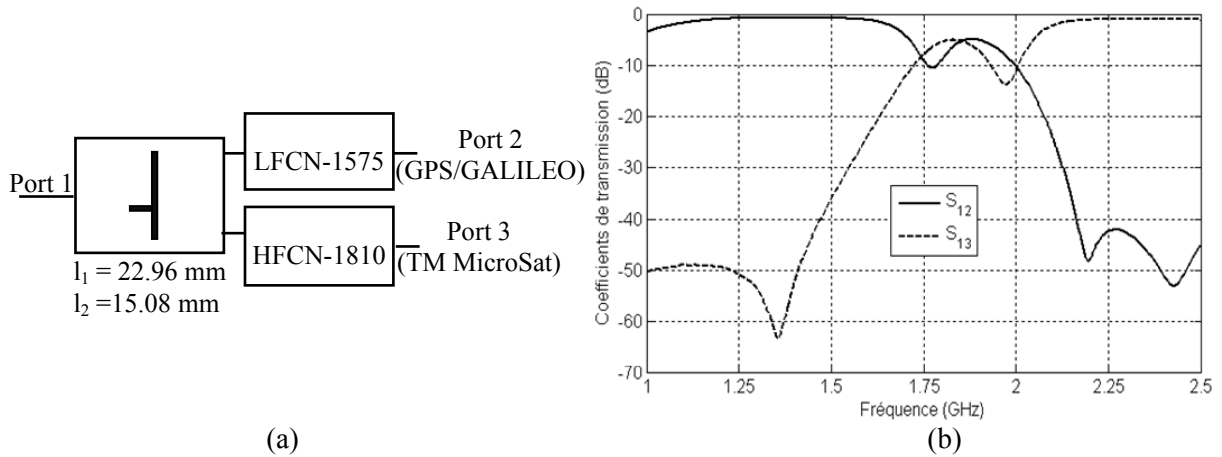


Figure III.35 (a) Schéma et (b) performances associées du diplexeur utilisant la jonction T de la figure III.34

	$f_1=1.197$ GHz	$f_2=1.575$ GHz	$f_3=2.245$ GHz
$ S_{12} $ (dB)	-0.985	-1.014	-42.57
$ S_{13} $ (dB)	-49.365	-26.447	-1.007

Tableau III.9 Performances du diplexeur aux trois fréquences de fonctionnement de l'antenne

III.5.2.d Circuit d'alimentation complet

Le synoptique du circuit d'alimentation complet intégrant les étages GPS/Galileo et TM MicroSat ainsi que les diplexeurs de la figure III.35 (a) est donné sur la figure III.36. La figure III.37 montre les amplitudes (simulées) des coefficients de transmission tandis que la figure III.38 donne les variations (simulées) en différence de phase entre ces coefficients.

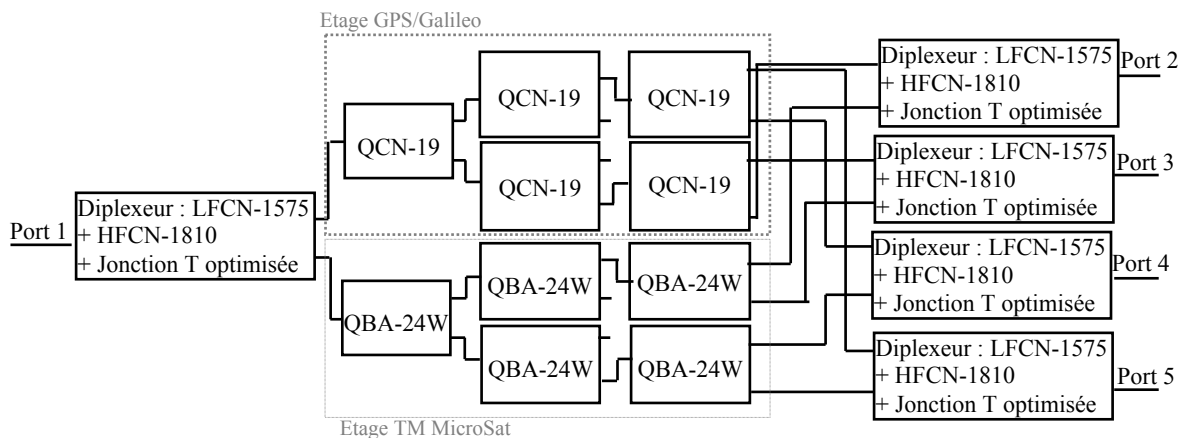


Figure III.36 Synoptique du circuit d'alimentation simulé

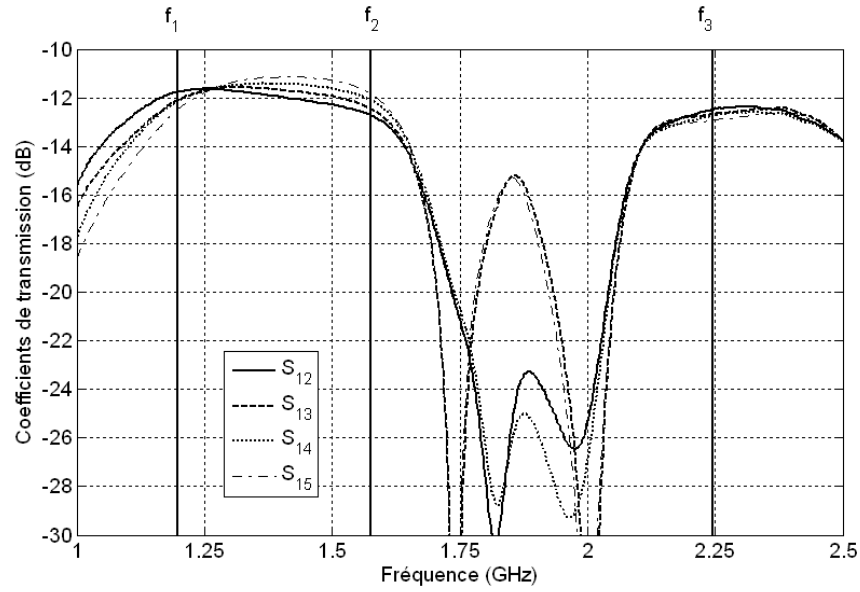


Figure III.37 Amplitudes des coefficients de transmission du circuit de la figure III.36 en fonction de la fréquence

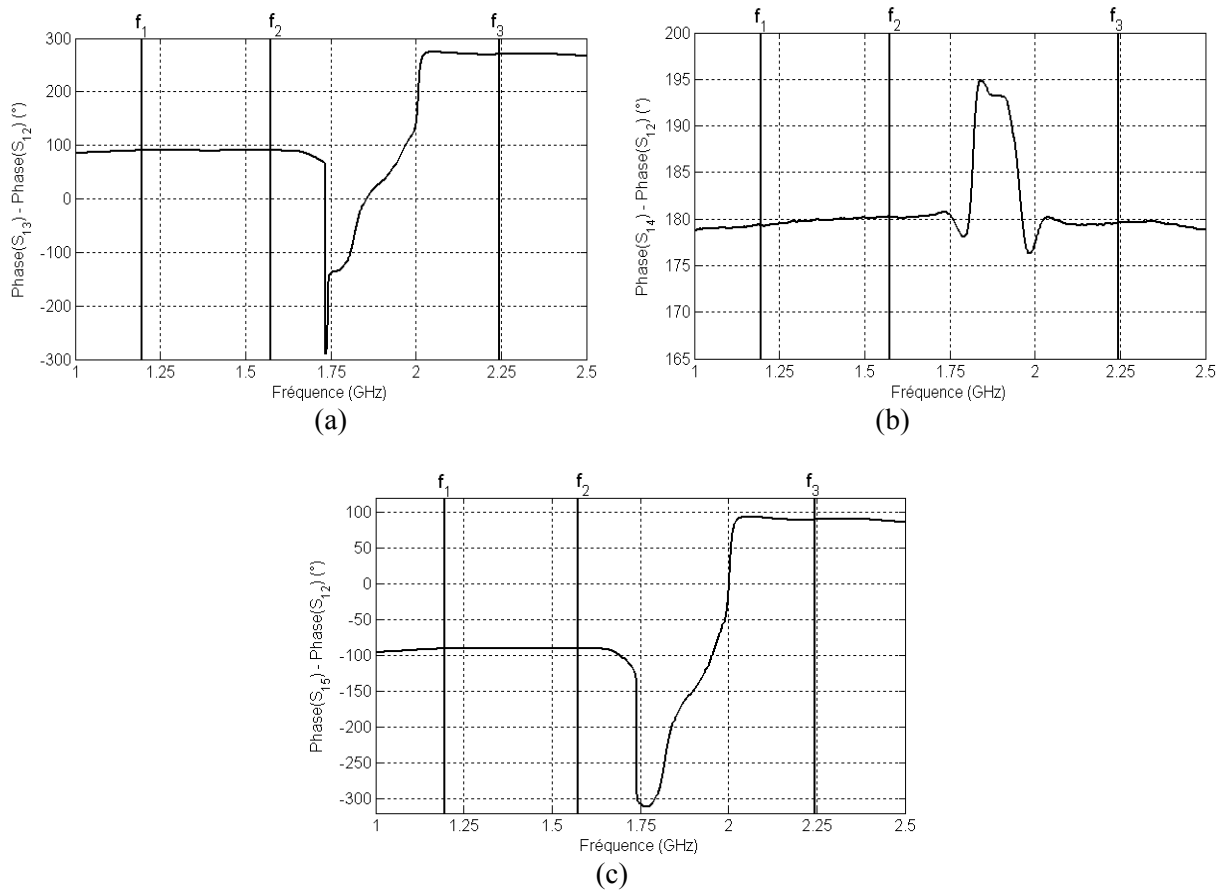


Figure III.38 Variations en différence de phase des coefficients de transmission du schéma de la figure III.36

Finalement, le tableau III.10 résume les résultats de simulation satisfaisants obtenus en amplitude et en différence de phases pour les quatre sorties du circuit d'alimentation optimisé aux fréquences de fonctionnement de l'antenne tri-bande (f_1 , f_2 et f_3).

		$f_1=1.197\text{ GHz}$	$f_2=1.575\text{ GHz}$	$f_3=2.245\text{ GHz}$
Amplitudes (dB)	$ S_{12} $	-11.76	-12.73	-12.49
	$ S_{13} $	-12.10	-12.46	-12.68
	$ S_{14} $	-12.13	-12.11	-12.73
	$ S_{15} $	-12.47	-11.85	-12.92
Ecart maximal en amplitude (dB)		0.71	0.88	0.43
Variations en phase (°)	$\angle S_{13}-\angle S_{12}$	90.10	90.01	269.95
	$\angle S_{14}-\angle S_{12}$	179.25	180.24	179.62
	$\angle S_{15}-\angle S_{12}$	-90.65	-89.86	89.50
Ecart maximal en phase (°)		0.75	0.24	0.50

Tableau III.10 Amplitudes et différences de phase pour les quatre coefficients de transmission du circuit d'alimentation optimisé aux fréquences de fonctionnement de l'antenne tri-bande

III.5.3 Réalisation et mesure

III.5.3.a Choix et commande des composants

Les composants commandés sont les mêmes que ceux utilisés dans les simulations circuit. Les résistances de 50 Ω seront utilisées pour les accès isolés et les sorties non utilisées des différents coupleurs utilisés (QCN-19+, QBA-24W+).

Afin d'avoir l'encombrement le plus réduit possible, les résistances 50 Ω seront montées en surface avec des boîtiers 402 ($\sim 1\text{ mm} \times 0.5\text{ mm}$). Elles sont fabriquées par VISHAY [32] avec la référence FC0402-E-50R (voir Annexe B). Deux modèles de connecteurs SMA de marque GigaLane [33] ont été commandés. Le premier permet un montage latéral sur les bords du circuit (PAF-S05-08MM) et le second permet un montage en surface sur la face métallisée (plan de masse) du circuit d'alimentation (PAF-S00).

Les composants commandés pour le circuit d'alimentation conçu sont détaillés dans le tableau III.11. Les délais d'approvisionnement se sont révélés d'au moins trois semaines.

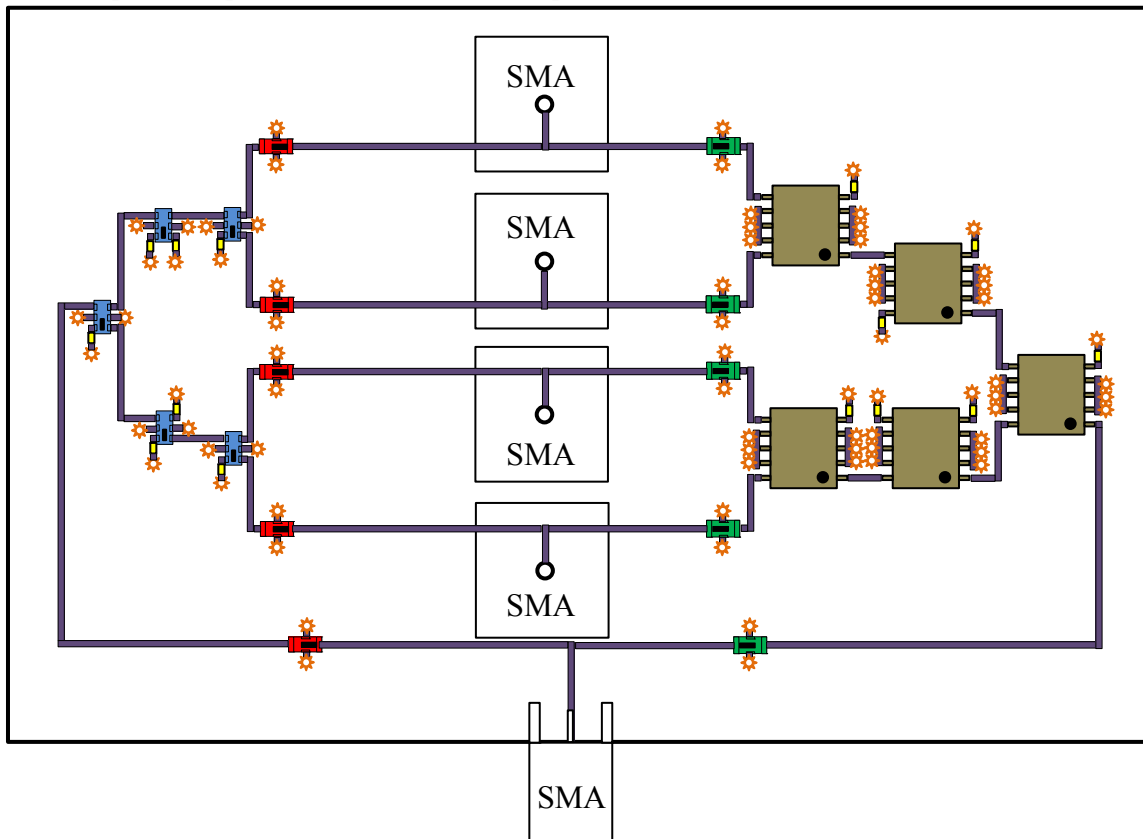
		Référence	Fabricant	Fournisseur en France	Prix unitaire*
Coupleurs 90°		QCN-19+	Mini-Circuits	ELEXIENCE	4.43 €
		QBA-24W+	Mini-Circuits	ELEXIENCE	7.79 €
Filtres	Passe-bas	LFCN-1575+	Mini-Circuits	ELEXIENCE	3.21 €
	Passe-haut	HFCN-1810+	Mini-Circuits	ELEXIENCE	2.14 €
Resistance 50 Ω		FC0402-E-50R	VISHAY	FARNELL	1.93 €
Connecteurs SMA		PAF-S00	GigaLane	VERSYS	4.5 €
		PAF-S05-08MM	GigaLane	VERSYS	6 €

* Prix HT au moment de la commande

Tableau III.11 Liste des composants commandés

III.5.3.b Réalisation des circuits imprimés et report de composants

Le substrat utilisé pour la réalisation du circuit d'alimentation est le CER-10-0250-CH/CH de TACONIC ($\epsilon_r=9.5$, épaisseur : 0.635 mm, $\text{tg}\delta=0.0035$ et épaisseur de la métallisation = 0.018 mm). La réalisation du circuit imprimé du circuit d'alimentation a été effectuée par la société SCEL-CI située sur le campus de l'université Paul Sabatier-Toulouse. Cette société a été choisie principalement pour des raisons de proximité. Le diamètre minimum des trous métallisés réalisés par cette société est de 0.5mm. Une semaine et demi a été nécessaire pour la réalisation de ce circuit d'alimentation. Le report des différents composants sur ce circuit imprimé a été fait à l'aide du four disponible au sein du LAAS-CNRS. Le circuit d'alimentation réalisé est reporté sur la figure III.39. Le typon de ce circuit est donné sur la figure III.40. Enfin, des photographies de ce circuit sont reportées sur la figure III.41.



Dimensions du circuit : 67 mm x 110 mm

Légende			
	QCN-19+		HFCN-1810+
	LFCN-1575+		Résistance 50 Ω
	Lignes 50 Ω		Via hole (Relais à la masse)
	Connecteurs SMA		QBA-24W+

Figure III.39 Circuit d'alimentation réalisé

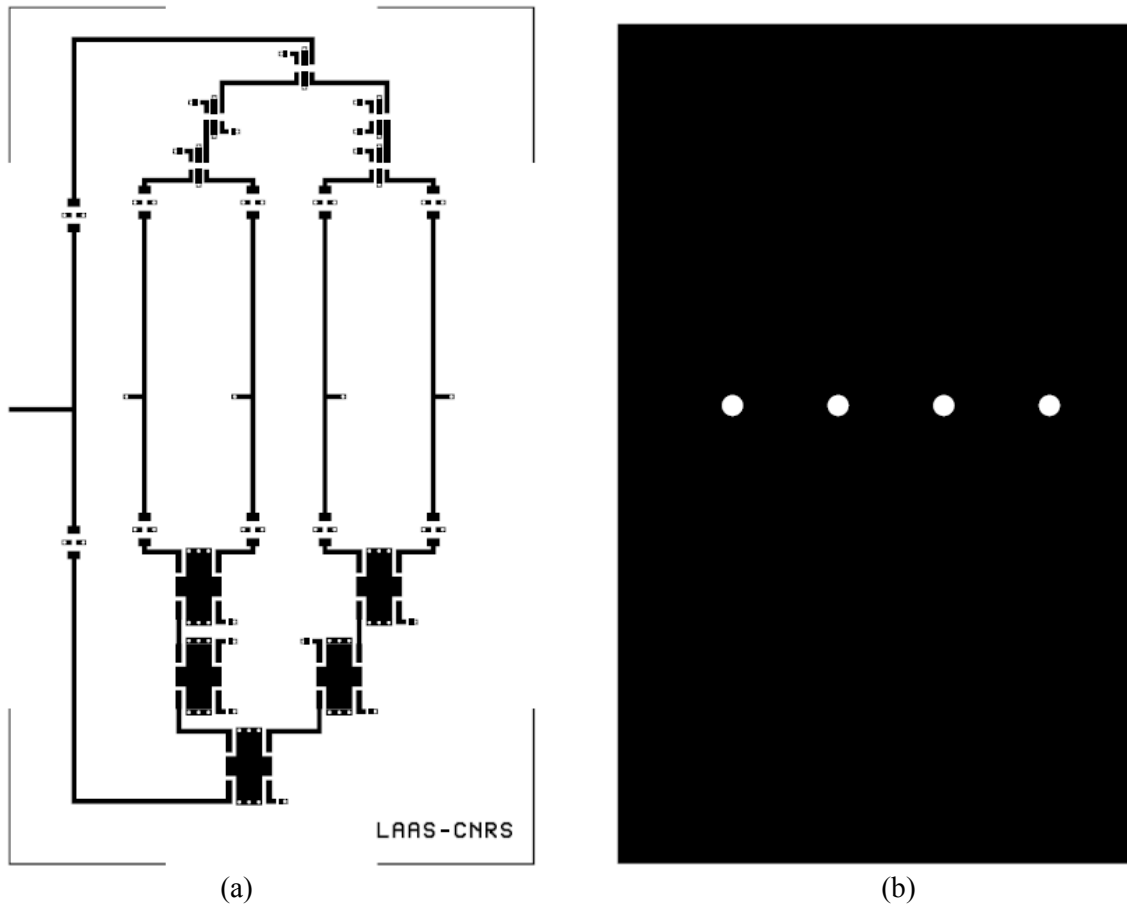
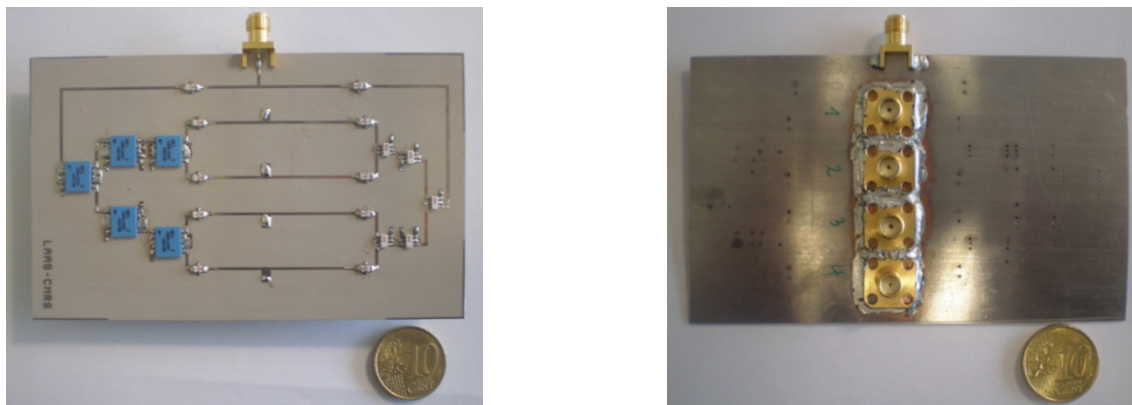


Figure III.40 Typon du circuit d'alimentation tri-bande réalisé
(a) face supérieure et (b) face inférieure (plan de masse)



(a) Face avant
(b) Face arrière
Figure III.41 Photographies du circuit d'alimentation tri-bande réalisé

III.5.3.c Mesures du circuit d'alimentation réalisé

Les mesures du circuit d'alimentation ont été effectuées à l'aide du VNA WILTRON 360B disponible au LAAS-CNRS. Deux ports peuvent être mesurés simultanément en adaptant les trois autres à l'aide de charges 50Ω de type SMA.

La figure III.42 montre les coefficients de transmission mesurés du circuit d'alimentation réalisé. Cette figure comporte également les coefficients de transmission simulés pour comparaison. La figure III.43 donne les variations (mesurées seulement) en différence de phase des ces coefficients de transmission.

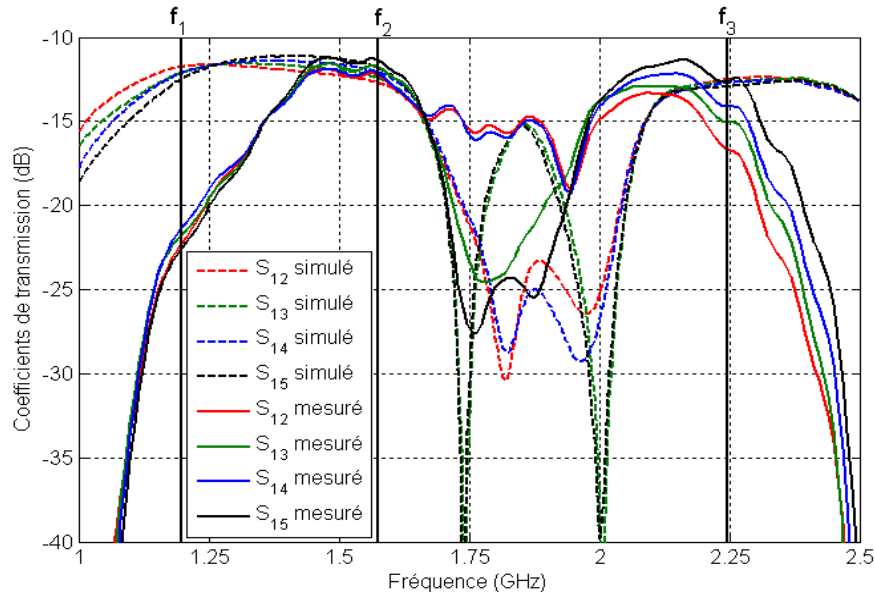


Figure III.42 Coefficients de transmission mesurés et simulés du circuit d'alimentation en fonction de la fréquence

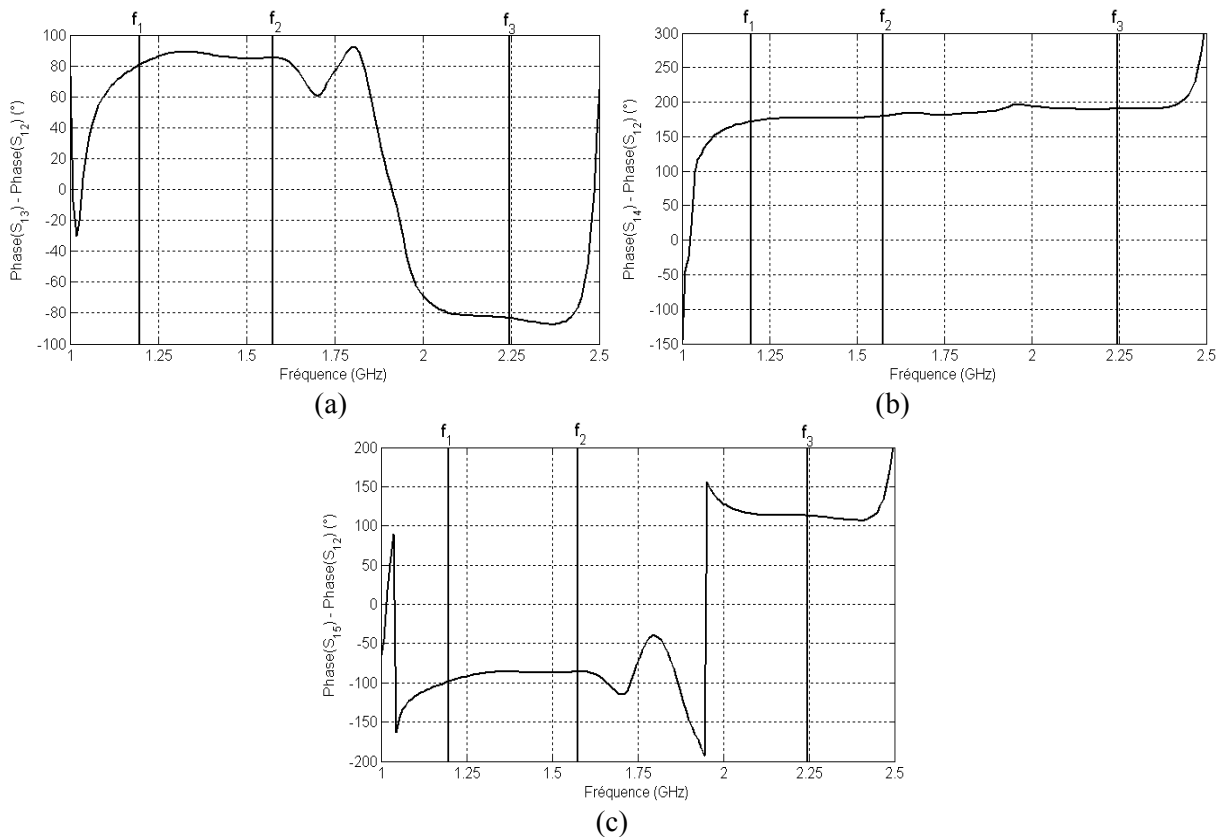


Figure III.43 Variations en différence de phase mesurée des coefficients de transmission du circuit d'alimentation en fonction de la fréquence

Finalement, le tableau III.12 résume les résultats de mesure et de simulation obtenus en amplitude et en différence de phases des quatre coefficients de transmission du circuit d'alimentation aux fréquences de fonctionnement de l'antenne tri-bande.

		Fréquence GPS/Galileo $f_1=1.197\text{ GHz}$		Fréquence GPS/Galileo $f_2=1.575\text{ GHz}$		Fréquence MicroSat $f_3=2.245\text{ GHz}$	
		mesure	simulation	mesure	simulation	mesure	simulation
Amplitudes (dB)	$ S_{12} $	-22.212	-11.76	-12.266	-12.73	-16.565	-12.49
	$ S_{13} $	-21.7	-12.10	-11.774	-12.46	-15.024	-12.68
	$ S_{14} $	-21.301	-12.13	-12.125	-12.11	-14.118	-12.73
	$ S_{15} $	-22.522	-12.47	-11.38	-11.85	-12.649	-12.92
Ecart maximal en amplitude (dB)		1.22	0.71	0.88	0.88	3.92	0.43
Variations en phase (°)	$\angle S_{13}-\angle S_{12}$	80.803	90.10	85.168	90.01	-83.178	269.95
	$\angle S_{14}-\angle S_{12}$	172.126	179.25	179.671	180.24	190.041	179.62
	$\angle S_{15}-\angle S_{12}$	-98.406	-90.65	-86.002	-89.86	113.142	89.50
Ecart maximal en phase (°)		9.19	0.75	4.83	0.24	23.14	0.50

Tableau III.12 Amplitude et différence de phases des quatre coefficients de transmission du circuit d'alimentation aux fréquences de fonctionnement de l'antenne tri-bande

Les résultats de mesure en amplitudes donnent un très bon accord entre les amplitudes simulées et mesurées pour la fréquence intermédiaire et, à cette fréquence, un écart entre les amplitudes des quatre coefficients de transmission qui n'excède pas 1 dB. Pour la fréquence haute, un déséquilibre des voies en amplitude (près de 4 dB d'écart maximal obtenu expérimentalement contre 0.43 dB prédit en simulation). Toutefois l'atténuation sur les quatre coefficients de transmission à cette fréquence est inférieure à celle obtenue à la fréquence basse. Pour la fréquence basse l'écart maximal entre les amplitudes n'excède pas 1.5dB, mais l'atténuation sur ces coefficients de transmission est relativement importante et diffère largement de celle prédite par les simulations (de l'ordre de -21 dB pour la mesure et de -12 dB pour la simulation).

Les résultats de mesures en phase indiquent un écart maximal de phase n'excédant pas 10° sur les quatre voies d'excitation aux deux premières fréquences (basse et intermédiaire). A la fréquence haute, un écart important de l'ordre de 23° sur les quatre voies d'excitation est obtenu.

Des rétro-simulations et des rétro-mesures ont été menées (voir Annexe D) afin de comprendre l'origine de ces performances inattendues. Ces dernières ont comme origine le diplexeur conçu à partir des filtres passe-bas et passe-haut de Mini-Circuits (LFCN-1575 et HFCN-1810 respectivement). En effet, une conception plus rigoureuse de ce diplexeur nécessite l'utilisation de paramètres S mesurées sur site et non pas celles données directement par le fabricant.

Une démarche consiste à faire des rétro-simulations et des optimisations plus contraignantes des longueurs de ligne du diplexeur afin de diminuer ces atténuations constatées principalement aux fréquences basse et haute du circuit d'alimentation.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué un état de l'art critique sur les différentes techniques d'alimentation en quadrature de phase multi-bande et large-bande. Nous avons alors proposé une solution intéressante utilisant des coupleurs large-bandes commerciaux. Cette solution très compacte permet une intégration aisée dans l'espace relativement limité laissé libre par l'antenne multi-bande. Une autre solution comportant des multiplexeurs était aussi présentée pour des applications nécessitant une diversité de polarisation. Nous avons aussi utilisé cette dernière solution pour une application tri-bande GPS/Galileo/MicroSat. Cette application repose sur un cahier des charges fourni par le CNES à savoir une polarisation circulaire droite (RHCP) pour les bandes GPS/Galileo et une polarisation circulaire gauche (LHCP) pour la bande TM MicroSat. Le circuit d'alimentation tri-bande conçu pour cette application a été réalisé et les performances simulées et mesurées ont été présentées. Même si une nouvelle conception du diplexeur, en utilisant les paramètres S mesurés sur site, est nécessaire pour (1) diminuer les pertes d'insertion aux fréquences basse et haute et (2) améliorer la répartition des phases à la fréquence haute, les résultats obtenus attestent de la faisabilité et de la difficulté de conception d'un circuit d'alimentation compact pour l'antenne pyramidale multi-bande à diversité de polarisation circulaire.

