



HAL
open science

Conception de balises de détresse intégrées aux équipements de sécurité maritime

Adjo Sefofo Sokpor

► **To cite this version:**

Adjo Sefofo Sokpor. Conception de balises de détresse intégrées aux équipements de sécurité maritime. Electronique. Université de Rennes, 2018. Français. NNT : 2018REN1S068 . tel-02083977

HAL Id: tel-02083977

<https://theses.hal.science/tel-02083977>

Submitted on 29 Mar 2019

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

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

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE DE RENNES 1
COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : *(Automatique, Signal et Télécommunications)*

Par

« **Adjo Sefofo SOKPOR** »

«**Conception de balises de détresse pour les équipements de sécurité maritime**»

Thèse présentée et soutenue à «Rennes », le « 28 Septembre 2018 »

Unité de recherche : IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes)
- UMR CNRS 6164 - ISTIC-UFR Informatique Electronique

Thèse N° :

Rapporteurs avant soutenance :

Habiba OUSLAMANI Professeur, Université Paris Nanterre
Pierre SABOUROUX MCF-HdR, Université Aix-Marseille

Composition du Jury :

Habiba OUSLAMANI Professeur, Université Paris Nanterre

Pierre SABOUROUX MCF-HdR, Université Aix-Marseille

Ala SHARAIHA Professeur, Université de Rennes1

Directeur de thèse
Anne-Claude TAROT MCF-HdR, Université de Rennes1

Invité(s)

Jean-Marie FLOC'H Ingénieur de recherche, INSA Rennes

Table des Matières

| | |
|--|-----------|
| INTRODUCTION GENERALE..... | 1 |
| CONTEXTE | 3 |
| 1. PRESENTATION DU PROJET FLEXBEA..... | 3 |
| 2. SYSTEME AIS | 4 |
| 3. SYSTEME COSPAS/SARSAT (406 MHz)..... | 6 |
| 4. BALISES PERSONNELLES (PLB) DU COMMERCE | 7 |
| I. ANTENNES MINIATURES | 13 |
| I.1 INTRODUCTION | 13 |
| I.2 CARACTERISTIQUES DES ANTENNES ELECTRIQUEMENT PETITES (AEP)..... | 13 |
| I.2.1 Définitions | 14 |
| I.2.1 Limites fondamentales | 15 |
| I.2.2 Techniques de miniaturisation d'une antenne | 20 |
| I.2.2.1 Modification de la géométrie de l'antenne..... | 20 |
| I.2.2.2 Insertion de court-circuit | 20 |
| I.2.2.3 Charges localisées | 21 |
| I.2.2.4 Chargement de l'antenne par un substrat magnéto-diélectrique | 21 |
| I.3 DIPOLE / MONOPOLE / IFA | 23 |
| I.3.1 Antenne dipôle à méandres | 25 |
| I.3.2 Antenne monopole à méandres | 27 |
| I.3.3 Antenne monopole à grilles..... | 28 |
| I.3.4 Antenne IFA (spirale)..... | 30 |
| I.4 ANTENNES PIFA..... | 31 |
| I.4.1 PIFA monobande..... | 31 |
| I.4.2 PIFA bi-bande | 33 |
| I.5 CONCLUSION | 33 |
| II. ANTENNES PLANAIRES EN BANDE UHF | 37 |
| II.1 INTRODUCTION | 37 |
| II.2 DIPOLE IMPRIME AVEC BRINS REPLIES | 37 |
| II.2.1 Alimentation symétrique | 37 |
| II.2.2 Alimentation dissymétrique | 39 |
| II.2.2.1 Etude paramétrique | 39 |
| II.2.2.2 Structure à 406 MHz | 40 |
| II.3 MONOPOLE IMPRIME | 43 |
| II.3.1 Alimentation Microruban | 43 |
| II.3.1.1 Optimisation sur papier Powercoat | 44 |
| II.3.1.2 Réalisation et mesures de l'antenne | 47 |
| II.3.2 Alimentation CPW | 48 |
| II.3.2.1 Monopole "rectiligne"..... | 49 |
| II.3.2.2 Monopole à méandre (MLA) | 50 |
| II.3.2.3 Monopole à méandre de forme "bow-tie" | 54 |
| II.3.2.4 Comparaison entre le monopole méandre et bow-tie..... | 60 |
| II.3.2.5 Influence du corps humain | 61 |
| II.4 PIFA REPLIE A MEANDRE | 62 |
| II.4.1 Etude paramétrique..... | 62 |
| II.4.1.1 Influence des fentes et de la position du patch..... | 62 |
| II.4.1.2 Influence du plan de masse (longueur L_g , largeur W_g)..... | 63 |

| | | |
|-------------|---|------------|
| II.4.1.3 | Influence des milieux 1 et 2 (n=3) | 65 |
| II.4.2 | Conception et réalisation à 406 MHz | 66 |
| II.5 | CONCLUSION | 67 |
| III. | ANTENNES FILAIRES | 71 |
| III.1 | INTRODUCTION | 71 |
| III.2 | DIPOLE DEMI ONDE - MONOPOLE QUART D'ONDE..... | 71 |
| III.2.1 | Modèle circuit équivalent - dipole..... | 72 |
| III.2.1.1 | Modèles de CHU et STREABLE : [83, 84] | 72 |
| III.2.1.2 | Modèles de TANG [85] et LIAO [86, 87] | 73 |
| III.2.1.3 | Modèle proposé | 79 |
| III.2.2 | Modèle circuit équivalent du monopole | 82 |
| III.2.2.1 | Etude paramétrique d'un monopole filaire (simulations et mesures) | 82 |
| III.3 | ANTENNE MONOPOLE POUR BALISES AIS ET COSPAS-SARSAT | 84 |
| III.3.1 | Simulations – Influence du plan de masse | 84 |
| III.3.2 | Antenne COSPAS-SARSAT (proto1)..... | 86 |
| III.3.2.1 | Coefficient de réflexion (simulations et mesures)..... | 86 |
| III.3.2.2 | Gain de l'antenne (simulations et mesures) | 88 |
| III.3.2.3 | Efficacité de l'antenne (simulations et mesures)..... | 90 |
| III.3.3 | Antenne AIS (proto 2)..... | 91 |
| III.3.4 | Antenne combinée COSPAS-SARSAT et AIS (proto 3)..... | 97 |
| III.3.4.1 | Description de l'antenne combinée | 97 |
| III.3.4.2 | Mesure du Coefficient de réflexion..... | 98 |
| III.3.4.3 | Mesure de l'Efficacité totale | 99 |
| III.3.4.4 | Mesure des diagrammes de rayonnement | 100 |
| III.4 | CONCLUSION | 107 |
| IV. | ANTENNES HELICES | 111 |
| IV.1 | GENERALITES SUR LES ANTENNES HELICES | 111 |
| IV.2 | ANTENNE HELICE (DIAMETRE CONSTANT) | 113 |
| IV.2.1 | Hélice 1 : Antenne hélice avec un diamètre de 6 cm | 113 |
| IV.2.2 | Hélice 2 : Antenne hélice avec un diamètre de 3 cm | 115 |
| IV.3 | ANTENNE HELICE CONIQUE (DIAMETRE VARIABLE)..... | 118 |
| IV.3.1 | Etude paramétrique..... | 118 |
| IV.3.2 | Conception et réalisation à 160 MHz | 123 |
| IV.4 | CARACTERISATION DE L'ANTENNE A TDF..... | 124 |
| IV.4.1 | Mesure de l'hélice seule | 124 |
| IV.4.2 | Mesure de la balise 1 | 125 |
| IV.5 | CONCLUSION | 127 |
| V. | BALISE AUTONOME SIMY..... | 131 |
| V.1 | SIMULATIONS DE LA BALISE SIMY | 131 |
| V.1.1 | Influence de la distance d | 131 |
| V.1.2 | Influence du boîtier et de la batterie (d=10cm) | 132 |
| V.1.3 | Simulations 3 | 134 |
| V.1.4 | Simulations 4..... | 135 |
| V.2 | MESURE DE LA BALISE SIMY EN ESPACE LIBRE | 136 |
| V.3 | MESURE DE LA BALISE SIMY EN MER..... | 140 |
| V.3.1 | Setup de mesure..... | 140 |
| V.3.2 | Résultats de mesure | 143 |
| V.4 | CONCLUSION | 145 |

| | |
|---|------------|
| CONCLUSION ET PERSPECTIVES | 147 |
| BIBLIOGRAPHIE | 149 |
| ANNEXES..... | |
| Annexe I : Dipole EMCO 3121C..... | 155 |
| Annexe II : Balise SIMY My-AIS | 159 |

Introduction Générale

Au cours de ces dernières années, les communications sans fil connaissent une croissance vertigineuse, avec le développement de standards de communication de plus en plus nombreux, qui ouvrent la voie à de multiples applications telles que : la téléphonie mobile, le biomédical, le maritime, le civil et le militaire. De nos jours, les communications sans fil se sont diversifiées et multipliées. Cela entraîne la conception d'antennes toujours plus innovantes, performantes et de taille de plus en plus réduite (miniaturisation). Les antennes utilisées dans le domaine maritime sont souvent conçues dans la bande VHF (30 MHz-300 MHz) ou UHF (300 MHz-3000 MHz). Elles sont souvent miniaturisées et sont introduites dans des modules avec des circuits électroniques. Ces modules (balise, radar) servent à la communication et la localisation entre bateaux et les stations de base, mais aussi à porter secours aux personnes en situation de détresse en mer. La nécessité d'avoir des balises de détresse est fondamentale d'une part dans la navigation (maritime et/ou aérienne) mais aussi pour les usagers (randonneurs, guides hautes montagnes, professionnels des zones à risques extérieurs, etc). Les bandes de fréquences réservées à ces balises de détresse sont : 162 MHz (AIS : Automatic Identification System) et 406 MHz (COSPAS-SARSAT [1]). En outre, la fréquence de 121,5 MHz (IAE : International Aeronautical Emergency) servant au radioguidage des moyens de secours, est bien souvent associée aux balises COSPAS-SARSAT.

De nombreuses balises de détresse existent sur le marché, mais leur prix encore élevé les rend peu accessibles à un bon nombre d'utilisateurs. C'est l'une des raisons qui a motivé le projet FLEXBEA (acronyme de FLEXible BEAcon) et les travaux de cette thèse.

Ce projet est financé dans le cadre de l'appel à projet FUI (Fonds Unique Interministériel) 2014. L'objectif est le développement de balises miniatures autonomes pour les équipements de sécurité maritime (gilets de sauvetage de type "harnais" et radeaux de survie), dans les bandes AIS (162 MHz) et COSPAS-SARSAT (406 MHz). Le projet est structuré autour de deux PME de la région Bretagne (Syrlinks et Plastimo) et de l'IETR. Le rôle de l'IETR est de concevoir l'antenne des balises. Cette antenne doit être miniature (encombrement disponible dans la balise très réduit), facile à intégrer dans la balise, et doit posséder les caractéristiques requises pour les normes AIS et COSPAS-SARSAT. Rappelons qu'à 162 MHz, la longueur d'onde dans le vide est de 185,2 cm et que l'antenne doit être intégrée dans un gilet de type "harnais" dont la largeur est inférieure à 10 cm !! La problématique scientifique nous amène donc à étudier des Antennes Electriquement Petites (AEP) dans les bandes UHF et VHF.

Le contexte du projet FLEXBEA, ainsi que les spécifications des normes AIS et COSPAS-SARSAT, sont présentés à la suite de cette introduction générale.

Les premiers exemples d'antennes proposés pour des balises COSPAS-SARSAT ont été publiés en 2012 [2] et 2013 [3] et sont intégrés dans les gilets de sauvetage. Le premier est un dipôle à méandre réalisé sur du polystyrène et inséré dans un gilet classique (bas coût). Le second est un patch court-circuité imprimé sur une mousse de 17,5 mm d'épaisseur. Leur longueur respective de 30 cm et 28,5 cm ne leur permettent pas d'être intégrés dans un gilet de type "harnais".

Par ailleurs, le projet FUI BELECOPA (Bouée Éjectable pour la LOcalisation et la COLlecte des Paramètres de vol d'un Aéronef abimé en mer) a vu le jour en 2011, suite à l'accident du vol AF447 Rio de Janeiro en 2009. Il réunissait trois PME et deux laboratoires de recherche. L'Institut Fresnel (Marseille) avait en charge la conception du système antennaire, devant être confiné dans le volume très limité de la balise, et résistant lors de son déploiement après éjection de l'avion. Une

solution tri-bande (121,5 MHz, 406 MHz et 868 MHz) sur textile a été proposée dans la thèse d'E.Georget [4], financée dans le cadre de ce projet.

A notre connaissance, il n'existe pas d'antennes sur textile ou autre support souple, fonctionnant à 160 MHz.

L'ensemble des travaux effectués dans le cadre de cette thèse est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre dresse un état de l'art sur les Antennes Electriquement Petites (AEP) et les techniques de miniaturisations appliquées aux antennes planaires et filaires, en mettant l'accent sur leur géométrie, leur bande passante et leur gain. Les nombreux exemples présentés dans la littérature, en bande VHF-UHF, concernent principalement les applications médicales (bandes MICS et ISM) et télévision numérique (DVB-T).

Dans le second chapitre, nous présentons des antennes planaires (de type dipôle ou monopole imprimé) développées dans la bande UHF. Dans un premier temps, une solution de dipôle avec brins repliés est proposée afin de réduire l'encombrement, et deux modes d'alimentation (symétrique / dissymétrique) sont comparés. Des exemples d'antenne monopôle sont ensuite présentés avec une modification de leur géométrie (structures de type Bow-tie ou méandre) pour assurer une miniaturisation optimale. De nombreuses réalisations et mesures ont été effectuées.

Le troisième chapitre présente les antennes filaires retenues pour le projet, avec une modélisation de ces antennes par un circuit équivalent (RLC). Des formules analytiques sont proposées afin de déterminer les valeurs de composants RLC qui interviennent dans le modèle circuit. Différentes géométries d'antennes sont ensuite étudiées, en fonction des contraintes imposées par la balise.

Une structure monopole ruban est proposée dans un premier temps, pour assurer le fonctionnement à 406 MHz. Cette structure, munie d'un circuit d'adaptation, permet également de couvrir la bande AIS. Ces deux antennes indépendantes ont été réalisées et mesurées, puis combinées au moyen d'un switch.

Le chapitre IV traite des structures filaires de type hélicoïdal. Des hélices de diamètre constant sont tout d'abord envisagées pour s'orienter ensuite vers des hélices coniques (de diamètre variable). Cette dernière solution est retenue pour le projet et optimisée pour un fonctionnement dans la bande AIS : l'antenne est réalisée puis caractérisée dans la base TDF de Liffré.

Le dernier chapitre présente les caractéristiques de la balise autonome "SIMY", intégrant l'antenne hélice développée à la fin du chapitre 4. Cette balise AIS a été mesurée dans la base TDF de Liffré, et des tests in situ (réalisés en mer) ont également été effectués pour tester la distance de réception.

Le cahier des charges a évolué en privilégiant des structures antennaires rigides, au détriment des solutions flexibles envisagées initialement. Nous avons développé deux structures : l'antenne switch pouvant commuter en bande UHF et VHF, et l'antenne conique hélice fonctionnant en bande VHF. Seule l'antenne hélice conique a été retenue et intégrée dans la balise AIS et commercialisée sous le nom de balise SIMY My-AIS.

Ce manuscrit s'achève par une conclusion et propose quelques perspectives possibles à ces travaux de recherche.

Contexte : Projet FlexBea

Cette partie présente le projet FlexBea (Flexible Beacon), les caractéristiques des systèmes AIS et COSPAS-SART et quelques exemples de balises qu'un usager peut se procurer.

1. Présentation du projet FLEXBEA

L'objectif du projet FlexBea (Flexible Beacon) est de développer des balises miniatures (AIS et COSPAS-SASART), faible coût, intégrables dans les équipements de sécurité maritime (radeau de survie et gilet de sauvetage - Figure 1) qui doivent être sans gêne pour l'utilisateur. Ces équipements sont destinés aux professionnels de la mer et aux plaisanciers.

Trois acteurs principaux sont engagés dans l'aboutissement de ce projet, deux entreprises et un laboratoire de recherche :

- **SYRLINKS** : fournisseur d'équipements de radiocommunication et de systèmes de géolocalisation adaptés aux environnements sévères, conçoit les balises (électronique, logiciel et mécanique) ainsi que la validation et la certification.
- **PLASTIMO Marine** : spécialiste du gilet de sauvetage et du radeau de survie (fabrication et commercialisation), intègre en partenariat avec SYRLINKS les balises dans leurs produits et en assure la distribution et la commercialisation.
- **L'IETR** (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes) : prend en charge la conception des antennes pouvant s'intégrer aux équipements de sécurité maritime



Figure 1: Gilet de sauvetage et radeau de survie

Les balises personnelles de type MOB (Man Over Board) ou PLB (Personal Location Beacon) restent assez chères (environ 300 €) et ne sont pas accessibles à tous. L'objectif est donc de développer un produit européen à bas coût, aussi performant que les balises actuelles existant sur le marché.

Le cahier des charges du projet FLEXBEA est rappelé ci-dessous :

- Carte électronique commune (AIS et C/S) contenue dans un boîtier étanche (norme IP67)

- Mode de déclenchement de la balise : manuel et automatique (le mode automatique n'est pas disponible sur les balises actuelles de type PLB)
- Fréquences des antennes (IETR) : 162 MHz (AIS) et 406 MHz (COSPAS-SARSAT). Par ailleurs, un émetteur à 121,5 MHz (IAE) et un récepteur GPS sont intégrés dans la carte électronique (prise en charge par Syrlinks)
- Pistes à explorer pour les antennes : fouet (monopole), ressort (hélice), patch... sur supports souples (gilet de sauvetage) ou rigides.

Au démarrage du projet, nous avons proposé une solution antennaire imprimée sur substrat souple à 406 MHz (C/S). Après quelques mois et différents tests de métallisation sur les textiles servant à la conception des gilets, cette solution a été écartée. En effet, il semblait difficile d'assurer l'étanchéité de l'antenne et de sa connexion à la carte électronique avec un coût raisonnable (encapsulation dans une résine). Il a donc été décidé, en accord avec les partenaires, de concevoir une antenne connectée directement à la carte électronique, l'ensemble étant contenu dans un boîtier rigide. L'encombrement disponible pour l'antenne s'est donc considérablement réduit, afin de la loger dans un boîtier de dimensions 4 * 10 cm² (comprenant également la batterie et la carte). Le cahier des charges a donc évolué en privilégiant des structures antennaires rigides, au détriment des solutions flexibles envisagées initialement.

Par ailleurs, l'étude des antennes à 406 MHz a été interrompue (à la demande de Syrlinks) afin de se concentrer sur des solutions à 162 MHz, pour commercialiser les balises AIS en priorité.

2. Système AIS

L'AIS (*Automatic Identification System*) est un système d'échanges automatisés de messages entre navires par radio VHF qui permet aux navires et aux systèmes de surveillance de trafic de connaître l'identité, le statut, la position et la route des navires se situant dans la zone de navigation. Il s'agit donc d'une communication uniquement terrestre. Ce système a été mis en place dans la navigation maritime par l'OMI (Organisation Maritime Internationale [5]) lors de la convention Safety Of Life At Sea (SOLAS, Convention internationale pour la sauvegarde de la vie humaine en mer) en 2002 [6]. L'AIS est obligatoire selon le chapitre V de la convention SOLAS, depuis Juillet 2007 sur les navires de jauge brute supérieure à 300 tonneaux effectuant des voyages internationaux [7]. Il permet d'identifier les navires lorsque la reconnaissance visuelle ou par radar n'est plus possible (nuit, temps de brume, faible échos radars). Le système a été développé dans un premier temps pour éviter la collision entre bateaux (gestion du trafic des navires).

En résumé l'AIS est :

- un système de navigation maritime introduit conformément à la disposition de présence à bord obligatoire de l'OMI pour tous les bateaux SOLAS, fonctionnant aussi bien en mode bateau à bateau qu'en mode bateau à rive ou rive à bateau,
- un système de sécurité doté de grandes performances en matière de disponibilité, de continuité et de fiabilité, fonctionnant en temps réel grâce à l'échange de données direct de bateau à bateau, de façon autonome et auto-organisée sans station maîtresse. Il n'y a pas besoin d'une intelligence de contrôle centrale,
- fondé sur les normes et procédures internationales conformément au chapitre V de la Convention SOLAS de l'OMI.

L'AIS est un système embarqué de données avec pour caractéristique, le fonctionnement en mode autonome (mode auto-organisé d'accès multiple par la répartition dans le temps).

Une station AIS comprend :

- un module émetteur-récepteur en VHF (1 émetteur – 2 récepteurs),
- un récepteur de position,
- une machine de traitement de données.

Une balise AIS comprend une antenne VHF et GPS ainsi que d'autres modules qui interviennent dans son fonctionnement (voir Figure 3) [8]. Les spécifications de l'antenne sont :

- fréquences de fonctionnement : VHF AIS1 (161,975 MHz) et VHF AIS2 (162,025 MHz),

- puissance d'entrée 12,5W et puissance de sortie 25W.

Le principe de fonctionnement (illustré Figure 2) est le suivant : les stations AIS embarquées ou terrestres situées dans la zone de couverture peuvent localiser, identifier et suivre les bateaux ou autres équipés d'une balise AIS, grâce à l'affichage approprié. Les stations AIS essentielles sont : les stations mobiles de classe A (tous les navires de mer), les stations mobiles de classe B à fonctionnalité limitée (les embarcations de plaisance) et les stations de base (stations-relais de rive).

Deux types d'informations sont traités et concernent principalement les bateaux. Mais nous pouvons retenir quelques aspects pour les balises AIS :

- ✓ Les informations statiques, elles sont émises de manière autonome ou sur demande. Elles comprennent l'Identifiant utilisateur (Identificateur de service mobile maritime ou MMSI), l'indicatif d'appel, le numéro OMI.
- ✓ Les informations dynamiques, elles sont aussi émises de manière autonome ou sur demande. Elles comprennent l'heure du dispositif électronique, la position, la précision de la position (GNSS/DGNSS).

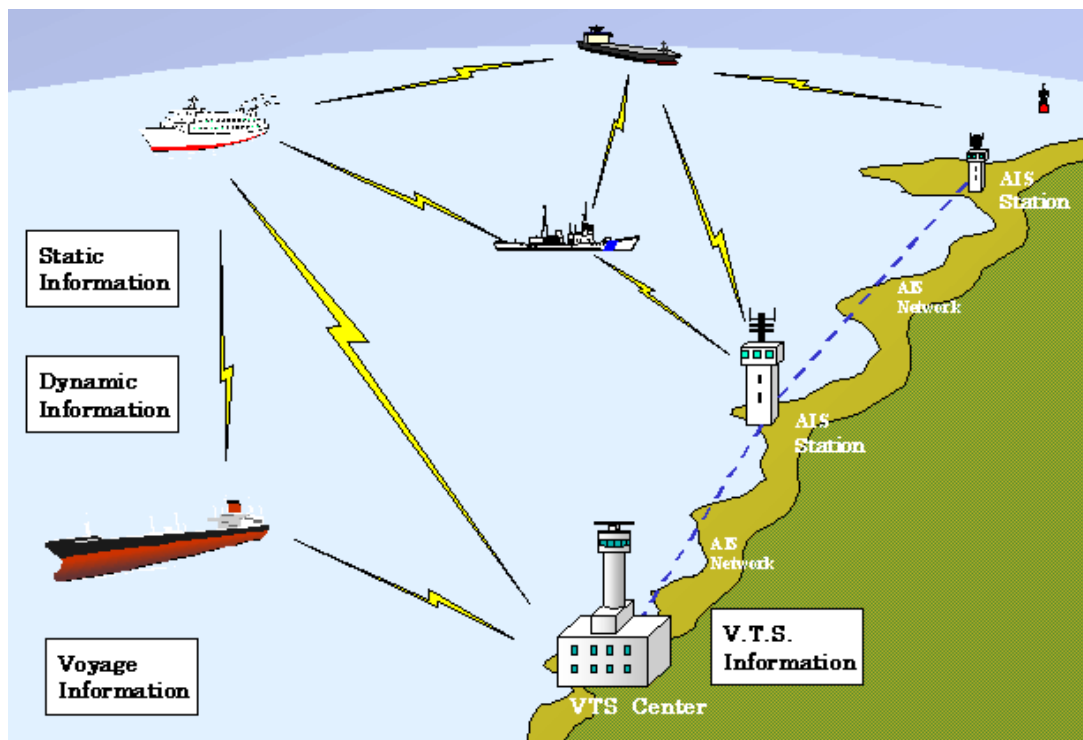


Figure 2 : Système AIS

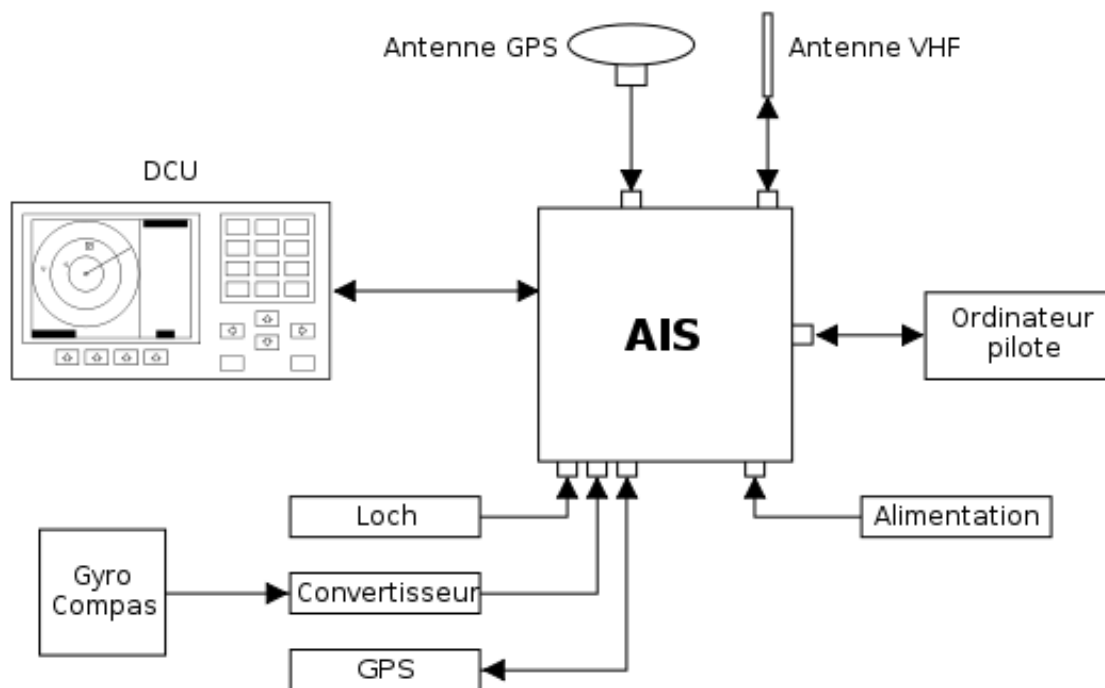


Figure 3: Système de fonctionnement AIS

Les balises AIS existantes dans le commerce sont toutes conçues pour fonctionner à une fréquence comprise entre 161,975 MHz et 162,025 MHz. Dans le cahier des charges de leur conception, l'accent est mis sur la portée nautique, l'autonomie, la durée de vie le batterie (piles), le poids et la taille de la balise. On rappelle que le mille marin ou **mille nautique** (noté NM dans le manuscrit) est une unité de mesure de distance, utilisée en navigation maritime et aérienne, valant par convention **1 852 mètres**.

3. Système COSPAS/SARSAT (406 MHz)

L'acronyme russe COSPAS (*COsmicheskaya Sistyema Poiska Avariynich Sudow*) signifie "système spatial pour la recherche des navires en détresse" et l'acronyme anglais SARSAT veut dire *Search and Rescue Satellite-Aided Tracking* ("localisation par satellite pour les opérations de recherche et sauvetage"). Dans les années 70, le système COSPAS fut développé (par les Russes) parallèlement au système SARSAT (États-Unis, Canada et France), dérivé du système ARGOS. Les deux systèmes furent combinés ensuite pour former le système COSPAS-SARSAT.

Le système COSPAS-SARSAT est un programme international d'aide à la recherche et au sauvetage (SAR : Search And Rescue), utilisant des satellites pour détecter et localiser les balises de détresse (Figure 4). En cas de détresse, la balise (activée manuellement ou automatiquement) émet un signal radio dans la bande de détresse internationale (406,0 MHz - 406,1 MHz). La constellation de satellites COSPAS-SARSAT (6 satellites en orbite basse et 5 en orbite géostationnaire) transmet l'information vers les stations terrestres dédiées, qui identifient et localisent la position de la balise de détresse. Cette alerte est immédiatement transmise aux organismes responsables de la recherche et du sauvetage (La fréquence de 121,5 MHz sert au radioguidage des moyens de secours).



Figure 4 : Fonctionnement du système COSPAS-SARSAT

Le système COSPAS-SARSAT doit être considéré comme le système de dernier recours. Dans le domaine maritime, l'appel de détresse en VHF sur le canal 16 reste le moyen le plus direct pour contacter les CROSS (les Centres Régionaux Opérationnels de Surveillance et de Sauvetage assurent la coordination des opérations de recherches et de sauvetage en mer). Ce moyen doit être celui de premier recours en cas de détresse. La balise de détresse ne sera activée que si la liaison VHF est impossible.

La portée de la liaison VHF étant réduite à 20 milles nautiques, son utilisation ne se fait que pour la navigation côtière ; dès que la navigation s'effectue en zone hauturière, la liaison satellitaire reste la seule solution possible. En outre, l'appel en VHF répond à des conditions optimales qui sont souvent défectueuses en situation de détresse : par exemple, plus de source d'énergie disponible (batteries noyées), chute de l'antenne VHF (démâtage).

Dans les cas extrêmes, la balise de détresse quant à elle, reste toujours opérationnelle car elle dispose de sa propre source d'énergie autonome, elle porte sa propre antenne, solidement fixée et étanche. La balise doit donc être considérée comme un moyen supplémentaire d'assurer la sécurité des plaisanciers. On distingue différents types de balise de détresse :

- Les balises robustes intégrées dans les navires, dénommées **EPIRB** (Emergency Position Indicating Radio Beacon),
- Les balises utilisées par les aéronefs (avion, hélicoptère) désignées par **ELT** (Emergency Locator Transmitter),
- Les balises personnelles (**PLB** : Personal Location Beacon) de taille réduite.

L'antenne de la balise possède les spécifications suivantes :

- bande de fonctionnement : 406 MHz - 406,1 MHz.
- polarisation circulaire ou linéaire avec un diagramme hémisphérique
- gain compris entre -3dBi et +4dBi avec une puissance de sortie de 5W (35 à 39 dBm).

4. Balises personnelles (PLB) du commerce

Nous avons listé ci-dessous des exemples de balises personnelles (PLB) commercialisées pour les systèmes AIS (Tableau 1) et COSPAS-SARSAT (Tableau 2), avec leurs principales caractéristiques. Elles affichent toutes une portée de 4 Milles Nautiques (pour les balises AIS), et un prix de vente compris entre 275 € et 300 € (selon les distributeurs). Les fiches techniques détaillées sont disponibles sur les sites web des différents constructeurs [9,10,11].



| Caractéristiques | Balises AIS existantes |
|---|--|
| <p>"Safelink R10" - KANNAD</p> <p>Taille : 119 x 45 x 13 mm³ Autonomie : 24h Durée de vie batterie : 7 ans Poids : 120g</p> |  |
| <p>"SmartFind S10" – McMURDO "SmartFind S20" - McMURDO</p> <p>Taille S10 : 199 mm x 51 mm (diamètre) Taille S20 : 124 x 47 x 27 mm³ Autonomie : 24h Durée de vie batterie (S10/S20) : 5 ans / 7 ans Poids (S10/S20) : 186 g / 120 g</p> |  |
| <p>" MOB1" – OCEAN SIGNAL</p> <p>Taille : 134 x 38 x 27 mm³ Autonomie : 24h Durée de vie batterie : 7 ans Poids : 92g</p> |  |
| <p>"TB-520" - AMEC</p> <p>Taille : 129 x 52 x 40 mm³ Autonomie : 48h Durée de vie batterie : 5 ans Poids : 170g</p> |  |

Tableau 1 : Caractéristiques des balises personnelles (PLB) AIS

| Caractéristiques | Balises C/S existantes |
|--|--|
| <p>"Safelink Solo" - KANNAD</p> <p>Taille : 111 x 50 x 35 mm³ Autonomie : 24h min. en continu Durée de vie batterie : 6 ans Poids : 165 g</p> |  <p>A yellow and black personal locator beacon (PLB) with 'KANNAD' and 'SAFELINK SOLO' branding.</p> |
| <p>"Fast Find 220" - McMURDO</p> <p>Taille : 106 x 47 x 34 mm³ Autonomie : 24h min. en continu Durée de vie batterie : 6 ans Poids : 152 g</p> |  <p>A yellow and blue personal locator beacon (PLB) with 'GPS PERSONAL LOCATOR BEACON' and 'Fast FIND 220' branding.</p> |
| <p>"Rescue Me PLB1" – OCEAN SIGNAL</p> <p>Taille : 75 x 51 x 32,5 mm³ Autonomie : 24h min. en continu Durée de vie batterie : 7 ans Poids : 116 g</p> |  <p>A yellow and blue personal locator beacon (PLB) with 'Ocean SIGNAL' and 'RescueMe' branding.</p> |

Tableau 2 : Caractéristiques des balises personnelles (PLB) C/S

Chapitre I : Antennes miniatures

| | | |
|-----------|---|-----------|
| I. | ANTENNES MINIATURES..... | 13 |
| I.1 | INTRODUCTION | 13 |
| I.2 | CARACTERISTIQUES DES ANTENNES ELECTRIQUEMENT PETITES (AEP)..... | 13 |
| I.2.1 | Définitions | 14 |
| I.2.1 | Limites fondamentales | 15 |
| I.2.2 | Techniques de miniaturisation d'une antenne | 20 |
| I.3 | DIPOLE / MONOPOLE / IFA | 23 |
| I.3.1 | Antenne dipôle à méandres | 25 |
| I.3.2 | Antenne monopole à méandres | 27 |
| I.3.3 | Antenne monopole à grilles..... | 28 |
| I.3.4 | Antenne IFA (spirale)..... | 30 |
| I.4 | ANTENNES PIFA..... | 31 |
| I.4.1 | PIFA monobande..... | 31 |
| I.4.2 | PIFA bi-bande | 33 |
| I.5 | CONCLUSION | 33 |

I. Antennes miniatures

I.1 Introduction

Une antenne est un dispositif permettant de rayonner ou de capter à distance les ondes électromagnétiques dans un appareil ou une station d'émission ou de réception. Historiquement elle a été découverte par un ingénieur russe Alexandre POPOV [12]. Les paramètres importants d'une antenne sont la résistance de rayonnement, le(s) diagramme(s) de rayonnement, la bande passante, l'efficacité totale, la directivité et le gain réalisé. Ces paramètres qui représentent les performances de l'antenne, permettent d'évaluer et de qualifier l'antenne. De nos jours, les défis technologiques nous imposent la miniaturisation des antennes faciles à intégrer. Le principal inconvénient de cette miniaturisation est la dégradation des performances de l'antenne [13,14,15].

Dans le cadre du projet FLEXBEA, le système rayonnant doit répondre à un cahier des charges spécifique aux normes AIS et COSPAS-SARSAT, avec des fréquences de fonctionnement de 162 MHz et 406 MHz. A ces fréquences, la longueur d'onde dans le vide est importante ($\lambda_0 = 1,85$ m à 162 MHz), il convient donc d'utiliser des techniques de miniaturisation extrêmement poussées pour réduire l'encombrement de ces antennes. Les dimensions visées pour ce projet (4×10 cm²) étant bien inférieures à la longueur d'onde, ces antennes appartiennent à la catégorie des AEP (Antennes Electriquement Petites) et voient leurs performances (bande passante, gain réalisé, efficacité totale) se dégrader.

Afin de répondre au cahier des charges, nous nous sommes d'abord intéressés à la littérature et avons constaté qu'il n'existait pas d'antenne miniature proposée pour les balises AIS et COSPAS-SARSAT. Nous avons donc porté notre attention sur des antennes développées pour d'autres applications dans des bandes de fréquences similaires (VHF et UHF - Tableau I-1).

| Système / Applications | Fréquences |
|------------------------|--------------------------------------|
| AIS | (162 ± 0,025) MHz |
| DVB-H | 174 à 230 MHz (8 canaux de 7 MHz) |
| ARGOS | (401,635 ± 0,045) MHz - 465,9875 MHz |
| COSPAS-SARSAT | (406,05 ± 0,05) MHz |
| MICS | 401 à 406 MHz |
| ISM | (433,92 ± 0,87) MHz |
| DVB-T | 470 MHz à 862 MHz (canaux de 8 MHz) |

Tableau I-1 : Applications et bandes de fréquences allouées

Pour beaucoup de ces applications, les structures utilisées sont soit des structures filaires (monopôles ou dipôles), soit des structures planaires (monopôles, patchs, PIFA ou IFA). Ces structures sont celles qui présentent le plus de facilité de conception, en accord avec le cahier des charges. Beaucoup de ces structures sont développées autour de 400MHz en utilisant diverses techniques de miniaturisation.

I.2 Caractéristiques des Antennes Electriquement Petites (AEP)

Le but de nos travaux, sera de concevoir des antennes miniatures à intégrer dans des balises. Le design des antennes devra être pensé tout en tenant compte des dimensions du boîtier dans lequel ces dernières seront intégrées. Pour relever un tel challenge, c'est à dire la miniaturisation d'une antenne avec de bonnes performances, nous nous intéresserons aux différentes techniques de miniaturisation, plus précisément les Antennes Electriquement Petites : AEP (ESAs : *Electrical Small Antennas*) avec leurs facteurs de qualité.

I.2.1 Définitions

Les antennes miniatures englobent différentes catégories d'antennes [16].

Le concept des Antennes Electriquement Petites (AEP) (ou ESA pour Electrically Small Antennas) fut introduit pour la première fois par Wheeler en 1947 [17]. Wheeler définit une antenne électriquement petite comme une antenne dont la plus grande dimension est inférieure à λ_0/π avec λ_0 la longueur d'onde dans le vide, soit :

$$2a < \frac{\lambda_0}{\pi} \quad (\text{éq. I-1})$$

Cette relation est souvent exprimée sous la forme suivante :

$$ka < 1 \quad (\text{éq. I-2})$$

avec a , le rayon de la sphère contenant l'antenne et $k=2\pi/\lambda_0$, le nombre d'onde dans le milieu de propagation. Cette sphère est appelée la sphère de Wheeler ou la sphère de Chu. Aussi appelée, la radian sphère [18], elle est définie comme la distance entre les champs proche (où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne) et lointain de l'antenne (où l'énergie électromagnétique est propagée, Figure I-1).