Références

- [1] S. Lindenmeier, J. F. Luy, P. Russer, "A multifunctional antenna for terrestrial and satellite radio applications," *Proceedings of the IEEE Microwave Theory and Techniques Society International Symposium*, Phoenix, USA, May 2001, vol. 1, pp. 393-396.
- [2] L. Marcaccioli, G. Olbrich, S. Lindenmeier, R. Sorrentino, "Planar microstrip diplexer for a multifunctional antenna," *Proceedings of the 33rd European Microwave Conference*, Munich, Germany, Sep. 2003, pp. 919-922.
- [3] H. Zhang, K. J. Chen, "A stub tapped branch-line coupler for dual-band operations," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 2, Feb. 2007, pp. 106-108.
- [4] K. K. M. Cheng, F. L. Wong, "A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar 90° branch-line coupler," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 11, Nov. 2004, pp. 2458-2463.
- [5] M. J. Park, B. Lee, "Dual-band, cross coupled branch line coupler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 10, Oct. 2005, pp. 655-657.
- [6] F. L. Wong, K. K. M. Cheng, "A novel planar branch-line coupler design for dual-band applications," *Proceedings of the IEEE Microwave Theory and Techniques Society International Symposium*, Fort Worth Texas, USA, Jun. 2004, vol. 2, pp. 903-906.
- [7] C. Collado, A. Grau, F. De Flaviis, "Dual-band planar quadrature hybrid with enhanced bandwidth response," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, Jan. 2006, pp. 180-188.
- [8] Z. Atlasbaf, K. Forooghi, "A new dual band branch-line coupler using coupled lines," *Proceedings of the 7th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, Guilin, China, Oct. 2006.
- [9] I. H. Lin, M. DeVincentis, C. Caloz, T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, Apr. 2004, pp. 1142-1149.

- [10] H. V. Nguyen, C. Caloz, "Dual-band CRLH branch-line coupler in MIM technology," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 11, Nov. 2006, pp. 2331-2333.
- [11] X. Q. Lin, R. P. Liu, X. M. Yang, J. X. Chen, X. X. Yin, Q. Cheng, T. J. Cui, "Arbitrarily dual-band components using simplified structures of conventional CRLH TLs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 7, Jul. 2006, pp. 2902-2909.
- [12] G. P. Riblet, "A directional coupler with very flat coupling," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-26, no. 2, Feb. 1978, pp. 70-74.
- [13] R. Levy, L. F. Lind, "Synthesis of symmetrical branch-guide directional couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-16, no. 2, Feb. 1968, pp. 80-89.
- [14] T. Hirota, A. Minakawa, M. Muraguchi, "Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uniplanar MMICs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 3, Mar. 1990, pp. 270-275.
- [15] Y. H. Chun, J. S. Hong, "Compact wide-band branch-line hybrids," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, Feb. 2006, pp. 704-709.
- [16] I. Toyoda, T. Hirota, T. Hiraoka, T. Tokumitsu, "Multilayer MMIC branch-line coupler and broad-side coupler," *Proceedings of the Microwave Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, Jun. 1992, Albuquerque, USA, pp. 79-82.
- [17] C. W. Tang, M. G. Chen, Y. S. Lin, J. W. Wu, "Broadband microstrip branch-line coupler with defected ground structure," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 25, Dec. 2006, pp. 1458-1459.
- [18] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. Norwood, MA: Artech House, 1999.
- [19] H. V. Nguyen, C. Caloz, "Generalized coupled-mode approach of metamaterial coupled-line couplers: coupling theory, phenomenological explanation, and experimental demonstration," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 5, May 2007, pp. 1029-1039.
- [20] C. Caloz, A. Sanada, T. Itoh, "A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, Mar. 2004, pp. 980-992.
- [21] C. Caloz, T. Itoh, "A novel mixed conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 1, Jan. 2004, pp. 31-33.
- [22] S. G. Mao, M. S. Wu, "A novel 3-dB directional coupler with broad bandwidth and compact size using composite right/left-handed coplanar waveguides," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 5, May 2007, pp. 331-333.
- [23] J. Lange, "Interdigitated strip-line quadrature hybrid," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-17, no. 12, Dec. 1969, pp. 1150-1151.
- [24] R. M. Osmani, "Synthesis of Lange couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, no. 2, Feb. 1981, pp. 168-170.
- [25] D. Kajfez, Z. Paunovic, S. Pavlin, "Simplified design of Lange coupler," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-26, no. 10, Oct. 1978, pp. 806-808.
- [26] <http://www.werlatone.com>
- [27] <http://www.minicircuits.com>
- [28] <http://www.macom.com>
- [29] <http://www.anaren.com>
- [30] IE3D Ver. 10.12, <http://www.zeland.com>

[31] Agilent ADS 2006A, <http://www.agilent.com>

[32] <http://www.vishay.com>

[33] <http://www.gigalane.com>

Applications de l'antenne pyramidale multi-bande

IV.1 Introduction

Nous avons proposé dans le chapitre II une nouvelle topologie d'antennes multi-bandes ainsi que la méthodologie de conception associée. L'antenne est de forme pyramidale avec quatre éléments rayonnants imprimés sur les quatre faces de la pyramide. Le comportement multi-bande/reconfigurable de cette antenne est obtenu à l'aide de trappes/interrupteurs RF. Le circuit d'alimentation de l'antenne proposée pour l'obtention de différents types de polarisations (circulaire ou linéaire) a été étudié dans le chapitre III.

Dans la suite, trois applications à polarisation circulaire de l'antenne pyramidale multi-bande sont données. La démarche commune a consisté à caractériser les éléments rayonnants avec des trappes idéalisées (circuit ouvert/fermé) dans un premier temps avant, quand cela été possible, d'intégrer une description plus réaliste des trappes. La première application concerne une antenne tri-bande à base d'éléments filaires pour application GPS/Galileo/TM MicroSat. La seconde application présente une antenne bi-bande reconfigurable à base d'éléments filaires pour application ARNS/RNSS. Enfin, la troisième et la dernière application illustre une antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski dans le but d'évaluer l'élargissement des bandes passantes obtenues par rapport aux éléments filaires. Des réalisations pratiques ainsi que des mesures ont été faites pour la première et la troisième application. La seconde application est uniquement décrite grâce à des résultats de simulations électromagnétiques. Les différents résultats de simulation et de mesure de ces trois applications valident les bonnes performances de l'antenne pyramidale multi-bande proposé dans ce travail de thèse.

IV.2 Application 1 : Antenne pyramidale tri-bande à base d'éléments filaires pour application GPS/Galileo/TM MicroSat

IV.2.1 Présentation et cahier des charges

Cette application présente la conception, la réalisation et la mesure d'une antenne pyramidale tri-bande à base d'éléments filaires utilisée simultanément pour des systèmes de radionavigation (GPS/Galileo) et de Télémessure (MicroSat). Plus de détails sur ces différents systèmes peuvent être trouvés dans l'annexe C. Le cahier des charges, fourni par le Centre National des Etudes Spatiales (CNES), de cette application tri-bande est donné par le tableau IV.1.

		Bande 1	Bande 2	Bande 3
Bandes couvertes		E5a/L5 et E5b	E1 (L1 étendue)	TM
Systèmes		GPS/Galileo	GPS/Galileo	MicroSat
Fréquence centrale		1.197 GHz	1.575 GHz	2.245 GHz
Bande passante ($ S_{11} < -10$ dB)		50 MHz	32 MHz	90 MHz
Polarisation		Circulaire droite		
Directivité	$\theta = 0^\circ$	> 2 dBi		> 1 dBi
	$0^\circ < \theta < 50^\circ$	> -5 dBi		> 1 dBi
	$50^\circ < \theta < 60^\circ$	> -5 dBi		> 2 dBi
	$60^\circ < \theta < 70^\circ$	> -5 dBi		> -1 dBi
	$70^\circ < \theta < 80^\circ$	> -5 dBi		> -5 dBi

Tableau IV.1 Spécifications pour l'antenne tri-bande GPS/GALILEO/MicroSat

Du tableau IV.1, les diagrammes de rayonnement aux 1^{ère} et 2^{ème} bandes de fonctionnement (GPS/Galileo) doivent être semblables, à couverture quasi-hémisphérique et privilégiant le rayonnement axial. A la troisième bande de fonctionnement la couverture demandée est quasi-hémisphérique mais privilégie plutôt le rayonnement radial.

IV.2.2 Antenne pyramidale tri-bande proposée

L'antenne pyramidale proposée pour le cahier des charges décrit précédemment dans le tableau IV.1 est celle donnée par la figure IV.1.

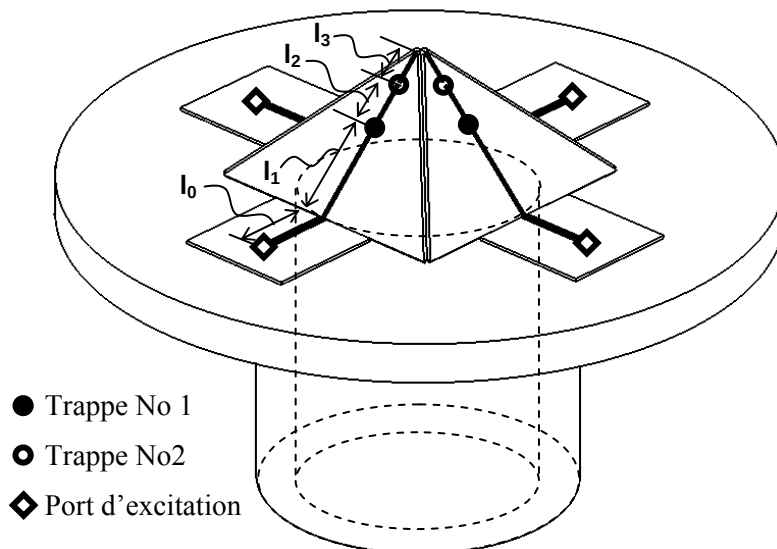


Figure IV.1 Modèle de simulation électromagnétique CST de l'antenne pyramidale tri-bande

Le premier dimensionnement de l'antenne de la figure IV.1 a été fait à l'aide de *Zeland IE3D* [1] (utilisant la méthode des moments (2.5D)). Ensuite, le logiciel *CST Microwave Studio* [2] (utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)) a été utilisé pour la simulation électromagnétique fine de l'antenne. En effet, *CST*, avec son maillage volumique (3D), est plus approprié pour la simulation de l'antenne pyramidale multi-bande avec l'ensemble de ses éléments. Cependant, une simulation électromagnétique avec *CST* est plus exigeante en temps de simulation et en ressources informatiques qu'une simulation avec *IE3D*. Il est rappelé que la polarisation circulaire de l'antenne pyramidale proposée est obtenue à l'aide d'une excitation idéale en quadrature de phase des quatre accès de l'antenne.

IV.2.2.a Éléments rayonnants, plan de masse et guide d'onde

Les quatre éléments rayonnants de l'antenne sont des bandes métalliques de largeur 1 mm imprimées sur un substrat à faible constante diélectrique (Réf. : NY9208ST0762CTCT, $\epsilon_r = 2.08$ et une épaisseur de 762 μm). Les longueurs l_1 , l_2 et l_3 des éléments rayonnants (voir Figure IV.1) sont égales à 24.6 mm, 9.9 mm et 7.9 mm respectivement. Un angle d'inclinaison de 45 ° des éléments rayonnants a été choisi. Cette valeur d'angle permet d'avoir un bon compromis entre le rayonnement radial et axial de l'antenne tri-bande.

Le substrat employé précédemment est utilisé pour la fabrication des lignes de transmission micro-rubans 50 Ω . Ces dernières permettront de placer les ports d'excitations (voir Figure IV.1) à une distance de 20 mm de la périphérie de la perforation. Ces lignes de transmission possèdent une largeur de 2.39 mm et elles sont imprimées sur des plaquettes de dimensions 30 mm x 30 mm. Les rayons du plan de masse circulaire et de la perforation sont de 85 mm et 33 mm respectivement. Des légères marges de sécurité ont ajoutées au rayon de la perforation afin de remédier à tout défaut de fabrication éventuel. Le guide d'onde sous coupure placé derrière l'antenne (voir Figure IV.1), utilisé pour le contrôle du rayonnement arrière, possède un rayon intérieur égal à celui de la perforation pratiquée dans le plan de masse (33 mm) et une longueur de 70 mm. Cette longueur a été choisie afin de minimiser le rayonnement arrière de l'antenne sans trop dégrader l'adaptation de l'antenne. Quatre connecteurs SMA ont été utilisés pour l'alimentation de l'antenne. Ces connecteurs sont compatibles avec la majorité des appareillages de mesure d'antennes.

Les dimensions des différents blocs de l'antenne tri-bande conçue à savoir les lignes de transmissions 50 Ω , les éléments rayonnants imprimés, le plan de masse circulaire et le guide d'onde sont données par la figure IV.2.

Les dimensions données par les figures IV.2 (a) et IV.2 (b) sont utilisées pour le dessin des masques (*layout*) de l'antenne pyramidale. La gravure de ces masques a été effectuée par la société ERCIM de Toulouse. La fabrication du plan de masse, du tronçon de guide et du support de l'antenne a été faite par une société spécialisée dans la fabrication mécanique. L'aluminium a été choisi pour sa disponibilité immédiate au sein de cette société. Des limitations technologiques de fabrication ont été imposées à savoir des épaisseurs minimales du plan de masse et du guide d'onde de l'antenne.

Une difficulté notable rencontrée lors de la phase d'assemblage est le collage des lignes micro-rubans 50 Ω sur le plan de masse de l'antenne pyramidale. En fait, pour obtenir un bon fonctionnement de ces lignes, il faut assurer un contact uniforme entre la masse de ces lignes et le plan de masse de l'antenne. Des colles conductrices ont été testées dans un premier temps, mais l'hétérogénéité des métaux des deux surfaces à coller (aluminium et cuivre) n'a pas permis l'utilisation de cette colle. Un collage des bords de la ligne avec une colle forte a finalement été préféré.

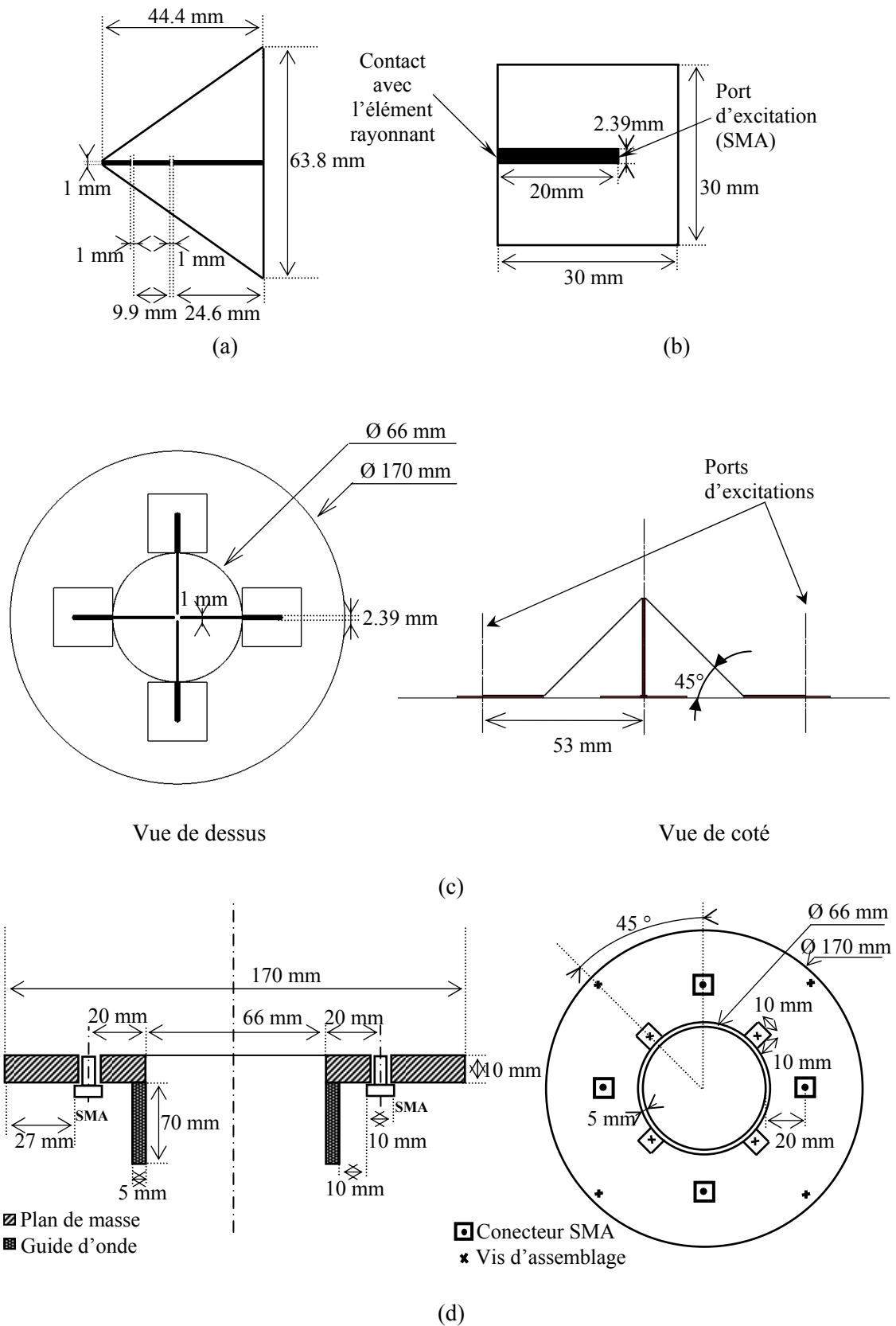


Figure IV.2 Dimensions (a) des éléments rayonnants, (b) des lignes micro-rubans 50 Ω et (c) du plan de masse et sa perforation ; et (d) les dimensions mécaniques

Les quatre faces de l'antenne à réaliser ont été maintenues grâce à une pyramide en polystyrène réalisée au CNES. Les dimensions de ce support sont données sur la figure IV.3.

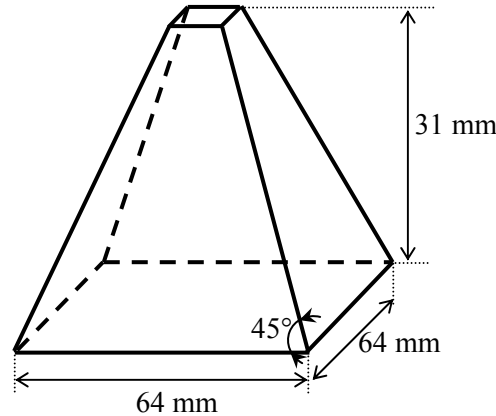


Figure IV.3 Dimensions du support en polystyrène

IV.2.2.b Choix et dimensionnement des trappes

Dans cette application tri-bande, les trappes (circuits bouchons) utilisées pour les simulations et les mesures sont considérées dans un premier temps comme des interrupteurs idéaux (état ouvert/état fermé). Dans un deuxième temps, elles sont remplacées par des trappes réelles (formées par la mise en parallèle d'une capacité avec une inductance de tailles compactes). Les capacités et les inductances compactes (chip) de MuRata [3] ont été sélectionnées pour leur taille réduite (taille *EIA 603*: 1.6 mm x 0.8 mm), leur large choix de valeurs ainsi que pour leur fiabilité.

Les paramètres *S* fournis par MuRata, comme ceux fournis par les autres fabricants de composants hyperfréquences, ne considèrent pas généralement les mêmes conditions de mesure que celles requises par l'application visée. De plus, les paramètres *S* fournis par les fabricants ne tiennent pas compte du couplage mutuel entre les deux composants de la trappe (capacité à côté d'une inductance), couplage qui est d'autant plus important que les composants sont rapprochés et la fréquence est élevée. Ceci dit, pour un choix et un dimensionnement rigoureux des trappes de l'antenne tri-bande, la mesure préliminaire de celles-ci est nécessaire avant qu'elles ne soient soudées sur l'antenne. Il est préférable d'avoir le même gap sur les cellules utilisées pour la mesure de ces paramètres *S* que celui utilisé dans l'antenne (1 mm).

La cellule utilisée pour la mesure des paramètres *S* des trappes formées par des composants MuRata est celle indiquée sur la figure IV.4. Elle est constituée de deux lignes micro-rubans 50Ω imprimées sur une cellule de 50 x 30 mm² de même substrat que celui utilisé pour la réalisation de l'antenne multi-bande. De la même manière qu'ils sont montés sur l'antenne pyramidale, les composants *L* et *C* MuRata sont soudés l'un sur l'autre (voir figure IV.4 (a)).

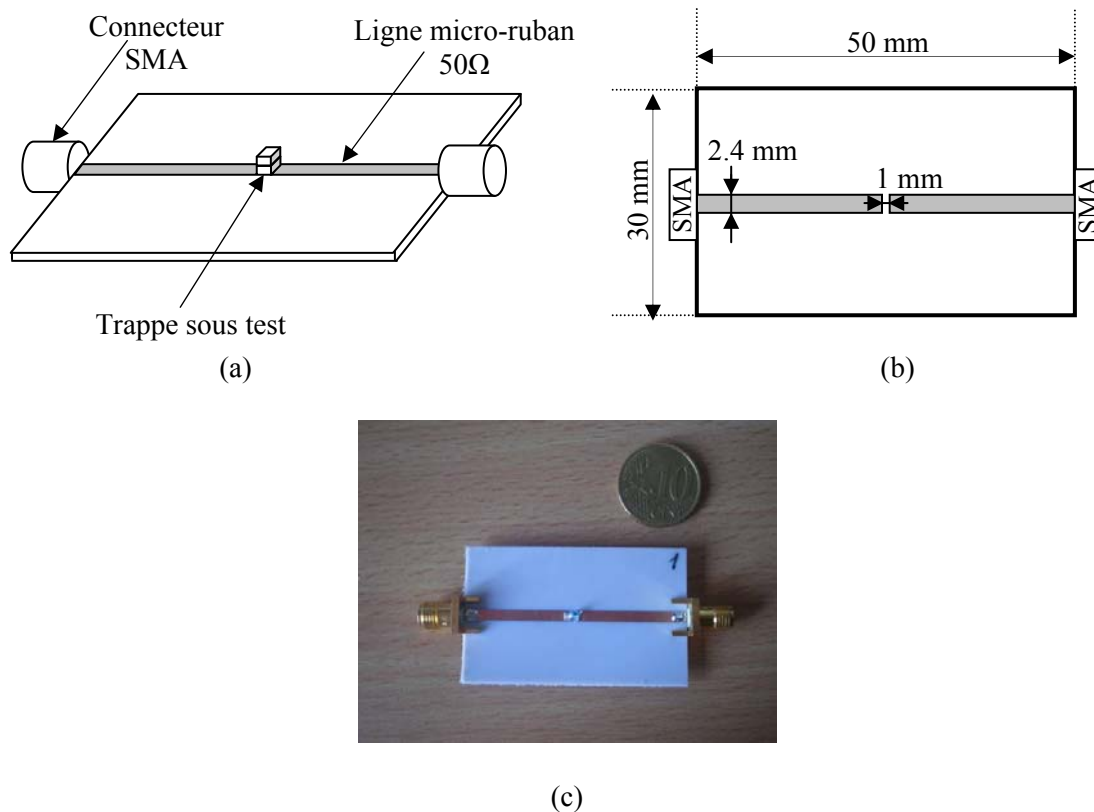


Figure IV.4 Cellule en technologie micro-ruban utilisée pour la mesure des paramètres S : (a) vue en perspective, (b) vue de dessus et (c) photographie de cellule

Le processus de sélection des trappes de l'antenne tri-bande se déroule comme suit:

- Premièrement, en utilisant la formule de résonance d'un circuit LC parallèle et les valeurs nominales des composants L et C données par MuRata, les couples (L, C) donnant des fréquences de résonance proches des fréquences désirées sont sélectionnés.
- Ensuite, ces trappes sont montées sur des cellules de mesure dédiées (voir Figure IV.4) et leurs paramètres S sont mesurés expérimentalement.
- Enfin, les trappes pertinentes sont sélectionnées à partir de leurs fréquences de rejection obtenues expérimentalement (module de S_{12} ou de S_{21}). Autrement dit, seules les trappes avec des fréquences de réjection mesurées très proches des fréquences désirées sont retenues pour l'antenne multi-bande.

Pour cette application tri-bande, les trappes No1 et No2 (Figure IV.1) doivent avoir des fréquences de résonance égales à 2.245 GHz et 1.575 GHz respectivement. En appliquant le processus de sélection de trappes décrit ci-dessus, les trappes retenues pour l'antenne tri-bande sont celles données dans le tableau IV.2. Les notices techniques de composants MuRata des trappes retenues sont fournies en Annexe F.

Dans le cas où il est difficile d'obtenir le couple de capacité et d'inductance permettant un fonctionnement à une fréquence précise, des capacités compactes ajustables proposées dans le commerce peuvent être utilisées. Par exemple, MuRata propose une capacité variable « TZR1Z1R5A001B00 » adaptée à notre application. Sa taille est réduite (1.5 mm x 1.7 mm) et elle permet de couvrir une plage de valeurs allant de 0.7 pF à 1.5 pF (notice technique fournie en Annexe F).

	Composant	Valeur	Référence fabricant
Composant de la trappe pour la bande TM MicroSat « Trappe No1 »	Inductance	4.3 nH	LQW18AN4N3C00
	Capacité	1.2 pF	GQM1885C2A1R2CB01
Composant de la trappe pour la bande GPS/Galileo « Trappe No2 »	Inductance	12.0 nH	LQW18AN12NG10
	Capacité	0.75 pF	GQM1885C2AR75CB01

Tableau IV.2 les composants des trappes retenues pour l'antenne tri-bande GPS/GALILEO/MicroSat

Enfin, la photographie de l'antenne tri-bande réalisée incluant des trappes réelles est donnée par la figure IV.5.

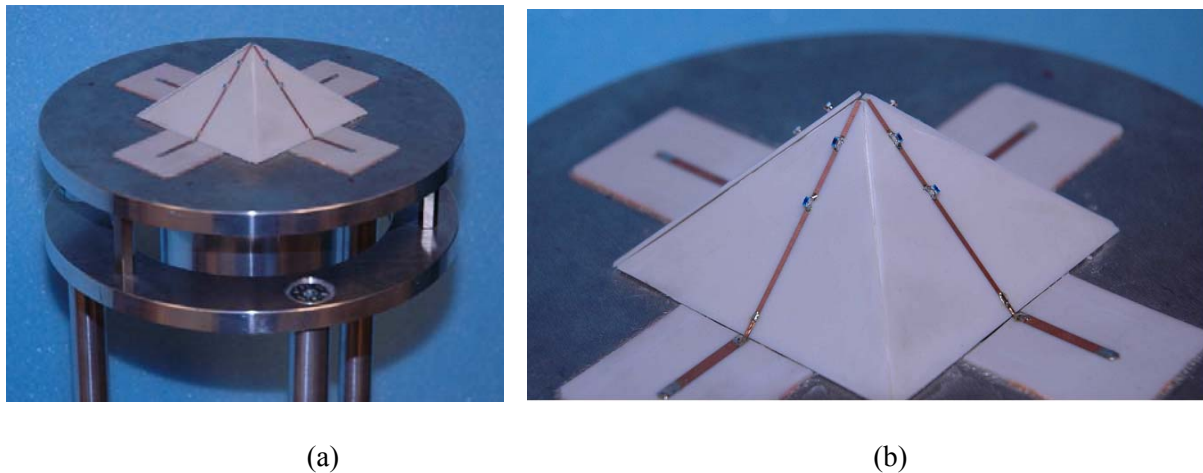


Figure IV.5 L'antenne tri-bande fabriquée: (a) l'antenne avec son support de maintien, (b) agrandissement sur la structure pyramidale

IV.2.3 Validation expérimentale de l'antenne réalisée

IV.2.3.a Moyens de mesure et hypothèses

Les mesures du coefficient de réflexion des quatre ports de l'antenne ont été effectuées avec l'analyseur de réseau vectoriel WILTRON 37269A disponible au sein du CNES. Dans ces mesures, un seul port de l'antenne est alimenté à la fois pendant que les autres sont chargés avec des charges SMA 50 Ω .

Les mesures de rayonnement ont été faites en utilisant les moyens de la base compacte de mesure d'antennes (BCMA) du CNES. Cette base de mesure est installée dans une chambre anéchoïde et faradisée dont les dimensions sont de 22 m de long par 12.5 m de large et 12 m de haut [4].

Entre 800 MHz et 40 GHz la base compacte utilise des cornets comme sources primaires au foyer du réflecteur. L'antenne est fixée sur le positionneur de mesure à l'aide d'une interface spécifique (figure IV.6). La configuration utilisée (mât du support diélectrique, absorbant hyperfréquence) garantit un résultat de mesure représentatif du diagramme de rayonnement de l'antenne seule isolée dans l'espace. Le logiciel utilisé pour l'acquisition et le traitement des données de mesure en rayonnement est le SAMS [5]. Il a été développé par SILICOM en partenariat avec le CNES.

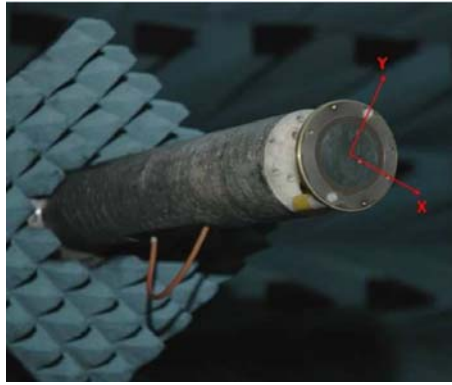


Figure IV.6 Interface de fixation de l'antenne

Un support d'antenne a été réalisé après avoir consulté le schéma de fixation des antennes dans la BCMA du CNES. Ce support est constitué d'un anneau, d'un disque et de trois colonnettes (voir Figure IV.5 (a)). Un disque sert à la fixation sur le mât de la BCMA et l'anneau assure le maintien de l'antenne. Ce dernier présente un diamètre extérieur égal à celui de l'antenne qu'il va maintenir. Les trois colonnettes servent à relier ces deux anneaux entre eux, elles ont un diamètre extérieur de 16 mm et une longueur de 300 mm. Les positions des vis d'assemblage ainsi que les largeurs des anneaux portant l'antenne ont été déterminées de manière à ne pas dégrader les performances de l'antenne et à simplifier au maximum les vissages et dévissage des éléments métalliques.

Dans les mesures en rayonnement, l'antenne a été excitée sur un seul accès (les autres étant adaptés). Le rayonnement, en excitant un accès (les 3 autres étant adaptés), est donné par la mesure de E-Theta et E-Phi dans 4 plans de coupe : $\Phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ et 135° . Les diagrammes RHCP (polarisation circulaire droite) et en LHCP (polarisation circulaire gauche) ont été synthétisés par post-traitement sur MATLAB [6] à partir des mesures du champ fournies par le CNES. Ce post traitement, pour les antennes qui ont pu être mesurées en excitant successivement les 4 accès, consiste à reconstruire des diagrammes de directivité en RHCP et LHCP à partir des champs E-Theta et E-Phi mesurés pour chaque accès (Cf. Annexe E). Par ailleurs, pour les antennes caractérisées avec un seul accès (l'excitation des autres accès n'ayant pas été effectuée) un traitement supplémentaire est nécessaire : il consiste à déduire les champs E-Theta et E-Phi des trois accès non mesurés en utilisant une rotation de repère.

Les premières mesures menées sur les antennes montrent des diagrammes plus directifs qu'attendus avec un effet interférentiel. Les investigations conduites lors des mesures nous ont permis de mettre en cause la diffraction du rayonnement arrière par le support (et notamment l'anneau de support) comme origine de cette modulation. L'introduction d'absorbants permet de corriger notablement l'allure de ces diagrammes en se rapprochant de la configuration étudiée et simulée. Pour la suite, les diagrammes de rayonnement sont tous donnés pour des antennes munies d'absorbants.

IV.2.3.b Antenne pyramidale à base de trappes idéales (circuit ouvert/circuit fermé)

Dans cette partie les trappes ont été considérées comme des interrupteurs idéaux (état ouvert/état fermé). Les résultats de mesures, comparés aux résultats issus de *CST Microwave Studio*, sont présentés sur la Figure IV.7. Afin de comparer ces résultats aux spécifications du cahier des charges, des gabarits représentant les bandes passantes requises sont tracés sur cette figure. Il est intéressant de noter la très bonne corrélation entre *CST* et les mesures expérimentales.

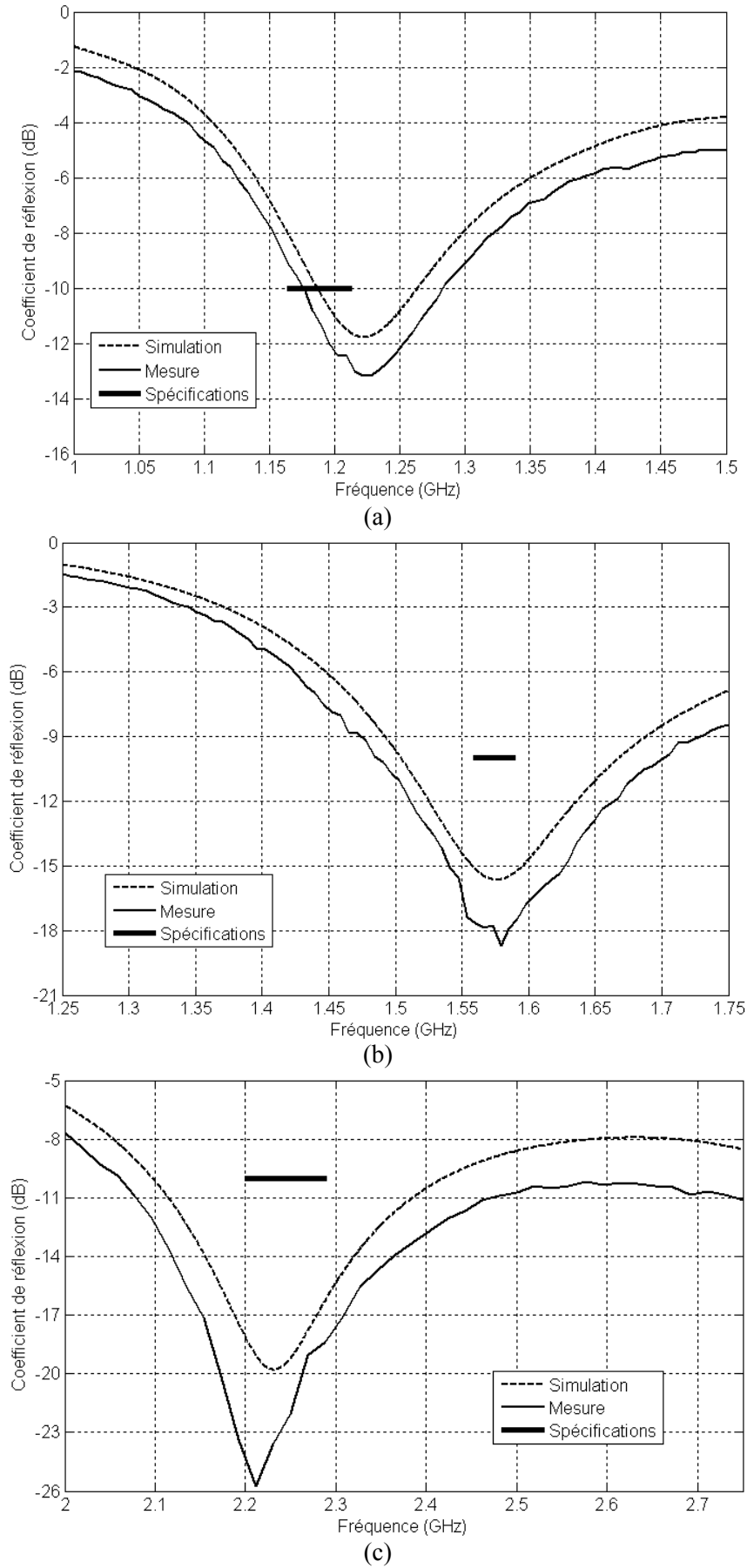


Figure IV.7 Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne pyramidale dans (a) la première bande, (b) la deuxième bande et (c) la troisième bande

Les résultats de mesures en rayonnement sont comparés aux résultats issus des simulations CST dans la figure IV.8. Une bonne corrélation est observée.

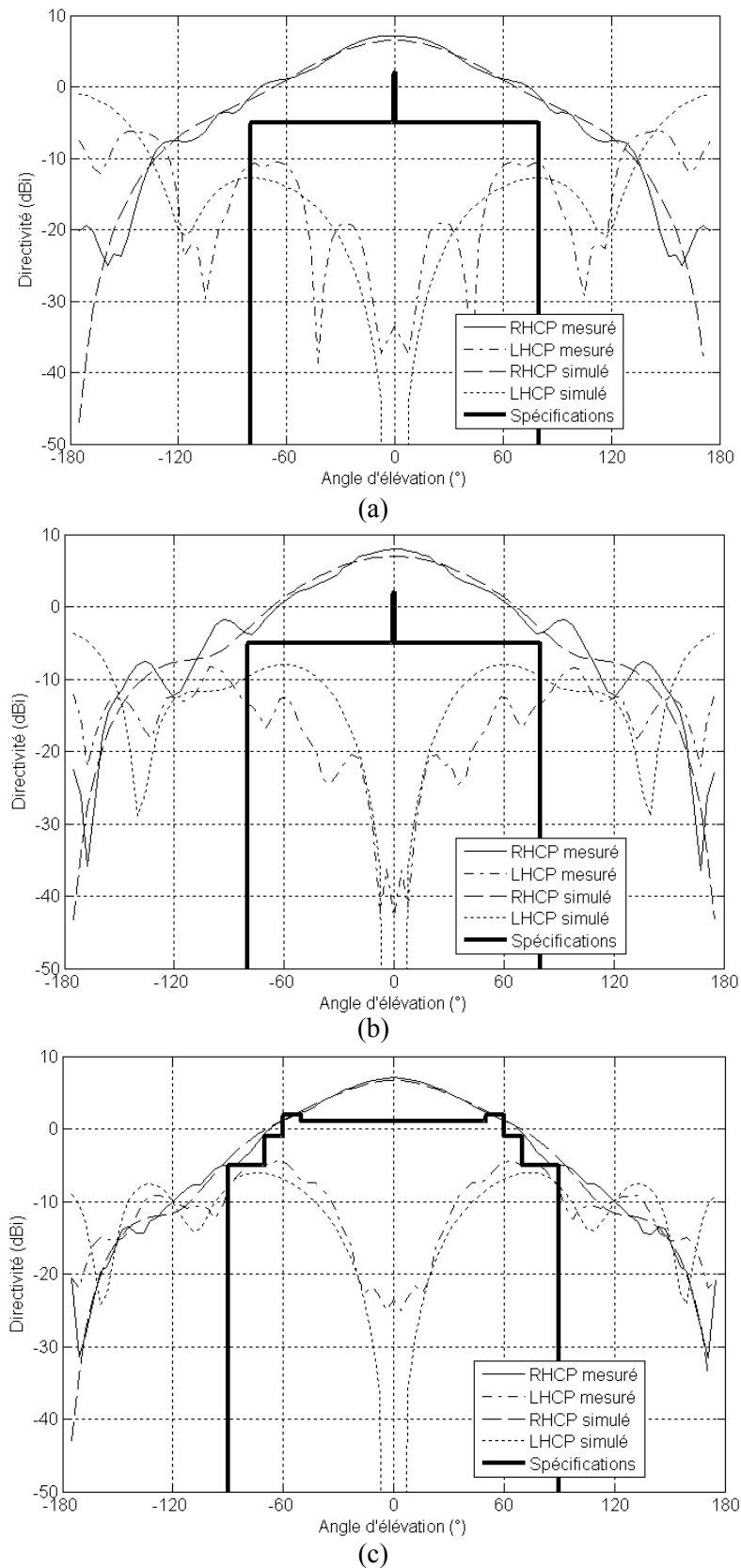


Figure IV.8 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne pyramidale à (a) 1.22 GHz, (b) 1.575 GHz et (c) 2.245 GHz

Les diagrammes de la figure IV.8 sont compatibles avec le gabarit spécifié en polarisation principale pour les bandes GPS / Galileo. Par contre, pour ce qui est de la bande TM, certains angles présentent des valeurs de directivité inférieure à la spécification, à la fois en simulation et mesure. Le fait de redresser les brins rayonnants devrait suffire à favoriser le rayonnement radial dans cette bande de fréquence et à remplir les exigences du cahier des charges (voir étude paramétrique sur l'angle d'inclinaison de la partie II.3.4 du chapitre II).

IV.2.3.c Antenne pyramidale à base de trappes réelles

Dans cette partie les trappes données précédemment dans le tableau IV.2 ont été montées sur l'antenne tri-bande réalisée. Cependant comme indiqué dans le paragraphe II.2.3 du chapitre II, les trappes montées sur l'antenne présentent une impédance réactive. Ceci modifie légèrement les longueurs électriques des éléments rayonnants. Afin de recentrer les fréquences sur celles du cahier des charges (surtout la fréquence basse), la longueur l_3 de l'antenne (Figure IV.1) a été écourtée de 3.8 mm.

La figure IV.9 donne le coefficient de réflexion simulé par *CST* et mesuré de l'antenne tri-bande avec les trappes réelles. Les spécifications en termes de bandes passantes sont tracées sur cette figure. Les simulations électromagnétiques *CST* ont été faites en utilisant les valeurs nominales données par MuRata des couples (L,C) sélectionnés (voir Tableau IV.2).

Une bonne corrélation entre mesure et simulation est constatée à l'exception des fréquences de résonance intermédiaire et haute où un léger décalage est enregistré.

Les fréquences centrales mesurées sont: 1.204, 1.572 et 2.228 GHz. Les bandes passantes correspondantes (pour $|S_{11}| < -10\text{dB}$) sont égales à 96, 43 et 57MHz respectivement. Les fréquences centrales intermédiaire et haute mesurées de l'antenne tri-bande, i.e., les fréquences liées aux choix des trappes, sont très proches de celles du cahier des charges imposé.

On constate que la bande passante haute est légèrement hors spécifications. Cependant, l'application TM MicroSat nécessite une faible bande passante à l'intérieur de celle allouée. Deux ou trois conceptions génériques couvrant les différentes parties de la bande TM permettraient de remédier à cet inconvénient.

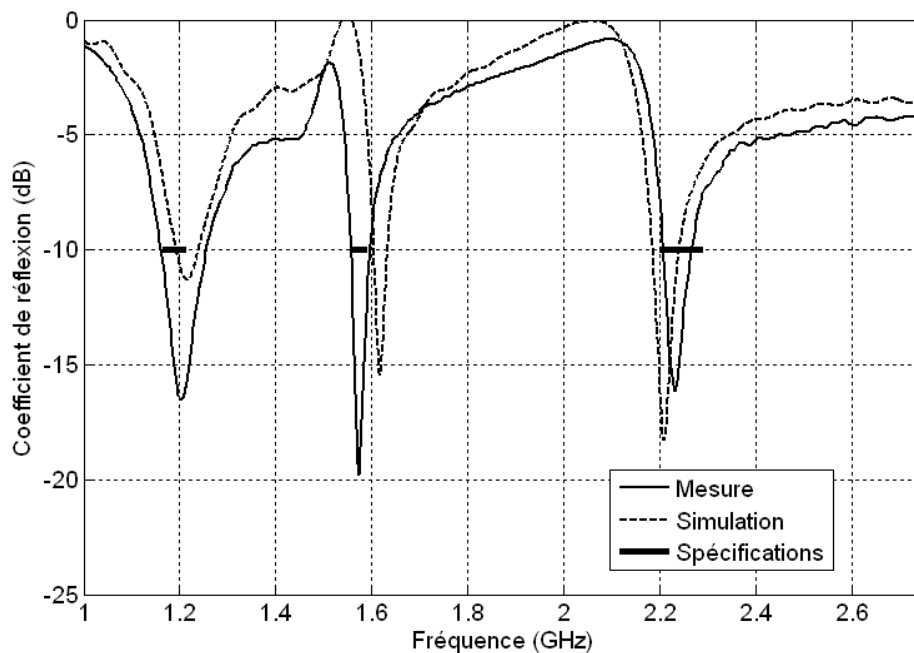


Figure IV.9 Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne pyramidale tri-bande GPS/GALILEO/MicroSat

La Figure 9 présente les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés en polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) pour les trois fréquences de fonctionnement de l'antenne.

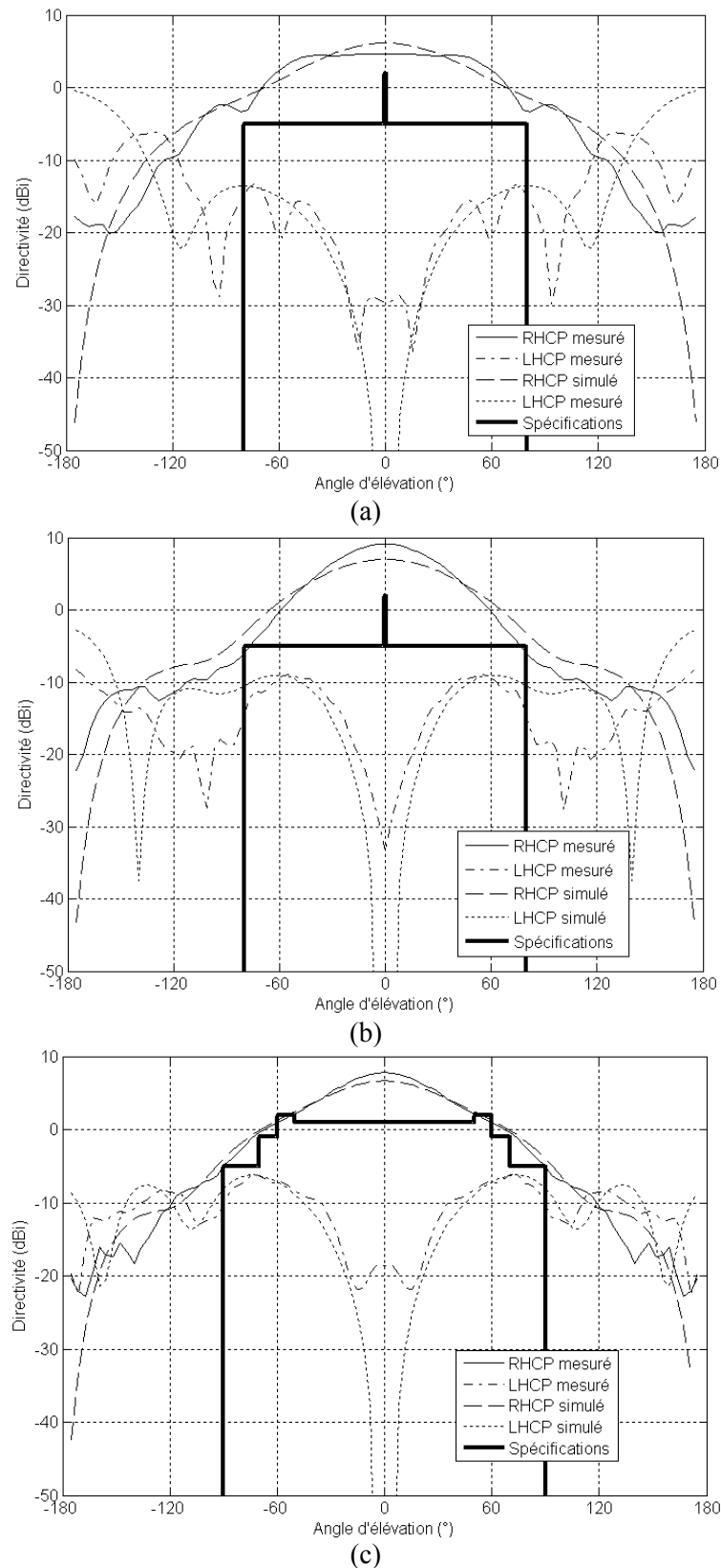


Figure IV.10 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés et de l'antenne pyramidale tri-bande à : (a) 1.2 GHz, (b) 1.57 GHz et (c) 2.23 GHz

Un bon accord entre les diagrammes mesurés et les spécifications nominales requises dans la première bande (incluant les bandes E5a,b et L5 de GPS/Galileo) est constaté. Toutefois, dans la bande intermédiaire (incluant les bandes E1 et L1 de GPS/Galileo) et la bande haute (incluant la bande TM MicroSat), les diagrammes présentent des légères non conformités avec les gabarits requis en directivité dans certaines directions. Ceci peut être corrigé en ajustant l'inclinaison des quatre éléments rayonnants de l'antenne.

IV.3 Application 2 : Antenne pyramidale bi-bande reconfigurable à base d'éléments filaires pour applications ARNS/RNSS

La deuxième application considérée dans ce chapitre concerne une antenne satisfaisant le cahier des charges donné par le tableau IV.3.

		Bande 1	Bande 2	Bande 3
Bandes couvertes		E5a/L5 et E5b	E6	L1 étendue
Systèmes		GPS/Galileo	Galileo	GPS/Galileo
Services		ARNS ou RNSS	RNSS	ARNS ou RNSS
Fréquence centrale		1.189 GHz	1.280 GHz	1.575 GHz
Bande passante ($ S_{11} < -10$ dB)		50 MHz	40 MHz	32 MHz
Polarisation		Circulaire droite		
Directivité	$\theta = 0^\circ$	> 2 dBi		
	$ \theta < 80^\circ$	> -5 dBi		

Tableau IV.3 Spécifications techniques de l'antenne reconfigurable

Les services de radionavigation aéronautique (*Aeronautical Radio Navigation Services (ARNS)*) incluent les bandes E5a / L5, E5b et L1 étendue tandis que les services de radionavigation par satellite (*Radio Navigation Satellite Services (RNSS)*) combinent les bandes L2, E6 et L1 étendue. Plus de détails sur ces deux services sont donnés en Annexe C. D'une part, les bandes E5 et E6 sont trop proches pour être considérées comme deux bandes différentes de l'antenne pyramidale multi-bande. D'autre part, ces bandes de fréquence sont trop éloignées pour qu'elles soient couvertes par une seule bande de l'antenne pyramidale (ceci nécessiterait une bande passante relative d'environ 13%).

L'idée ici est de concevoir une antenne capable d'alternier (basculer) entre les bandes E5 et E6. Du moment que le bande L1 étendue est commune pour les deux services (ARNS et RNSS), l'antenne proposée ici est une antenne bi-bande avec une bande reconfigurable (entre E5 et E6) à l'aide d'un interrupteur RF. Suivant l'état de ce dernier, l'antenne peut être utilisée indifféremment pour les services ARNS ou RNSS. Ainsi, l'antenne proposée pour cette application est celle illustrée par la Figure IV.11.

Le premier dimensionnement de cette antenne (Figure IV.11) a été effectué à l'aide de *IE3D*. Ensuite, ce dimensionnement a été affiné à l'aide de *CST Microwave Studio* en prenant un modèle plus représentatif de l'antenne reconfigurable.

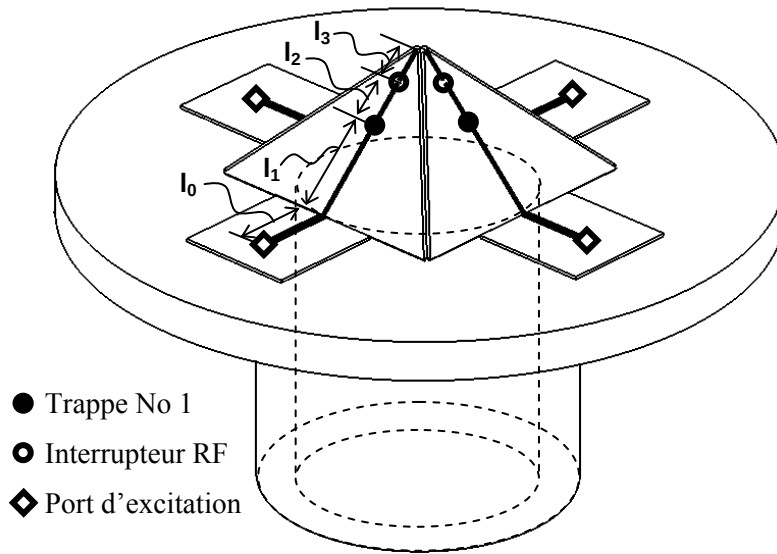


Figure IV.11 L'antenne pyramidale reconfigurable pour application ARNS/RNSS

Les dimensions et les caractéristiques des différents blocs de l'antenne reconfigurable conçue sont les mêmes que celles de l'antenne tri-bande de l'application 1 (partie IV.2 de ce chapitre) à l'exception des longueurs des éléments rayonnants. En effet, les longueurs l_1 , l_2 et l_3 (voir figure IV.11) sont égales à 35.7mm, 4.6mm et 1mm respectivement.

Le comportement reconfigurable de l'antenne entre les bandes 1 et 2 est obtenu à l'aide d'interrupteurs RF placés le long des éléments rayonnants tandis que le comportement bi-bande est obtenu à l'aide de trappes. Les bandes de fréquences de fonctionnement ainsi que leurs services associés en fonction de l'état de l'interrupteur RF sont donnés dans le tableau IV.4.

Etat de l'interrupteur	Services	Bandes
fermé	ARNS	1 et 3
ouvert	RNSS	2 et 3

Tableau IV.4 Bandes de fréquences sélectionnées en fonction de l'état de l'interrupteur

La fabrication et la validation expérimentale de cette antenne n'ont pas été faites. Ainsi, pour cette application, seuls les résultats de simulations électromagnétiques sont présentés par la suite. Dans ces simulations, les interrupteurs RF ont été idéalisés (i.e., circuit ouvert/circuit fermé) et les trappes ont été remplacées par des circuits LC parallèles idéaux (dans cette application $L = 8.96$ nH et $C = 1.16$ pF).

Les coefficients de réflexion de l'antenne reconfigurable pour les deux états de l'interrupteur sont donnés par la figure IV.12.

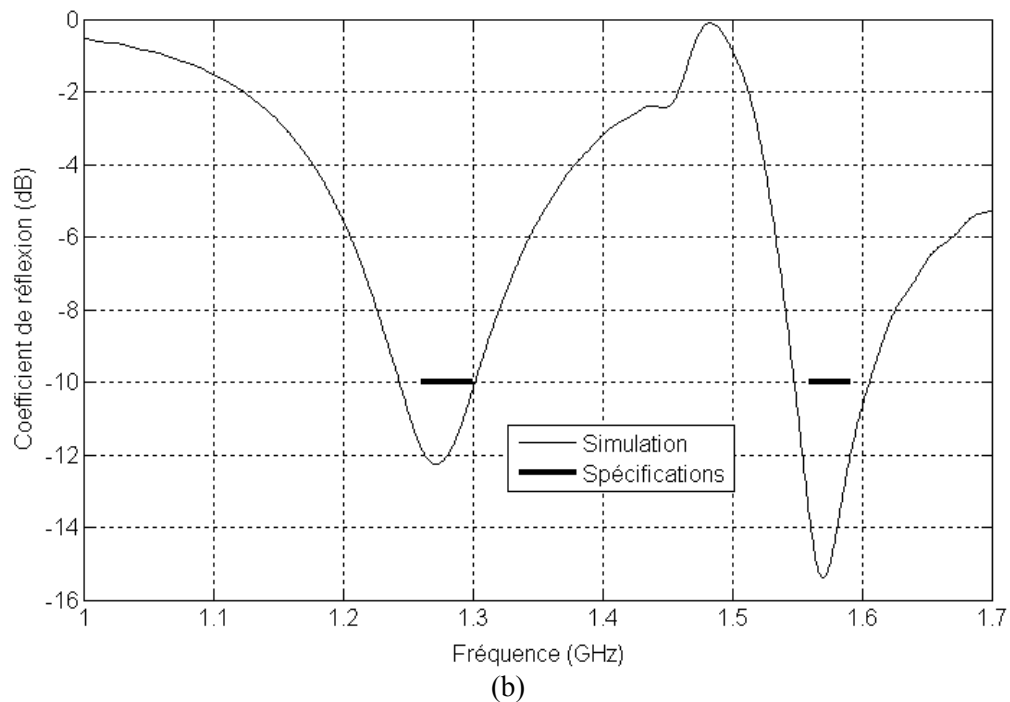
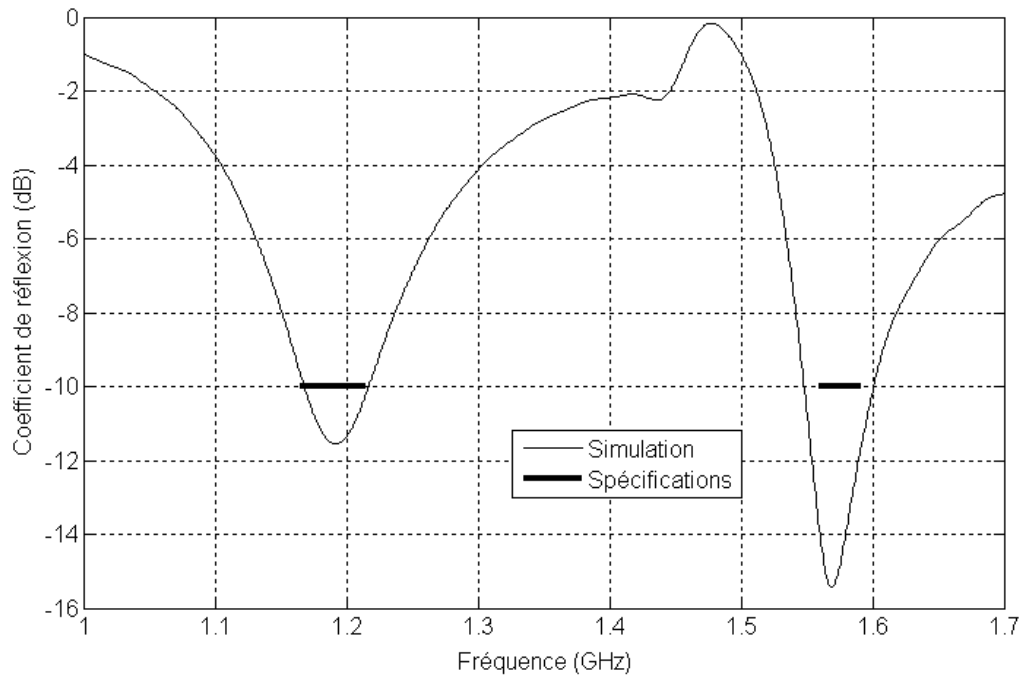
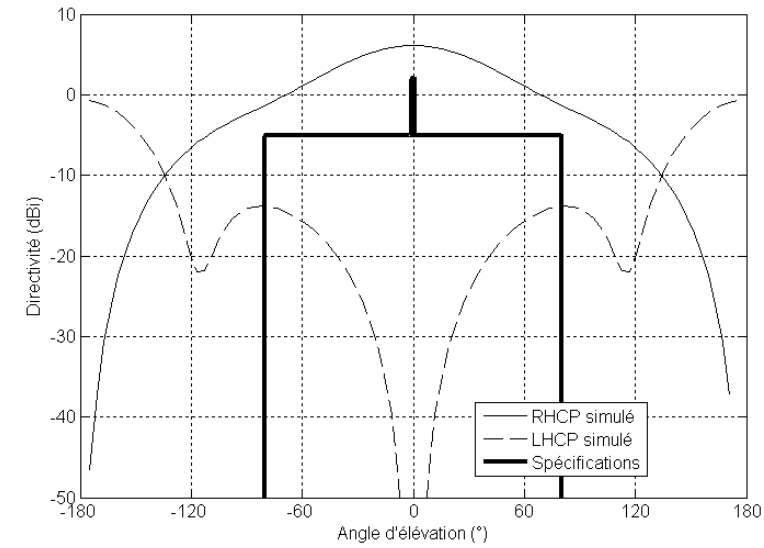
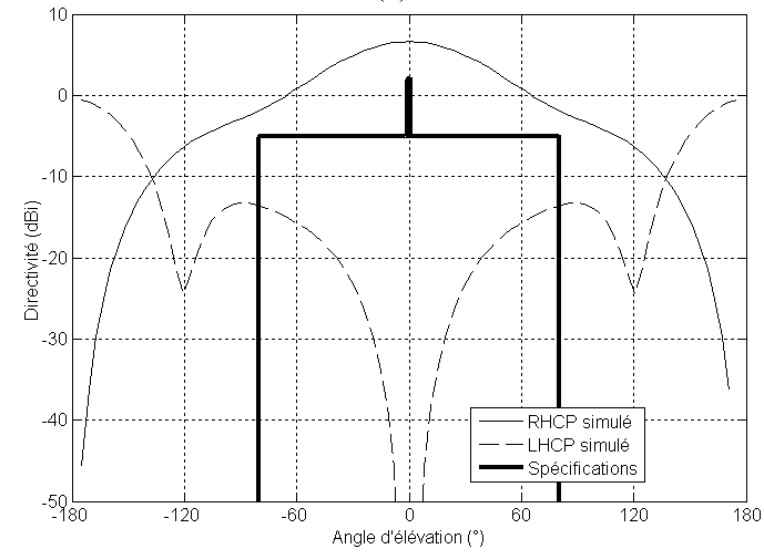


Figure IV.12 Coefficient de réflexion simulé lorsque : (a) l'interrupteur est fermé et (b) l'interrupteur est ouvert

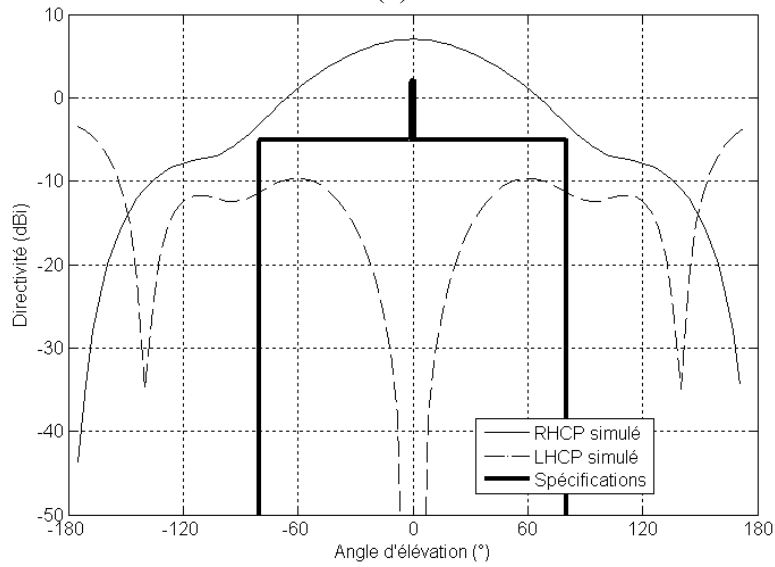
La figure IV.13 montre les diagrammes de rayonnement simulés en polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) aux trois fréquences centrales de fonctionnement (1.189GHz, 1.280GHz et 1.575GHz) pour $\varphi = 0^\circ$.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.13 Diagrammes de rayonnement simulés à: (a) 1.189 GHz, (b) 1.280 GHz et (c) 1.575 GHz

Les résultats obtenus par simulation électromagnétique sont en bon accord avec les spécifications requises (voir gabarits tracés sur les figures IV.12 et IV.13). Comme attendu, la bande 3 (L1 étendue) est disponible avec les deux états de l'interrupteur. Toutefois, suivant l'état de l'interrupteur (ouvert ou fermé), c'est la bande 1 ou 2 qui est sélectionnée. Le module du coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB dans toutes les bandes. A partir d'une analyse des paramètres S simulés, le niveau d'adaptation moins bon dans les bandes basses par rapport à celui des bandes hautes peut être expliqué par un effet de couplage électromagnétique plus accentué aux fréquences basses. En effet, le niveau de couplage entre deux éléments rayonnants adjacents de l'antenne reconfigurable est de l'ordre de -6dB aux fréquences de la bande basse. Ce couplage peut être réduit en jouant sur l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants.

Suivant l'état de l'interrupteur, l'antenne reconfigurable conçue peut être utilisée indifféremment pour les services ARNS et RNSS. Le niveau de polarisation croisée simulé est inférieur à -10 dB dans le demi espace d'intérêt assurant la pureté de polarisation nécessaire pour le bon fonctionnement de l'antenne.