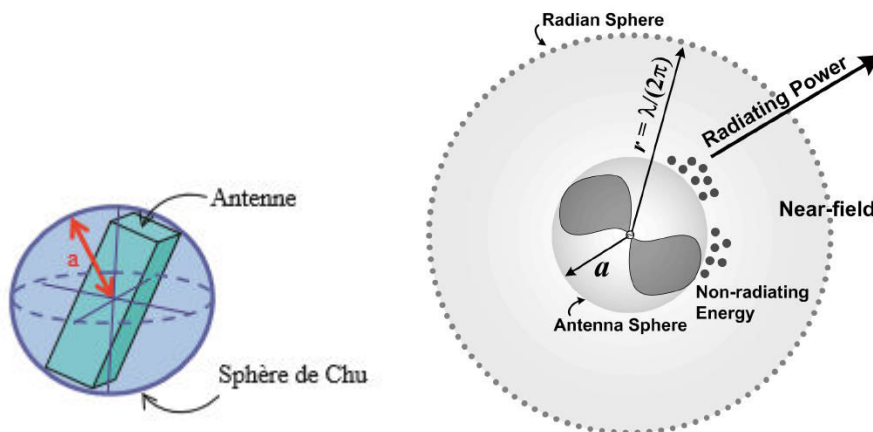


Figure I-1 : Sphère de Wheeler ou sphère de Chu entourant l'antenne

Il est donc important d'utiliser des critères précis pour déterminer le paramètre a . Dans [19], Sievenpiper classe les antennes en trois catégories (Figure I-2) :

- Antennes sans plan de masse (dipôle demi-onde).
- Antennes sur un petit plan de masse fini (de rayon inférieur à $\lambda/4$).
- Antennes sur un plan de masse infini ou de grande dimension

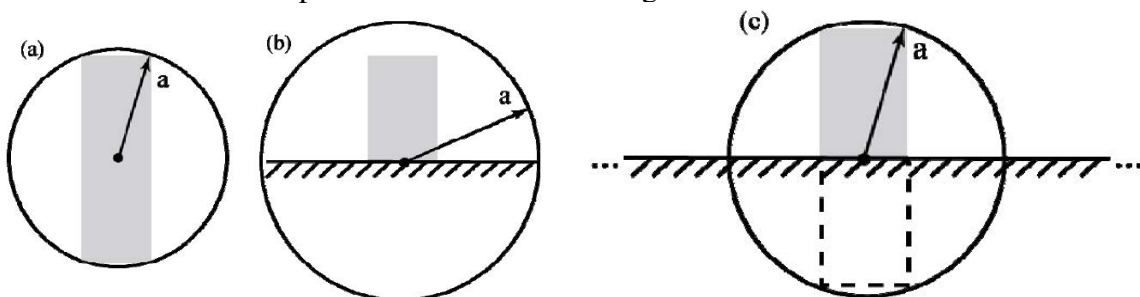


Figure I-2 : Méthode pour déterminer le rayon a de la sphère de CHU pour une antenne [19]:

a) sans plan de masse b) avec plan de masse réduit c) avec plan de masse infini

La miniaturisation (ou réduction de taille) de l'antenne s'accompagne d'une dégradation de ses performances radioélectriques. Ces performances sont caractérisées par le facteur de qualité Q , la bande passante et l'efficacité rayonnée.

I.2.1 Limites fondamentales

-Le facteur de qualité, Q

Les travaux de Chu, Harrington et McLean, restent une référence pour la miniaturisation des antennes. Ils consistent pour une partie à évaluer le facteur de qualité Q, défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée.

$$Q_r = \frac{2\omega \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{ray}} \quad (\text{éq. I-3})$$

Avec W_e et W_m les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées ; P_{ray} la puissance rayonnée par l'antenne.

L'objectif étant d'étudier le comportement du champ électromagnétique à l'extérieur de la sphère de Wheeler, Chu limite son étude aux antennes omnidirectionnelles et polarisées verticalement [20]. Il considère qu'il n'y a pas d'énergie stockée à l'intérieur de la sphère de Chu. L'énergie stockée est ainsi calculée à partir de circuit RLC parallèle équivalent représentant l'énergie non propagée autour de la sphère. En revanche, la puissance rayonnée est évaluée en champ lointain. Ainsi, une formulation du facteur de qualité pour le mode TM_{01} ou le mode TE_{01} d'une AEP à polarisation linéaire est :

$$Q_{min} = \eta_{ray} \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (\text{éq. I-4})$$

Pour une antenne à polarisation circulaire [21], le facteur de qualité s'écrit :

$$Q_{min} = \frac{\eta_{ray}}{2} \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{2}{ka} \right) \quad (\text{éq. I-5})$$

Avec η_{ray} , l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

Les courbes de la Figure I-3 représentent les limites fondamentales du facteur de qualité Q_{min} en fonction de la taille d'antenne pour différentes valeurs d'efficacité (20%, 40%, 60%, 80% et 100%). La diminution de la taille électrique de l'antenne s'associe avec l'augmentation du facteur de qualité (diminution de la bande passante) de manière hyperbolique.

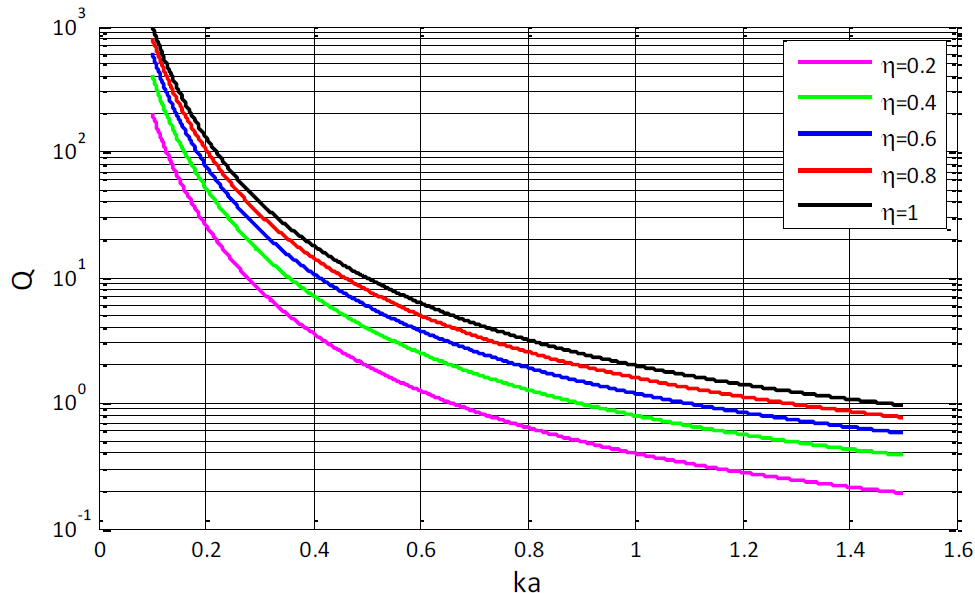


Figure I-3 : Facteur de qualité minimal calculé selon CHU en fonction de la taille électrique (ka) pour différentes efficacités de rayonnement

- la **bande passante (BP)** est inversement proportionnelle au facteur de qualité Q : plus Q est élevé, plus la bande passante est faible. La bande passante à -3dB (BP ou $\frac{\Delta f}{f}$) définie sur le

coefficient de réflexion peut être déterminée par la relation suivante, lorsque le produit $\eta_{ray} \cdot Q \gg 1$:

$$BP = \frac{1}{Q} \quad (\text{éq. I-6})$$

Nous pouvons ainsi remarquer que le produit de la bande passante et l'efficacité rayonnée sont étroitement liées à la taille d'une antenne lors de la miniaturisation.

-l'efficacité de rayonnement (η_{ray}) et efficacité totale (η_{tot})

Nous pouvons définir l'efficacité de rayonnement η_{ray} comme le rapport de la puissance utile rayonnée par la puissance acceptée par l'antenne [22]. Elle dépend des paramètres tels que la géométrie de l'antenne et les matériaux utilisés pour sa fabrication.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad (\text{éq. I-7})$$

L'efficacité totale η_{tot} est le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance injectée à l'antenne. Elle prend en compte les pertes par désadaptation de l'antenne. Elle se formule comme suit :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \times \frac{P_{acc}}{P_{in}} \quad (\text{éq. I-8})$$

avec
$$P_{acc} = P_{in} - P_{reflechie} \quad (\text{éq. I-9})$$

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \times \frac{P_{in} - P_{reflechie}}{P_{in}} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \times \left(1 - \frac{P_{reflechie}}{P_{in}}\right) \quad (\text{éq. I-10})$$

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} (1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{éq. I-11})$$

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} \times (1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{éq. I-12})$$

- Mesures de l'efficacité totale (η_{tot}) à l'IETR

Deux méthodes de caractérisation sont utilisées à l'IETR, pour mesurer l'efficacité totale d'une antenne : la Wheeler Cap et la chambre réverbérante à brassage de modes.

Le principe de mesure dans la **Wheeler Cap** s'effectue de la manière suivante. La Wheeler cap permet le rayonnement libre de l'antenne à mesurer afin que ce rayonnement soit réfléchi sur les parois de la cavité. La cavité étant sans pertes, l'antenne reçoit en retour, toute l'énergie qu'elle a rayonnée. Pour déterminer l'efficacité de rayonnement, un bilan de puissance de réflexion à l'intérieur de la sphère et une comparaison avec le comportement de l'antenne en espace libre peuvent être effectués.

Pour déterminer l'efficacité d'une antenne, il faut mesurer son coefficient de réflexion en espace libre (S_{11fs}) et dans la Wheeler cap (S_{11wc}). On en déduit l'efficacité totale avec le formalisme de Huynh [23], étant une amélioration du formalisme de Schantz [24].

La contribution apportée par Huynh concerne la prise en compte de la désadaptation de l'antenne sous test. En effet, si m est la désadaptation de l'antenne ($m = |S_{11fs}|^2$), cette dernière ne rayonnera pas η_{ray} mais $(1 - m) \cdot \eta_{ray}$. Ainsi, en utilisant les mêmes termes et la même démarche que pour le formalisme de Schantz, les diverses réflexions qui s'effectuent dans la cavité peuvent être décrites comme suit :

-Au temps $t = 0$, une puissance normalisée à 1W (puissance qui parviendrait à l'antenne si celle-ci était idéale) est appliquée à l'antenne (Figure I-4). Une fraction m de cette puissance revient sur le port d'entrée à cause de la désadaptation et la fraction complémentaire $(1 - m)$ traverse le port de l'antenne.

-La fraction de puissance $(1 - m)$ est rayonnée avec une efficacité de rayonnement η_{ray} .

$(1 - m) \cdot \eta_{ray}$ est donc la fraction de puissance rayonnée.

- Au temps $t = T1$ (le temps nécessaire à l'onde pour être rayonnée, réfléchi sur la paroi, et revenir sur l'antenne), l'antenne reçoit l'onde retour avec la même efficacité. La désadaptation d'une partie de ce signal reçu est retransmise avec une fraction de $m \cdot \eta_{ray}$, une autre est absorbée avec une efficacité η_{ray} et une désadaptation $(1-m)$.

- Sur le port d'entrée de l'antenne, $(1 - m)^2 \eta_{ray}^2$ est ainsi reçue et l'onde re-rayonnée de puissance $(1 - m) \eta_{ray}^3 m$ repart dans le volume de la sphère et ainsi de suite ...

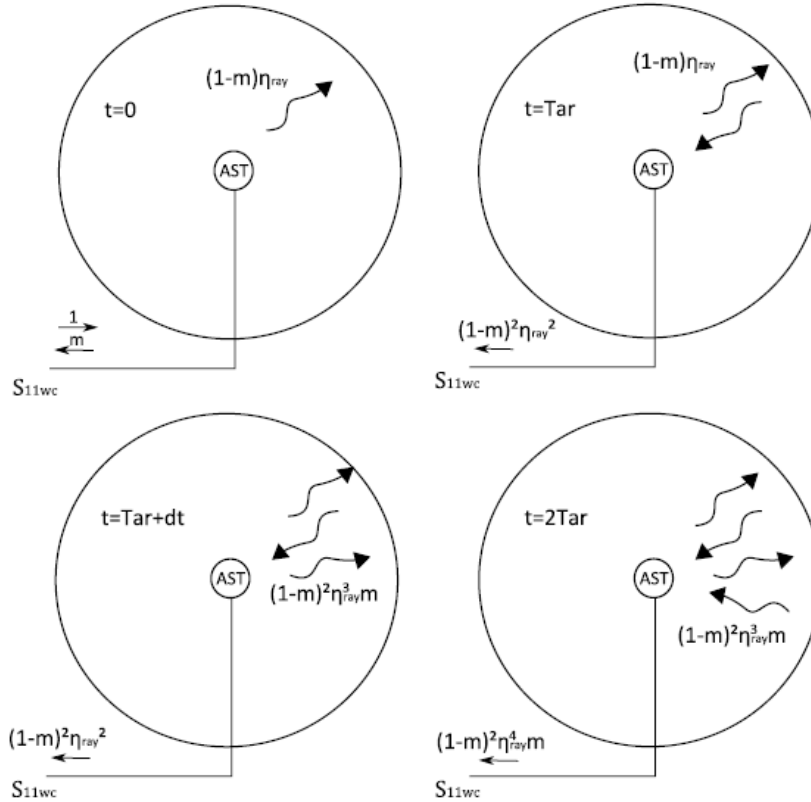


Figure I-4: Evolution des fractions de puissance dans la Wheeler Cap [14]

$$\begin{aligned}
 |S_{11WC}|^2 &= m + (1 - m)^2 (\eta_{ray}^2) + (1 - m)^2 (\eta_{ray}^2)^2 m + \dots \\
 &= m + (1 - m)^2 (\eta_{ray}^2) \sum_{n=0}^{\infty} (m \eta_{ray}^2)^n \\
 &= m + (1 - m)^2 (\eta_{ray}^2) \frac{1}{1 - \eta_{ray}^2 m}
 \end{aligned}$$

Alors l'efficacité de rayonnement est déduite par:

$$\eta_{ray} = \sqrt{\frac{|S_{11wc}|^2 - |S_{11fs}|^2}{(1 - 2|S_{11fs}|^2 + |S_{11wc}|^2 |S_{11fs}|^2)}} \quad (\text{éq. I-13})$$

Et l'efficacité totale :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} (1 - |S_{11fs}|^2) \quad (\text{éq. I-14})$$

Les principaux avantages d'effectuer une mesure en Wheeler Cap sont : la simplicité, la rapidité et la facilité de la mise en place des mesures. En effet, on a juste besoin de la cavité métallique et un analyseur de réseau vectoriel. La méthode est précise et demande peu d'analyse de données ; elle reste adaptée pour la mesure des antennes miniatures à bande étroite.

-Le concept de mesurer l'efficacité dans une **chambre réverbérante à brassage de modes** a été introduit par H.A Mendes en 1987 [25]. Une chambre réverbérante à brassage de modes est une cage Faraday surdimensionnée, une cavité présentant des modes de propagations associés à un régime d'ondes stationnaires. Sa caractéristique la plus importante est son facteur Q composite. Il peut se définir en fonction de la puissance d'entrée et celle du champ moyen reçu [26].

$$Q = \frac{16\pi^2 V}{\eta_{rayE} \eta_{rayR} R \lambda^3} \left\langle \frac{P_{mr}}{P_{en}} \right\rangle \quad (\text{éq. I-15})$$

Avec η_{rayE} et η_{rayR} respectivement, les efficacités de rayonnement des antennes d'émission et de réception, V le volume de la chambre, λ la longueur d'onde, P_{mr} la puissance moyenne reçue et P_{en} la puissance d'entrée.

Le principe de mesure couramment utilisé en chambre réverbérante à brassage de modes est le suivant :

- Excitation des modes : Celle-ci est réalisée par une antenne fixe ou par l'Antenne Sous Test (antenne à mesurée) elle-même [27]. Une antenne fixe sert à exciter les modes pour la mesure de référence et pour la mesure de l'Antenne Sous Test (par réciprocité, l'inverse est aussi possible). Dans le cas d'une mesure en réflexion, les modes sont excités par l'Antenne Sous Test.
- L'obtention d'un mélange efficace de la puissance donnant des amplitudes de signaux suivant une loi stochastique (du χ^2 ou de Rayleigh [28]), permettant d'obtenir différentes techniques de brassage. Les champs et l'environnement de la chambre deviennent alors statistiquement uniformes.
- Le moyennage des puissances reçues lors des deux transmissions (antenne fixe vs antenne de référence P_{moyREF} et antenne fixe vs antenne à mesurée P_{moyAnt}).

L'efficacité de rayonnement de l'antenne à mesurée est alors obtenue (à condition que les coefficients de réflexions respectifs des deux antennes ≤ 1) par :

$$\eta_{rayant} = \frac{P_{moyant}}{P_{moyref}} \quad (\text{éq. I-16})$$

Il existe différentes techniques de mesure : la mesure par référence, la mesure sans référence et la mesure en réflexion. Dans notre cas nous utiliserons la mesure par référence.

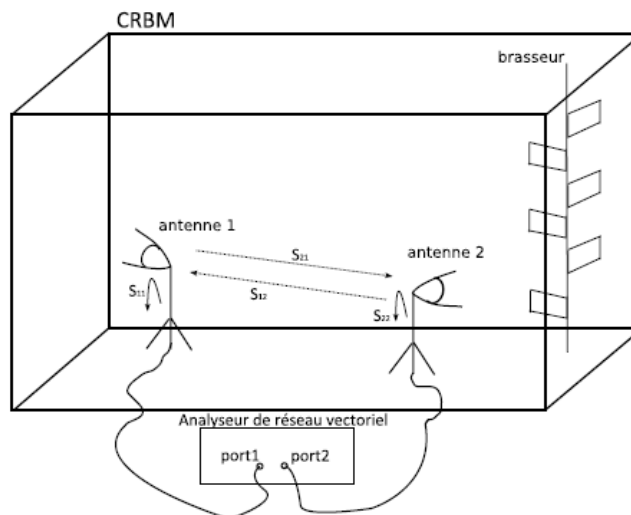


Figure I-5: Mesure d'efficacité d'antenne en chambre réverbérante à brassage de modes

Il s'agit d'une mesure d'efficacité relative à une antenne de référence. Dans la littérature on trouve en particulier Kildal qui a publié depuis l'an 2000, un certain nombre d'articles sur le sujet [29,30]. Cette méthode utilisée, est commercialisée par la société BLUETEST.SE [31]. Cette méthode est

bien connue, mise en place et exploitée au laboratoire (Figure I-5). Elle constitue désormais une bonne référence pour le développement de nouvelles procédures.

La procédure est la suivante :

-Dans un premier temps, on connecte sur le port 2 de l'analyseur de réseau, l'antenne de référence dont l'efficacité de rayonnement η_{rayref} est connue.

-Ensuite l'on dispose à la place de l'antenne de référence, l'antenne dont l'efficacité de rayonnement η_{rayinc} est inconnue.