IV.4 Application 3 : Antenne pyramidale tri-bande à base de triangles de Sierpinski

Dans cette section, une antenne pyramidale tri-bande à base de triangles de Sierpinski est conçue, simulée et finalement mesurée. En effet, les éléments rayonnants de formes triangulaires comme les triangles de Sierpinski offrent des bandes passantes plus larges que celles obtenues avec des éléments rayonnants filaires (voir partie II.2.1 du chapitre II). Cependant, ces éléments triangulaires sont plus encombrants et nécessitent deux fois plus de trappes que les éléments filaires. Les trappes utilisées pour la simulation et la mesure de cette antenne sont des trappes idéales (circuit ouvert/circuit fermé). Les fréquences centrales de fonctionnement désirées sont 1.3, 1.6 et 2.3 GHz et la polarisation requise est circulaire. La simulation électromagnétique de cette antenne a été faite uniquement par *CST Microwave Studio*. L'antenne conçue est celle illustrée par la figure IV.14.

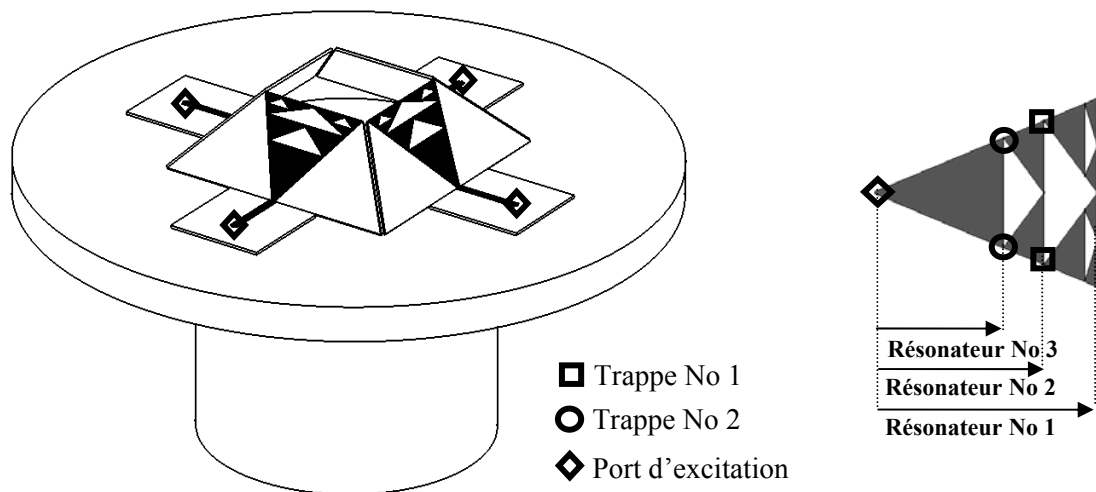


Figure IV.14 Antenne pyramidale tri-bande à base de triangles de Sierpinski

Les quatre triangles de Sierpinski ont été imprimés sur le même substrat que celui des applications précédentes (Réf. : NY9208ST0762CTCT, $\epsilon_r = 2.08$ et une épaisseur de 762 μm).

Le même substrat a été également utilisé pour la fabrication des lignes micro-rubans 50 Ω . Ces lignes ont une largeur de 2.39 mm et elles sont imprimées sur des plaquettes de dimensions 30 mm x 30 mm. Les rayons du plan de masse circulaire et de sa perforation sont égaux à 97.5 mm et 38.35 mm respectivement. Le guide d'onde circulaire a donc un rayon intérieur égal à celui de la perforation (38.35 mm) et une longueur de 70 mm. Une telle longueur est prise dans le but de minimiser le rayonnement arrière de l'antenne. Une inclinaison des éléments rayonnants de 45 ° est choisie pour son bon compromis entre rayonnement axial et radial de l'antenne. Les dimensions des différentes parties de l'antenne pyramidale conçue sont données par la figure IV.15 (a). Une photographie de l'antenne réalisée est illustrée par la figure IV.15 (b).

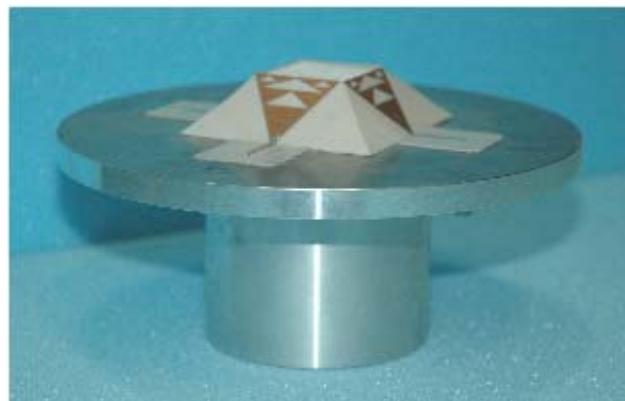
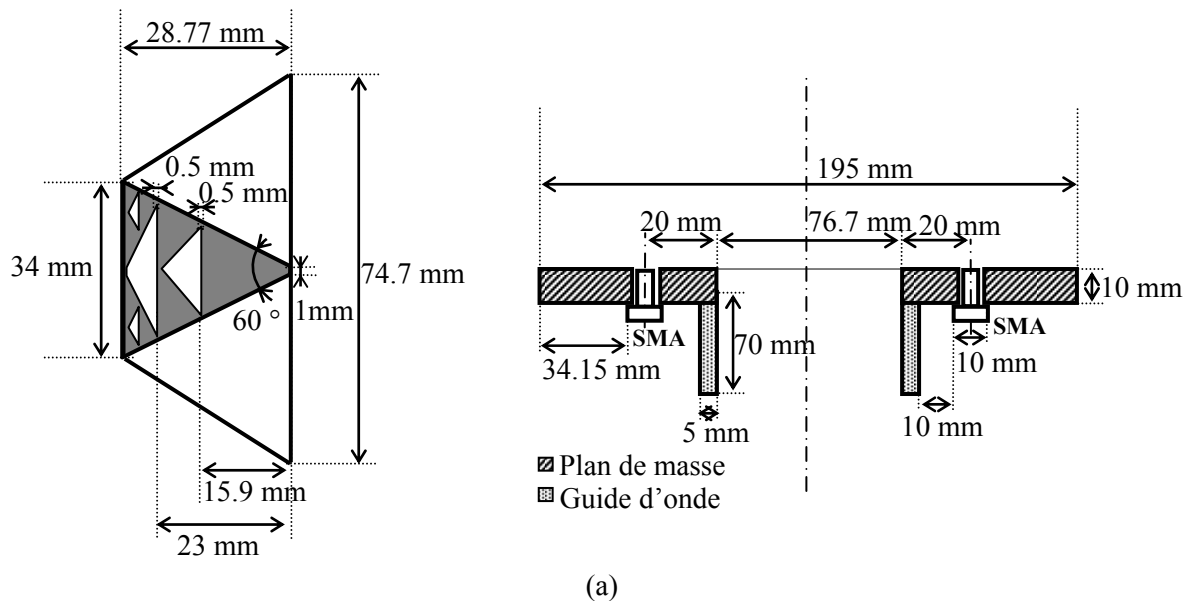


Figure IV.15 (a) Dimensions des éléments rayonnants, du plan de masse et du guide d'onde, (b) photographie de l'antenne réalisée

Les mêmes moyens et hypothèses de mesures (en coefficient de réflexion et en rayonnement) que ceux de l'application 1 ont été utilisés pour la mesure de l'antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski. Les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski sont montrés par la figure IV.16. Une bonne corrélation entre simulation et mesure est constatée. L'adaptation mesurée de l'antenne est très bonne à la fréquence intermédiaire (de l'ordre de -17 dB) et assez bonne aux fréquences basse et haute (de l'ordre de -11 dB et de -13 dB respectivement).

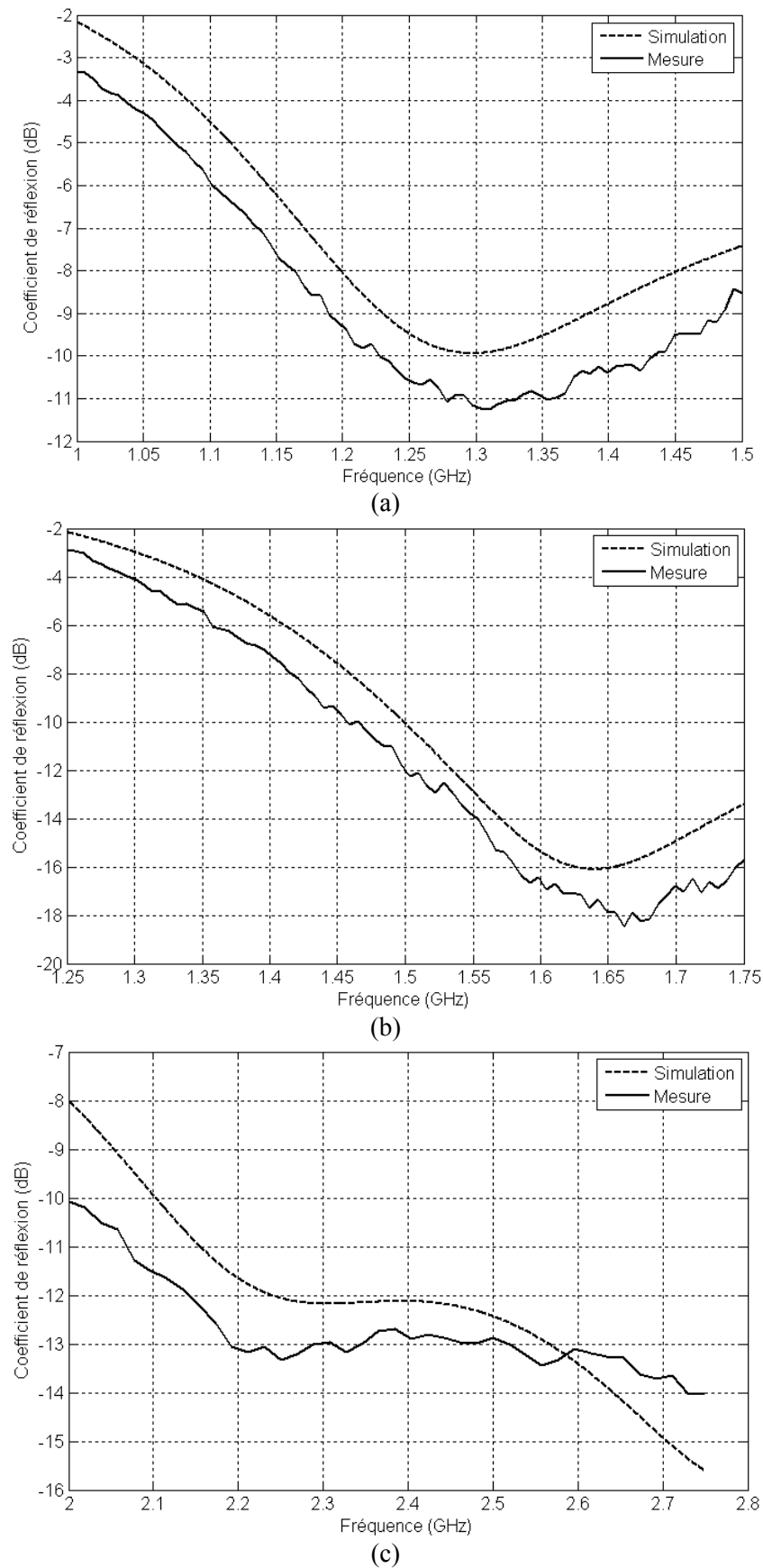


Figure IV.16 Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne tri-bande à base de triangles de Sierpinski dans (a) la première bande, (b) la seconde bande et (c) la troisième bande

La figure IV.17 donne les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés en polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) pour les trois fréquences désirées (1.3 GHz, 1.6 GHz et 2.3 GHz). Un bon accord entre simulation et mesure est enregistré.

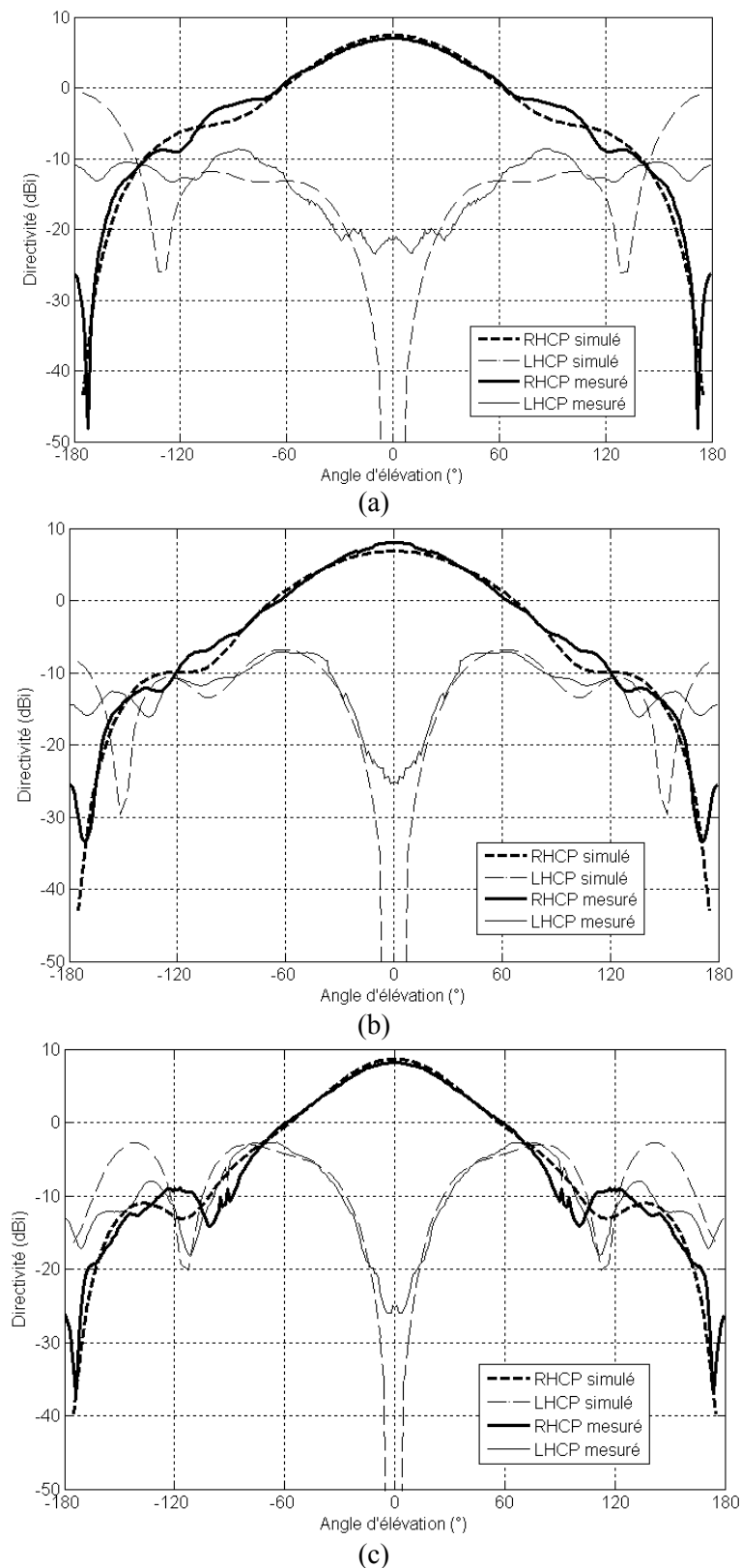


Figure IV.17 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne tri-bande aux fréquences: (a) 1.3 GHz, (b) 1.6 GHz et (c) 2.3 GHz

Comme attendu, les diagrammes de rayonnement de cette antenne sont quasi-hémisphériques. Ces types de diagramme permettent un maximum de réception des signaux émis par les satellites en visibilité. Ainsi, ils sont adaptés pour les antennes de radionavigation.

Grâce au guide circulaire sous coupure, le maximum de la directivité du rayonnement arrière est inférieur à -10 dBi pour les trois fréquences de fonctionnement.

Enfin, ces résultats de mesures confirment les bonnes performances en adaptation et en rayonnement de l'antenne pyramidale à base de triangles de Sierpinski.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, trois applications de l'antenne pyramidale multi-bande ont été présentées. La première application décrivait une antenne tri-bande pour application GPS/Galileo/MicroSat. A partir d'un cahier des charges défini par le CNES, une antenne pyramidale à base d'éléments filaires a été proposée comme solution. La simulation électromagnétique et la mesure expérimentale de cette solution ont confirmé son bon fonctionnement. L'intégration de trappes réelles sur l'antenne initialement dimensionnée à l'aide de trappes idéales (circuit ouvert/circuit fermé) était aisée et les performances ont été peu dégradées par ce passage.

La seconde application présentait une antenne bi-bande reconfigurable pour application ARNS/RNSS. La reconfigurabilité de cette antenne a été obtenue en utilisant un interrupteur à la place d'une trappe. Contrairement à l'antenne de la première application, cette antenne n'a pas été réalisée. Cependant, les simulations électromagnétiques ont montrées le grand potentiel de cette antenne reconfigurable.

La troisième et dernière application concerne une antenne tri-bande comme celle de la première application mais avec des triangles de Sierpinski comme éléments rayonnants. Les résultats de simulation et de mesure de cette antenne à base de trappes idéales (circuit ouvert/circuit fermé) ont été satisfaisantes.

En général, l'antenne pyramidale multi-bande a été efficacement utilisée dans les trois applications citées ci-dessus. Elle pourrait être avantageusement utilisée pour des applications associant davantage de fréquences de fonctionnement.

Enfin, cette antenne offre l'avantage d'être flexible, c'est à dire que le concept peut être facilement adapté à d'autres applications.

Références

- [1] Zeland IE3D 12.3, Zeland Software Inc., Fremont, USA.
- [2] CST Microwave Studio, ver. 2006B, CST, Darmstadt, Germany.
- [3] MuRata, <http://www.murata.com>
- [4] P. Dumon, D. Belot, P. Garreau, L. Duchesne, "Low frequency spherical near field measurement facility at CNES," AMTA 2002 Conference, Cleveland, USA, 3-8 Nov. 2002.
- [5] J. Korsakissok, D. Belot, "SAMS: Antenna radiation pattern acquisition," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, Boston, USA, Jul. 8-13, 2001, pp. 626-628.
- [6] MATLAB, ver. 7.4, The MathWorks Inc, Natick, USA.

Conclusion générale

Nous avons présenté, dans la première partie (chapitre I et II) de ce mémoire, une nouvelle topologie d'antennes multi-bandes compactes possédant des rapports de fréquences de résonance indépendants et aisément ajustables. L'antenne est constituée de quatre éléments rayonnants identiques imprimés sur les quatre faces d'une pyramide. Le fonctionnement multi-bande/reconfigurable de l'antenne est obtenu à l'aide de trappes/ interrupteurs RF. Le dimensionnement des éléments rayonnants de cette antenne lui confère l'avantage d'être flexible, c'est à dire qu'elle peut être facilement modifiée pour satisfaire à d'autres applications ou bandes de fréquences. En jouant sur l'angle d'inclinaison de la pyramide, plusieurs formes de diagrammes de rayonnement peuvent être obtenues. Par ailleurs, la multitude de degrés de libertés de l'antenne lui permet d'avoir soit des diagrammes de rayonnement similaires ou distincts aux différentes fréquences de résonances. Afin de réduire, voire supprimer, le rayonnement arrière présenté par l'antenne, Nous avons proposé d'intégrer un tronçon de guide d'onde circulaire à la coupure juste derrière l'antenne. Ce chargement original, permet d'ajouter d'autres degrés de liberté pour l'adaptation et le rayonnement global de l'antenne. Cette dernière rayonne en polarisation linéaire ou circulaire (droite ou gauche). Ce fonctionnement est imposé par les différentes amplitudes et phases présentes sur les quatre ports.

Dans une deuxième partie (chapitre III), nous avons proposé une architecture de circuits d'alimentation multi-bande permettant d'alimenter une antenne à quatre accès en quadrature de phase en général et l'antenne pyramidale multi-bande en particulier. Une application pour un circuit tri-bande, permettant d'obtenir une polarisation circulaire droite dans les deux premières bandes et une polarisation circulaire gauche dans la troisième bande, a été détaillée et caractérisée par des mesures.

Enfin, en troisième partie (chapitre IV), trois applications de l'antenne multi-bande pyramidale ont été décrites : la première consiste dans la faisabilité d'une antenne tri-bande à polarisation circulaire combinant les applications GPS, Galileo et TéléMesure (TM) de la famille de satellites MicroSat du CNES. La seconde application concerne une antenne bi-bande reconfigurable à polarisation circulaire pour les applications de radionavigation aéronautique (ARNS) et de radionavigation par satellite (RNSS). La reconfigurabilité en fréquence de l'antenne est obtenue à l'aide d'interrupteurs RF idéalisés. Enfin la troisième application montre une antenne pyramidale à base de triangles de Sierpinski pour un fonctionnement tri-bande à bandes passantes relativement larges. Des mesures en adaptation et en rayonnement ont été effectuées pour la première et la troisième application. Ces résultats ont confirmé les bonnes performances de l'antenne prédites par les simulations électromagnétique.

A cause de sa conception et de son dimensionnement aisés, l'antenne pyramidale multi-bande proposée dans cette thèse peut être avantageusement appliquée à d'autres applications satellitaires (radionavigation, télémesure, ...) avec d'avantage de bandes couvertes et de polarisation requises. De plus, avec sa configuration en polarisation linéaire, elle peut être également utilisée pour les applications terrestres nécessitant une large couverture.

Par manque de temps, nous n'avons pas pu terminer la conception du circuit d'alimentation tri-bande pour l'application GPS/Galileo/MicroSat. En effet, comme indiqué à la fin du chapitre III, cette conception nécessitera l'extraction sur site des paramètres S des composants commerciaux utilisés (principalement les filtres) dans ce circuit d'alimentation.

Une perspective de ce travail serait l'intégration du circuit d'alimentation multi-bande sur l'espace laissé libre par l'antenne pyramidale et permettant ainsi de caractériser l'antenne globale avec un seul accès aussi bien d'un point de vue simulation que d'un point de vue expérimentation. Un autre axe de recherche intéressant concernant ces antennes pyramidales multi-bandes, consisterait en l'étude de leur efficacité. En effet, ce paramètre important peut varier énormément selon les fréquences et atteindre parfois des valeurs faibles dans les bandes utiles. Enfin, l'émergence des composants actifs comme les MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) laisse entrevoir la possibilité d'intégrer de tels éléments au sein de l'antenne pyramidale multi-bande à savoir l'antenne reconfigurable de l'application 2 du chapitre IV.

Généralités sur les coupleurs [1]-[2]

A.1 Introduction

Les coupleurs sont utilisés dans de nombreux circuits, notamment les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation des antennes. Les performances des coupleurs déterminent largement celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolation, etc.) mais sont généralement très limitées par les contraintes propres à la technologie de fabrication des circuits. En particulier, les coupleurs utilisés aux fréquences micro-ondes sont généralement des structures passives. En technologie planaire, on peut distinguer deux familles de structures de couplage qui se différencient d'abord par l'approche d'intégration :

- Une approche distribuée utilisant essentiellement des lignes de transmission ou des lignes couplées ;
- Une approche localisée reprenant d'une manière générale les différents coupleurs de la famille précédente pour lesquels les lignes de transmission sont réalisées par les éléments localisés équivalents LC à une fréquence donnée.

Par rapport à l'approche distribuée, l'approche localisée est intéressante du point de vue de la compacité du coupleur. Cependant, cette approche souffre de bandes passantes limitées par la sélectivité importante des éléments localisés utilisés et leur dispersion.

A.2 Coupleurs directifs

Un coupleur directif idéal est un composant passif sans pertes à quatre ports sur support isotrope. Chaque accès est adapté et la puissance injectée dans un accès d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux accès de sortie (voie directe et voie couplée) comme indiqué sur la figure A.1. L'accès restant est isolé, ce qui signifie qu'aucune puissance ne lui est transférée. Un coupleur directif idéal est réciproque, adapté et sans pertes.

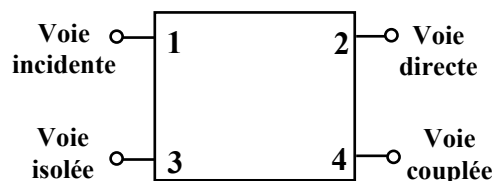


Figure A.1 Schéma d'un coupleur directif

A.3 Coupleurs de proximité

L'utilisation du couplage électromagnétique de proximité existant entre plusieurs lignes de transmission proches permet la réalisation de coupleurs. La topologie la plus simple d'un coupleur de ce type est constituée de deux lignes couplées parallèles. Pour permettre la réalisation de coupleurs de proximité compacts, on utilise le couplage contra-directif, plutôt que le couplage co-directif. Le couplage contra-directif est un couplage qui résulte de la recombinaison des ondes réfléchies dans les plans des discontinuités tandis que le couplage co-directif est dû à la différence de vitesse de phase des modes fondamentaux. Dans les milieux non homogènes, tels que les lignes micro-rubans, il existera néanmoins un couplage co-directif parasite qu'il faudra minimiser.

A.4 Coupleurs de Lange

Le coupleur de Lange est un coupleur 3dB en quadrature qui est très fréquemment utilisé en technologie MMIC comme par exemple dans le cas des amplificateurs équilibrés. Ses dimensions diminuent lorsque la fréquence augmente, ce qui en fait un composant particulièrement intéressant aux fréquences relativement élevées. De plus, son fonctionnement est large bande et possède des qualités spécifiques d'adaptation.

A.5 Coupleurs en échelle ou Branch-Line Coupler (BLC)

La géométrie d'un coupleur en échelle est illustrée par la figure A.2. La topologie de base de ce type de coupleur intègre deux lignes de transmission de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique de $Z_0/\sqrt{2}$ reliées par deux lignes de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique de Z_0 . Ce coupleur est directionnel, généralement utilisé pour une répartition à 3dB de l'énergie, avec une différence de phase de 90° entre la voie dite "directe" et la voie dite "couplée". Ce genre de coupleur est fréquemment réalisé en technologie micro-ruban ou tri-plaque, et fait partie des coupleurs dits à *quadrature de phase*.

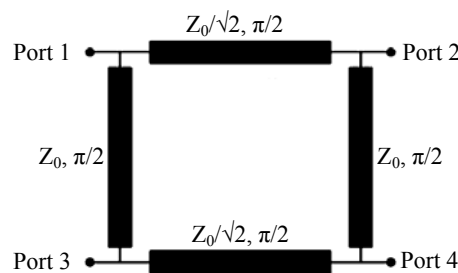


Figure A.2 Coupleur *Branch-line* conventionnel

Ce composant se prête bien à la réalisation de circuits hybrides car il est simple à réaliser. En effet, il ne nécessite pas de fils d'interconnexion, de lignes d'impédance caractéristiques fortes, ou de forts couplages. La place qu'il occupe est cependant conséquente. En technologie MMIC, ce circuit est généralement utilisé dans une version à taille réduite utilisant des éléments localisés pour diminuer son encombrement. La technique de réduction de taille est basée sur le remplacement des lignes quart d'onde par des lignes $\lambda/8$ chargées de manière capacitives. Dans un coupleur en échelle, les performances idéales ne sont obtenues qu'à la fréquence centrale qui correspond à la fréquence pour laquelle les lignes ont une longueur de $\lambda/4$ (bande passante de l'ordre de 10 %).

A.6 Coupleurs 0-180° en anneau

Le coupleur en anneau (*hybrid ring*, *rat-race coupler* ou RRC) est un coupleur 3dB 0-180° (Figure A.3). Ce coupleur est réalisé à partir d'une structure de lignes de transmission disposées selon un anneau de longueur totale 6 fois $\lambda/4$. Par sa simplicité de conception et de réalisation, ce dispositif est populaire en technologie hybride car il permet des pertes relativement faibles et une bonne adaptation des accès. Sa bande de fréquence de fonctionnement reste cependant faible (de l'ordre de 15%). De plus, l'encombrement du coupleur en anneau est important, ce qui le rend très peu adapté à l'intégration MMIC en deçà du domaine millimétrique. Comme pour le coupleur en échelle, il est cependant possible d'utiliser des techniques pour réduire la longueur des segments de ligne ou de réaliser un circuit équivalent en élément localisés.

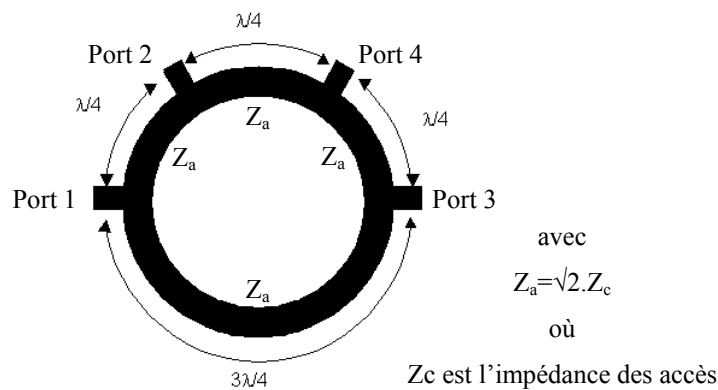


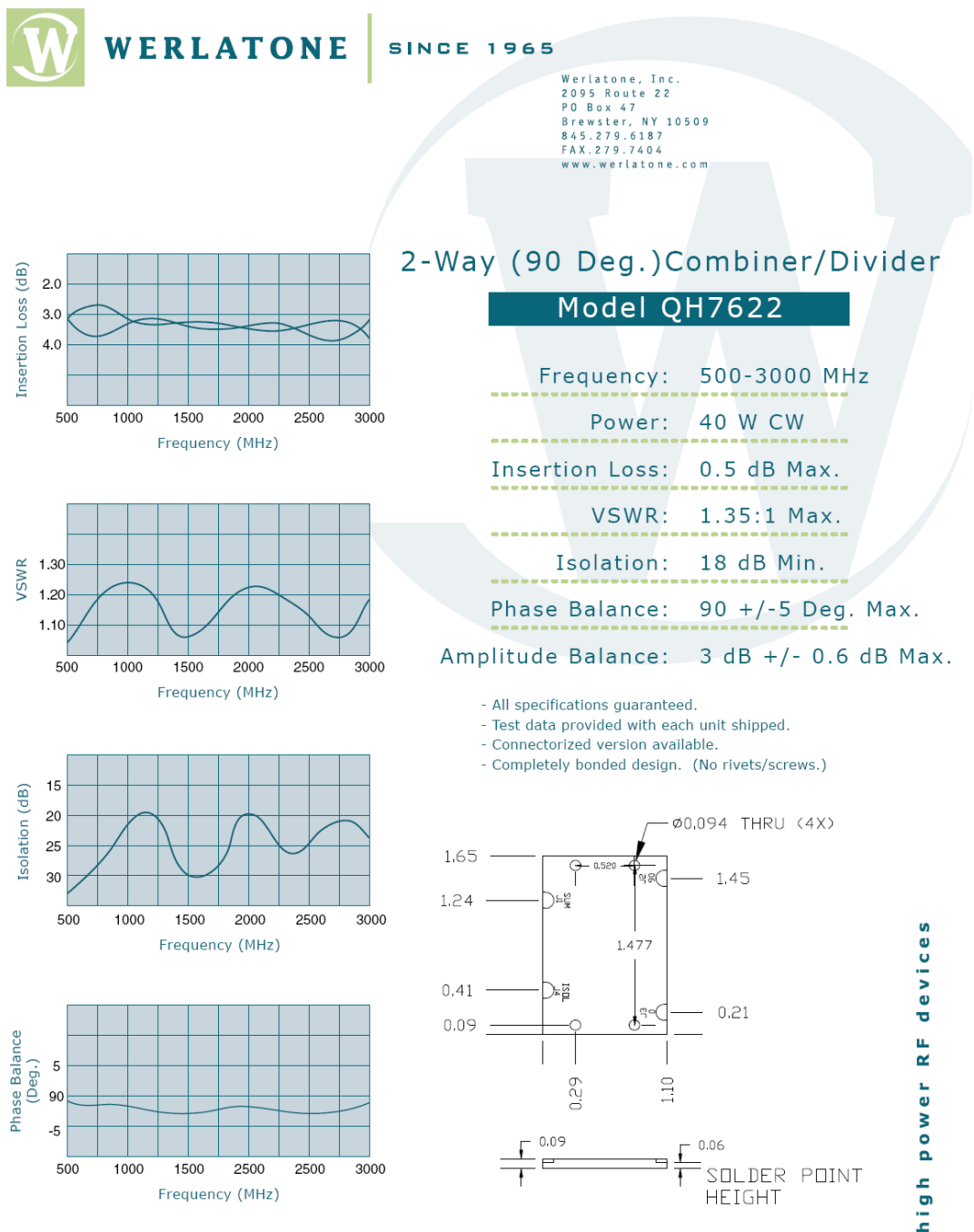
Figure A.3 Coupleur hybride en anneau ou coupleur *rat-race*

Références

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Second edition, New York, Wiley, 1998.
- [2] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, RF and Microwave Coupled-Line Circuits, Norwood, MA, Artech House, 1999.

Notices techniques des composants du circuit d'alimentation

B.1 Coupleur 90° QH7622 de WERLATONE



B.2 Coupleur 90° QCN-19 de Mini-Circuits

Ultra-Small Ceramic

Power Splitter/Combiner

2 Way-90° 50Ω 1100 to 1925 MHz

QCN-19+
QCN-19

Maximum Ratings

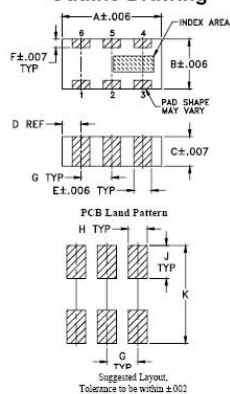
Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	15W* max.

* Derate linearly to 7W at 100°C ambient.

Pin Connections

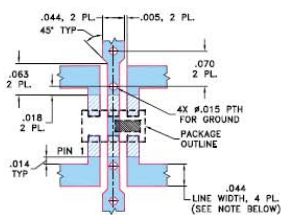
SUM PORT	1
PORT 1 (0°)	4
PORT 2 (+90°)	6
GROUND	2,5
50 OHM TERM EXTERNAL	3

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch)

A	B	C	D	E	F
.126	.063	.035	.024	.022	.011
3.20	1.60	0.89	0.61	0.56	0.28
G	H	J	K	wt	
.039	.024	.042	.123	grams	
0.99	0.61	1.07	3.12	.020	

Demo Board MCL P/N: TB-255+
Suggested PCB Layout (PL-131)

NOTES: 1. TRACE WIDTH IS SHOWN FOR ROGERS RO4350B WITH DIELECTRIC THICKNESS 0.020" ± 0.0015"; COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED.
2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.
3. DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER)
4. DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

Features

- low insertion loss, 0.4 dB typ.
- high isolation, 26 dB typ.
- wrap-around terminal for excellent solderability
- ultra small, 0.12"X0.06"X0.035"
- patent pending

Applications

- GPS
- PCS/DCS
- balanced amplifiers
- modulators

CASE STYLE: FV1206-1

Model	Price	Qty.
QCN-19+	\$3.95	(10-49)
QCN-19	\$3.95	(10-49)
QCN-19D+	\$4.45	(10-49)
QCN-19D	\$4.45	(10-49)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

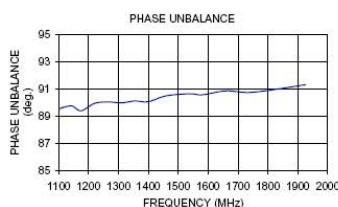
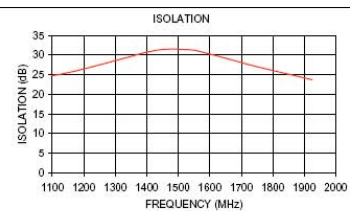
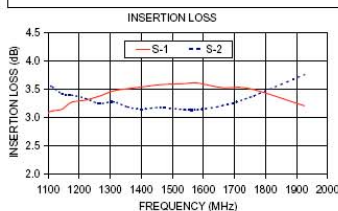
Electrical Specifications¹

FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)	INSERTION LOSS (dB) Avg. of Coupled Outputs less 3 dB	PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)	VSWR (:-1)
f _c -f _u	Typ. Min.	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ.
1100-1925	25 19	0.4 0.7	1 3	0.4 1.1	1.15
1100-1400	26 20	0.4 0.8	2 4	0.5 1.0	1.2
1400-1600	26 20	0.5 0.9	2 4	0.4 1.1	1.2

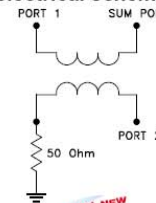
1. For applications requiring DC voltage to be applied to the RF ports, add suffix letter "D" to part no.
DC resistance to ground is 100 Mohms min.

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2					
1100.00	3.09	3.58	0.49	24.79	89.52	1.10	1.11
1115.00	3.12	3.54	0.42	24.96	89.64	1.09	1.10
1145.00	3.15	3.42	0.27	25.45	89.75	1.08	1.10
1175.00	3.27	3.40	0.13	25.96	89.40	1.07	1.09
1220.00	3.31	3.34	0.03	26.88	89.94	1.06	1.08
1265.00	3.38	3.25	0.13	27.82	90.05	1.05	1.07
1310.00	3.47	3.28	0.19	28.81	89.98	1.04	1.06
1355.00	3.51	3.19	0.31	29.78	90.12	1.04	1.05
1400.00	3.54	3.15	0.39	30.74	90.07	1.04	1.04
1460.00	3.58	3.18	0.39	31.49	90.50	1.04	1.03
1540.00	3.60	3.14	0.45	31.34	90.65	1.06	1.02
1580.00	3.61	3.14	0.46	30.69	90.57	1.07	1.02
1660.00	3.53	3.21	0.32	28.99	90.86	1.10	1.02
1750.00	3.51	3.36	0.16	27.04	90.76	1.14	1.03
1925.00	3.21	3.76	0.55	23.71	91.31	1.21	1.06



electrical schematic



Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com



RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. F
M102713
QCN-19
ED-10649/3
AD/RS/CP/AM
070724

B.3 Coupleur 90° QBA-24W de Mini-Circuits

Surface Mount

Power Splitter/Combiner

2 Way-90° 50Ω 1700 to 2400 MHz

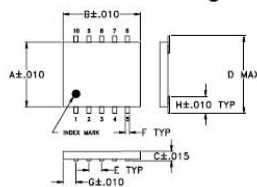
Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C

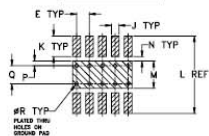
Pin Connections

SUM PORT	1
PORT 1 (+90°)	10
PORT 2 (0°)	6
GROUND	2,3,4,7,8,9
50 OHM TERM EXTERNAL	5

Outline Drawing

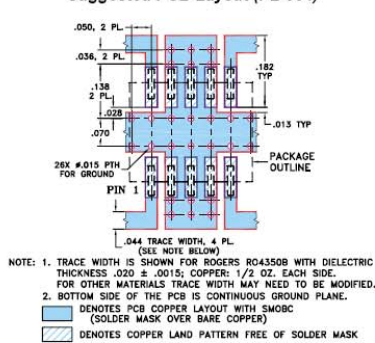


PCB Land Pattern

Suggested Layout,
Tolerance to be within ±0.02

Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	
.250	.300	.050	.310	.050	.015	.050	.066	
6.35	7.62	1.27	7.87	1.27	0.38	1.27	1.68	
J	K	L	M	N	P	Q	R	wt
.030	.095	.330	.100	.020	.015	.070	.014	grams
0.76	2.41	8.38	2.54	0.51	0.38	1.78	0.36	0.2

Demo Board MCL P/N: TB-115+
Suggested PCB Layout (PL-004)

Features

- insertion loss, 0.5 dB typ.
- high power capability, 20W
- good isolation, 21 dB typ.
- ceramic body, good for heat dissipation
- solder plated leads for excellent solderability
- aqueous washable
- protected by U.S. Patent 5,534,830

Applications

- PCS
- instrumentation
- DCS/GSM

Electrical Specifications

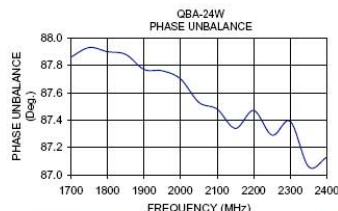
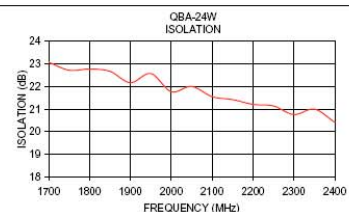
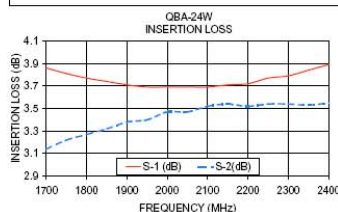
FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)	INSERTION LOSS ¹ (dB) Avg. of Coupled Outputs less 3 dB	PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)	INPUT POWER (W)
f_c - f_u	Typ. Min.	$\bar{X}$ $\bar{X}$ σ	Max.	Max.	below 25°C
1700-2400	21 15	0.49 0.71 0.02	6.0	1.2	20 ²

1. Includes test fixture losses.
2. Derate linearly to 4W at 100°C

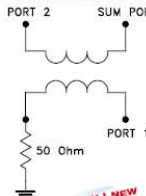
Thermal compound may be applied to decrease body temperature. See application note AN-10-007

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2					
1700.00	3.86	3.14	0.72	23.07	87.86	1.19	1.24
1750.00	3.81	3.22	0.59	22.72	87.93	1.19	1.24
1800.00	3.77	3.27	0.50	22.77	87.90	1.19	1.24
1850.00	3.74	3.32	0.43	22.67	87.88	1.19	1.23
1900.00	3.71	3.38	0.32	22.17	87.77	1.19	1.23
1950.00	3.69	3.40	0.29	22.57	87.76	1.19	1.23
2000.00	3.69	3.47	0.22	21.77	87.70	1.19	1.22
2050.00	3.69	3.47	0.23	22.00	87.53	1.20	1.22
2100.00	3.69	3.52	0.17	21.55	87.48	1.19	1.22
2150.00	3.71	3.54	0.18	21.42	87.34	1.19	1.21
2200.00	3.72	3.52	0.20	21.21	87.47	1.19	1.21
2250.00	3.77	3.54	0.22	21.14	87.29	1.19	1.21
2300.00	3.79	3.54	0.24	20.76	87.39	1.19	1.20
2350.00	3.84	3.53	0.31	21.00	87.06	1.18	1.19
2400.00	3.89	3.55	0.34	20.42	87.13	1.19	1.20



electrical schematic



Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

ALL NEW
minicircuits.com

REV. B
MH0213
EDB-921104/3
QBA-24W
BC/WZ/CP
070522

B.4 Filtre passe bas LFCN-1700 de Mini-Circuits

Ceramic

Low Pass Filter

50Ω

DC to 1700 MHz

LFCN-1700+
LFCN-1700

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input*	10W max. at 25°C
DC Current Input to Output	0.5A max. at 25°C

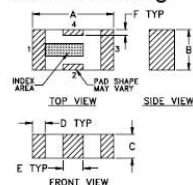
* Passband rating, derate linearly to 3.5W at 100°C ambient.

Pin Connections

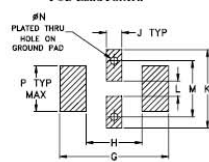
RF IN	1**
RF OUT	3**
GROUND	2,4

** RF IN & RF OUT can be interchanged

Outline Drawing



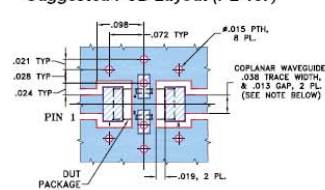
PCB Land Pattern

Suggested Layout.
Tolerance to be within ±.002

Outline Dimensions (inch)

A	B	C	D	E	F	G
.126	.063	.037	.020	.032	.009	.169
3.20	1.60	0.94	0.51	0.81	0.23	4.29

H	J	K	L	M	N	P	wt
.087	.024	.122	.024	.087	.012	.071	grams
2.21	0.61	3.10	0.61	2.21	0.30	1.80	.020

Demo Board MCL P/N: TB-270
Suggested PCB Layout (PL-137)

NOTES: 1. COPLANAR WAVEGUIDE PARAMETERS ARE SHOWN FOR ROGERS RO4350B WITH THICKNESS .020" ± .0015". COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH & GAP MAY NEED TO BE MODIFIED.

2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.

■ DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMCBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER)

■ DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

Features

- excellent power handling, 10W
- small size
- 7 sections
- temperature stable
- protected by U.S. Patent 6,943,646

Applications

- harmonic rejection
- VHF/UHF transmitters/receivers
- lab use

CASE STYLE: FV1206

Model	Price	Qty.
LFCN-1700+	\$1.99	(10-49)
LFCN-1700	\$1.99	(10-49)
LFCN-1700D+	\$2.49	(10-49)
LFCN-1700D	\$2.49	(10-49)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

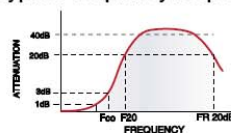
The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Electrical Specifications¹ (T_{AMB} = 25°C)

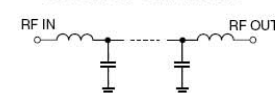
PASSBAND (MHz) (loss < 1.2 dB) Max.	fco, MHz Nom. (loss 3 dB) Typ.	STOP BAND (MHz) (loss, dB)			VSWR (:1)		NO. OF SECTIONS
		F 20	30	FR 20	Stopband	Passband	
		Min.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	
DC-1700	2050	2375	2500-6500	7000	20	1.2	7

1. For applications requiring DC voltage to be applied to the input or output, use LFCN-1700D (DC Resistance to ground is 100 Mohms min.)

typical frequency response

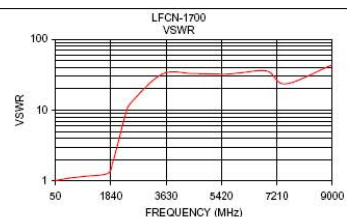
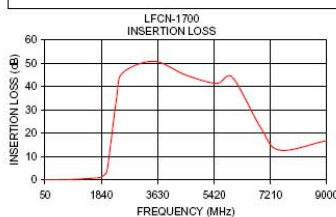


electrical schematic



Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	VSWR (:1)
50.00	0.13	1.02
500.00	0.20	1.10
1000.00	0.36	1.17
1740.00	0.97	1.29
1900.00	1.85	1.83
2025.00	4.02	2.84
2325.00	35.00	8.99
2500.00	45.69	12.80
3500.00	50.96	32.18
4500.00	45.13	32.79
5500.00	41.41	32.18
6000.00	44.06	33.42
6900.00	22.52	35.46
7500.00	12.82	23.49
9000.00	16.93	43.44



designers kit available

Kit No.	No. of Units in Kit	Description	Price \$ per Kit
K2-LFCN	60	5 of each: LFCN-800,-900,-1000,-1200,-1325,-1700,-2000,-2250,-2400,-5000,-6000,-6700	119.95

ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. F
M102713
LFCN-1700
ED-64604
AD/CP/AM
070724

B.6 Filtre passe haut HFCN-1810 de Mini-Circuits

Ceramic
High Pass Filter

50Ω 1950 to 4750 MHz

HFCN-1810+
HFCN-1810

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input*	7W max. at 25°C

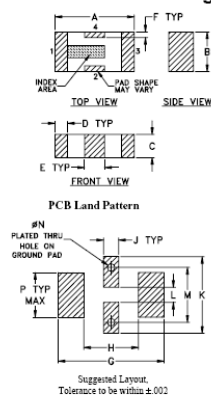
* Passband rating, derate linearly to 3W at 100°C ambient.

Pin Connections

RF IN	1**
RF OUT	3**
GROUND	2,4

** RF IN & RF OUT can be interchanged

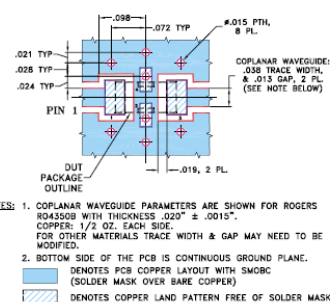
Outline Drawing



Outline Dimensions (inch)

A	B	C	D	E	F	G
.126	.063	.037	.020	.032	.009	.169
3.20	1.60	0.94	0.51	0.81	0.23	4.29

H	J	K	L	M	N	P	wt
.087	.024	.122	.024	.087	.012	.071	grams
2.21	0.61	3.10	0.61	2.21	0.30	1.80	.020

Demo Board MCL P/N: TB-270
Suggested PCB Layout (PL-137)

NOTES: 1. COPLANAR WAVEGUIDE PARAMETERS ARE SHOWN FOR ROGERS RO4350B WITH THICKNESS .020" ± .0015". COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH & GAP MAY NEED TO BE MODIFIED.

2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.

3. DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER)

4. DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

Features

- low cost
- small size
- 7 sections
- temperature stable
- excellent power handling, 7W
- hermetically sealed

Applications

- sub-harmonic rejection
- transmitters/receivers
- lab use

CASE STYLE: FV1206

Model	Price	Qty.
HFCN-1810+	\$1.99	(10-49)
HFCN-1810	\$1.99	(10-49)
HFCN-1810D+	\$2.49	(10-49)
HFCN-1810D	\$2.49	(10-49)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

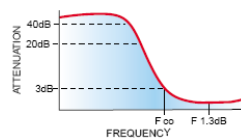
The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Electrical Specifications¹ (T_{AMB} = 25°C)

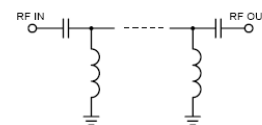
STOP BAND (MHz) Min.	f _{co} , MHz Nom.	PASSBAND (MHz)	VSWR (:1) Typ.	POWER INPUT (W)	NO. OF SECTIONS
(loss > 40 dB) (loss > 20 dB)	(loss 3 dB) Typ.	(loss < 1.3 dB) (loss < 2 dB) Max. Typ.	Frequency (MHz) Stopband 1.5:1		
1100 1480	1810	2250-3850 1950-4750	20:1 2250-3750	7	7

1. For applications requiring DC voltage to be applied to the input or output, use HFCN-1810D (DC Resistance to ground is 100 Mohms min.)

typical frequency response

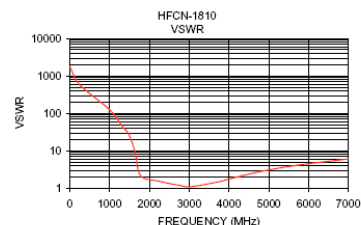
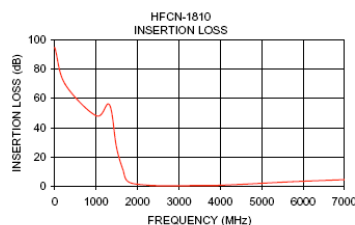


electrical schematic



Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	VSWR (:1)
1.00	94.72	>20
250.00	69.71	>20
1000.00	48.11	>20
1320.00	55.76	>20
1490.00	26.94	>20
1643.00	11.73	8.81
1780.00	3.10	2.15
2250.00	0.83	1.53
2750.00	0.52	1.19
3046.00	0.50	1.10
3750.00	0.64	1.49
4048.00	0.84	1.81
4750.00	1.73	2.73
5750.00	3.22	4.18
7000.00	4.60	6.05

Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIEDALL NEW
minicircuits.com

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

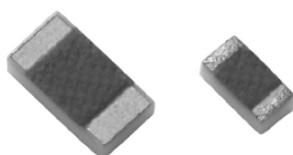
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

REV. E
M102713
HFCN-1810
EDR-64374
RVN/AD/CP/AM
070724

B.7 Résistance 50 Ω FC0402-E-50R de VISHAY**FC**

Vishay Thin Film

**High Frequency Chip Resistor****FEATURES**

- Lead (Pb)-Free available
- Small standard size 0402 case size
- Edge trimmed block resistors
- Alumina substrate High Purity 99.6%
- Ohmic range 10 ohms to 1000 ohms
- Small internal reactance
- Low TCR to $\pm 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

**APPLICATIONS**

- Low noise amplifiers
- Attenuation
- Line termination

FC series chip resistors are designed with low internal reactance. They function as almost pure resistors on a very high range of frequencies. The specialized laser edge trimming allows for precision tolerances to 0.1%

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS				
		SPECIFICATIONS		CONDITION
MATERIAL		Passivated Nichrome		
Resistance Range		10 Ohms to 1000 Ohms		Case Size Dependant
TCR:		25, (Std) (≥ 50 ohms) to $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$		- 55°C to + 125°C
Tolerance:		$\pm 0.1\%$, $\pm 0.5\%$, $\pm 1.0\%$ and $\pm 5.0\%$		+ 25°C
Component Ratings	CASE SIZE	Power Rating	Working Voltage	
	0201	30mW	30 Volts	Max. @ + 70°C
	0402	50 mW	30 Volts	Max. @ + 70°C
	0505	125 mW	37 Volts	Max. @ + 70°C
	0603	125 mW	50 Volts	Max. @ + 70°C
	0805	200 mW	50 Volts	Max. @ + 70°C
	1005	250 mW	75 Volts	Max. @ + 70°C
	1206	330 mW	75 Volts	Max. @ + 70°C
Stability		500 ppm		2000 hrs @ + 70°C
Operating Temperature Range		- 55°C to + 125°C		

VISHAY THIN FILM • FRANCE +33.4.93.37.28.24 FAX: +33.4.93.37.27.31 • GERMANY +49.9287.710 FAX: +49.9287.70435 • ISRAEL +972.3.557.0945 FAX: +972.3.558.9121
 • ITALY + 39.2.300.11919 FAX: +39.2.300.11999 • JAPAN +81.3.5464.6411 FAX: +81.3.5464.6433 • SINGAPORE +65.788.6668 FAX: +65.788.0988
 • SWEDEN +46.8.594.70590 FAX: +46.8.594.70581 • UK +44 191 514 8237 FAX: +44 1953 457 722 • USA: (610) 407-4800 FAX: (610) 640-9081

www.vishay.com
54

For technical questions contact: thin-film@vishay.com

Document Number: 60093
Revision 27-Jun-05

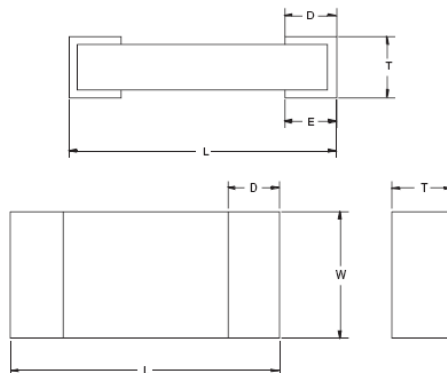


High Frequency Chip Resistor

FC

Vishay Thin Film

DIMENSIONS in inches



CASE SIZE	LENGTH	WIDTH W (± 0.005)	THICKNESS MIN/MAX	TOP PAD D (± 0.005)	BOTTOM PAD E (± 0.005)
0201	0.020 ± 0.002	0.010 ± 0.002	$0.010 / 0.020$	0.005 ± 0.002	0.005 ± 0.002
0402	0.040 ± 0.003 [1.016 $\pm$ 0.076]	0.020 [0.508]	0.015 [0.381]	0.012 [0.305]	0.015 [0.381]
0505	0.050 ± 0.005 [1.270 $\pm$ 0.127]	0.050 [1.270]	0.015 [0.381]	0.012 [0.305]	0.015 [0.381]
0603	0.064 ± 0.006 [1.626 $\pm$ 0.153]	0.032 [0.813]	0.015 [0.381]	0.012 [0.305]	0.015 [0.381]
0805	0.080 ± 0.006 [2.032 $\pm$ 0.153]	0.050 [1.270]	0.015 [0.381]	0.016 ± 0.008 [0.407 $\pm$ 0.254]	0.015 [0.381]
1005	0.100 ± 0.008 [2.540 $\pm$ 0.204]	0.053 [1.347]	0.025 [0.635]	$0.020 +0.005/-0.010$ [0.508 $\pm$ 0.127/-0.254]	
1206	0.126 ± 0.008 [3.201 $\pm$ 0.204]	0.063 [1.601]	0.025 [0.635]	$0.020 +0.005/-0.010$ [0.508 $\pm$ 0.127/-0.254]	

MECHANICAL SPECIFICATIONS

Resistive Element	Passivated Nichrome
Substrate Material	Alumina (99.6%)
Terminations	Gold or SN 60 Solder over Nickel barrier
Lead (Pb)-free Option	96.5% Sn, 3.0% Ag, 0.5% Cu
Lead (Pb)-free Finish	Hot Solder Dip

How to Order

Series	Size	TCR $\pm$ (ppm/ $^{\circ}$ C)	Nominal	Tolerance $\pm$ (%)	Termination	Packaging
FC	0201 0402 0505 0603 0805 1005 1205	*E = 25 H = 50 K = 100 * ≥ 50 ohms only	4 digits. The first 3 digits are significant figures and the last digit specifies the number of zeros to follow Eg. 10R0 = 10 ohms 1000 = 100 ohms	*B = 0.1 % D = 0.5 % F = 1.0 % J = 5.0 % * ≥ 50 ohms only	T = Top side Gold (Std) B = Tinned wraparound G = Gold wraparound TB = Top side Solder TBS = Top side Solder Lead (Pb)-Free S = Wraparound Lead (Pb)-Free Solder	W = Waffle pack T = Tape and reel

VISHAY THIN FILM • FRANCE +33.4.93.37.28.24 FAX: +33.4.93.37.27.31 • GERMANY +49.9287.710 FAX: +49.9287.70435 • ISRAEL +972.3.557.0945 FAX: +972.3.558.9121
 • ITALY +39.2.300.11919 FAX: +39.2.300.11999 • JAPAN +81.3.5464.6411 FAX: +81.3.5464.6433 • SINGAPORE +65.788.6668 FAX: +65.788.0988
 • SWEDEN +46.8.594.70590 FAX: +46.8.594.70581 • UK +44 191 514 8237 FAX: +44 1953 457 722 • USA: (610) 407-4800 FAX: (610) 640-9081

Document Number: 60093
 Revision 27-Jun-05

For technical questions contact: thin-film@vishay.com

www.vishay.com
 55

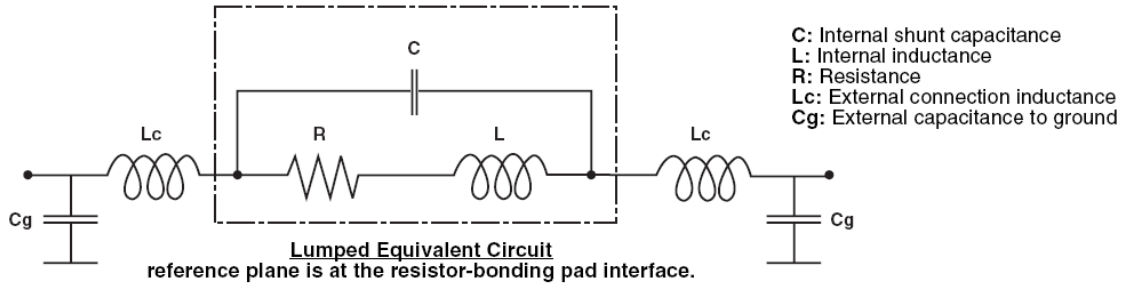
FC

Vishay Thin Film

High Frequency Chip Resistor

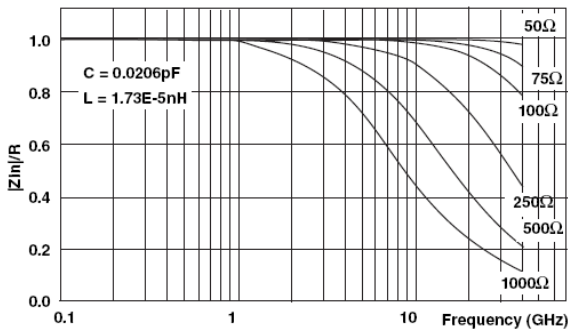


TYPICAL HIGH FREQUENCY PERFORMANCE ELECTRICAL MODEL AND TESTING

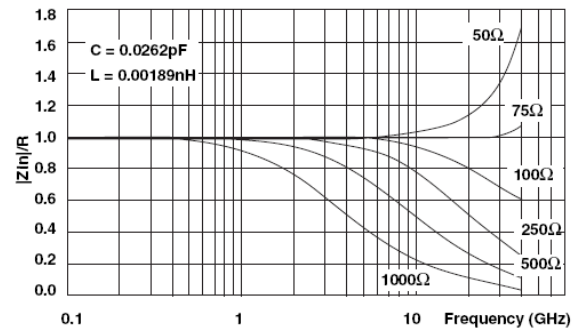


The lumped circuit above was used to model the data at the bonding pad-resistor reference plane. High frequency testing was performed by Modelithics, Inc. on parts mounted to quartz test boards. Quartz test boards were chosen to minimize the contribution of the board effects at high frequencies. Future testing will be performed on various industry standard board types. Vishay in partnership with Modelithics, Inc. will develop substrate scalable models for the FC series resistors. These models will be available for industry standard design software packages and will allow the designer to accurately model their wireless and microwave printed boards.

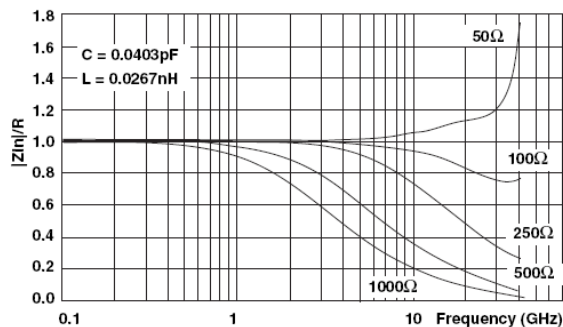
INTERNAL IMPEDANCE FOR 0201 FLIP CHIP



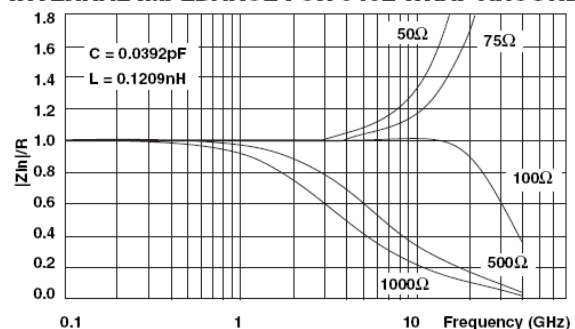
INTERNAL IMPEDANCE FOR 0402 FLIP CHIP



INTERNAL IMPEDANCE FOR 0603 FLIP CHIP



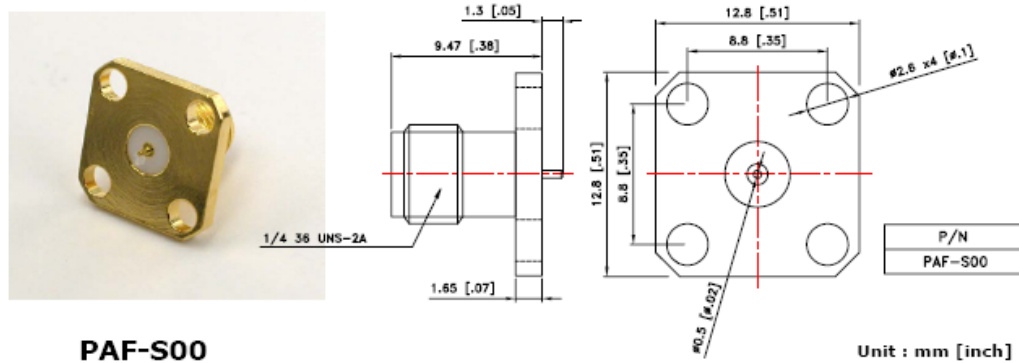
INTERNAL IMPEDANCE FOR 0402 WRAP AROUND



VISHAY THIN FILM • FRANCE +33.4.93.37.28.24 FAX: +33.4.93.37.27.31 • GERMANY +49.9287.710 FAX: +49.9287.70435 • ISRAEL +972.3.557.0945 FAX: +972.3.558.9121
• ITALY + 39.2.300.11919 FAX: +39.2.300.11999 • JAPAN +81.3.5464.6411 FAX: +81.3.5464.6433 • SINGAPORE +65.788.6668 FAX: +65.788.0988
• SWEDEN +46.8.594.70590 FAX: +46.8.594.70581 • UK +44 191 514 8237 FAX: +44 1953 457 722 • USA: (610) 407-4800 FAX: (610) 640-9081

B.8 Connecteur SMA PAF-S00 de GigaLane

Panel Mount Round PIN Jack

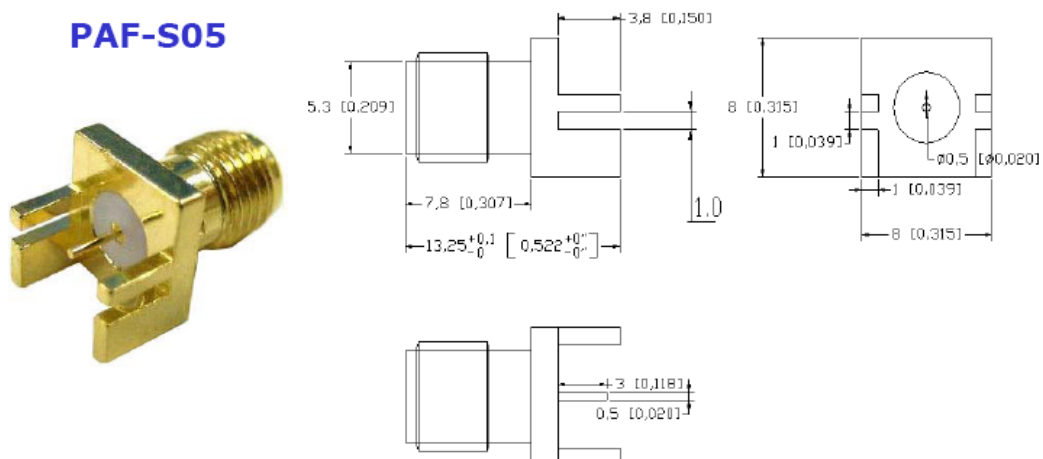


Excellence and Innovation in RF & Microwave Components

B.9 Connecteur SMA PAF-S05-08MM de GigaLane

End-Launch Connector

PAF-S05



Excellence and Innovation in RF & Microwave Components

Complément sur les applications utilisées

C.1 Les systèmes de navigation globale

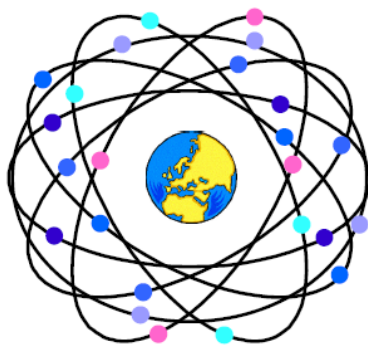
La radionavigation par satellite est une technologie de pointe permettant à l'utilisateur d'un récepteur de capter des signaux émis par plusieurs satellites pour déterminer très précisément à chaque instant, outre une heure très exacte, sa position en longitude, latitude et altitude.