L'antenne connectée sur le port 1 est la même antenne dans les deux cas (l'antenne de référence). Cette antenne doit être bien adaptée pour la bande de fréquence requise.

Pour une antenne placée dans le volume utile de la CRBM, son coefficient de réflexion S_{11} mesuré à l'analyseur de réseau vectoriel, peut s'écrire comme une somme d'un terme S_{11fs} déterministe correspondant au coefficient de réflexion de cette antenne en espace libre, et d'un terme S_{11rc} provenant des réflexions multiples dans la chambre réverbérante à brassage de modes [18] :

$$S_{11} = S_{11fs} + S_{11rc} \quad (\text{éq. I-17})$$

Le coefficient de réflexion de l'antenne à mesurée dans la chambre réverbérante, S_{11rc} dépend de la position du brasseur. On supposera que les parties réelles et imaginaires de S_{11rc} relevées par brassage des modes dans la cavité, sont distribuées selon une loi normale de moyenne nulle. Dès lors, on évalue la moyenne du coefficient de réflexion S_{11} mesuré pour un grand nombre N de positions de brasseur, ce qui nous en emmène à déduire que :

$$\overline{S_{11}} = S_{11fs} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_{11}^{(i)} \quad (\text{éq. I-18})$$

Où $S_{11}^{(i)}$, la mesure à la position i (position du brasseur).

L'efficacité de rayonnement de l'antenne à mesurée peut alors s'exprimer sous la forme de :

$$\eta_{rayant} = \eta_{rayref} \times \frac{\overline{|S_{21}^{ant}|^2}}{\overline{|S_{21}^{ref}|^2}} \times \frac{1 - \overline{|S_{11}^{ref}|^2}}{1 - \overline{|S_{11}^{ant}|^2}} \times \frac{1 - \overline{|S_{22}^{ref}|^2}}{1 - \overline{|S_{22}^{ant}|^2}} \quad (\text{éq. I-19})$$

Où η_{rayant} = efficacité de rayonnement de l'antenne à mesurée reliée au port 2,

η_{rayref} = efficacité de rayonnement de l'antenne référence reliée au port 2.

Pour simplifier l'équation, on peut admettre que $\frac{1 - \overline{|S_{11}^{ref}|^2}}{1 - \overline{|S_{11}^{ant}|^2}} = 1$

Ainsi on a :

$$\eta_{rayant} = \eta_{rayref} \times \frac{\overline{|S_{21}^{ant}|^2}}{\overline{|S_{21}^{ref}|^2}} \times \frac{1 - \overline{|S_{22}^{ref}|^2}}{1 - \overline{|S_{22}^{ant}|^2}} \quad (\text{éq. I-20})$$

L'efficacité totale de rayonnement s'obtient par :

$$\eta_{totalant} = \left(1 - \overline{|S_{11}|^2}\right) \eta_{rayant} \quad (\text{éq. I-21})$$

Les caractéristiques de la chambre réverbérante à brassage de modes sont les suivantes :

-Fréquence basse de fonctionnement : 200MHz (Fréquence à partir de laquelle les propriétés d'homogénéité statistiques peuvent être observées).

-Fréquence haute de fonctionnement : Il n'y en a pas en principe mais celle-ci dépend essentiellement de la dynamique de mesure (pertes de la chambre) et donc de l'instrumentation dont on dispose.

-Dimension de la chambre : 2,9 m×3,7 m×8,7 m

Les précisions de mesure obtenues au sein de la chambre réverbérante de l'IETR sont de l'ordre de 5%. En résumé, la mesure d'efficacité de rayonnement d'une antenne est une mesure en double pesée. Il s'agit donc d'une mesure relative par rapport à une antenne de référence.

I.2.2 Techniques de miniaturisation d'une antenne

Dans cette partie, nous allons explorer les différentes techniques de miniaturisations d'antennes, appliquées aux antennes filaires (dipôle) ou imprimées (patch).

Les techniques les plus utilisées concernent :

- La modification de la géométrie de l'antenne, en utilisant des méandres ou des fentes. Cette technique consiste à rallonger la longueur électrique de l'antenne, et donc diminuer sa fréquence de fonctionnement.
- L'insertion d'un court-circuit, entre l'élément rayonnant et son plan de masse : on parle alors d'antenne PIFA (Planar Inverted F Antenna)
- L'utilisation de charges localisées (résistives, capacitives ou inductives)
- Le chargement de l'antenne par un substrat de forte permittivité (ϵ_r) ou un matériau magnéto-diélectrique (ϵ_r, μ_r).

I.2.2.1 Modification de la géométrie de l'antenne

L'utilisation de méandres permet de replier l'élément rayonnant sur lui-même pour occuper moins d'espace. Un dipôle miniature fonctionnant à 2.45 GHz [32] est illustré sur la Figure I-6. Cette antenne présente de faibles dimensions : $11,2 \times 5,1 \times 1,575 \text{ mm}^3$ ($0,09\lambda_0 \times 0,04\lambda_0 \times 0,01\lambda_0$), un gain réalisé de 1,7 dBi (simulé) et une efficacité de 87,4%.

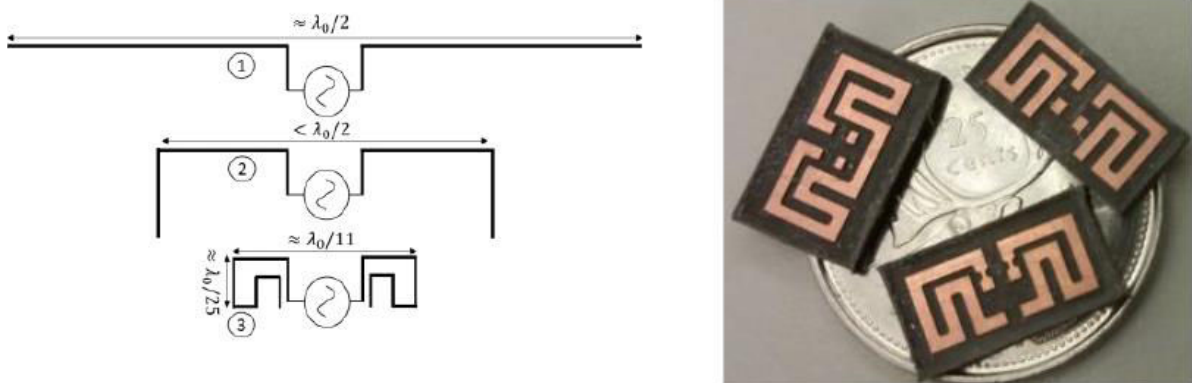


Figure I-6 : Utilisation de méandres pour miniaturiser un dipôle [32]

L'introduction de fentes dans la structure rayonnante permet d'allonger le chemin électrique des courants en les forçant à contourner les fentes inscrites. Cette technique introduit aussi des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [33,34,35].

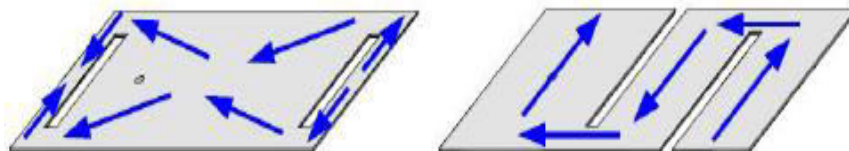


Figure I-7 : Utilisation de fentes pour miniaturiser un patch

I.2.2.2 Insertion de court-circuit

Quand on observe la distribution du champ électrique du mode fondamental, TM_{01} sous un patch, on constate l'annulation du champ au milieu du patch. Ainsi si l'on met en place un court-circuit (mur électrique) au milieu, on remarque qu'il n'y a pas d'incidence sur le fonctionnement de l'antenne (Figure I-8). On peut de ce fait réduire la taille du patch de moitié tout en conservant la

même fréquence de résonance ; sa longueur physique est alors : $\lambda_g/4$. On obtient ainsi une antenne PIFA (Planar Inverted-F antenna). [36,37,38]

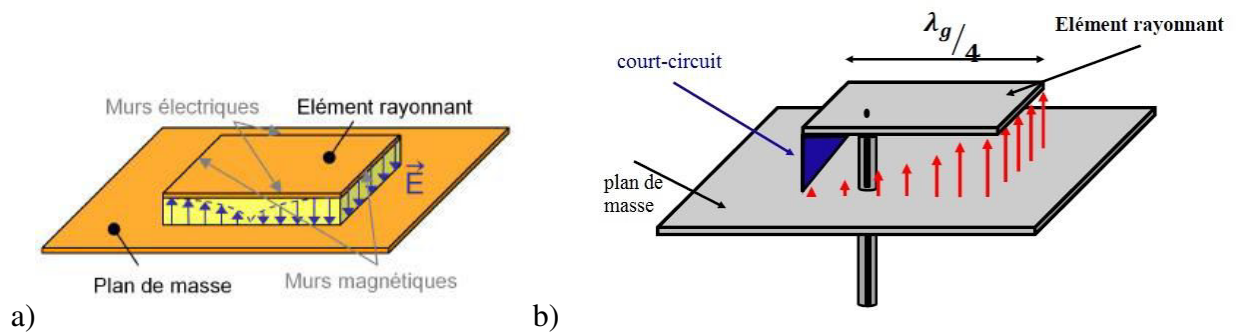


Figure I-8 : Distribution du champ électrique a) dans un patch b) dans une antenne PIFA

1.2.2.3 Charges localisées

L'utilisation d'éléments parasites ou de charges localisées (résistives, capacitives ou inductives) permet d'abaisser la fréquence, mais entraîne une dégradation de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement de l'antenne [39, 40] en raison des pertes ohmiques.

F.Sarrazin et al. proposent une antenne miniature inspirée d'une IFA (*Inverted F-Antenna*) imprimée sur du RO3003 ($\epsilon_r=3$, $h=0,8\text{mm}$) et chargée par une capacité imprimée [41] ou localisée [42], utilisée pour réduire ses dimensions. Cette AEP résonne à 433 MHz (Figure I-9) avec un rayon de $\lambda_0/28$ et présente une efficacité de rayonnement pouvant atteindre 53%.

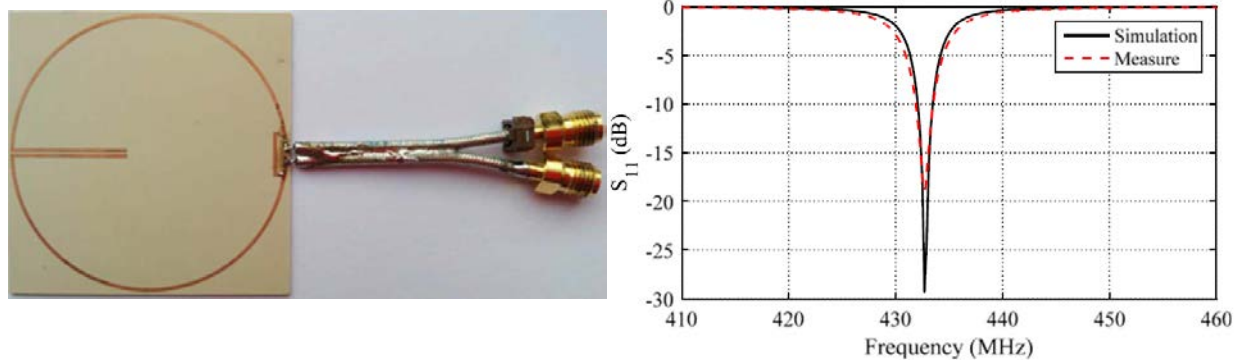


Figure I-9 : Antenne IFA chargée par une capacité imprimée [41]

1.2.2.4 Chargement de l'antenne par un substrat magnéto-diélectrique

L'utilisation d'un substrat diélectrique (ϵ_r) a un impact sur le comportement des antennes [43]. Cette technique simple permet de modifier les caractéristiques radioélectriques de l'environnement proche de l'antenne. En utilisant un diélectrique, la longueur d'onde guidée diminue. Cette diminution entraîne aussi une réduction de la bande passante. L'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques (ϵ_r , μ_r) est aussi une solution de miniaturisation.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{éq. I-22})$$

Du fait de la permittivité et de la perméabilité supérieures à 1, on peut ainsi réduire la taille d'une antenne sans dégrader ses performances [44,45,46,47]. Elle permet d'augmenter la bande passante. Quand le matériau a un fort potentiel magnétique, on peut réduire la longueur électrique et donc l'encombrement de l'antenne.

L'article [48] présente la miniaturisation d'une antenne monopole large bande couvrant la bande VHF grâce à l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique à faibles pertes, de type ferrite (formule brute $\text{Ni}_{0.6}\text{Zn}_{0.35}\text{Co}_{0.05}\text{Fe}_{1.98}\text{O}_4$), développé au Lab-STIIC. Un monopole épais de hauteur 51 cm résonne à 130 MHz : l'utilisation d'un matériau ferrite permet de diminuer sa hauteur à 20 cm.

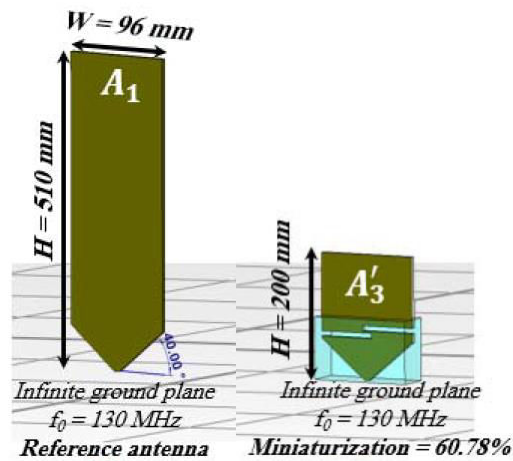


Figure I-10 : Miniaturisation d'une antenne monopole par un substrat magnéto-diélectrique [48]

L'exemple ci-dessous [49] combine plusieurs techniques de miniaturisation pour faire fonctionner un patch au voisinage de 400 MHz, sur un substrat de permittivité de $\epsilon_r=3$ et d'épaisseur $h=4,75\text{mm}$.

Sur le substrat considéré, un patch « classique » possède une longueur de 219 mm. L'introduction d'un court-circuit réduit sa longueur de moitié, à 110 mm. L'insertion de fentes sur les bords non rayonnants du patch, permet de réduire encore la longueur à 63 mm. Le ROS simulé pour ces 3 structures est présenté sur la Figure I-12. On remarque que l'utilisation du court-circuit et des fentes réduit la bande passante. En outre, une diminution de gain est observée (valeur non précisée dans l'article).

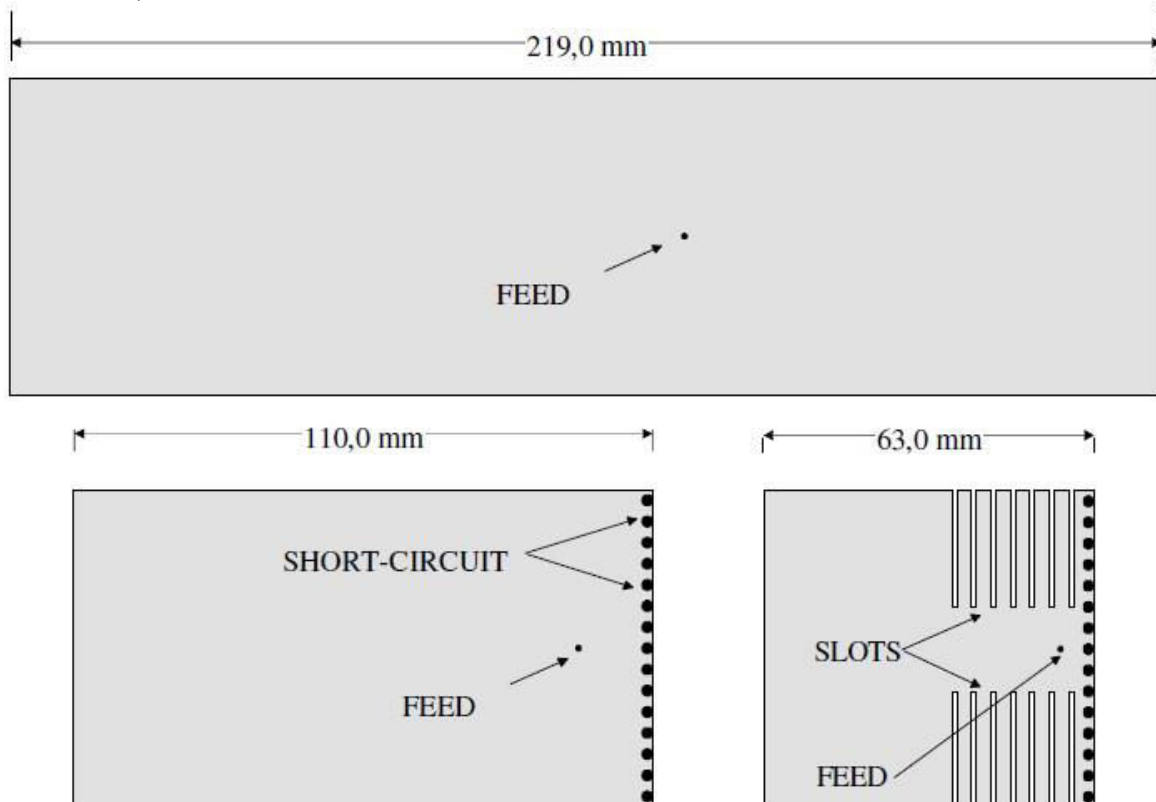


Figure I-11 : Géométrie des 3 patches étudiés (classique, court-circuit, court-circuit & fentes)

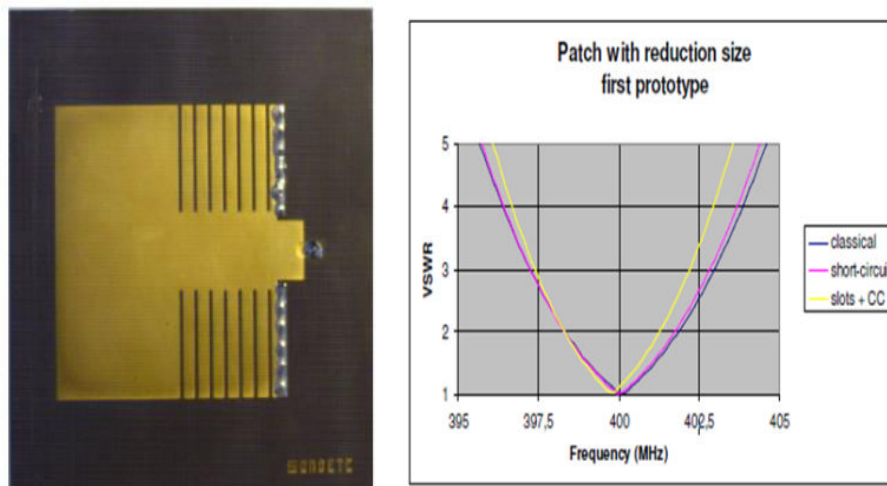


Figure I-12 : Prototype – Simulation du ROS pour les 3 patches présentés Figure I-11

Cette étude a permis de valider les techniques de miniaturisation : introduction de court-circuit et de fentes. Il est rappelé quand on augmente la longueur des fentes, on diminue la fréquence de résonance [50]. On retrouve dans la littérature d'autres techniques où les fentes sont positionnées dans le plan de masse ou sur chaque extrémité du patch [51,52]. Parfois les auteurs allient les substrats de forte permittivité aux fentes [53]. Cette technique permet d'abaisser la fréquence et d'élargir la bande passante.