Il existe actuellement dans le monde deux systèmes actifs de navigation globale (GNS) ; l'un américain, le GPS (Global Positioning System) et l'autre russe, le GLONASS (Global Orbiting Navigation Satellite System). Parmi ces deux systèmes, conçus dans une optique militaire, seul le système GPS offre aussi de véritables applications civiles. Le GPS dispose à l'état actuel du monopole pour la navigation et le positionnement. Dans un futur proche (2013), un troisième système, l'européen Galileo, augmentera l'offre de l'infrastructure globale de navigation par satellite (GNS). Il permettra une précision horizontale d'un mètre.

Nous présentons quelques bases de l'actuel GPS et du futur Galileo.

C.1.1 Le système GPS [1-2]

Le GPS est un système de navigation par satellite mis en place par les Etats-Unis (département de la défense) dans les années 70 et complètement achevé en 1993. La constellation du GPS contient 24 satellites situés à une altitude de 20 180 km sur 6 plans orbitaux (quatre satellites par plan, séparés par la même distance) et qui émettent en permanence (1 signal toutes les 10^{-10} s) des signaux à une fréquence donnée (10.23 MHz). Ces signaux peuvent être captés par le récepteur GPS du mobile terrestre et fournissent un positionnement dès lors que le signal provient d'au moins quatre satellites (principe de trilatération). Le système GPS assure une précision horizontale de l'ordre de 15 à 20 mètres. Pour améliorer la précision de la localisation, une correction différentielle peut être réalisée. On parle alors de DGPS (Differential GPS).



- 24 satellites
- 6 plans orbitaux
- 55 ° inclinaison
- 20 180 km altitude
- 11h58 min $\approx$ 12h période orbitale

Figure C.1 Constellation GPS

Les satellites émettent simultanément deux ondes radio issues d'horloges atomiques de haute précision qui ont une fréquence fondamentale de 10,23 MHz. En multipliant cette fréquence par 154 ou 120 on élabore deux fréquences L1 et L2, d'une valeur respective de 1575,42 MHz et de 1227,60 MHz. L1 est modulée par des codes C/A (Coarse Acquisition, acquisition grossière, pour les utilisateurs civils), alors que L2 est modulée par des codes P (précis). Cette dernière fréquence étant réservée exclusivement à l'armée américaine, l'exploitation parallèle de L1 et de L2 par cette dernière lui assure une plus grande précision de mesure (de l'ordre de 5 mètres contre plusieurs dizaines de mètres pour le civil). Dans la démarche de modernisation du système GPS, une nouvelle bande (L5) de fréquence centrale de 1176.45 MHz sera disponible pour les applications civiles à partir de 2012.

	Fréquence porteuse	Bande passante	Bande passante relative
E5a/L5*	1176.45 MHz	25 MHz	2.12 %
L2	1227.60 MHz	22 MHz	1.79 %
L1	1575.42 MHz	24 MHz	1.52 %

*disponible à partir de 2012

Tableau C.1 Spectre des signaux GPS

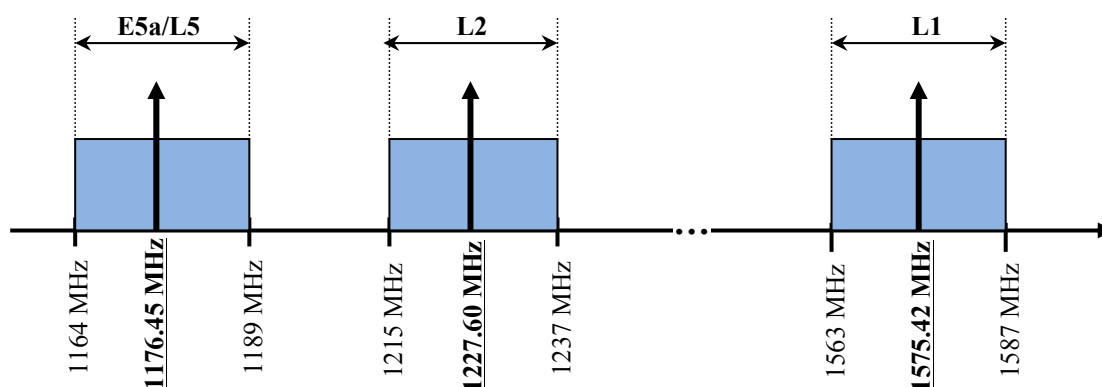


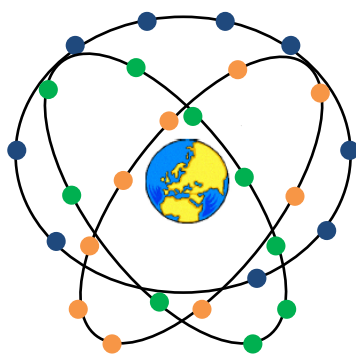
Figure C.2 Spectre des signaux GPS

C.1.2 Le Système Galileo [3-6]

Les pays de l'Union Européenne ne peuvent plus se permettre de dépendre du système GPS entièrement contrôlé par les américains. De plus, l'utilisation de ce système par des professionnels pose de nombreux problèmes. En effet, la gratuité de ce service n'entraîne en retour aucune garantie de fonctionnement, tant au niveau de la précision qu'en ce qui concerne la disponibilité du signal (qui est parfois dégradée de manière volontaire et sans préavis). La fiabilité du signal ne permet pas aujourd'hui de se contenter du GPS comme unique moyen de navigation. Initié en 1999 et lancé en juillet 2003, le système Galileo devrait par ailleurs être pleinement opérationnel dès 2013.

La constellation Galileo sera composée de 30 satellites, dont 27 opérationnels et 3 de réserve. Ils seront placés sur 3 plans d'orbite circulaires régulièrement espacés, à une altitude de 23 616 km avec un angle d'inclinaison de 56°. Chaque orbite sera composée de 9 satellites actifs par plan, plus 1 en réserve. Cette constellation, dite de Walker, permet d'avoir une bonne précision de restitution de la position en tout point du globe grâce à la visibilité permanente d'au moins 8 satellites.

Galileo comportera également un « message d'intégrité » informant immédiatement l'utilisateur des erreurs qui pourront survenir, et comprendra les garanties juridiques de fonctionnement exigées par les professionnels, en particulier en matière de responsabilité contractuelle (par le biais d'une utilisation payante).



- 27 satellites (+3 satellites de secours)
- 3 plans orbitaux
- 56 ° inclinaison
- 23 616 km altitude
- 14h25 min période orbitale

Figure C.3 Constellation Galileo

Les satellites de Galileo émettront dix signaux différents, répartis sur trois bandes de fréquence :

- 2 signaux de base sur 1 fréquence : le service « Ouvert » ; il est destiné aux utilisateurs privés : randonneurs, amateurs de voile, parapentistes etc.
- 2 signaux cryptés sur 1 fréquence spécifique au « Service Commercial » ; il fournira une base de temps extrêmement précise en particulier pour permettre la datation des transactions financières.
- 4 signaux ouverts sur 2 fréquences avec données d'intégrité spécifiques au « Service Sauvegarde à la vie humaine » (Save and Rescue et Safety of life) ; policiers, pompiers, services de secours bénéficieront de Galileo pour des interventions plus rapides.
- 2 signaux cryptés sur 2 fréquences, spécifiques au « Service Gouvernemental » (Public Regulated Service).

	Fréquence porteuse	Bande passante	Bande passante relative
E5a/L5	1176.45 MHz	25 MHz	2.12 %
E5b	1207.14 MHz	25 MHz	2.07 %
E6	1278.75 MHz	40 MHz	3.12 %
E2/L1/E1	1575,42 MHz	32 MHz	2.03 %

Tableau C.1 Spectre des signaux Galileo pour la navigation

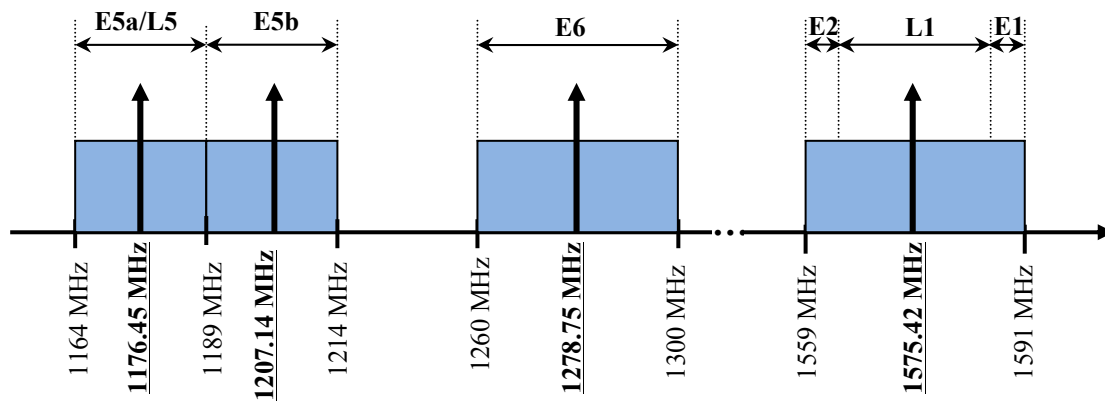


Figure C.4 Spectre des signaux Galileo pour la navigation

C.1.3 Les services ARNS/RNSS [7]

ARNS et RNSS désignent respectivement les services de radionavigation aéronautique et services de radionavigation par satellite. La figure C.5 donne les différentes bandes incluses dans ces deux services entre 1.0 GHz et 1.6 GHz.

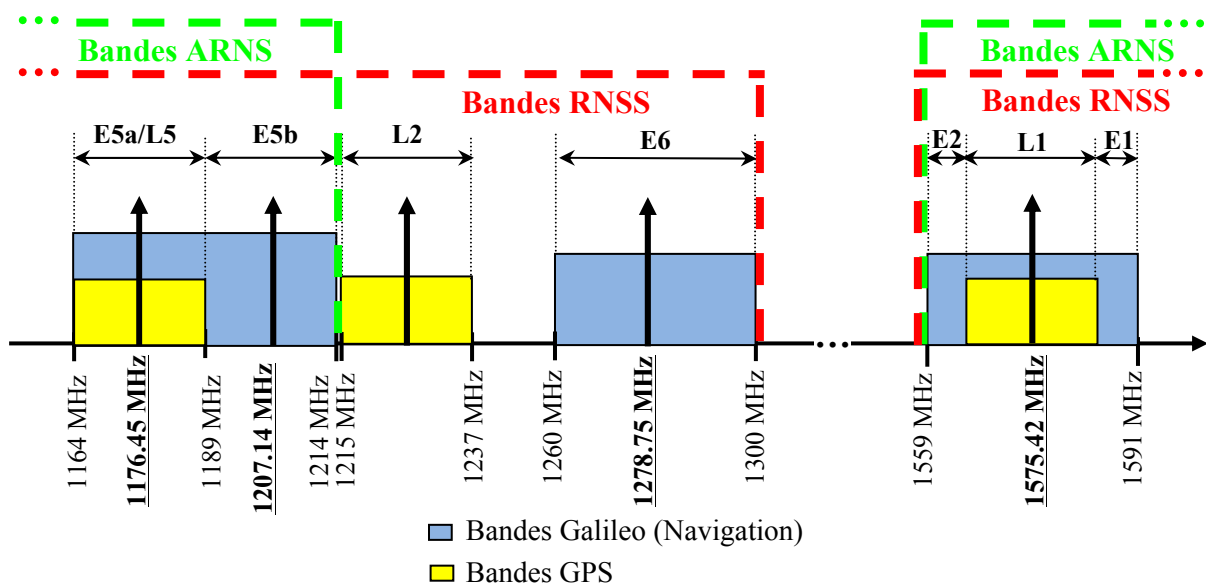


Figure C.5 Services ARNS et RNSS

C.2 Microsatellites de la plateforme Myriade [8-11]

Les microsatellites sont des satellites de quelques dizaines de kilogrammes qui peuvent être utilisés sur plusieurs orbites de type LEO. Ils sont souvent destinés à expérimenter, à faible coût et rapidement, des technologies et applications auxiliaires, en parallèle de la charge utile principale. Il s'agissait de permettre à la communauté spatiale de disposer d'un moyen d'accès à l'espace dans des délais et à des coûts réduits, pour des applications prioritairement scientifiques mais aussi technologiques ou démonstratives de services futurs. Ceci est obtenu en utilisant des charges utiles avec des performances améliorées en termes de poids, de puissance, de précision de pointage, télémétrie et traitement, durée de vie, etc...

Myriade est le nom donné à la série des microsattellites développée conjointement par le centre national des études spatiales (CNES) et l'industrie depuis 1998. Jusqu'à présent, 16 satellites de cette plateforme ont été lancés ou sont en cours de développement : 4 pour le CNES (applications scientifiques) et 12 pour Astrium (observation à haute résolution de la terre ou démonstration militaire). Les charges utiles de ces satellites sont diverses et couvrent presque toutes les applications.

La plate-forme Myriade a été conçue pour des orbites basses de 600 km à 1000 km et pour une durée de vie typique de 2 ans. Les perturbations atmosphériques vont affecter les performances de pointage en-dessous de 600 km, tandis que les radiations vont limiter la durée de vie au dessus de 1000 km. Les inclinaisons acceptées couvrent le domaine de 20 à 98°. Une extension à des inclinaisons plus faibles ainsi qu'une utilisation sur l'orbite GTO sont à l'étude.



Figure C.6 Photographie de la plateforme Myriade [8]

Plusieurs missions à caractère scientifique ont été menées ou sont en cours de préparation sur la plateforme Myriade.

La première mission, DEMETER (Etude de l'environnement électromagnétique de la terre et la prévision des séismes), a été lancée en Juin 2004 avec succès et le satellite fonctionne bien. En Décembre 2004, la mission PARASOL a été lancée dans le but d'étudier les propriétés des aérosols et des nuages de l'atmosphère terrestre. La plateforme et la charge utile fonctionnent parfaitement. Plusieurs autres missions sont en cours de développement dans le cadre de la filière microsattellite MYRIADE à savoir :

- PICARD (prévue pour 2009) : Etude du soleil et de ses impacts sur la climatologie terrestre.
- MICROSCOPE (prévue pour 2010) : Test du Principe d'Equivalence.
- TARANIS (prévue pour 2011) : Étude du couplage atmosphère-ionosphère-magnétosphère lors des orages atmosphériques.

D'autres missions gérées par Astrium et financées par la Direction Générale de l'Armement (DGA) ont été lancées ou sont en cours de préparation, à savoir :

- La constellation ESSAIM, 4 satellites, a été lancée avec succès le 18 Décembre 2004 de Kourou avec Parasol. Maîtrise d'œuvre ASTRIUM.
- Le démonstrateur SPIRALE, 2 satellites. Maîtrise d'œuvre Thales Alenia Space/ASTRIUM.
- La mission ELISA, 4 satellites. Maîtrise d'œuvre ASTRIUM.

Coté télécommunication, les microsatellites Myriade assurent la liaison avec les stations sol (Télémessure et Télécommande scientifique et plateforme) en utilisant une transmission en bande S compatible avec les standards établis par le Comité Consultatif pour les Systèmes de Données Spatiales. Les débits utiles sont de 20 kbits/s pour les télécommandes et de 400 kbits/s pour la télémessure. Une télémessure à haut débit, fonctionnant en bande X, et associée à la mémoire de masse est disponible pour les missions ayant des besoins volumineux en données à transmettre au sol. Les points radiométriques (ambiguïté et le SNR) et la taille limitée de l'antenne ont favorisé l'utilisation de la bande X au détriment de la bande C.

Enfin, un récepteur GPS équipé d'un navigateur intégré complète également les options possibles.

Le segment sol de contrôle MYRIADE est commun à tous les satellites de la filière scientifique du CNES. Ce segment sol de contrôle est nommé MIGS (Micro satellite Ground Segment). Il se compose :

- Du réseau de station "Icones" composé de deux stations bande S multi-filière (TTCET) compatibles des deux filières PROTEUS et MYRIADE. Une station est située sur le site d'Aussaguel. Elle est propriété CNES. La deuxième station est située à Kiruna. Elle est propriété du SSC (Swedish Space Corporation). Les stations permettent d'assurer la TM/TC et la réception de télémessure mission bande S. Depuis mi-2006 ce réseau "Icones" a été intégré au réseau CNES des stations 2 GHz. A compter de la mise en opération de la future mission Picard, toutes les stations du réseau 2 GHz (y compris les TTCET) seront utilisables en TM/TC pour les satellites des filières MYRIADE et Proteus.
- Le Centre de Contrôle (CCC) Myriade basé sur une plate forme commune entre les deux filières PROTEUS et MYRIADE.
- La station de réception mission bande X (TETX) destinée à recevoir la télémessure à haut débit. Cette station est partagée entre DEMETER et PARASOL et est dédiée MYRIADE. Elle est située au CST (Toit Nadar).

Références

[1] "GPS Signal Structure".

www.ima.umn.edu/talks/workshops/8-16-18.2000/van-dierendonck/gpssigstructure.pdf

[2] GPS Modernization, <http://www.navcen.uscg.gov/GPS/modernization/default.htm>

[3] "Etat d'avancement du programme GALILEO", Communication de la Commission au Parlement et au Conseil, Septembre 2002.

www.esgt.cnam.fr/sites/CNIG/cnig.psd/CIAG/CNIG.PSD/galileo/PDF/fran%E7aiscom_2002_518.pdf

[4] G. W. Hein, J. Godet, J. L. Issler, J. C. Martin, P. Erhard, R. Lucas-Rodriguez, T. Pratt, "Status of Galileo Frequency and Signal Design".

www.eu.int/comm/dgs/energy_transport/galileo/doc/galileo_stf_ion2002.pdf

[5] "The Galileo Project-GALILEO Design Consolidation"

www.eu.int/comm/dgs/energy_transport/galileo/doc/galilei_brochure.pdf

[6] Luis RUIZ, "Le système européen de positionnement par satellite « Galileo »", conférence.

www.uisba.com/documents/ANIMATION/COMPTE_RENDUS/CRGALILEO.pdf

- [7] <http://www.gps-netz.at/data/files/Galileo-GALA-System&Architecture.pdf>
- [8] <http://smc.cnes.fr/MYRIADE/Fr/>
- [9] D. Alary, H. Lambert, "The Myriade product line, a real success story", *Acta Astronautica*, ScienceDirect, vol. 61, June-August 2007, pp. 223-227, Available online at: www.sciencedirect.com
- [10] P. Gélie and P. Crebassol, "CNES Proteus/Myriade: two low cost small satellite families. Presentation of the ground segment and the operations", 5th International Symposium on Reducing the Cost of Spacecraft Ground Systems and Operations, July 8-11, 2003, Pasadena, CA, USA.
- [11] J. P. Aguttes, "High Resolution (metric) SAR Microsatellite, based on the CNES MYRIADE bus", IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '01, 9-13 July 2001, vol. 1, pp. 224 - 226, Sydney, Australia.

Retro-simulation et retro-mesure du circuit d'alimentation

D.1 Retro-simulation en variant la permittivité relative du substrat

Le fait de faire varier la permittivité relative (ϵ_r) du substrat dans les simulations circuit permet de voir l'influence de la variation des longueurs et des largeurs des lignes micro-rubans, de connections et notamment celles constituant la jonction T du diplexeur, sur les performances globales du circuit d'alimentation. Le schéma complet de ce dernier est rappelé par la figure D.1. Les paramètres S, fournis par les différents constructeurs, des coupleurs et filtres sont utilisées dans cette simulation.

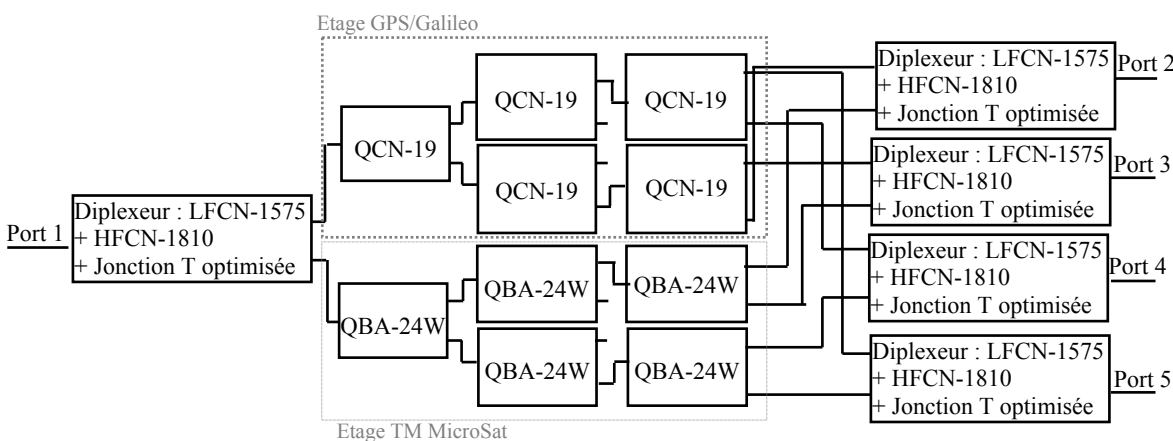


Figure D.1 Rappel du schéma global du circuit d'alimentation conçu dans le chapitre III

Les amplitudes des quatre coefficients de transmission du circuit d'alimentation de la figure D.1, pour les différentes valeurs de ϵ_r , aux trois fréquences de fonctionnement (1.197 GHz, 1.575 GHz, 2.245 GHz) sont donnés dans le tableau D.1.

Des résultats donnés dans le tableau D.1, nous déduisons la très faible influence de la variation de permittivité sur les performances simulées du circuit d'alimentation. Ces résultats de simulation avec les différentes permittivités sont toujours loin des résultats obtenus par mesure. Par conséquent, La faible variation des longueurs/largeurs des lignes micro-rubans du circuit d'alimentation ne permet pas de justifier l'écart enregistré entre mesure et simulation.

		Simulation $\epsilon_r = 8$	Simulation $\epsilon_r = 9$	Simulation $\epsilon_r = 9.5$	Simulation $\epsilon_r = 10$	Simulation $\epsilon_r = 11$	Mesure
1.197 GHz	S ₁₂ (dB)	-13.19	-12.71	-12.29	-12.14	-12.04	-22.21
	S ₁₃ (dB)	-13.70	-12.86	-12.63	-12.44	-12.28	-21.70
	S ₁₄ (dB)	-13.80	-13.02	-12.87	-12.69	-12.58	-21.30
	S ₁₅ (dB)	-14.08	-13.45	-12.99	-12.79	-12.63	-22.52
1.575 GHz	S ₁₂ (dB)	-13.09	-12.94	-12.97	-12.99	-13.22	-12.26
	S ₁₃ (dB)	-12.93	-12.67	-12.73	-12.8	-12.97	-11.77
	S ₁₄ (dB)	-12.53	-12.34	-12.36	-12.46	-12.68	-12.12
	S ₁₅ (dB)	-12.23	-12.12	-12.14	-12.21	-12.43	-11.38
2.245 GHz	S ₁₂ (dB)	-13.23	-12.72	-12.58	-12.54	-12.14	-16.56
	S ₁₃ (dB)	-13.46	-12.76	-12.64	-12.49	-11.90	-15.02
	S ₁₄ (dB)	-13.84	-13.02	-13.19	-13.15	-12.74	-14.11
	S ₁₅ (dB)	-14.01	-13.35	-13.18	-13.08	-12.56	-12.65

Tableau D.1 Amplitudes des coefficients de transmission pour différentes valeur de permittivité relative

D.2 Retro-mesure en décomposant par fonction le circuit d'alimentation

Dans cette partie, le circuit d'alimentation sera décomposé en trois sous-circuits à savoir Etage GPS/Galileo, Etage TM MicroSat et enfin étage diplexeur (voir figure D.2). Chaque sous circuit sera réalisé et mesuré séparément. Les composants de ces différentes étages seront disposés de la même manière qu'ils le sont sur le circuit d'alimentation réalisé et en utilisant le même substrat diélectrique. Cette décomposition nous permettra de détecter l'étage ne correspondant pas aux attentes.

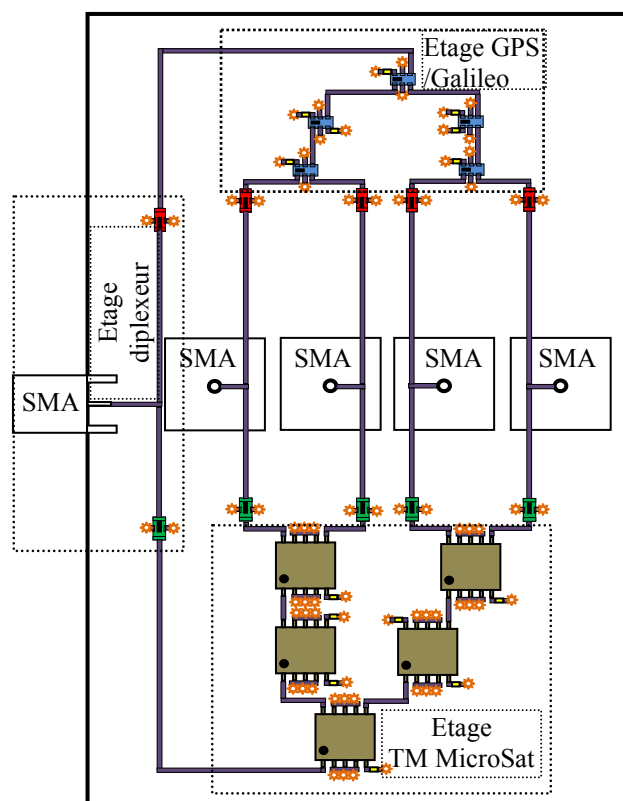


Figure D.2 Décomposition par fonction du circuit d'alimentation réalisé*

* la légende de cette figure peut être retrouvée dans Figure III.40 du chapitre III

D.2.1 Etage GPS/GALILEO

Le circuit réalisé pour cet étage est donné par la figure D.3.

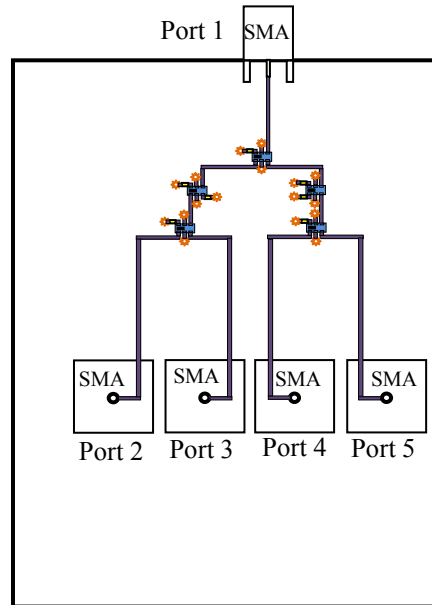


Figure D.3 Circuit réalisé de l'étage GPS/Galileo

La figure D.4 donne les amplitudes mesurées des coefficients de transmission du circuit de la figure D.3 en fonction de la fréquence. Le tableau D.2 résume les amplitudes et les différences de phase de ces coefficients de transmission aux deux fréquences GPS/Galileo (1.197GHz et 1.575 GHz).

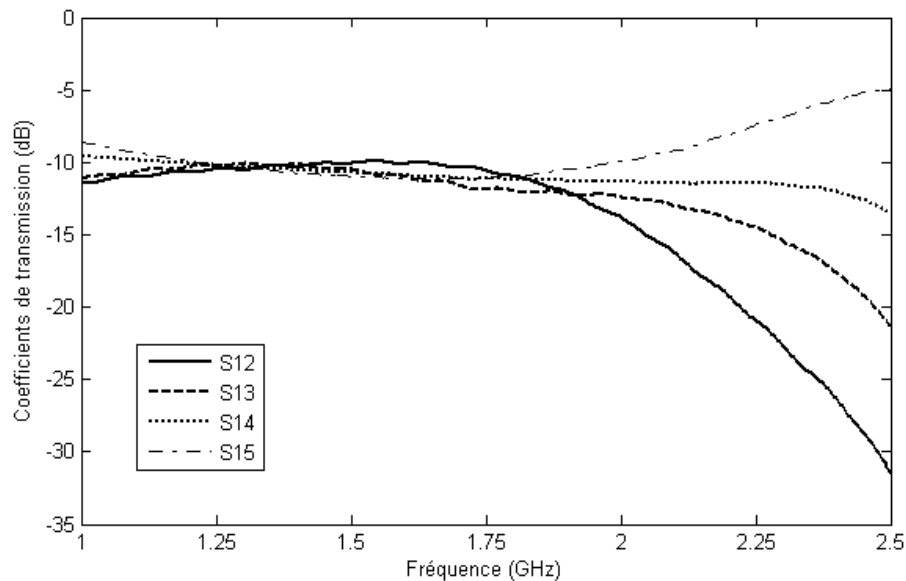


Figure D.4 Amplitudes des coefficients de transmission mesurés

	1.197 GHz		1.575 GHz	
	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation
S_{12} (dB)	-9.89	-9.737	-11.07	-10.74
S_{13} (dB)	-10.07	-9.936	-10.83	-10.43
S_{14} (dB)	-10.31	-10.12	-10.86	-10.12
S_{15} (dB)	-10.68	-10.32	-10.05	-9.804
$\angle S_{13} - \angle S_{12}$ (°)	276.66	268.85	271	270.32
$\angle S_{14} - \angle S_{12}$ (°)	181.09	179.27	177.05	180.14
$\angle S_{15} - \angle S_{12}$ (°)	93.56	89.62	89.73	90.14

Tableau D.2 Amplitudes et différences de phase des coefficients de transmission de l'étage GPS/Galileo

De la figure D.4 et du tableau D.2, l'étage GPS/Galileo réalisé présente de bonnes performances en amplitudes et en phases. Ces performances sont comparables à celles obtenues par simulation circuit données dans la partie III.5.2.a du chapitre III (rappelées dans le tableau D.2). Ceci permet de valider les paramètres S fournis par le fabricant des coupleurs QCN-19 utilisés dans la simulation circuit.

D.2.2 Etage TM MicroSat

Le circuit réalisé pour l'étage TM MicroSat est donné par la figure D.5.