L'inconvénient pour les patches est un faible gain de l'antenne car la majeure partie de l'énergie transite vers le court-circuit.

Nous présentons dans la suite de ce chapitre, quelques exemples de technique de miniaturisation que nous avons trouvés dans la littérature en bande UHF. Rappelons qu'il n'existe pas de structures fonctionnant en bande AIS (162 MHz), et que les exemples proposés à 400 MHz concernent principalement des structures monopoles pour des applications DVB-T ou des structures PIFA pour applications médicales (ISM ou MICS), avec des gains inférieurs à -10dB.

I.3 Dipôle / Monopôle / IFA

Les antennes dipôle demi-onde ou monopole quart d'onde sont largement utilisées pour un grand nombre d'applications dans les bandes VHF et UHF. Cependant, leurs dimensions sont importantes dans les bandes de fréquences visées pour le projet FLEXBEA.

On rappelle qu'une antenne dipôle est constituée de deux brins métalliques, alimentée en son milieu, et destinée à transmettre ou recevoir de l'énergie électromagnétique.

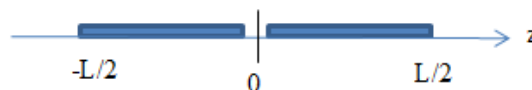


Figure I-13 : Dipôle de longueur L

Le mode fondamental de l'antenne dipôle est le mode demi-onde, où la longueur L vaut $\lambda/2$ ($kL=\pi$). Son impédance d'entrée est de $Z_e=73+j 42,5 \Omega$.

Le champ lointain d'une antenne dipôle est donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} E_{\theta} = \frac{j\eta I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin \theta} \right] = \frac{j\eta I_0 e^{-jkr} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{2\pi r \sin \theta} \\ H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta} \quad \text{avec } \eta = 120\pi \end{cases} \quad (\text{éq. I-23})$$

Cette antenne est omnidirectionnelle car elle rayonne un niveau de champ parfaitement équivalent quelle que soit la direction considérée dans un plan perpendiculaire à son axe. La directivité du dipôle demi-onde est de 1,64 soit **2,15 dBi**.

Le monopôle $\lambda/4$ constitue une variante au dipôle $\lambda/2$. Par application du principe des images, on diminue de moitié la hauteur du brin en plaçant un plan métallique parfaitement conducteur en son centre et positionné perpendiculairement à l'axe des brins (Figure I-14). Ce plan permet de représenter la partie manquante du brin (en pointillé) et, de ce fait, ne modifie pas la caractéristique de rayonnement de l'antenne.

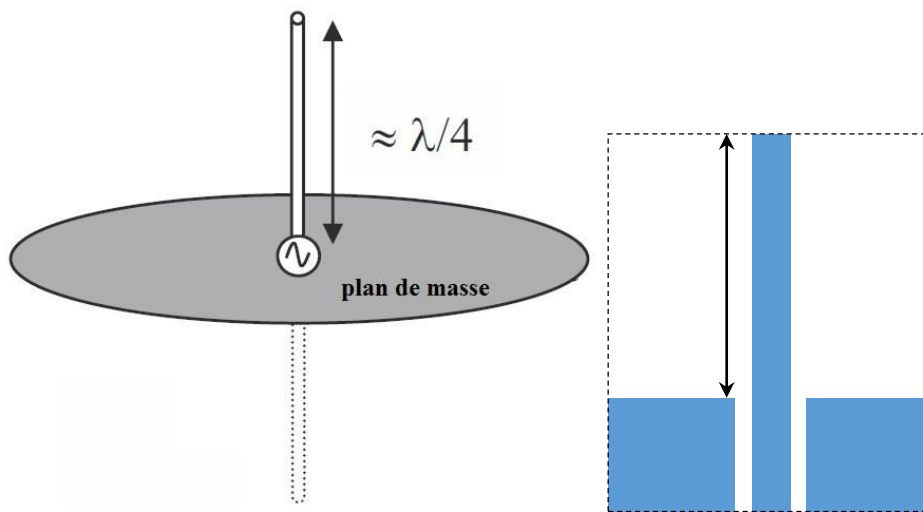


Figure I-14 : Monopole $\lambda/4$ filaire - imprimé

Le monopôle quart d'onde offre donc les mêmes caractéristiques de rayonnement que le dipôle, à savoir un zéro dans son axe de rayonnement et un comportement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire mais en théorie aucun rayonnement dans le demi-espace situé sous le plan de masse. Le gain du monopôle est donc multiplié par deux, soit une augmentation de 3 dB par rapport au gain du dipôle : **5,15 dBi** (en supposant le plan de masse de dimensions infinies).

L'impédance d'entrée du monopôle $\lambda/4$ est l'impédance du dipôle $\lambda/2$ divisée par 2, soit : **$Z_e = 36,5 + j 21,25 \Omega$** .

L'antenne en F inversée, ou **IFA** (pour *Inverted F Antenna*) est une structure issue directement du monopôle $\lambda/4$. Il s'agit en fait d'un monopôle replié parallèlement au plan de masse (Figure I-15). On réduit ainsi la hauteur de la structure tout en maintenant la longueur résonante. L'effet capacitif qui résulte de la mise en parallèle du brin replié et du plan de masse est compensé par un tronçon de ligne (stub) en court-circuit placé à l'opposé du brin replié. La sonde d'alimentation sera choisie de façon à adapter l'ensemble par rapport à la source. Cette antenne rayonne les deux polarisations horizontale et verticale, et présente une bande passante assez faible [54].

L'antenne en F inversée peut également être imprimée sur un substrat diélectrique de façon à la rendre plane. On parle alors d'antenne IFA imprimée à ne pas confondre avec l'antenne PIFA que nous allons présenter dans la suite.

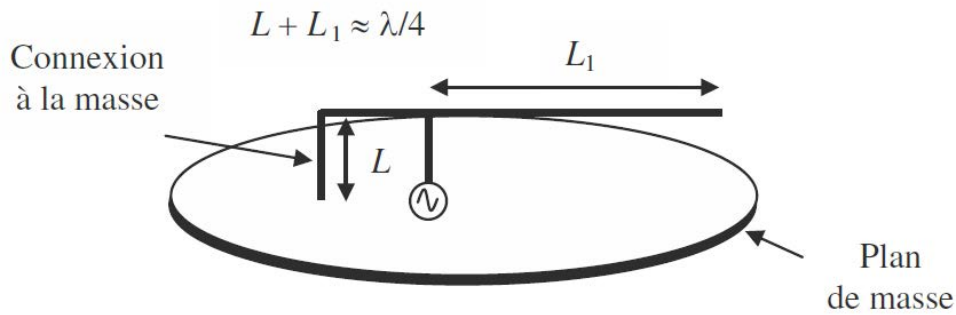


Figure I-15 : Antenne IFA (Inverted F Antenna)

Afin de réduire la taille du monopôle $\lambda/4$, une autre solution est de replier le brin à l'aide de **méandres** rectilignes ou de forme bow-tie (nœud papillon) (Figure I-16).

Ali [55] montre qu'en choisissant judicieusement l'angle α de la structure bow-tie, on peut diminuer la hauteur L de l'antenne.

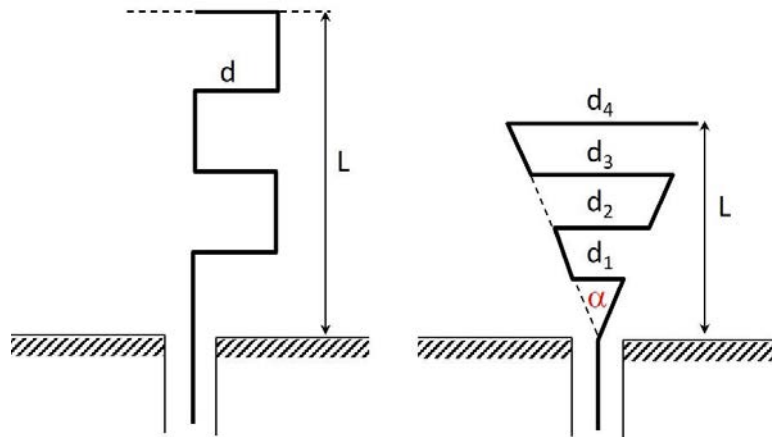


Figure I-16 : Antenne monopôle à $N=2$ méandres (rectiligne et bow-tie)

I.3.1 Antenne dipôle à méandres

La première antenne développée pour des applications COSPAS-SARSAT, a été publiée en 2012 [2] par A.Serra et al. Les auteurs comparent 3 structures dipolaires (Figure I-17) fonctionnant à 406 MHz, intégrables dans un gilet de sauvetage (au niveau du cou ou de la poitrine) :

- dipôle papillon, noté *BD* (pour Bow-tie Dipôle)
- dipôle à méandre, noté *MD* (pour Meandered Dipôle)
- dipôle à méandre replié, noté *FMD* (pour Folded Meandered Dipôle)



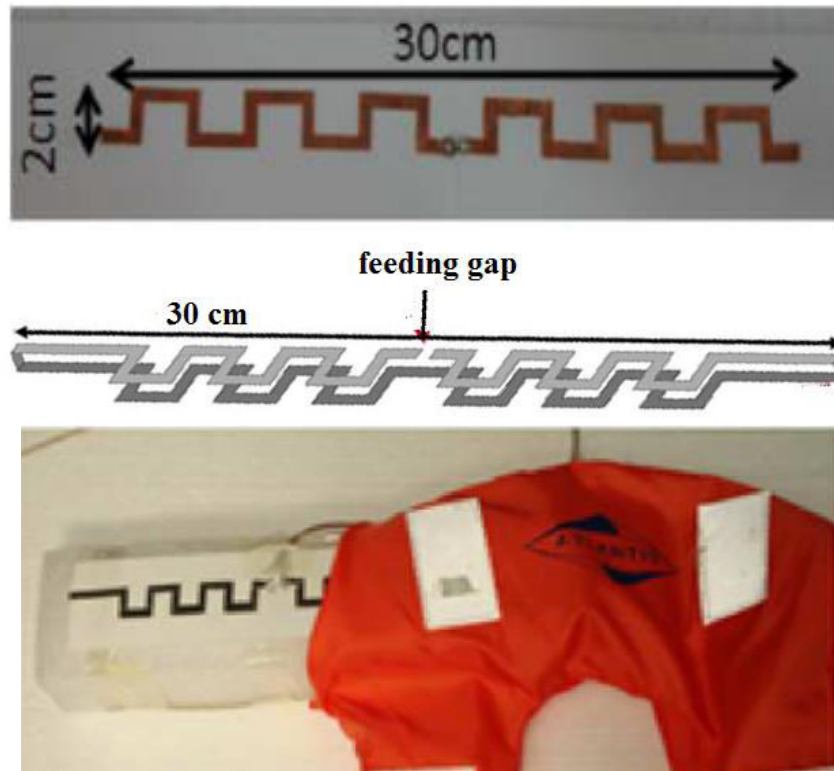


Figure I-17 : 3 structures dipolaires intégrées dans un gilet de sauvetage (au niveau du cou)

Les 3 antennes sont réalisées avec du cuivre adhésif, collé sur un bloc de mousse de 9 cm d'épaisseur (correspondant au flotteur du gilet). Les deux dipôles à méandre (MD et FMD) occupent une surface de 30cm * 2cm, avec une largeur de ligne de 5mm.

Les coefficients de réflexion mesurés pour les deux dipôles à méandre sont présentés sur la Figure I-18 dans trois configurations :

- Dipôle situé sur la partie supérieure du gilet (cou / tête), en bleu foncé
- Dipôle situé sur la face avant du gilet (poitrine), en bleu cyan
- Dipôle en espace libre, en rouge

En espace libre, les deux antennes sont parfaitement adaptées à 406 MHz, et présentent un coefficient de réflexion inférieur à -20dB. Lorsque le dipôle à méandre *MD* est placé sur le gilet, porté par un utilisateur, sa fréquence de résonance diminue légèrement ainsi que son niveau d'adaptation : le corps humain modifie l'impédance d'entrée de l'antenne. L'utilisation du dipôle à méandre replié *FMD* permet de remédier à ce problème, l'image « repliée » du dipôle faisant office de plan de masse et réduisant ainsi le couplage entre l'antenne et le corps humain. Le *FMD* est donc la solution retenue pour le démonstrateur final.

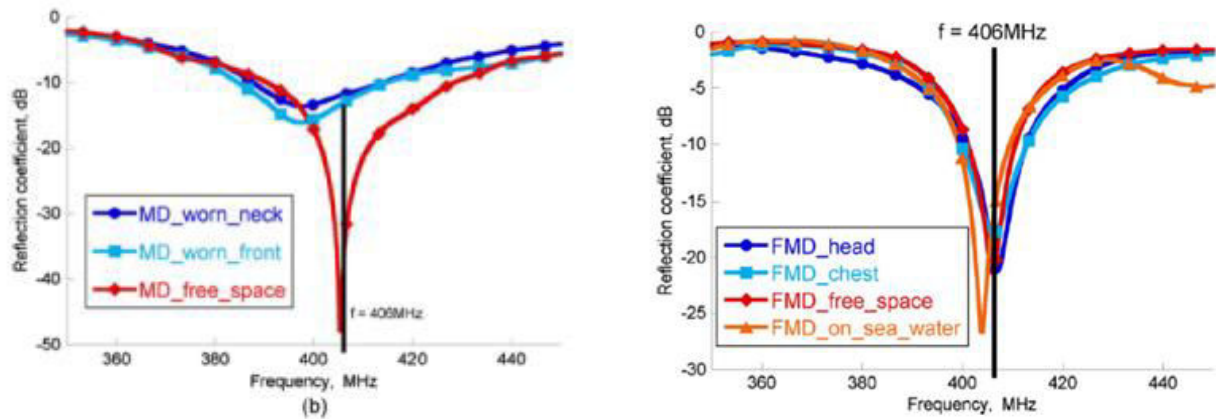


Figure I-18 : Coefficient de réflexion mesuré pour les 2 dipôles à méandre (MD et FMD)

Par ailleurs, le gain réalisé simulé pour le dipôle à méandre replié est de 7dB quand il est porté sur la poitrine, et d'environ 1dB quand il est porté au niveau de la tête. Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel.

Même si le dipôle à méandre replié (FMD) est un excellent candidat pour notre application, nous l'avons écarté car il ne peut pas s'intégrer dans les gilets de nouvelle génération (illustrés à la **Figure 1**), sa longueur de 30 cm étant prohibitive. Rappelons qu'à 406 MHz, $\lambda_0/2=37\text{cm}$: la structure présentée ici n'offre donc qu'une miniaturisation de 20%.

Cependant, cette étude montre qu'il faut privilégier un emplacement de l'antenne à l'avant du gilet.

I.3.2 Antenne monopole à méandres

Chen [56] a proposé en 2008 un monopole à méandres large bande pour une application DTV (bande 470 – 862 MHz). La Figure I-19 présente la géométrie de la structure, de dimensions $174 * 48 \text{ mm}^2$. Le monopole à méandres (de largeur 2mm) est imprimé sur du FR4 ($h=1,6\text{mm}$; $\epsilon_r=4,4$; $\tan\delta=0,0025$) et est alimenté par une ligne microruban 50Ω (largeur 3mm). Deux parasites (sleeve) de hauteur L , situés à une distance $D=3\text{mm}$ du monopole et reliés au plan de masse (avec des vias métalliques) permettent l'apparition d'une seconde fréquence de résonance et donc d'augmenter la bande passante.

Une étude paramétrique est effectuée sur la hauteur des parasites L et la hauteur du plan de masse G . Les coefficients de réflexion simulé et mesuré (pour $L = 46\text{mm}$ et $G = 60\text{mm}$) sont présentés sur la Figure I-19 : la bande passante est comprise entre 450MHz et 850MHz. Les diagrammes de rayonnement sont similaires à ceux d'un dipôle classique. Le gain de cette structure est supérieur à 1 dBi.

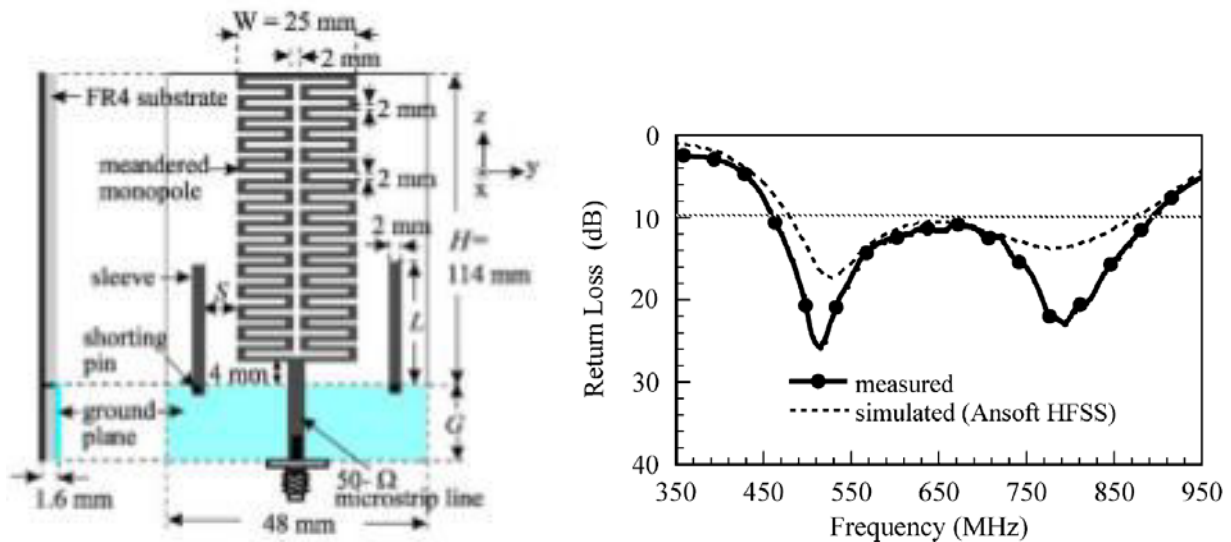


Figure I-19 : Monopole à méandres et 2 parasites – Coefficient de réflexion

On peut citer d'autres exemples de monopôles publiés dans la littérature pour les applications de la réception en télévision numérique (DVB-T) sur des substrats souples [57,58,59,60]

I.3.3 Antenne monopole à grilles

Un autre exemple de monopole largement utilisé pour les applications DTV ou DVB-T est un monopole à grilles (*grating monopole*). La structure proposée par Huang [61] en 2008 est illustrée sur la Figure I-20. Elle est réalisée sur du FR4 ($h=0,8$ mm ; $\epsilon_r=4,4$) et ses dimensions sont $242 * 35$ mm². Le monopole, de largeur 29,5 mm est muni de $N=12$ « grilles », constituées chacune d'un ruban de largeur 2 mm et d'une fente de 0,5 mm. Ces grilles permettent de diminuer la résistance des modes résonants supérieurs, et d'augmenter ainsi la bande passante. Le monopole est alimenté par une ligne 50Ω (de largeur $W_m=1,2$ mm).

Par ailleurs, une technique d'adaptation d'impédance est utilisée, en pratiquant une fente, de dimensions $L * W$, dans le plan de masse (de dimensions $35 * 85$ mm²). Une étude paramétrique sur L et W , présentée à la Figure I-20, permet de déterminer les valeurs optimales : $L = 29$ mm et $W = 7,5$ mm.

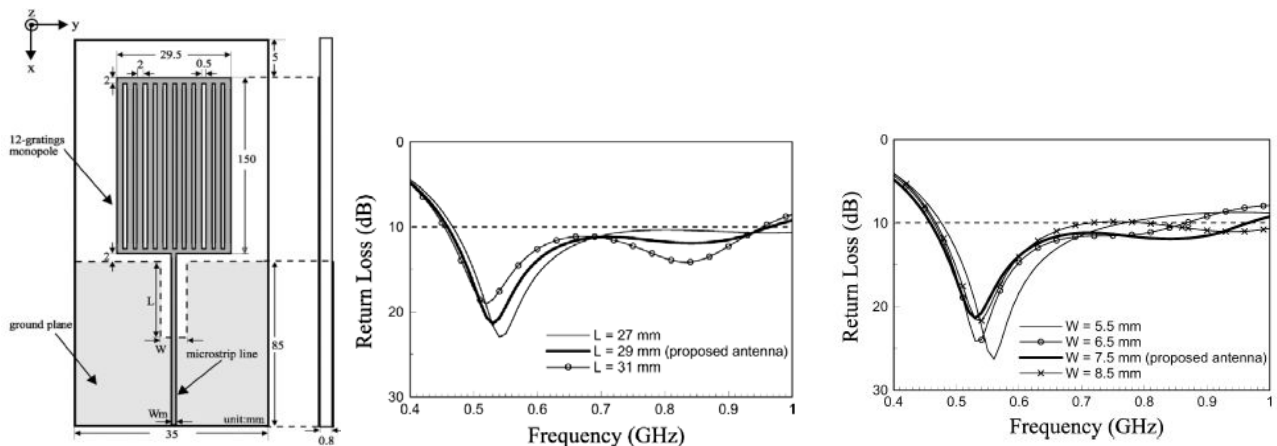


Figure I-20 : Géométrie de l'antenne (dimensions en mm) - Influence des dimensions (L, W) de la fente pratiquée dans le plan de masse sur le coefficient de réflexion

Ce monopole à grilles a été réalisé. Les mesures du coefficient de réflexion et du gain sont présentées à la Figure I-21. L'antenne est adaptée sur la bande 458 MHz – 960 MHz, et le gain varie de 0,9 dBi à 3 dBi dans cette bande.

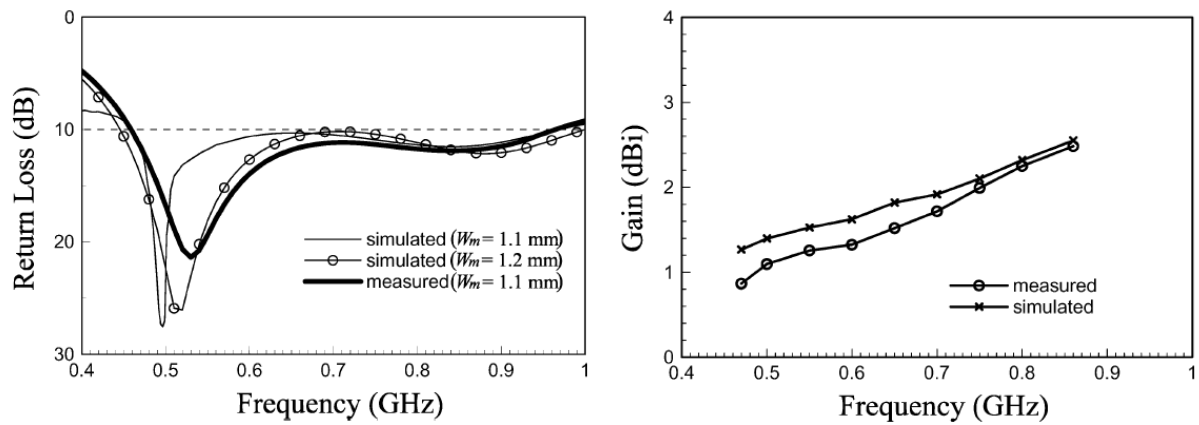


Figure I-21 : Comparaison mesure / simulation du coefficient de réflexion et du gain du monopole à grilles présenté Figure I-20

Cette antenne a été revisitée en 2013 par Zebiri [62], en courbant le monopole selon la Figure I-22. L'antenne occupe alors une surface totale de $64,5 * 170 \text{ mm}^2$.

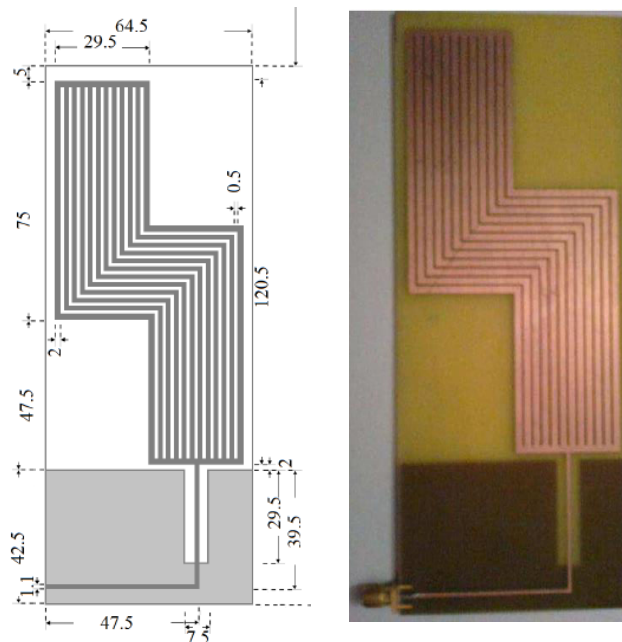


Figure I-22 : Géométrie de l'antenne (dimensions en mm) et prototype

Les mesures du coefficient de réflexion et du gain sont présentées à la Figure I-23. L'antenne est adaptée sur la bande 420 MHz – 1050 MHz, et le gain varie de 1,2 dBi à 6,3 dBi sur la bande DVB-T.

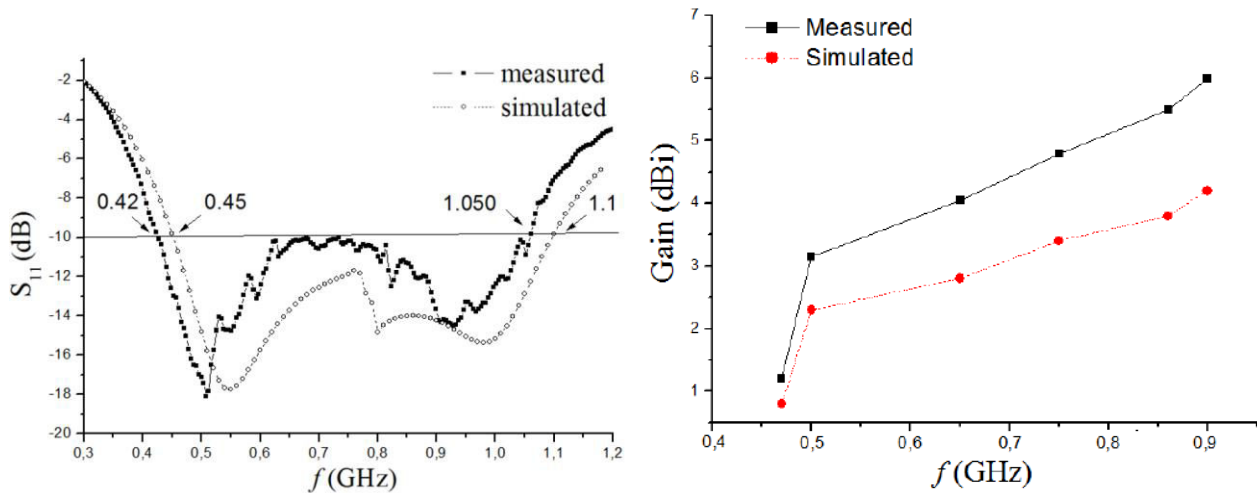


Figure I-23 : Comparaison mesure / simulation du coefficient de réflexion et du gain du monopole à grilles courbé présenté Figure I-22

I.3.4 Antenne IFA (spirale)

Buckley et al [63, 64] proposent une antenne compacte, fonctionnant dans les 2 bandes ISM (433MHz et 2.45GHz). L'antenne, réalisée sur du Rogers RO4350B ($h = 1,524 \text{ mm}$; $\epsilon_r=3,6$; $\tan\delta=0,0031$) possède une surface réduite de $51 \times 27,4 \text{ mm}^2$. Elle est alimentée par une ligne CPW de 50Ω (point A) et sa géométrie est présentée Figure I-24.

Une spirale de forme carrée (de largeur w_1), imprimée sur la face supérieure du substrat et alimentée par la ligne CPW (point B), assure le fonctionnement à 433 MHz. Dans cette configuration similaire à une antenne IFA, on utilise un élément inductif parallèle (au point C) afin de permettre l'adaptation entre l'antenne et la ligne 50Ω .

Pour assurer le fonctionnement dans la bande haute (2,45 GHz), un élément parasite de type monopole (de largeur w_2) est imprimé sur la face inférieure du substrat ; il est court-circuité au point D avec le plan de masse.

Les dimensions de l'antenne sont reportées dans le Tableau I-2.

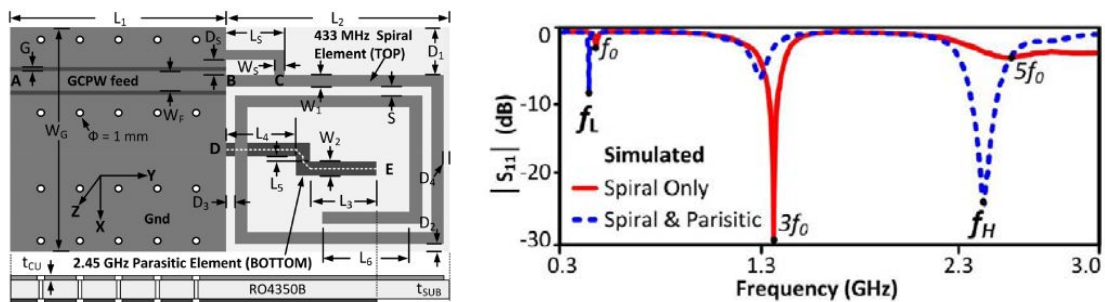


Figure I-24 : Géométrie de l'antenne proposée par [] - Coefficient de réflexions simulé

| Name | Value | Name | Value | Name | Value | Name | Value |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|-------|
| L_1 | 25.0 | L_6 | 7.56 | W_1 | 1.45 | D_4 | 1.25 |
| L_2 | 26.0 | L_5 | 6.69 | W_2 | 1.68 | D_5 | 1.88 |
| L_3 | 11.02 | W_G | 27.4 | D_1 | 7.30 | G | 0.50 |
| L_4 | 8.0 | W_F | 2.42 | D_2 | 1.00 | h | 1.53 |
| L_5 | 0.64 | W_S | 1.14 | D_3 | 1.00 | t_{CU} | 0.035 |

Tableau I-2 : Dimensions de l'antenne (en mm)

L'antenne est simulée sous HFSS avec et sans l'élément parasite monopole. La Figure I-24 présente le coefficient de réflexions simulé pour ces deux cas, sur une plage de fréquence de 300

MHz à 3GHz. On constate que la présence du parasite améliore l'adaptation à 433 MHz (notée f_L) et crée une résonance à 2,4 GHz (notée f_H).

Par ailleurs, une étude paramétrique a été effectuée sur les longueurs de la spirale (L_6) et du monopole parasite (L_3), afin d'ajuster parfaitement les fréquences de 433 MHz et 2,4 GHz.

Les valeurs théoriques (simulation HFSS) de gain et d'efficacité sont de -10,25 dBi et 7% à 433 MHz (+1,45 dBi et 72% à 2,45 GHz)

Un prototype a été réalisé (Figure I-25) en utilisant des vias métalliques pour connecter entre eux, les plans de masse des faces supérieure et inférieure. La mesure du coefficient de réflexion est présentée sur la Figure I-25, dans la bande basse : on a une bande passante de 2MHz.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été mesurés dans une chambre anéchoïque, et sont accord avec les diagrammes simulés. Le pic de gain mesuré à 433MHz est de -11,5dBi (et +0,5dBi à 2,45GHz).

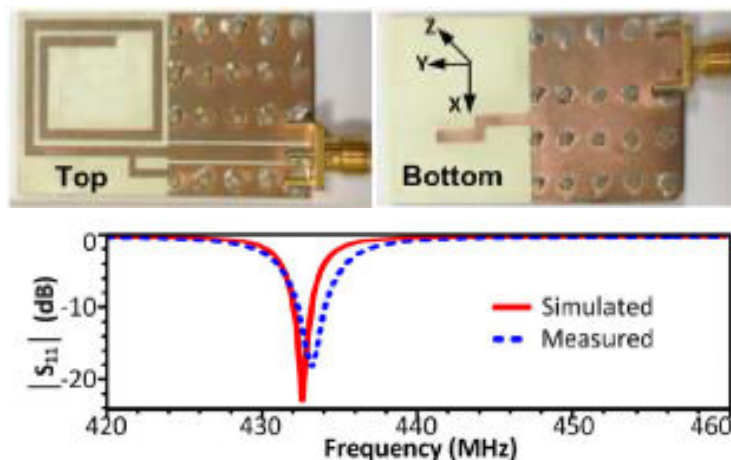


Figure I-25 : Prototype (spirale et monopole sur les faces Top et Bottom)-Coefficient de réflexion

| Dimensions | ϵ_r | h | Fr (MHz) | Gain (dBi) simulé/mesuré |
|---|--------------|----------|----------|-----------------------------|
| 51*27,4 mm ² 0,07 λ_0 *0,05 λ_0 | 3,6 | 1,524 mm | 433MHz | -10,25 / -11,5 |

Tableau I-3 : Paramètres de l'antenne

I.4 Antennes PIFA

Tous les exemples présentés dans cette partie sont proposés pour des applications médicales (bandes MICS et ISM), avec un fonctionnement au voisinage de 400 MHz et/ou 2,45 GHz.

I.4.1 PIFA monobande

Dans ce premier exemple [3], les auteurs proposent deux antennes adaptées aux fréquences de 121,5 MHz et 406 MHz, intégrées dans un gilet de sauvetage gonflable, pour des applications COSPAS-SARSAT. Le substrat utilisé pour ces antennes est une mousse légère et à faible perte, qui a un faible taux d'absorption d'humidité. La technologie jet d'encre a été utilisée pour réaliser les éléments conducteurs.

Une antenne de type patch court-circuitée a été sélectionnée pour la bande de 406 MHz (Figure I-26 a) : elle a pour dimension 283 × 65 × 17,5 mm³ (Lg x W x h). Un patch de dimensions 162 x 65 mm² (Lp x Wp) est imprimé sur la mousse (200 x 65 mm²). Les coefficients de réflexion simulés (CST) et mesurés de l'antenne sont présentés Figure I-26 b.

Le gain simulé à 406 MHz est de +2,4 dBi.

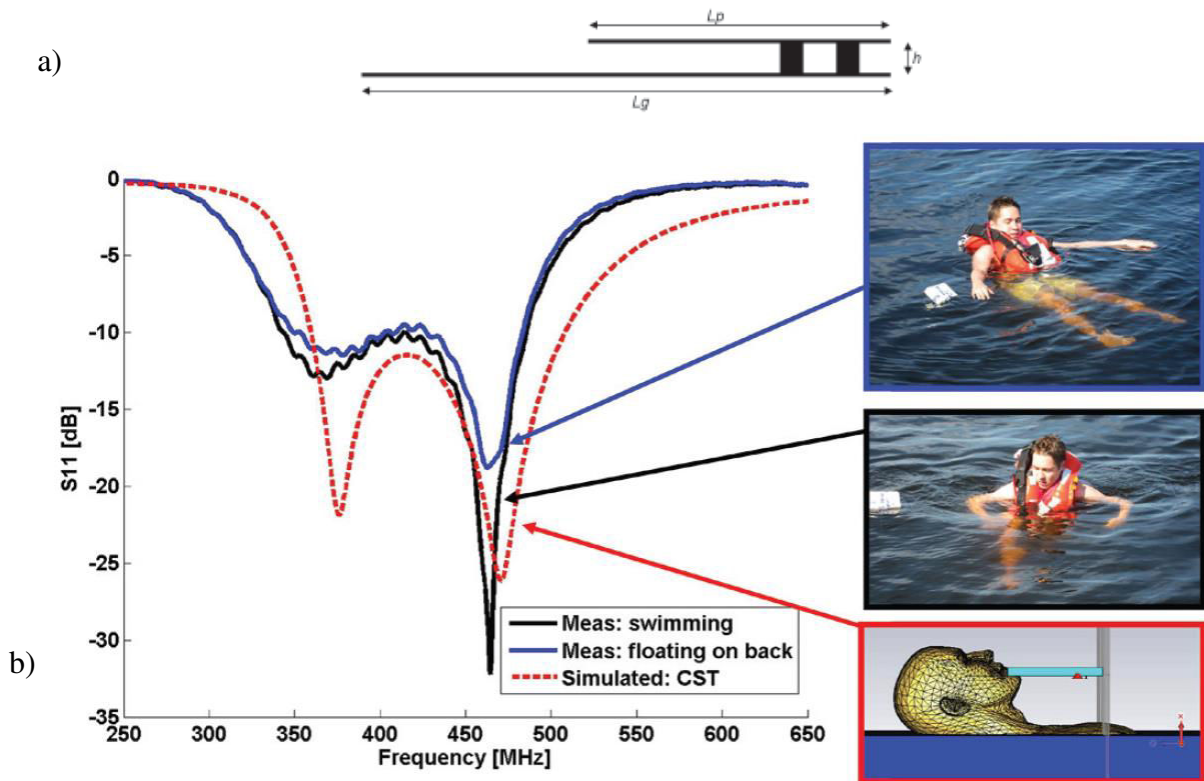


Figure I-26 : Antenne patch à 406 MHz a) géométrie – b) coefficient de réflexion

Dans ce second exemple, Islam et al. présentent une antenne miniature [65, 66] implantable dans les petits animaux en bande MICS, destinée à transmettre les signaux physiologiques de l'animal vers un lecteur RFID externe. Les dimensions de l'antenne sont : $32 \times 22 \times 4 \text{ mm}^3$. La Figure I-27 montre la configuration de l'antenne PIFA implantable, réalisée sur du Rogers RO3210 ($\epsilon_r=10,2$, $\tan\delta=0,0027$ et épaisseur $h=4 \text{ mm}$). Le principe est l'introduction d'une alimentation capacitive insérée entre le patch "serpentin" rayonnant et le plan de masse. Le plan de masse du tag RFID est utilisé afin d'améliorer les performances de l'antenne, qui possède une efficacité totale de 0,15% avec une directivité de 2dBi en simulation.