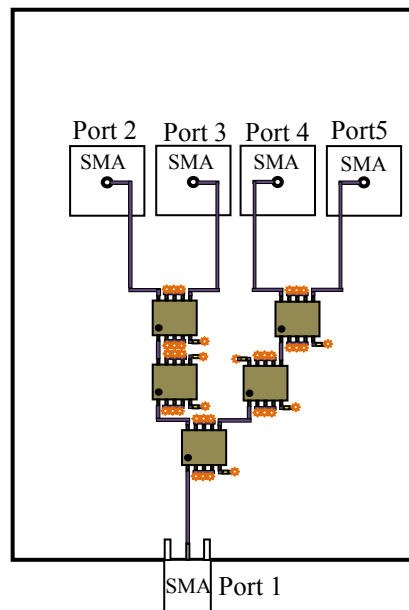


Figure D.5 Circuit réalisé de l'étage TM MicroSat

Les amplitudes mesurées des coefficients de transmission de l'étage TM MicroSat (Figure D.5) en fonction de la fréquence, sont illustrées par la figure D.6. Le tableau D.3 récapitule les amplitudes ainsi que les différences de phase de ces coefficients de transmission à la fréquence centrale de la bande TM MicroSat (2.245 GHz).

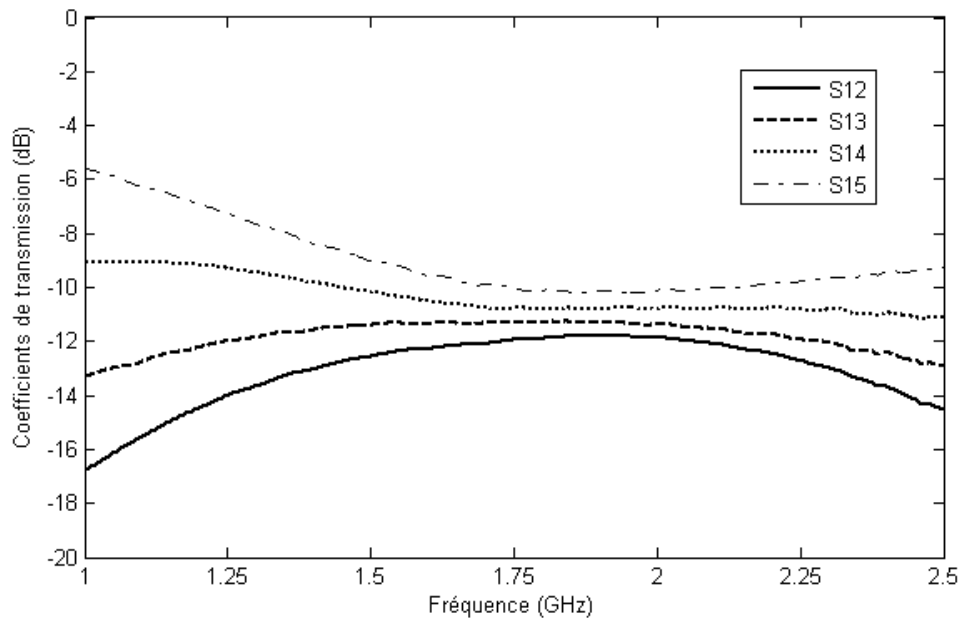


Figure D.6 Amplitudes des coefficients de transmission mesurés

	2.245 GHz	
	Mesure	Simulation
S_{12} (dB)	-12.69	-10.46
S_{13} (dB)	-11.92	-10.54
S_{14} (dB)	-10.83	-10.72
S_{15} (dB)	-9.79	-10.80
$\angle S_{13} - \angle S_{12}$ (°)	-84.5	-89.71
$\angle S_{14} - \angle S_{12}$ (°)	186.97	179.61
$\angle S_{15} - \angle S_{12}$ (°)	94.77	89.90

Tableau D.3 Amplitudes et différences de phase des coefficients de transmission de l'étage TM MicroSat

Pareillement à l'étage GPS/Galileo, l'étage TM MicroSat présente des bonnes performances globales en amplitudes et en phases. Ces performances sont proches de celles obtenues par la simulation circuit de la partie III.5.2.b du chapitre III et rappelées également dans le tableau D.3. Ceci permet de valider les paramètres S fournis par le fabricant des coupleurs QBA-24W utilisés dans la simulation circuit.

D.2.3 Etage diplexeur

La figure D.7 montre l'étage diplexeur réalisé. La figure D.8 donne les amplitudes mesurées des coefficients de transmission du diplexeur de la figure D.7 en fonction de la fréquence. Le tableau D.4 résume les amplitudes et les différences de phase de ces coefficients de transmission aux fréquences centrales des bandes GPS, Galileo et TM MicroSat.

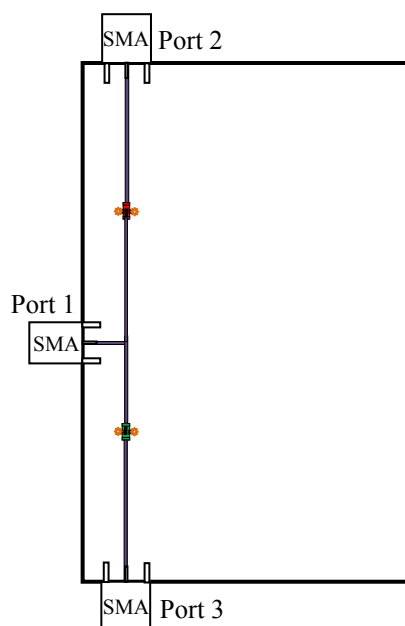


Figure D.7 Circuit réalisé de l'étage diplexeur

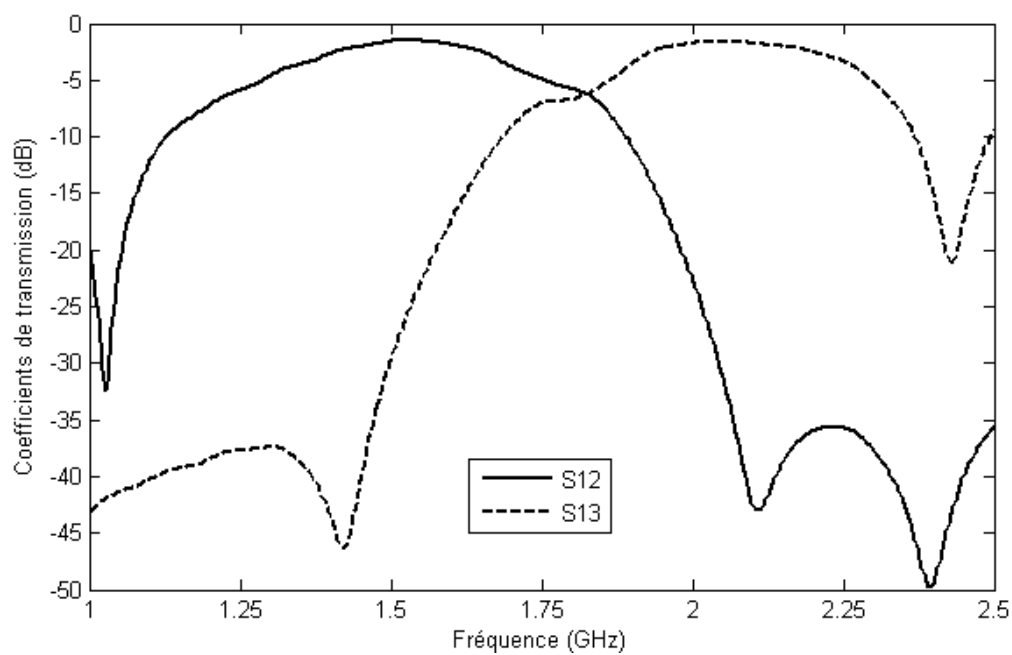


Figure D.8 Amplitudes mesurées des coefficients de transmission du diplexeur

	1.197 GHz		1.575 GHz		2.245 GHz	
	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation
S_{12} (dB)	-7.19	-0.98	-1.63	-1.01	-35.74	-42.57
S_{13} (dB)	-38.46	-49.36	-20.01	-26.44	-3.21	-1.01

Tableau D.4 Amplitudes des coefficients de transmission de l'étage diplexeur

Contrairement aux étages GPS/Galileo et TM MicroSat réalisés qui ont montré leur bon fonctionnement, l'étage diplexeur semble ne pas donner les résultats prédits par les simulations (données dans la partie III.5.2.c du chapitre III) et rappelés dans le tableau D.4. En effet, à la fréquence basse (1.197 GHz), un coefficient de transmission au port 2 de 7 dB est mesuré au lieu des 1 dB prédits par simulation. Egalement, à la fréquence haute (2.245 GHz), on constate un coefficient de transmission au port 3 de l'ordre de 3 dB au lieu des 1 dB attendus. Ces résultats inattendus mettent en cause les paramètres S fournis par le constructeur et utilisés directement dans la simulation circuit (partie III.5.2.c du chapitre III). Une conception plus judicieuse de ce diplexeur nécessitera donc la mesure préliminaire des paramètres S des ses différents constituants à savoir les filtres passe bas et passe haut.

Reconstitution de la polarisation circulaire de l'antenne à 4 accès*

Les mesures réalisées dans la base compacte de mesure d'antennes (BCMA) du CNES donnent le champ en coordonnées sphériques, soit (E_θ, E_ϕ) . Pour la définition des angles on se rapportera à la figure E.1.

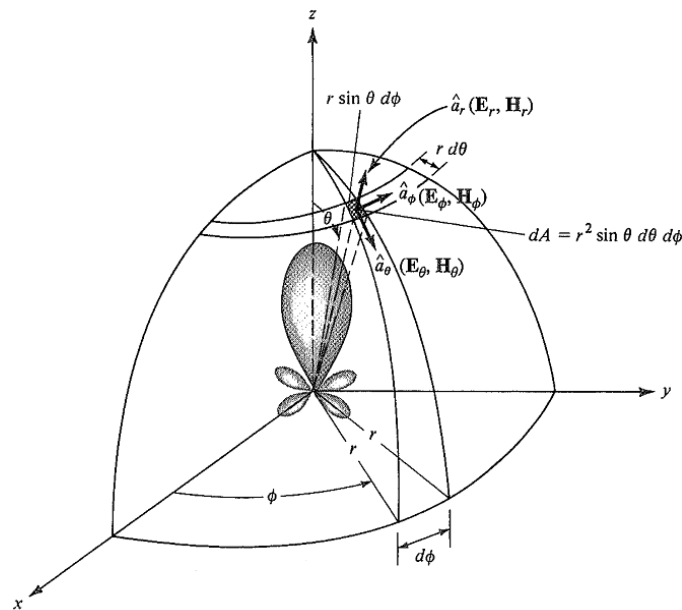


Figure E.1 Composantes E_θ et E_ϕ pour une direction (θ, ϕ) [1].

Pour remplacer le circuit d'alimentation, un traitement numérique de ces mesures permet de prendre en compte l'excitation en quadrature des différents éléments rayonnants. Il suffit en réalité de déphaser convenablement les champs, sachant que ces derniers sont proportionnels à l'excitation.

Deux cas sont traités dans ce travail de thèse. Le premier consiste à reconstituer les champs de l'antenne totale à partir des champs d'un seul brin. Cela revient à idéaliser la réalisation du circuit d'alimentation et la réalisation de l'antenne. Pour cela, il est indispensable d'appliquer une rotation séquentielle de 90° au repère du brin initial pour reconstituer les 4 brins. Dans le cas d'un traitement par coupes en ϕ , cette opération se résume à des manipulations sur les matrices contenant les différentes coupes en E_θ et E_ϕ . Une fois ces manipulations réalisées, il ne reste plus qu'à sommer les différentes contributions pondérées de la phase correspondant à l'excitation.

* Extrait de N. Fonseca, "Modélisation électromagnétique des antennes multi-bandes réalisées et mesurées dans le cadre de l'action R&T R-S06/LN-0002-003", Note Technique CNES, DCT/RF/AN-2007.0000058, 3 Jan. 2007.

Le deuxième cas consiste à reconstituer les champs à partir des mesures des 4 éléments rayonnants. Dans ce cas, le repère de mesure étant le même pour les 4 éléments, il est possible de sommer de suite en quadrature les champs fournis.

Une fois les champs reconstitués pour l'antenne totale, nous obtenons les diagrammes en polarisation circulaire en appliquant les formules suivantes [2]:

$$\begin{cases} E_{RHCP} = \frac{E_\theta + jE_\phi}{\sqrt{2}} \\ E_{LHCP} = \frac{E_\theta - jE_\phi}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (E.1)$$

où RHCP représente la polarisation circulaire droite tandis que le LHCP représente la polarisation circulaire gauche.

E.1 Normalisation des diagrammes de rayonnement

Les données issues des mesures en BCMA sont des valeurs de champs brutes, exprimées dans le repère sphérique. Pour mieux comparer les diagrammes, il est préférable de les normaliser par rapport à une même référence. Pour cela, les diagrammes présentés dans ce rapport de thèse sont exprimés en dBi, donc normalisés par rapport à une source équivalente isotropique. La directivité s'évalue selon la formule ci-dessous [3] :

$$D(\theta, \phi) = \frac{|F(\theta, \phi)|^2}{\frac{1}{4\pi} \iint |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad (E.2)$$

où $|F(\theta, \phi)|^2$ est le diagramme de rayonnement normalisé par rapport au maximum de rayonnement.

Ce calcul suppose l'évaluation d'une intégrale double. Certaines considérations simplificatrices vont nous permettre d'approximer numériquement cette intégrale, qui en coordonnées sphériques s'exprime comme suit :

$$\iint |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} |F(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (E.3)$$

Tout d'abord, les antennes étudiées dans ce travail de thèse présentent une forte symétrie de révolution du fait de la rotation séquentielle de 90° de l'élément rayonnant de base. L'examen approfondi des écarts entre les diagrammes de rayonnement pour $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 45^\circ$ (qui correspondent aux pires écarts observés) montrent que l'hypothèse d'un diagramme à symétrie de révolution est légitime pour évaluer avec une précision correcte la directivité. L'intégrale à calculer peut donc se mettre sous la forme suivante :

$$\iint |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega = 2\pi \int_0^{\pi} |F_{\phi=0}(\theta)|^2 \sin \theta d\theta \quad (E.4)$$

La deuxième simplification consiste à approximer numériquement l'intégrale à calculer, soit :

$$\iint |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega = 2\pi\Delta\theta \sum_{\theta=0}^{\pi} |F_{\phi=0}(\theta)|^2 \sin \theta \quad (\text{E.5})$$

où $\Delta\theta$ est le pas d'échantillonnage en θ .

Nous avons donc calculé la directivité des antennes présentées dans ce rapport de thèse en utilisant la formule suivante :

$$D(\theta, \phi) = \frac{2}{\Delta\theta} \cdot \frac{|F(\theta, \phi)|^2}{\sum_{\theta=0}^{\pi} |F_{\phi=0}(\theta)|^2 \sin \theta} \quad (\text{E.6})$$

Références

- [1] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, Third Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] T. A. Milligan, Modern Antenna Design, McGraw-Hill Book Company, 1985.
- [3] W. L. Stutzman, G.A. Thiele, Antenna Theory and Design, Second Edition, John Wiley & Sons, 1998.

Notices techniques des composants pour les trappes

F.1 Capacités série GQM

Chip Monolithic Ceramic Capacitors



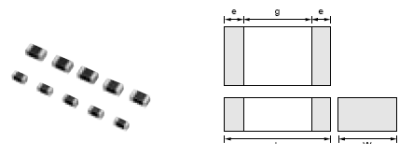
High Frequency for Flow/Reflow Soldering GQM Series

■ Features

- HiQ and low ESR at VHF, UHF, Microwave
- Feature improvement, low power consumption for mobile telecommunication. (Base station, terminal, etc.)

■ Applications

High frequency circuit (Mobile telecommunication, etc.)



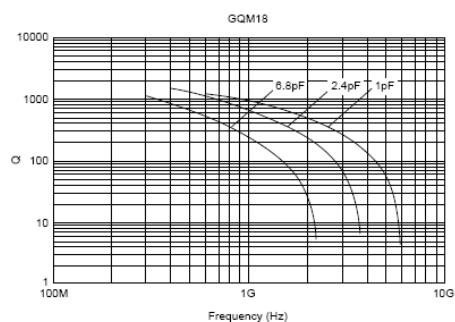
Part Number	Dimensions (mm)				
	L	W	T	e	g min.
GQM188	1.6 ±0.1	0.8 ±0.1	0.8 ±0.1	0.2 to 0.5	0.5
GQM219	2.0 ±0.1	1.25 ±0.1	0.85 ±0.1	0.2 to 0.7	0.7

Part Number	GQM18		GQM21	
L x W	1.60x0.80		2.00x1.25	
TC	C0G (5C)		C0G (5C)	
Rated Volt.	100 (2A)	50 (1H)	100 (2A)	50 (1H)
Capacitance (Capacitance part numbering code) and T (mm) Dimension (T Dimension part numbering code)				
0.50pF(R50)	0.80(8)		0.85(9)	
0.75pF(R75)	0.80(8)		0.85(9)	
1.0pF(1R0)	0.80(8)		0.85(9)	
1.1pF(1R1)	0.80(8)		0.85(9)	
1.2pF(1R2)	0.80(8)		0.85(9)	
1.3pF(1R3)	0.80(8)		0.85(9)	
1.5pF(1R5)	0.80(8)		0.85(9)	
1.6pF(1R6)	0.80(8)		0.85(9)	
1.8pF(1R8)	0.80(8)		0.85(9)	
2.0pF(2R0)	0.80(8)		0.85(9)	
2.2pF(2R2)	0.80(8)		0.85(9)	
2.4pF(2R4)	0.80(8)		0.85(9)	
2.7pF(2R7)	0.80(8)		0.85(9)	
3.0pF(3R0)	0.80(8)		0.85(9)	
3.3pF(3R3)	0.80(8)		0.85(9)	
3.6pF(3R6)	0.80(8)		0.85(9)	
3.9pF(3R9)	0.80(8)		0.85(9)	
4.0pF(4R0)	0.80(8)		0.85(9)	
4.3pF(4R3)	0.80(8)		0.85(9)	
4.7pF(4R7)	0.80(8)		0.85(9)	
5.0pF(5R0)	0.80(8)		0.85(9)	
5.1pF(5R1)	0.80(8)		0.85(9)	
5.6pF(5R6)	0.80(8)		0.85(9)	
6.0pF(6R0)	0.80(8)		0.85(9)	
6.2pF(6R2)	0.80(8)		0.85(9)	
6.8pF(6R8)	0.80(8)		0.85(9)	
7.0pF(7R0)		0.80(8)	0.85(9)	
7.5pF(7R5)		0.80(8)	0.85(9)	
8.0pF(8R0)		0.80(8)	0.85(9)	
8.2pF(8R2)		0.80(8)	0.85(9)	
9.0pF(9R0)		0.80(8)	0.85(9)	
9.1pF(9R1)		0.80(8)	0.85(9)	
10pF(100)		0.80(8)	0.85(9)	

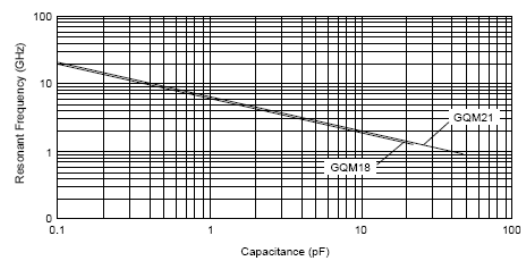
Part Number	GQM18		GQM21	
L x W	1.60x0.80		2.00x1.25	
TC	C0G (5C)		C0G (5C)	
Rated Volt.	100 (2A)	50 (1H)	100 (2A)	50 (1H)
Capacitance (Capacitance part numbering code) and T (mm) Dimension (T Dimension part numbering code)				
11pF(110)		0.80(8)	0.85(9)	
12pF(120)		0.80(8)	0.85(9)	
13pF(130)		0.80(8)	0.85(9)	
15pF(150)		0.80(8)	0.85(9)	
16pF(160)		0.80(8)	0.85(9)	
18pF(180)		0.80(8)	0.85(9)	
20pF(200)		0.80(8)		0.85(9)
22pF(220)		0.80(8)		0.85(9)
24pF(240)		0.80(8)		0.85(9)
27pF(270)		0.80(8)		0.85(9)
30pF(300)		0.80(8)		0.85(9)
33pF(330)		0.80(8)		0.85(9)
36pF(360)		0.80(8)		0.85(9)
39pF(390)		0.80(8)		0.85(9)
43pF(430)		0.80(8)		0.85(9)
47pF(470)		0.80(8)		0.85(9)
51pF(510)		0.80(8)		0.85(9)
56pF(560)		0.80(8)		0.85(9)
62pF(620)		0.80(8)		0.85(9)
68pF(680)		0.80(8)		0.85(9)
75pF(750)		0.80(8)		0.85(9)
82pF(820)		0.80(8)		0.85(9)
91pF(910)		0.80(8)		0.85(9)
100pF(101)		0.80(8)		0.85(9)

The part numbering code is shown in ().
Dimensions are shown in mm and Rated Voltage in Vdc.

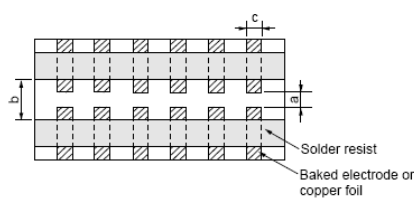
■ Q-Frequency Characteristics



■ Resonant Frequency-Capacitance

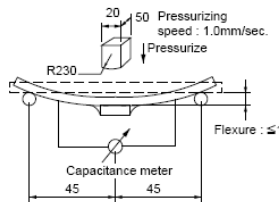
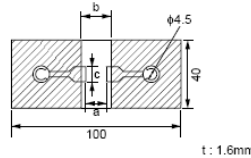


Specifications and Test Methods

No.	Item	Specifications	Test Method										
1	Operating Temperature	−55 to 125°C	Reference Temperature : 25°C (2C, 3C, 4C : 20°C)										
2	Rated Voltage	See the previous page.	The rated voltage is defined as the maximum voltage which may be applied continuously to the capacitor. When AC voltage is superimposed on DC voltage, V_{r-p} or V_{r-m} , whichever is larger, should be maintained within the rated voltage range.										
3	Appearance	No defects or abnormalities	Visual inspection										
4	Dimension	Within the specified dimensions	Using calipers										
5	Dielectric Strength	No defects or abnormalities	No failure should be observed when 300% of the rated voltage is applied between the terminations for 1 to 5 seconds, provided the charge/discharge current is less than 50mA.										
6	Insulation Resistance	More than 10,000M Ω (Whichever is smaller)	The insulation resistance should be measured with a DC voltage not exceeding the rated voltage at 25°C and 75%RH max. and within 2 minutes of charging.										
7	Capacitance	Within the specified tolerance	The capacitance/Q should be measured at 25°C at the frequency and voltage shown in the table.										
8	Q	30pF min. : $Q \geq 1400$ 30pF max. : $Q \geq 800+20C$ C : Nominal Capacitance (pF)	<table><tr><td>Frequency</td><td>1$\pm$0.1MHz</td></tr><tr><td>Voltage</td><td>0.5 to 5Vrms</td></tr></table>	Frequency	1 $\pm$ 0.1MHz	Voltage	0.5 to 5Vrms						
Frequency	1 $\pm$ 0.1MHz												
Voltage	0.5 to 5Vrms												
9	Capacitance Temperature Characteristics	Capacitance Change	Within the specified tolerance (Table A)										
		Temperature Coefficient	Within the specified tolerance (Table A)										
		Capacitance Drift	Within $\pm 0.2\%$ or $\pm 0.05pF$ (Whichever is larger)										
10	Adhesive Strength of Termination	No removal of the terminations or other defect should occur.	Solder the capacitor to the test jig (glass epoxy board) shown in Fig. 1 using a eutectic solder. Then apply 10N* force in parallel with the test jig for 10 $\pm$ 1 sec. The soldering should be done either with an iron or using the reflow method and should be conducted with care so that the soldering is uniform and free of defects such as heat shock. *5N (GQM188)										
			<table><tr><td>Type</td><td>a</td><td>b</td><td>c</td></tr><tr><td>GQM18</td><td>1.0</td><td>3.0</td><td>1.2</td></tr><tr><td>GQM21</td><td>1.2</td><td>4.0</td><td>1.65</td></tr></table> (in mm) Fig. 1	Type	a	b	c	GQM18	1.0	3.0	1.2	GQM21	1.2
Type	a	b	c										
GQM18	1.0	3.0	1.2										
GQM21	1.2	4.0	1.65										
11	Vibration Resistance	Appearance	No defects or abnormalities										
		Capacitance	Within the specified tolerance										
11	Vibration Resistance	Q	30pF min. : $Q \geq 1400$ 30pF max. : $Q \geq 800+20C$ C : Nominal Capacitance (pF)										
			Solder the capacitor to the test jig (glass epoxy board) in the same manner and under the same conditions as (10). The capacitor should be subjected to a simple harmonic motion having a total amplitude of 1.5mm, the frequency being varied uniformly between the approximate limits of 10 and 55Hz. The frequency range, from 10 to 55Hz and return to 10Hz, should be traversed in approximately 1 minute. This motion should be applied for a period of 2 hours in each of 3 mutually perpendicular directions (total of 6 hours).										

Specifications and Test Methods

Continued from the preceding page.

No.	Item	Specifications	Test Method															
12	Deflection	No crack or marked defect should occur.	Solder the capacitor on the test jig (glass epoxy board) shown in Fig. 2 using a eutectic solder. Then apply a force in the direction shown in Fig. 3. The soldering should be done either with an iron or using the reflow method and should be conducted with care so that the soldering is uniform and free of defects such as heat shock.  Fig. 3															
		 <table><thead><tr><th>Type</th><th>a</th><th>b</th><th>c</th></tr></thead><tbody><tr><td>GQM18</td><td>1.0</td><td>3.0</td><td>1.2</td></tr><tr><td>GQM21</td><td>1.2</td><td>4.0</td><td>1.65</td></tr></tbody></table> (in mm) Fig. 2		Type	a	b	c	GQM18	1.0	3.0	1.2	GQM21	1.2	4.0	1.65			
Type	a	b	c															
GQM18	1.0	3.0	1.2															
GQM21	1.2	4.0	1.65															
13	Solderability of Termination	75% of the terminations are to be soldered evenly and continuously.	Immerse the capacitor in a solution of ethanol (JIS-K-8101) and rosin (JIS-K-5902) (25% rosin in weight proportion). Preheat at 80 to 120°C for 10 to 30 seconds. After preheating, immerse in eutectic solder solution for 2±0.5 seconds at 230±5°C or Sn-3.0Ag-0.5Cu solder solution for 2±0.5 seconds at 245±5°C.															
14	Resistance to Soldering Heat	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Preheat the capacitor at 120 to 150°C for 1 minute. Immerse the capacitor in a eutectic solder or Sn-3.0Ag-0.5Cu solder solution at 270±5°C for 10±0.5 seconds. Let sit at room temperature for 24±2 hours.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±2.5% or ±0.25 pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥1400 30pF max. : Q≥800+20C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 10,000MΩ														
15	Temperature Cycle	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Fix the capacitor to the supporting jig in the same manner and under the same conditions as (10). Perform the five cycles according to the four heat treatments listed in the following table. Let sit for 24±2 hours at room temperature, then measure. <table><thead><tr><th>Step</th><th>1</th><th>2</th><th>3</th><th>4</th></tr></thead><tbody><tr><td>Temp. (°C)</td><td>Min. Operating Temp. +0/-3</td><td>Room Temp.</td><td>Max. Operating Temp. +3/-0</td><td>Room Temp.</td></tr><tr><td>Time (min.)</td><td>30±3</td><td>2 to 3</td><td>30±3</td><td>2 to 3</td></tr></tbody></table>	Step	1	2	3	4	Temp. (°C)	Min. Operating Temp. +0/-3	Room Temp.	Max. Operating Temp. +3/-0	Room Temp.	Time (min.)	30±3	2 to 3	30±3	2 to 3
		Step		1	2	3	4											
		Temp. (°C)		Min. Operating Temp. +0/-3	Room Temp.	Max. Operating Temp. +3/-0	Room Temp.											
		Time (min.)		30±3	2 to 3	30±3	2 to 3											
		Appearance		No marking defects														
Capacitance Change	Within ±2.5% or ±0.25pF (Whichever is larger)																	
Q	30pF min. : Q≥1400 30pF max. : Q≥800+20C C : Nominal Capacitance (pF)																	
I.R.	More than 10,000MΩ																	
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure.															
		Appearance		No marking defects														
		Capacitance Change		Within ±5% or ±0.5pF (Whichever is larger)														
		Q		30pF min. : Q≥350 10pF and over, 30pF and below : Q≥275+5C/2 10pF max. : Q≥200+10C C : Nominal Capacitance (pF)														
		I.R.		More than 1,000MΩ														
16	Humidity Steady State	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Let the capacitor sit at 40±2°C and 9															

Specifications and Test Methods

Continued from the preceding page.

No.	Item	Specifications	Test Method
17	Humidity Load	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Apply the rated voltage at 40±2°C and 90 to 95% humidity for 500±12 hours. Remove and let sit for 24±2 hours at room temperature then measure. The charge/discharge current is less than 50mA.
		Appearance	
		Capacitance Change	
		Q	
		I.R.	
		Dielectric Strength	
18	High Temperature Load	The measured and observed characteristics should satisfy the specifications in the following table.	Apply 200% of the rated voltage for 1000±12 hours at the maximum operating temperature ±3°C. Let sit for 24±2 hours (temperature compensating type) at room temperature, then measure. The charge/discharge current is less than 50mA.
		Appearance	
		Capacitance Change	
		Q	
		I.R.	
		Dielectric Strength	

Table A
(1)

Char.	Nominal Values (ppm/°C) *1	Capacitance Change from 25°C (%)					
		-55°C		-30°C		-10°C	
		Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.
5C	0±30	0.58	-0.24	0.40	-0.17	0.25	-0.11

*1 : Nominal values denote the temperature coefficient within a range of 25 to 125°C.

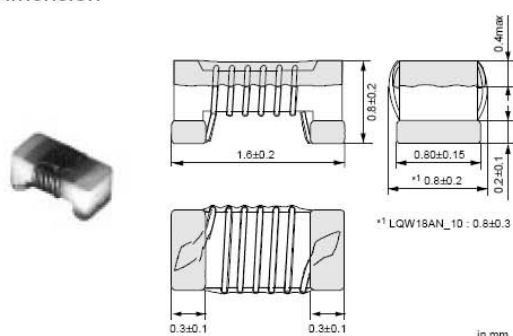
F.2 Inductances série LQW18

Chip Coils for High Frequency Horizontal Wire Wound**muRata****LQW18A_00 Series (0603 Size)**

■ Features

1. Broad range of inductance (2.2nH to 470nH) with E24 step line up.
2. Horizontal wire wound structure enables tight inductance tolerance (+/-0.2nH, +/-2%). Stable circuit operation is possible.
3. The subminiature dimensions (1.6x0.8mm) allow high density mounting.
4. The high self resonant frequency realizes high Q value and stable inductance at high frequency.
5. Low DC resistance design is ideal for low loss, high output and low power consumption.
6. Resin-coated surface enables excellent mounting.

■ Dimension



■ Applications

1. High frequency circuits of mobile phones such as PA, ANT, VCO, SAW, etc.
2. Mobile phones such as GSM, CDMA, PDC, etc.
3. "Bluetooth"
4. W-LAN
5. High frequency circuits in general

■ Rated Value (□: packaging code)

Part Number	Inductance	Test Frequency	Rated Current	Max. of DC resistance	Q (min.)	Test Frequency	Self Resonance Frequency (min.)
LQW18AN2N2D00□	2.2nH±0.5nH	100MHz	700mA	0.049ohm	16	250MHz	6000MHz
LQW18AN3N6C00□	3.6nH±0.2nH	100MHz	850mA	0.059ohm	25	250MHz	6000MHz
LQW18AN3N6D00□	3.6nH±0.5nH	100MHz	850mA	0.059ohm	25	250MHz	6000MHz
LQW18AN3N9C00□	3.9nH±0.2nH	100MHz	850mA	0.059ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN3N9D00□	3.9nH±0.5nH	100MHz	850mA	0.059ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN4N3C00□	4.3nH±0.2nH	100MHz	850mA	0.059ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN4N3D00□	4.3nH±0.5nH	100MHz	850mA	0.059ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN4N7D00□	4.7nH±0.5nH	100MHz	850mA	0.059ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN5N6C00□	5.6nH±0.2nH	100MHz	750mA	0.082ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN5N6D00□	5.6nH±0.5nH	100MHz	750mA	0.082ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN6N2C00□	6.2nH±0.2nH	100MHz	750mA	0.082ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN6N2D00□	6.2nH±0.5nH	100MHz	750mA	0.082ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN6N8C00□	6.8nH±0.2nH	100MHz	750mA	0.082ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN6N8D00□	6.8nH±0.5nH	100MHz	750mA	0.082ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN7N5D00□	7.5nH±0.5nH	100MHz	750mA	0.082ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN8N2D00□	8.2nH±0.5nH	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN8N7D00□	8.7nH±0.5nH	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN9N1D00□	9.1nH±0.5nH	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN9N5D00□	9.5nH±0.5nH	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN10NG00□	10nH±2%	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN10NJ00□	10nH±5%	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN11NG00□	11nH±2%	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN11NJ00□	11nH±5%	100MHz	650mA	0.11ohm	35	250MHz	6000MHz

Operating Temperature Range: -55°C to +125°C Only for reflow soldering.