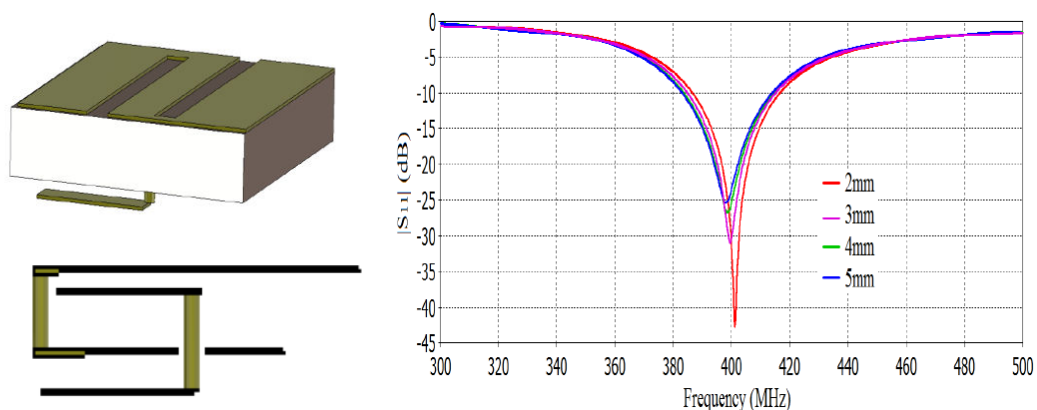


Figure I-27 : Vue (3D et coupe) de l'antenne PIFA - Coefficient de réflexion sur peau d'animal

| Dimensions | ϵ_r | h | Fr (MHz) | Directivité | Efficacité |
|-----------------------------|--------------|------|----------|-------------|------------|
| $32 \times 22 \text{ mm}^2$ | 10,2 | 4 mm | 401 | 2 dBi | 0,15 % |

Tableau I-4 : Paramètres de l'antenne

I.4.2 PIFA bi-bande

Un autre cas d'antenne bi-bande est proposé par Xu et al [67] grâce à l'utilisation de fentes. L'antenne est réalisée sur du Rogers 6010 ($\epsilon_r= 10,2$; $\tan\delta = 0,0023$ et $h=0,635\text{mm}$) et possède les dimensions suivantes : $26,8 \times 28 \text{ mm}^2$ (Tableau I-5). La partie foncée de l'antenne représente le patch partie supérieure du substrat; la partie claire le plan de masse placé sur la partie inférieure du substrat. La technique consiste à introduire une paire de fente en L gravées symétriquement dans le patch avec une extrémité ouverte ; sur le plan de masse nous avons un ensemble de deux stubs en forme de « T » et « F ». Ceci permet d'obtenir un fonctionnement bi bande. Nous avons une fréquence haute qui est de 2,4 GHz et une fréquence basse qui est de 402MHz. Les mesures sont effectuées sur la Figure I-28. Le gain réalisé à 402MHz est très faible.

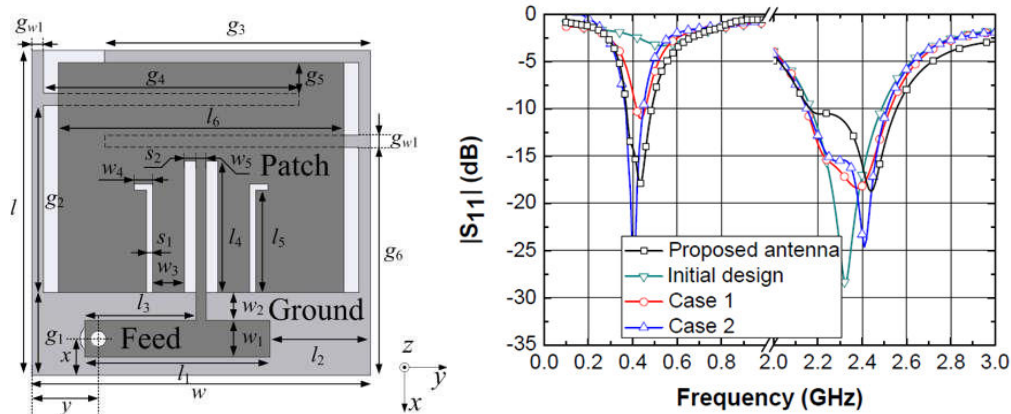


Figure I-28 : Géométrie et coefficient de réflexion de l'antenne

| Dimensions | ϵ_r | h | Fr | Gain (dBi) | Efficacité |
|-------------------------------|--------------|---------|----------|------------|------------|
| $26,8 \times 28 \text{ mm}^2$ | 10,2 | 0,635mm | 402 MHz | | |
| | | | 2,45 GHz | -18 dBi | 0,5 % |

Tableau I-5 : Paramètres de l'antenne

Bien que ces deux dernières structures soient compactes, le grand inconvénient réside dans le gain de l'antenne qui est très faible. On ne peut donc pas envisager d'utiliser ces structures pour le projet FLEXBEA.

I.5 Conclusion

Dans cette partie nous avons rappelé les caractéristiques des antennes miniatures (ou AEP), en insistant sur les paramètres clés (le facteur de qualité et la bande passante) qui influent sur ses performances. Le facteur de qualité est une caractéristique importante pour les AEP : le défi consiste à le minimiser afin de maximiser les performances de l'antenne. Les antennes que nous souhaitons développer pour les balises de détresses s'inscrivent dans la catégorie des AEP. Nous avons aussi dressé la liste des différentes techniques de miniaturisation des antennes. Il est à préciser que la miniaturisation d'une antenne entraîne toujours une dégradation de ses performances, c'est-à-dire une diminution de la bande passante et son efficacité de rayonnement.

Les exemples d'antennes miniatures présentés dans la littérature ne concernent que la bande UHF, avec des gains bien inférieurs à ceux requis pour le projet FLEXBEA.

Dans la perspective d'intégration de l'antenne dans la balise, les antennes de type planaire (monopole imprimé à méandre, PIFA) et filaire (monopole et hélice) restent prometteuses. Bien que celles étudiées dans la littérature ne présentent pas de bonnes caractéristiques radioélectriques, elles demeurent de bons candidats grâce à leur simplification de réalisation et leur faible coût (en

vue d'une réalisation en série). Notre défi est de pouvoir optimiser leur géométrie afin qu'elles présentent de bonnes performances en accord avec le cahier des charges de notre projet.

Chapitre II : Antennes planaires en bande UHF

| | |
|---|-----------|
| II. ANTENNES PLANAIRES EN BANDE UHF | 37 |
| II.1 INTRODUCTION | 37 |
| II.2 DIPOLE IMPRIME AVEC BRINS REPLIES | 37 |
| II.2.1 Alimentation symétrique | 37 |
| II.2.2 Alimentation dissymétrique | 39 |
| II.2.2.1 Etude paramétrique | 39 |
| II.2.2.2 Structure à 406 MHz | 40 |
| II.3 MONOPOLE IMPRIME | 43 |
| II.3.1 Alimentation Microruban | 43 |
| II.3.1.1 Optimisation sur papier Powercoat | 44 |
| II.3.1.2 Réalisation et mesures de l'antenne | 47 |
| II.3.2 Alimentation CPW | 48 |
| II.3.2.1 Monopole "rectiligne" | 49 |
| II.3.2.2 Monopole à méandre (MLA) | 50 |
| II.3.2.3 Monopole à méandre de forme "bow-tie" | 54 |
| II.3.2.4 Comparaison entre le monopole méandre et bow-tie | 60 |
| II.3.2.5 Influence du corps humain | 61 |
| II.4 PIFA REPLIE A MEANDRE | 62 |
| II.4.1 Etude paramétrique | 62 |
| II.4.1.1 Influence des fentes et de la position du patch | 62 |
| II.4.1.2 Influence du plan de masse (longueur L_g , largeur W_g) | 63 |
| II.4.1.1 Influence des milieux 1 et 2 ($n=3$) | 65 |
| II.4.2 Conception et réalisation à 406 MHz | 66 |
| II.5 CONCLUSION | 67 |

II. Antennes planaires en bande UHF

II.1 Introduction

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple et économique. Les systèmes micro-ondes à structure micro ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées.

Ce chapitre est consacré à l'étude de quelques antennes planaires (de type dipôle ou monopole imprimé) développées dans la bande UHF. Dans un premier temps, une solution de dipôle avec brins repliés est proposée afin de réduire l'encombrement, et deux modes d'alimentation (symétrique / dissymétrique) sont comparés. Des exemples d'antenne monopôle sont ensuite présentés avec une modification de leur géométrie (structures de type Bow-tie ou méandre) pour assurer une miniaturisation optimale. De nombreuses réalisations et mesures ont été effectuées. En outre des antennes monopôle à méandre et à bow-tie ont été simulées et réalisées à la fréquence de résonance de 800 MHz. Des techniques d'optimisations ont été utilisées pour ensuite abaisser la fréquence à 490MHz.

Il est à préciser que les bases de mesure disponibles à l'IETR (chambre anéchoïque et Stargate) ne permettent pas de mesurer correctement le gain des antennes pour des fréquences inférieures à 800 MHz. Par conséquent, les valeurs de gain présentées dans cette partie sont à considérer avec précaution, mais elles permettent cependant de comparer les différentes structures entre elles.

II.2 Dipôle imprimé avec brins repliés

II.2.1 Alimentation symétrique

La structure ci-dessous est un dipôle fonctionnant en bande UHF [68], imprimé sur un substrat FR4 (de caractéristiques $\epsilon_r=4,4$; $h=0,8\text{mm}$; $\text{tg}\delta=0,025$), alimenté par un guide d'ondes coplanaire, plus couramment appelé CPW (*Coplanar Wave guide*). C'est une antenne en U, inspirée du principe de l'antenne *open-sleeve* [69,70,71],

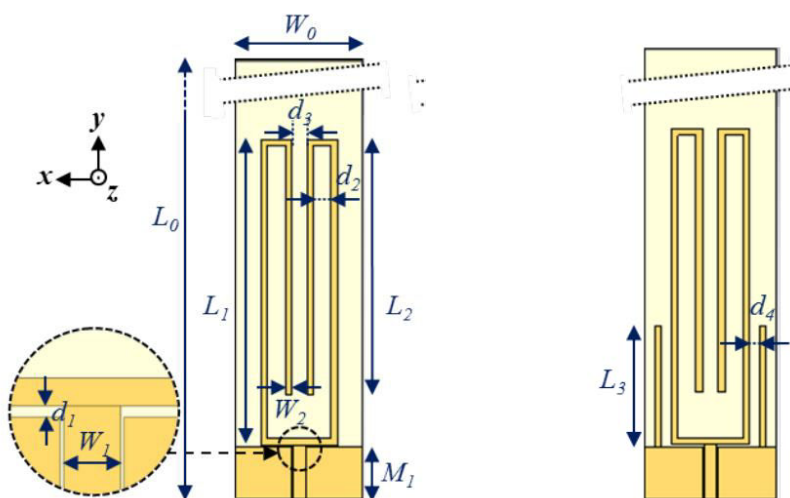


Figure II-1 : Géométrie du dipôle replié [68] a) sans parasite – b) avec 2 brins parasites

Une première structure a été optimisée (cf Tableau II-1) avec des brins de longueur $L_1=160\text{mm}$, situés à une distance $d_1=1\text{mm}$ du plan de masse. Le coefficient de réflexion est présenté Figure II-2, et présente une fréquence de résonance de 398 MHz, avec un gain de $-2,5\text{dB}$. Nous avons

ensuite éloigné les brins du plan de masse ($d_1=11\text{mm}$) en maintenant une longueur totale identique (soit $L_1=155\text{mm}$) pour tenter d'améliorer l'adaptation. La fréquence de résonance est légèrement décalée (406 MHz) et le gain est de $-1,7\text{dB}$.

Pour améliorer l'adaptation, une solution est d'utiliser 2 éléments parasites de longueur L_3 , situés à une distance d_4 des brins du monopole (Figure II-1b). On obtient alors une fréquence de résonance de 410 MHz pour un niveau d'adaptation $S_{11} = -12\text{dB}$, et un gain de $-0,3\text{ dB}$.

| | | | | | | | | | |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| L_0 | W_0 | M_1 | L_1 | L_2 | d_1 | W_1 | W_2 | d_2 | d_3 |
| 200 | 50 | 20 | 160 | 100 | 1 | 2,5 | 5 | 6 | 7 |
| | | | 155 | | 11 | | | | |

Tableau II-1: Dimensions du dipôle replié (en mm)

| | L_1 | d_1 | L_3 | d_4 | F_r | Gain |
|--------------------|-------|-------|-------|-------|---------------------------------------|------------------|
| sans brin parasite | 160 | 1 | | | 398 MHz ($S_{11} = -3,5\text{ dB}$) | $-2,5\text{ dB}$ |
| sans brin parasite | 155 | 11 | | | 406 MHz ($S_{11} = -3,5\text{ dB}$) | $-1,7\text{ dB}$ |
| avec brin parasite | 155 | 11 | 46 | 4 | 410 MHz ($S_{11} = -12\text{ dB}$) | $-0,3\text{ dB}$ |

Tableau II-2: Fréquences et gains simulés du dipôle replié

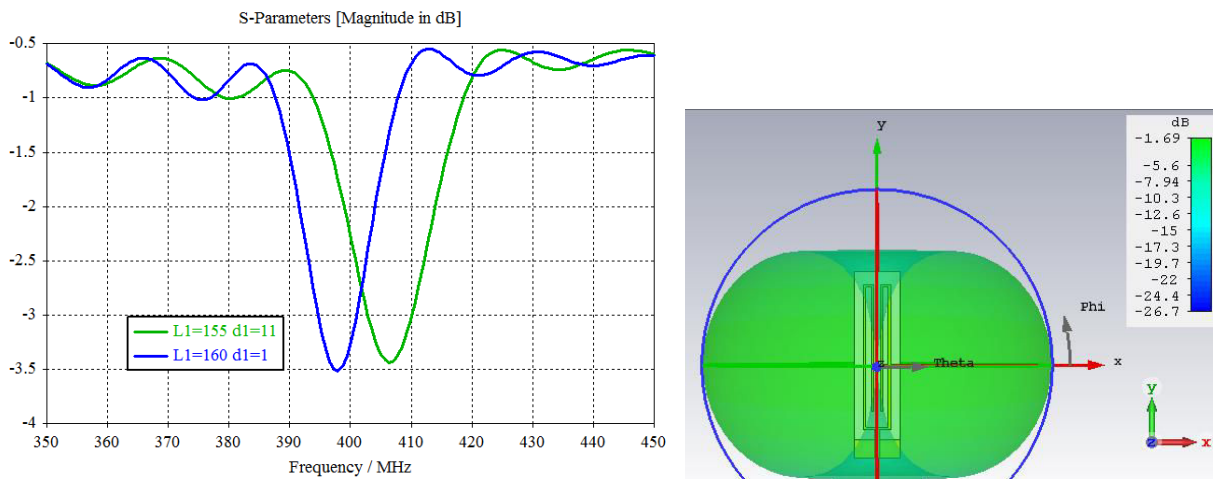


Figure II-2 : Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement du dipôle replié (simulation)

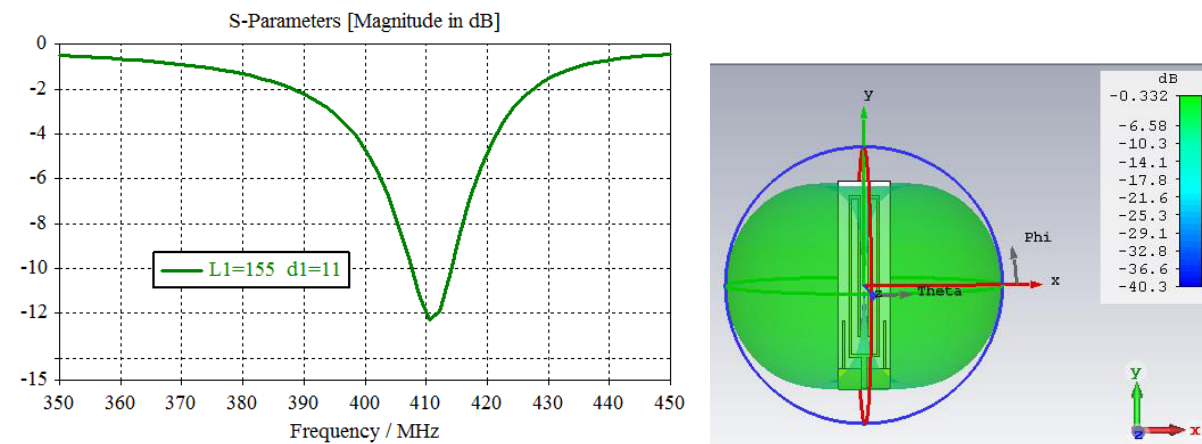


Figure II-3 : Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement du dipôle replié avec 2 parasites (simulation)

Même si cette structure possède des caractéristiques radioélectriques intéressantes, ses dimensions restent trop importantes pour une intégration dans un gilet ou une balise. Nous nous sommes donc intéressés à une autre structure, de type dipolaire à alimentation dissymétrique, présentée dans la section suivante (II.2.2).

II.2.2 Alimentation dissymétrique

Considérons le dipôle replié de la Figure II-4, publié par Huang [72] en 2014. L'antenne est réalisée sur un substrat FR4 d'épaisseur de 0,8 mm. Elle est alimentée de manière dissymétrique, grâce au plan de masse (de dimensions réduites $L_g * W_g$) imprimé sur l'autre face du substrat qui joue le rôle de balun.

Cette structure de dimensions $L_s * W_s = 40 * 50 \text{ mm}^2$ résonne au voisinage de 800 MHz. Les paramètres de l'antenne sont rassemblés dans le Tableau II-3

La présence du shunt (de longueur L_5) permet d'adapter la structure.

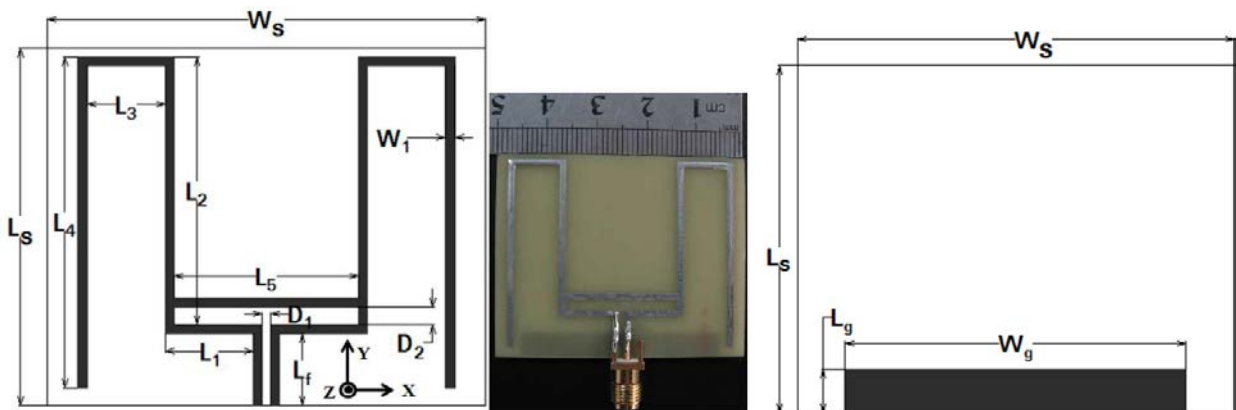


Figure II-4 : Géométrie du dipôle replié [72]

| L_s | W_s | L_g | W_g | L_1 | L_2 | L_3 | L_4 | L_5 | D_1 | D_2 | W_1 |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 40 | 50 | 4 | 39,5 | 10,5 | 30 | 9,5 | 38 | 22 | 1 | 2 | 1 |

Tableau II-3: Dimensions du dipôle replié (en mm)

Le dipôle replié a été simulé sous CST, avec une hauteur de plan de masse $L_g=4\text{mm}$ (estimé d'après la réalisation présentée Figure II-4).