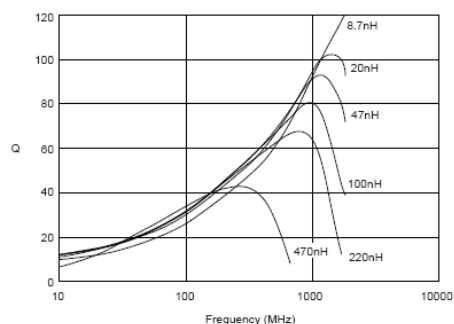
Part Number	Inductance	Test Frequency	Rated Current	Max. of DC resistance	Q (min.)	Test Frequency	Self Resonance Frequency (min.)
LQW18AN12NG00□	12nH±2%	100MHz	600mA	0.13ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN12NJ00□	12nH±5%	100MHz	600mA	0.13ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN13NG00□	13nH±2%	100MHz	600mA	0.13ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN13NJ00□	13nH±5%	100MHz	600mA	0.13ohm	35	250MHz	6000MHz
LQW18AN15NG00□	15nH±2%	100MHz	600mA	0.13ohm	40	250MHz	6000MHz
LQW18AN15NJ00□	15nH±5%	100MHz	600mA	0.13ohm	40	250MHz	6000MHz
LQW18AN16NG00□	16nH±2%	100MHz	550mA	0.16ohm	40	250MHz	5500MHz
LQW18AN16NJ00□	16nH±5%	100MHz	550mA	0.16ohm	40	250MHz	5500MHz
LQW18AN18NG00□	18nH±2%	100MHz	550mA	0.16ohm	40	250MHz	5500MHz
LQW18AN18NJ00□	18nH±5%	100MHz	550mA	0.16ohm	40	250MHz	5500MHz
LQW18AN20NG00□	20nH±2%	100MHz	550mA	0.16ohm	40	250MHz	4900MHz
LQW18AN20NJ00□	20nH±5%	100MHz	550mA	0.16ohm	40	250MHz	4900MHz
LQW18AN22NG00□	22nH±2%	100MHz	500mA	0.17ohm	40	250MHz	4800MHz
LQW18AN22NJ00□	22nH±5%	100MHz	500mA	0.17ohm	40	250MHz	4800MHz
LQW18AN24NG00□	24nH±2%	100MHz	500mA	0.21ohm	40	250MHz	3800MHz
LQW18AN24NJ00□	24nH±5%	100MHz	500mA	0.21ohm	40	250MHz	3800MHz
LQW18AN27NG00□	27nH±2%	100MHz	440mA	0.21ohm	40	250MHz	3700MHz
LQW18AN27NJ00□	27nH±5%	100MHz	440mA	0.21ohm	40	250MHz	3700MHz
LQW18AN30NG00□	30nH±2%	100MHz	420mA	0.23ohm	40	250MHz	3300MHz
LQW18AN30NJ00□	30nH±5%	100MHz	420mA	0.23ohm	40	250MHz	3300MHz
LQW18AN33NG00□	33nH±2%	100MHz	420mA	0.23ohm	40	250MHz	3200MHz
LQW18AN33NJ00□	33nH±5%	100MHz	420mA	0.23ohm	40	250MHz	3200MHz
LQW18AN36NG00□	36nH±2%	100MHz	400mA	0.26ohm	40	250MHz	2900MHz
LQW18AN36NJ00□	36nH±5%	100MHz	400mA	0.26ohm	40	250MHz	2900MHz
LQW18AN39NG00□	39nH±2%	100MHz	400mA	0.26ohm	40	250MHz	2800MHz
LQW18AN39NJ00□	39nH±5%	100MHz	400mA	0.26ohm	40	250MHz	2800MHz
LQW18AN43NG00□	43nH±2%	100MHz	380mA	0.29ohm	40	200MHz	2700MHz
LQW18AN43NJ00□	43nH±5%	100MHz	380mA	0.29ohm	40	200MHz	2700MHz
LQW18AN47NG00□	47nH±2%	100MHz	380mA	0.29ohm	38	200MHz	2600MHz
LQW18AN47NJ00□	47nH±5%	100MHz	380mA	0.29ohm	38	200MHz	2600MHz
LQW18AN51NG00□	51nH±2%	100MHz	370mA	0.33ohm	38	200MHz	2500MHz
LQW18AN51NJ00□	51nH±5%	100MHz	370mA	0.33ohm	38	200MHz	2500MHz
LQW18AN56NG00□	56nH±2%	100MHz	360mA	0.35ohm	38	200MHz	2400MHz
LQW18AN56NJ00□	56nH±5%	100MHz	360mA	0.35ohm	38	200MHz	2400MHz
LQW18AN62NG00□	62nH±2%	100MHz	280mA	0.51ohm	38	200MHz	2300MHz
LQW18AN62NJ00□	62nH±5%	100MHz	280mA	0.51ohm	38	200MHz	2300MHz
LQW18AN68NG00□	68nH±2%	100MHz	340mA	0.38ohm	38	200MHz	2200MHz
LQW18AN68NJ00□	68nH±5%	100MHz	340mA	0.38ohm	38	200MHz	2200MHz
LQW18AN72NG00□	72nH±2%	100MHz	270mA	0.56ohm	34	150MHz	2100MHz
LQW18AN72NJ00□	72nH±5%	100MHz	270mA	0.56ohm	34	150MHz	2100MHz
LQW18AN75NG00□	75nH±2%	100MHz	270mA	0.56ohm	34	150MHz	2050MHz
LQW18AN75NJ00□	75nH±5%	100MHz	270mA	0.56ohm	34	150MHz	2050MHz
LQW18AN82NG00□	82nH±2%	100MHz	250mA	0.60ohm	34	150MHz	2000MHz
LQW18AN82NJ00□	82nH±5%	100MHz	250mA	0.60ohm	34	150MHz	2000MHz
LQW18AN91NG00□	91nH±2%	100MHz	230mA	0.64ohm	34	150MHz	1900MHz
LQW18AN91NJ00□	91nH±5%	100MHz	230mA	0.64ohm	34	150MHz	1900MHz
LQW18ANR10G00□	100nH±2%	100MHz	220mA	0.68ohm	34	150MHz	1800MHz
LQW18ANR10J00□	100nH±5%	100MHz	220mA	0.68ohm	34	150MHz	1800MHz
LQW18ANR11G00□	110nH±2%	100MHz	200mA	1.2ohm	32	150MHz	1350MHz
LQW18ANR11J00□	110nH±5%	100MHz	200mA	1.2ohm	32	150MHz	1350MHz
LQW18ANR12G00□	120nH±2%	100MHz	180mA	1.3ohm	32	150MHz	1600MHz

Operating Temperature Range: -55°C to +125°C Only for reflow soldering.

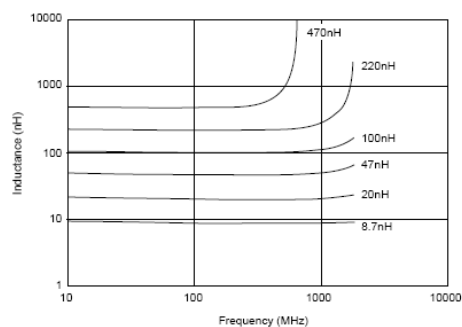
Part Number	Inductance	Test Frequency	Rated Current	Max. of DC resistance	Q (min.)	Test Frequency	Self Resonance Frequency (min.)
LQW18ANR12J00□	120nH±5%	100MHz	180mA	1.3ohm	32	150MHz	1600MHz
LQW18ANR13G00□	130nH±2%	100MHz	170mA	1.4ohm	32	150MHz	1450MHz
LQW18ANR13J00□	130nH±5%	100MHz	170mA	1.4ohm	32	150MHz	1450MHz
LQW18ANR15G00□	150nH±2%	100MHz	160mA	1.5ohm	32	150MHz	1400MHz
LQW18ANR15J00□	150nH±5%	100MHz	160mA	1.5ohm	32	150MHz	1400MHz
LQW18ANR16G00□	160nH±2%	100MHz	150mA	2.1ohm	32	150MHz	1350MHz
LQW18ANR16J00□	160nH±5%	100MHz	150mA	2.1ohm	32	150MHz	1350MHz
LQW18ANR18G00□	180nH±2%	100MHz	140mA	2.2ohm	25	100MHz	1300MHz
LQW18ANR18J00□	180nH±5%	100MHz	140mA	2.2ohm	25	100MHz	1300MHz
LQW18ANR20G00□	200nH±2%	100MHz	120mA	2.4ohm	25	100MHz	1250MHz
LQW18ANR20J00□	200nH±5%	100MHz	120mA	2.4ohm	25	100MHz	1250MHz
LQW18ANR22G00□	220nH±2%	100MHz	120mA	2.5ohm	25	100MHz	1200MHz
LQW18ANR22J00□	220nH±5%	100MHz	120mA	2.5ohm	25	100MHz	1200MHz
LQW18ANR27G00□	270nH±2%	100MHz	110mA	3.4ohm	30	100MHz	960MHz
LQW18ANR27J00□	270nH±5%	100MHz	110mA	3.4ohm	30	100MHz	960MHz
LQW18ANR33G00□	330nH±2%	100MHz	85mA	5.5ohm	30	100MHz	800MHz
LQW18ANR33J00□	330nH±5%	100MHz	85mA	5.5ohm	30	100MHz	800MHz
LQW18ANR39G00□	390nH±2%	100MHz	80mA	6.2ohm	30	100MHz	800MHz
LQW18ANR39J00□	390nH±5%	100MHz	80mA	6.2ohm	30	100MHz	800MHz
LQW18ANR47G00□	470nH±2%	100MHz	75mA	7.0ohm	30	100MHz	700MHz
LQW18ANR47J00□	470nH±5%	100MHz	75mA	7.0ohm	30	100MHz	700MHz

Operating Temperature Range: -55°C to +125°C Only for reflow soldering.

■ Q-Frequency Characteristics (Typ.)



■ Inductance-Frequency Characteristics (Typ.)



Chip Coils for High Frequency Horizontal Wire Wound



LQW18A_10 Series (High Q/Low DC Resistance Type) (0603 Size)

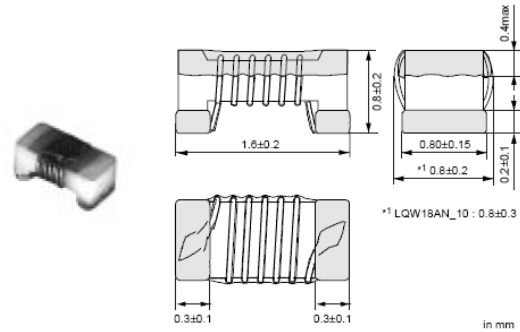
■ Features

DC Resistance is about 50% less than current type.
Q is about 10% higher, and allowable current is about 20% higher than current type. Tight inductance tolerance is available.

■ Applications

Cellular phone and Base station.
W-CDMA, GSM, N-CDMA, PDC.
Higher Q -- Matching circuit for antenna, SAWFIL.
Lower Rdc -- Choke coil for IF, RF circuit like PA.
Equipment with high frequency circuits
(Wireless LAN etc.)

■ Dimension

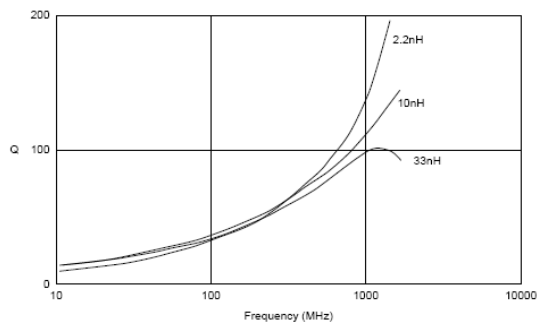


■ Rated Value (□: packaging code)

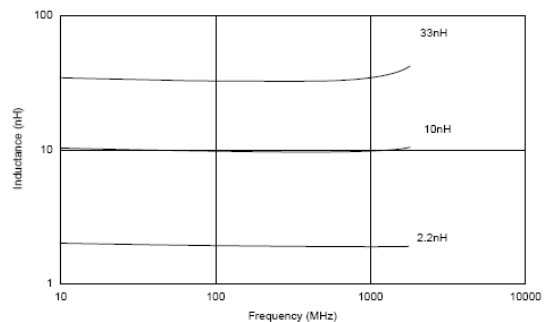
Part Number	Inductance	Test Frequency	Rated Current	Max. of DC resistance	Q (min.)	Test Frequency	Self Resonance Frequency (min.)
LQW18AN2N2D10□	2.2nH±0.5nH	100MHz	1400mA	0.018ohm	25	250MHz	18000MHz
LQW18AN3N9C10□	3.9nH±0.2nH	100MHz	1000mA	0.032ohm	38	250MHz	11000MHz
LQW18AN3N9D10□	3.9nH±0.5nH	100MHz	1000mA	0.032ohm	38	250MHz	11000MHz
LQW18AN5N6D10□	5.6nH±0.5nH	100MHz	900mA	0.045ohm	38	250MHz	10000MHz
LQW18AN6N8C10□	6.8nH±0.2nH	100MHz	900mA	0.045ohm	38	250MHz	7000MHz
LQW18AN6N8D10□	6.8nH±0.5nH	100MHz	900mA	0.045ohm	38	250MHz	7000MHz
LQW18AN8N2D10□	8.2nH±0.5nH	100MHz	800mA	0.058ohm	38	250MHz	7000MHz
LQW18AN10NG10□	10nH±2%	100MHz	800mA	0.058ohm	38	250MHz	5000MHz
LQW18AN10NJ10□	10nH±5%	100MHz	800mA	0.058ohm	38	250MHz	5000MHz
LQW18AN12NG10□	12nH±2%	100MHz	750mA	0.071ohm	38	250MHz	5000MHz
LQW18AN12NJ10□	12nH±5%	100MHz	750mA	0.071ohm	38	250MHz	5000MHz
LQW18AN15NJ10□	15nH±5%	100MHz	700mA	0.085ohm	42	250MHz	4500MHz
LQW18AN18NG10□	18nH±2%	100MHz	700mA	0.085ohm	42	250MHz	3500MHz
LQW18AN18NJ10□	18nH±5%	100MHz	700mA	0.085ohm	42	250MHz	3500MHz
LQW18AN22NG10□	22nH±2%	100MHz	640mA	0.099ohm	42	250MHz	3200MHz
LQW18AN22NJ10□	22nH±5%	100MHz	640mA	0.099ohm	42	250MHz	3200MHz
LQW18AN27NG10□	27nH±2%	100MHz	590mA	0.116ohm	42	250MHz	2800MHz
LQW18AN27NJ10□	27nH±5%	100MHz	590mA	0.116ohm	42	250MHz	2800MHz
LQW18AN33NJ10□	33nH±5%	100MHz	550mA	0.132ohm	42	250MHz	2500MHz

Operating Temperature Range: -55°C to +125°C

■ Q-Frequency Characteristics (Typ.)



■ Inductance-Frequency Characteristics (Typ.)



F.3 Capacités variables série TZR1

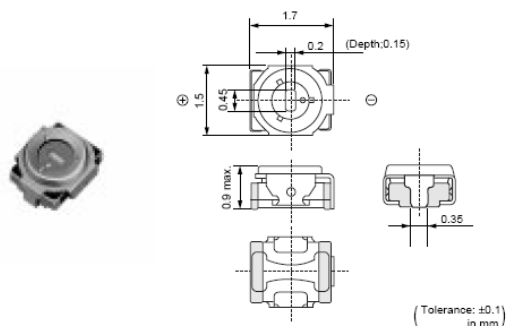
Ceramic Trimmer Capacitors



TZR1 Series

■ Features

1. Ultra-small and thin with external dimensions of 1.5(W)x1.7(L)x0.85(H)mm (80% less in volume than the current product).
2. Unique construction with no plastic material provides superior soldering heat resistance to maintain excellent characteristic performance after reflow soldering.
3. Suitable for high frequency circuit due to high self resonant frequency (6.2GHz of TZR1Z010 at 1.0pF setting)



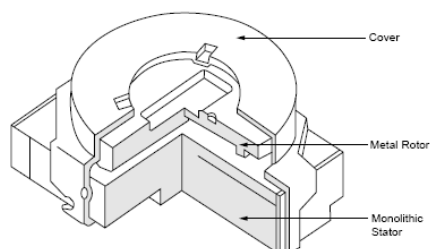
■ Applications

1. "Bluetooth"
2. Crystal oscillators
3. Crystal filters
4. Hand radios
5. Miniature tuner packs (FM Radio, TV)
6. Remote keyless entry systems
7. Pagers

Part Number	Cmin. (max.) (pF)	Cmax. (pF)	TC	Q	Rated Voltage	Withstanding Voltage
TZR1Z010A001	0.55	1.0 +100/-0%	NP0±300ppm/°C	200min. at 200MHz, Cmax.	25Vdc	55Vdc
TZR1Z1R5A001	0.7	1.5 +100/-0%	NP0±300ppm/°C	200min. at 200MHz, Cmax.	25Vdc	55Vdc
TZR1Z040A001	1.5	4.0 +100/-0%	NP0±500ppm/°C	300min. at 1MHz, Cmax.	25Vdc	55Vdc
TZR1R080A001	3.0	8.0 +100/-0%	N750±500ppm/°C	300min. at 1MHz, Cmax.	25Vdc	55Vdc

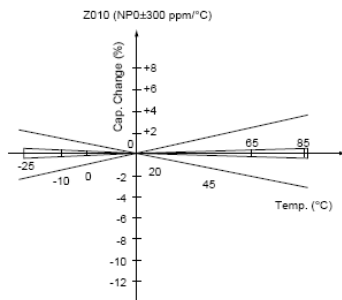
Insulation Resistance: 10000M ohm Torque: 0.1 to 1.0mNm Operating Temperature Range: -25 to +85°C

■ Construction

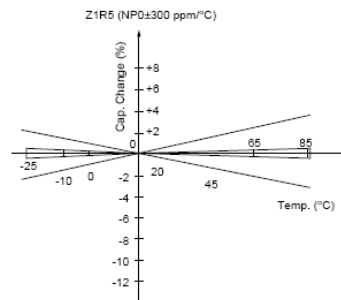


■ Temperature Characteristics

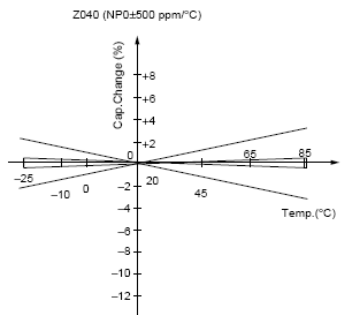
TZR1Z010



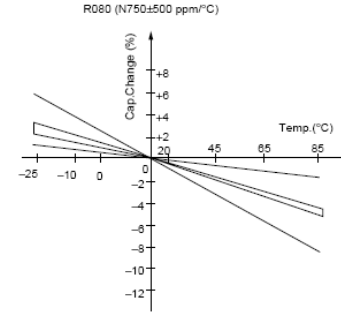
TZR1Z1R5



TZR1Z040

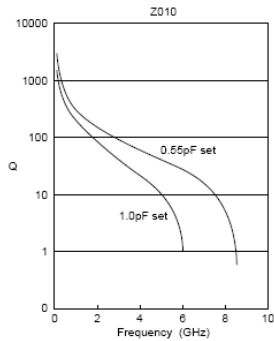


TZR1R080

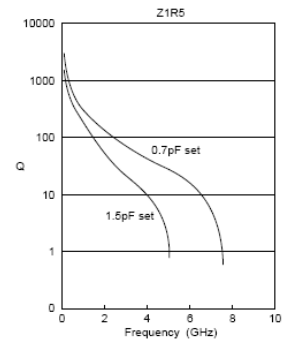


■ Frequency Characteristics

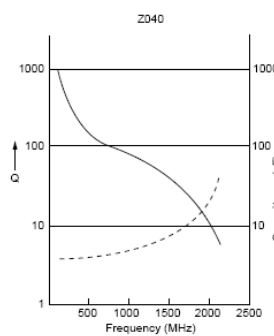
TZR1Z010



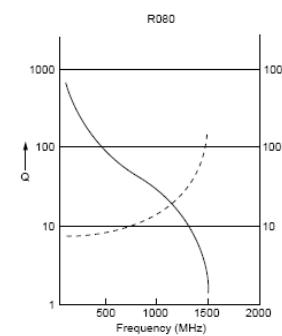
TZR1Z1R5



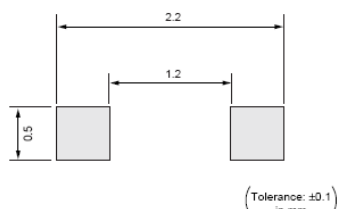
TZR1Z040



TZR1R080



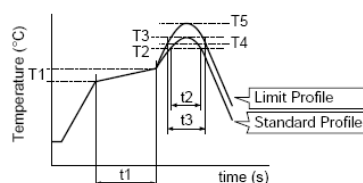
■ Land Pattern



■ Temperature Profile

● Reflow Soldering Profile

① Soldering profile for Lead-free solder (96.5Sn/3Ag/0.5Cu)

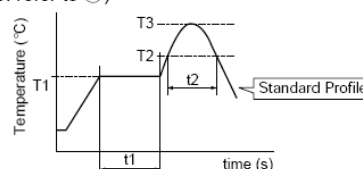


Standard Profile					
Pre-heating		Heating		Peak temperature (T3)	Cycle of reflow
Temp. (T1)	Time (t1)	Temp. (T2)	Time (t2)		
150 to 180°C	60 to 120sec.	220°C	30 to 60sec.	245 $\pm$ 3°C	2time

Limit Profile					
Pre-heating		Heating		Peak temperature (T5)	Cycle of reflow
Temp. (T1)	Time (t1)	Temp. (T4)	Time (t3)		
150 to 180°C	60 to 120sec.	230°C	30 to 50sec.	260 +5/-0°C	2time

② Soldering profile for Eutectic solder (63Sn/37Pb)

(Limit profile: refer to ①)



Standard Profile					
Pre-heating		Heating		Peak temperature (T3)	Cycle of reflow
Temp. (T1)	Time (t1)	Temp. (T2)	Time (t2)		
150°C	60 to 120sec.	183°C	30sec.	230 +5/-0°C	1time

● Solder Iron

Standard Profile			
Temperature of soldering iron tip	Soldering time	Soldering iron power output	Cycle of solder iron
350 $\pm$ 10°C	3sec. max.	30W max.	1time

■ Notice (Storage and Operating Condition)

- Do not use the trimmer capacitor under atmosphere of RTV silicone rubber (Room Temperature Vulcanizing Silicone Rubber) except Acetone liberating silicone sealant.
- Before using trimmer capacitor, please store under the condition of -10 to +40 degree C and 30 to 85%RH.
- Do not store in or near corrosive gasses.
- Use within 6 months of delivery.
- Do not store under direct sunlight.

- Do not use the trimmer capacitor under the conditions listed below.

- (1) Corrosive gasses atmosphere
(ex. Chlorine gas, Hydrogen sulfide gas, Ammonia gas, Sulfuric acid gas, Nitric oxide gas, etc.)
- (2) In liquid (ex. water, oil, medical liquid, organic solvent, etc.)
- (3) Dusty / dirty atmosphere
- (4) Direct sunlight
- (5) Static voltage nor electric/magnetic fields
- (6) Direct sea breeze
- (7) Other variations of the above

■ Notice (Soldering and Mounting)

1. Soldering

- (1) TZR1 series can be soldered by reflow soldering method and soldering iron. Do not use flow soldering method (dipping).
- (2) Soldering condition
Refer to the temperature profile.
If the soldering conditions are not suitable, e.g., excessive time and/or excessive temperature, the trimmer capacitor may deviate from the specified characteristics.
- (3) The amount of solder is critical.
- (4) The thickness of solder paste should be printed from 100 micro m to 150 micro m and the dimension of land pattern should be Murata's standard land pattern used at reflow soldering.
Insufficient amounts of solder can lead to insufficient soldering strength on PCB.
Excessive amounts of solder may cause bridging between the terminals or contact failure due to flux wicking up.
- (5) When using soldering iron, the diameter of the string solder shall be less than 0.5mm. The string solder shall be applied to the lower part of the terminal only. Do not apply flux except to the terminals. Excessive amounts of solder and/or applying solder to the upper part of the terminal may cause fixed metal rotor or contact failure due to flux invasion into

the movable part and/or the contact point. The soldering iron should not come in contact with the monolithic stator of the trimmer capacitor. If such contact does occur, the trimmer capacitor may be damaged.

- (6) Our recommended chlorine content of solder is as follows.

- (a) Solder paste: 0.2wt% max.
- (b) String solder: 0.5wt% max.

- (7) Do not use water-soluble flux (for water cleaning). To prevent the deterioration of trimmer capacitor characteristics, apply flux only to terminals.

2. Mounting

- (1) Do not apply excessive force (preferably 5.0 N [Ref: 500gf] max.), when the trimmer capacitor is mounted on the PCB.
- (2) Do not warp and/or bend PCB to prevent trimmer capacitor from breaking.
- (3) Use the suitable dimension of the pick-up nozzle. (1.1-1.2mm external diameter and 0.8-0.9mm bore diameter.)

3. Cleaning

Cannot be cleaned because of open construction.

4. Other

Note the polarity of the trimmer capacitor to minimize influence by stray capacitance.
(Refer to the dimensions concerning the polarity.)

■ Notice (Handling)

1. Use suitable screwdrivers that fit comfortably in driver slot.
*Recommended screwdriver for manual adjustment
MURATA: KMDR160
2. When adjusting with a screwdriver, do not apply excessive force (preferably 0.5 N [Ref: 50gf] max.) to minimize capacitance drift. If excessive force is applied to the screwdriver slot, it may cause deformation of the products.

3. Do not apply adhesive, lock paints, or any other substances to the trimmer capacitor to secure the rotor position. They may cause corrosion or electrical contact problems.

■ Notice (Other)

Before using trimmer capacitor, please test after assembly in your particular mass production system.

Publications personnelles

➤ *Revue internationale avec comité de lecture*

- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, L. Ries, J.-M. E. Lopez, "Multi-band pyramidal antenna loaded by a cut-off open-ended waveguide," accepted in IEEE Transactions on Antennas and Propagation (11/08/2008).
- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, L. Ries, J.-M. E. Lopez, "Sierpinski pyramidal antenna loaded with a cut-off waveguide," accepted in IEEE Antennas and Wireless propagation letters (24/09/2008).

➤ *Conférences internationales avec actes et comité de lecture*

- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, L. Ries and J.-M. Lopez, "Pyramidal circularly polarized antenna with frequency flexibility capability for GPS/Galileo applications," in Proceedings of the 29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas, pp. 365-368, Noordwijk, The Netherlands, Apr. 2007.
- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, L. Ries, J.-M. Lopez, "Pyramidal multi-band antennas for GPS/Galileo/MicroSat applications," IEEE APS Int. Symp., Honolulu, Hawaiï, USA, 2007, pp. 2041-2044.
- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, L. Ries and J.-M. Lopez, "Pyramidal circularly polarized antenna with RF-MEMS switches for frequency flexibility," in Proceedings of the 8th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, pp. 59-61, Barcelona, Spain, June 26-29, 2007.
- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, L. Ries, J.-M. Lopez, "Trap-loaded pyramidal tri-band antenna for satellite applications," IEEE APS Int. Symp., San Diego, USA, 2008.

➤ *Conférences nationales avec actes et comité de lecture*

- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, J.-M Lopez, "Antennes multi-bandes pour application GPS/Galileo/TéléMesure MicroSat," dans les actes des 15^{èmes} Journées Nationales Microondes, 23-25 Mai 2007, Toulouse.

➤ *Conférences nationales avec actes sans comité de lecture*

- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, J.-M Lopez, *Présentation des travaux de thèse*, Réunion plénière « interférences d'ondes », GDR CNRS 2451 « Ondes », IMS Pessac, 21-23 Novembre 2007.
- S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, J.-M Lopez, *Présentation des travaux de thèse*, Journée de l'école doctorale GEET, Toulouse, 20 Mars 2008.

➤ *Brevets*

- Co-inventeurs : S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, L. Ries, N. Fonseca
Intitulé : « Antenne multibande pyramidale »
Brevet Européen accepté No EP2008/054507 (demandé le 14 Avril 2008)

Résumé — L'intérêt pour les antennes multi-bandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes bord et sol en associant plusieurs applications sur une même antenne. La plupart des antennes multi-bandes publiées dans la littérature présentent des fréquences de fonctionnement corrélées et par conséquent les rapports entre ces fréquences ne sont pas indépendants et aisément contrôlables. De plus, aux différentes fréquences de fonctionnement, les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont souvent peu semblables et difficilement modifiables. Dans ce contexte, une nouvelle topologie d'antennes multi-bandes possédant des rapports de fréquences de résonance indépendants et aisément ajustables est proposée. Le dimensionnement simple des éléments rayonnants de cette antenne lui confère l'avantage d'être flexible, c'est à dire qu'elle peut être facilement modifiée pour satisfaire d'autres applications ou bandes de fréquences. L'antenne est constituée de quatre éléments rayonnants identiques imprimés sur les quatre faces d'une pyramide. Le fonctionnement multi-bande (ou reconfigurable) de l'antenne est obtenu à l'aide de trappes (ou d'interrupteurs radiofréquences (RF)). Le chargement original de l'antenne pyramidale par un guide d'onde sous coupure a permis la réduction voire le contrôle du rayonnement arrière. L'antenne rayonne une polarisation circulaire ou linéaire en fonction des différentes amplitudes et phases qui alimentent les quatre éléments. Une architecture originale de circuit d'alimentation permettant d'alimenter l'antenne pyramidale multi-bande pour l'obtention d'une diversité de polarisation circulaire (droite / gauche) est également décrite. Enfin, des applications en radionavigation et en télémesure de l'antenne pyramidale multi-bande incluant des simulations électromagnétiques et des mesures ont permis la validation du concept proposé.

Mots clés : *Antennes multi-bandes, antenne pyramidale, trappes, interrupteurs RF, guide d'onde sous coupure, polarisation linéaire/circulaire, circuit d'alimentation multi-bande, diversité de polarisation, radionavigation, télémesure.*

Abstract— There is a constant rise of interest for multiband antennas, mainly driven by the objective of reducing the number of on-board and ground antennas by integrating several applications on a single radiating element. Most of the proposed multiband antennas in the literature exhibit correlated operating frequencies. Consequently, the ratios between these operating frequencies are not independent and therefore not easy to monitor. Moreover, at different operating frequencies, the radiation patterns of these antennas are not much similar and are difficult to control. In this work, an original multiband antenna topology with independent and easily adjustable operating frequency ratios is proposed. The simple design of the radiating elements of this antenna leads to a flexible concept, that is, the antenna can be easily adjusted in order to fulfill other frequency requirements. The proposed antenna is composed of four identical radiating elements printed on the four sides of a pyramid. The multiband (or reconfigurable) behaviour of the antenna is obtained with trap-loads (or Radio-Frequency (RF) switches). The ground plane of the antenna is loaded with a cut-off waveguide: this original configuration allows to minimize, or even to monitor the antenna rear radiation. According to the excitation law of the four radiating elements, the antenna radiates linearly or circularly polarized electromagnetic fields. An original feeding circuit with circular polarization diversity (right or left handed) for the multiband pyramidal antenna is also presented. Finally, radio-navigation and telemetry applications of the multiband pyramidal antenna, including electromagnetic simulations and measurements, confirm the good performance of the proposed antenna.

Key words : *multiband antennas, pyramidal antenna, trap-loads, RF switches, cut-off waveguide, linear/circular polarization, multiband feeding circuit, polarization diversity, radio-navigation/telemetry applications.*