On obtient une fréquence de résonance à 810,8 MHz avec une bande passante de 10 MHz. Le gain réalisé simulé à cette fréquence est de 1,25 dB.

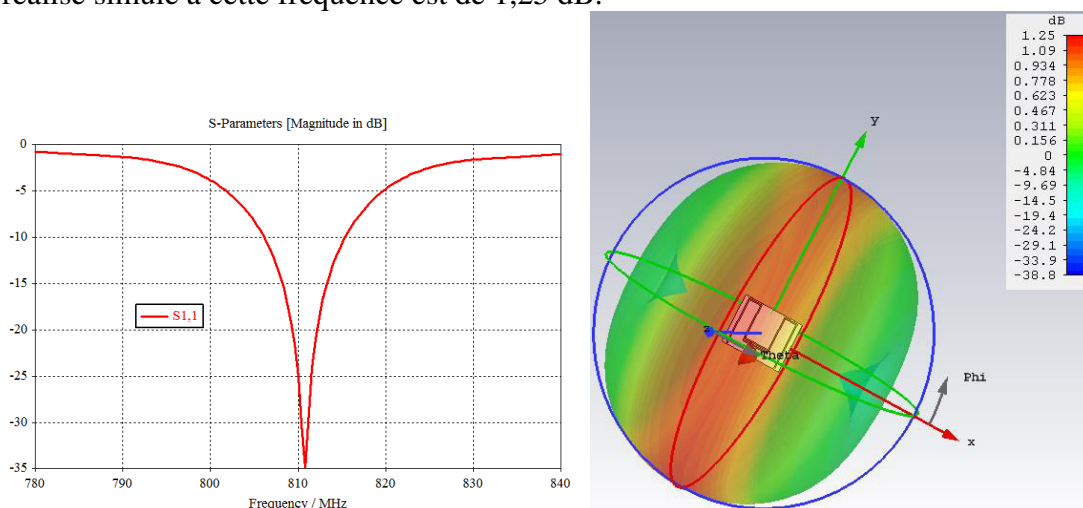


Figure II-5 : Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement du dipôle replié (simulation)

II.2.2.1 Etude paramétrique

Pour optimiser cette antenne à 400 MHz, nous avons procédé à une étude paramétrique sur la hauteur du plan de masse (L_g) et la longueur des brins (L_2, L_4).

- Influence de la hauteur du plan de masse L_g

Le dipôle replié est simulé pour une hauteur L_g variant de 2 à 6 mm. Le coefficient de réflexion est présenté sur la Figure II-6 : on constate que la fréquence de résonance diminue (de 832 MHz à 792 MHz) lorsque la hauteur L_g du plan de masse augmente.

Pour la suite des simulations, nous avons retenu la valeur de $L_g = 4\text{mm}$.

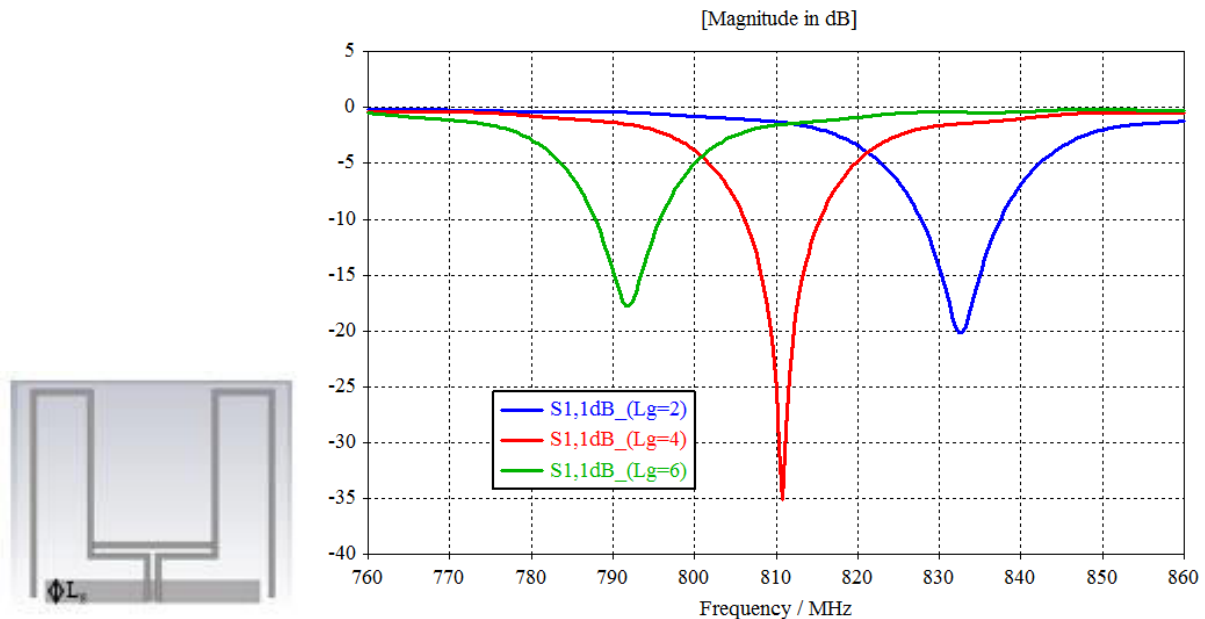


Figure II-6 : Influence de la hauteur du plan de masse (L_g)

-Influence des brins de longueur L_2 et L_4

Afin d'abaisser la fréquence de résonance, on allonge les brins (de longueurs initiales $L_2 = 30$ mm et $L_4 = 38$ mm), d'une longueur supplémentaire L_{sup} . La Figure II-7 représente le coefficient de réflexion, pour une longueur L_{sup} , variant entre 45 et 55mm : la fréquence de résonance diminue de 435 MHz à 390 MHz.

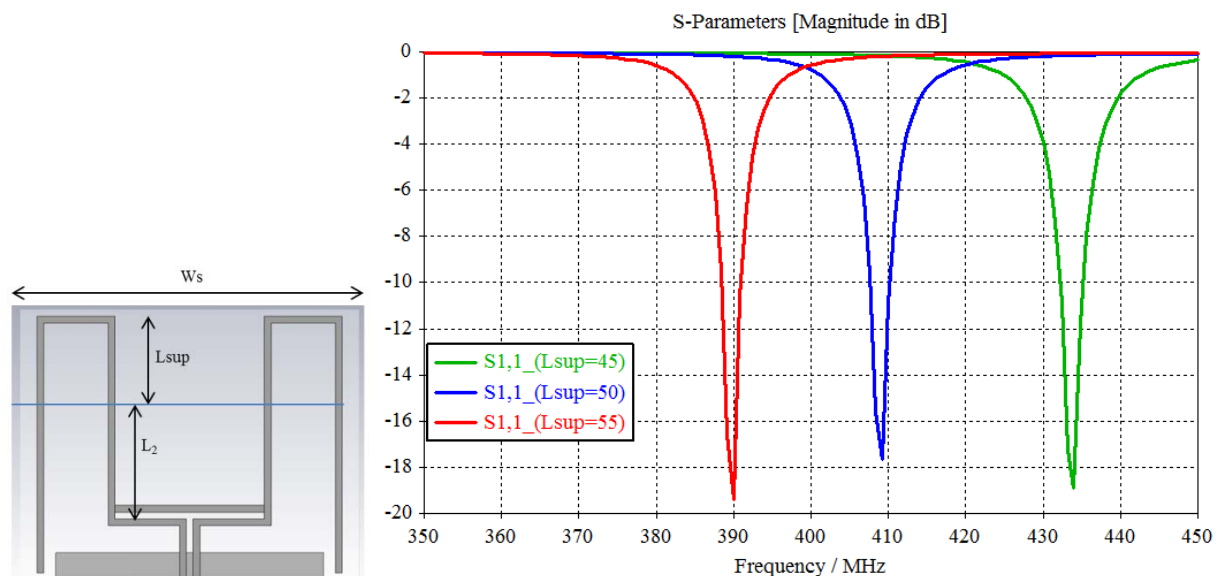


Figure II-7 : Influence de la longueur des brins L_{sup}

II.2.2.2 Structure à 406 MHz

Grâce à l'étude paramétrique menée précédemment, la structure a été optimisée à 406 MHz ($L_{sup} = 51\text{mm}$) et ses dimensions sont reportées dans le Tableau II-4. Le gain réalisé simulé est de -1,8 dB (Figure II-8). Rappelons que l'antenne a été réalisée sur du FR4 avec une épaisseur de 0,8 mm. La bande passante obtenue est faible et de 3 MHz.

| Ls | Ws | Lg | Wg | L1 | L2 | L3 | L4 | L5 | D1 | D2 | W1 |
|----|----|----|------|------|----|-----|----|----|----|----|----|
| 91 | 50 | 4 | 39,5 | 10,5 | 81 | 9,5 | 89 | 22 | 1 | 2 | 1 |

Tableau II-4: Dimensions du dipôle replié (en mm) (optimisé à 406 MHz)

Les diagrammes de rayonnement simulés à 406 MHz sont présentés sur la Figure II-8. Nous observons un rayonnement dipolaire suivant les différents plans de coupe.

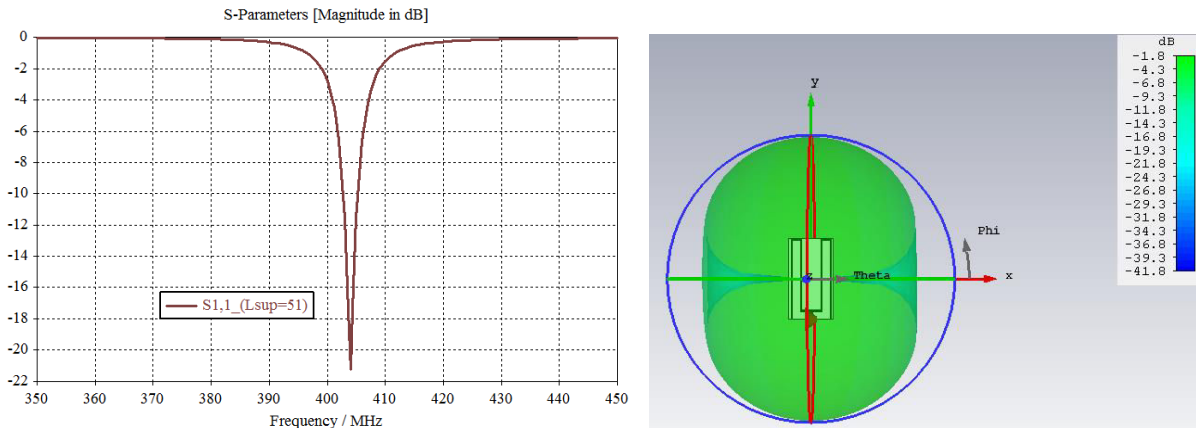


Figure II-8 : Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement du dipôle replié (simulation)

Les résultats de simulation et de mesure de l'antenne sont présentés sur la Figure II-9. En simulation, le coefficient de réflexion obtenue est de -21 dB à 406 MHz. En mesure on obtient un coefficient de réflexion de -23,4 dB à 398 MHz.

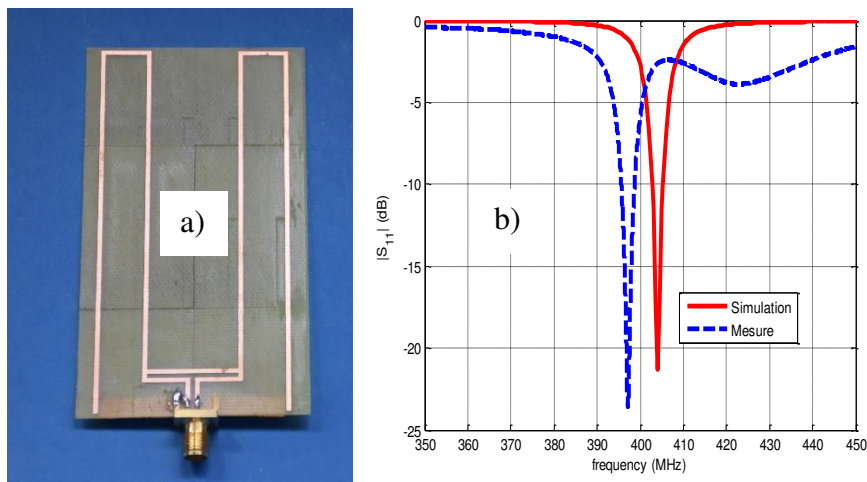


Figure II-9 : a) Prototype – b) coefficient de réflexion du dipôle replié

- Alimentation de la structure par une ligne coplanaire CPW

Nous avons voulu alimenter la structure précédente avec une ligne CPW (Figure II-10) dont les dimensions optimisées sont $W=3$ mm et $g=0,5$ mm. Les autres dimensions sont indiquées dans le Tableau II-5 : il est à noter une augmentation de la longueur des bras du dipôle.

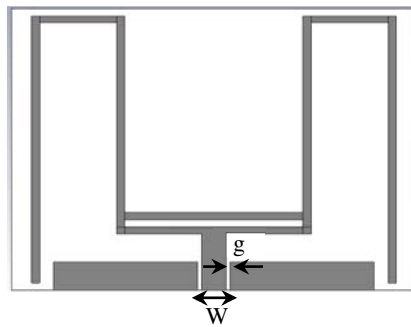


Figure II-10 : Géométrie du dipôle replié (alimentation CPW)

| Ls | Ws | Lg | Wg | L1 | L2 | L3 | L4 | L5 | D1 | D2 | W1 | W | g |
|-----|----|----|----|------|-----|-----|-------|----|----|----|----|---|-----|
| 128 | 50 | 4 | 43 | 11,5 | 118 | 9,5 | 121,5 | 22 | 1 | 2 | 1 | 3 | 0,5 |

Tableau II-5 : Dimensions du dipôle replié (en mm) à 406 MHz – Alimentation CPW

La fréquence de résonance théorique est de 408 MHz avec une bande passante de 7,7 MHz et un gain réalisé de -7,6 dB (Figure II-11).

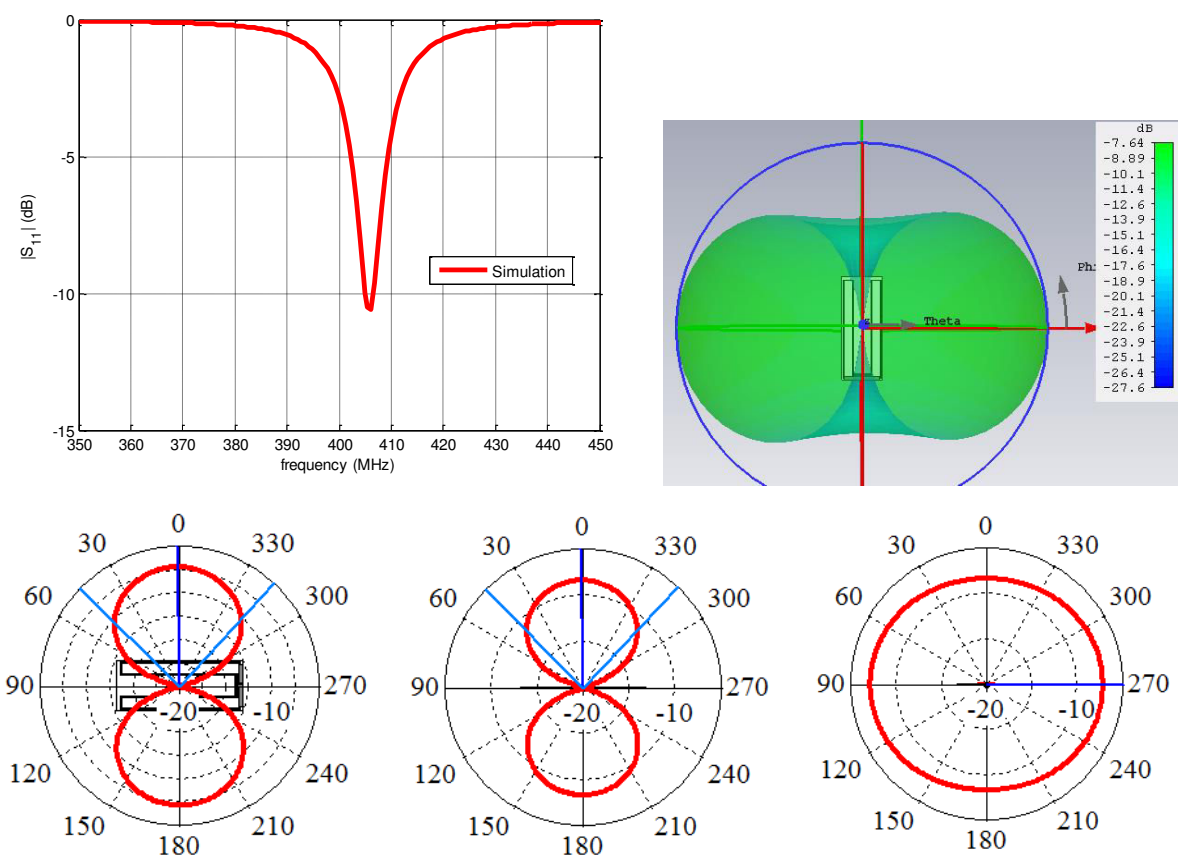


Figure II-11 : Coefficient de réflexion et diagrammes de rayonnement du dipôle replié, simulés à 408 MHz (alimentation CPW)

Les diagrammes de rayonnement simulés à 408 MHz sont présentés sur la Figure II-11. Nous observons un rayonnement dipolaire suivant les différents plans de coupe.

En conclusion, deux antennes dipôle replié ont été présentées. La première est alimentée de manière dissymétrique et optimisée pour fonctionner à 406MHz. Elle présente un gain de -1,8 dB avec une bande passante de 3 MHz. La deuxième est alimentée par une ligne coplanaire CPW et résonne à 408 MHz. Elle est plus grande et présente un gain plus faible de -7,6 dB.

On retiendra donc la structure à alimentation dissymétrique de la Figure II-4, qui possède un encombrement plus réduit ($L_s = 91\text{mm}$) et un meilleur gain ($G = -1,8\text{ dB}$) que la structure CPW ($L_s = 128\text{mm}$; $G = -7,6\text{ dB}$)

II.3 Monopole imprimé

II.3.1 Alimentation Microruban

L'antenne proposée par H.Saghlatoon [73] est une antenne monopole planaire, alimentée par une ligne microruban. Cette antenne fonctionne dans une large bande (de 600 MHz à 1400 MHz) grâce à l'utilisation de fentes. Ses dimensions sont de $220\text{mm} \times 90\text{mm}$. La technologie utilisée est l'impression jet d'encre (encre Ag) ayant une conductivité de $2,60 \times 10^7\text{S/m}$ et une épaisseur de $3\mu\text{m}$. Le substrat utilisé est le carton (cardboard - Module P2110) ayant les caractéristiques suivantes : $\epsilon_r = 1,78$; $\text{tg}\delta = 0,025$; épaisseur $560\mu\text{m}$.

L'antenne est conçue à partir d'un monopole rectangulaire muni d'une transition "tapered" et de deux fentes de dimensions ($L_s \times W_s$) afin d'obtenir l'effet large bande. Par ailleurs, la présence d'une encoche située dans le plan de masse, permet une meilleure adaptation de la structure.

Les dimensions de l'antenne sont reportées dans le Tableau II-6. Certains paramètres (en rouge), non renseignés par l'auteur, ont été optimisés pour se rapprocher des résultats de l'article.

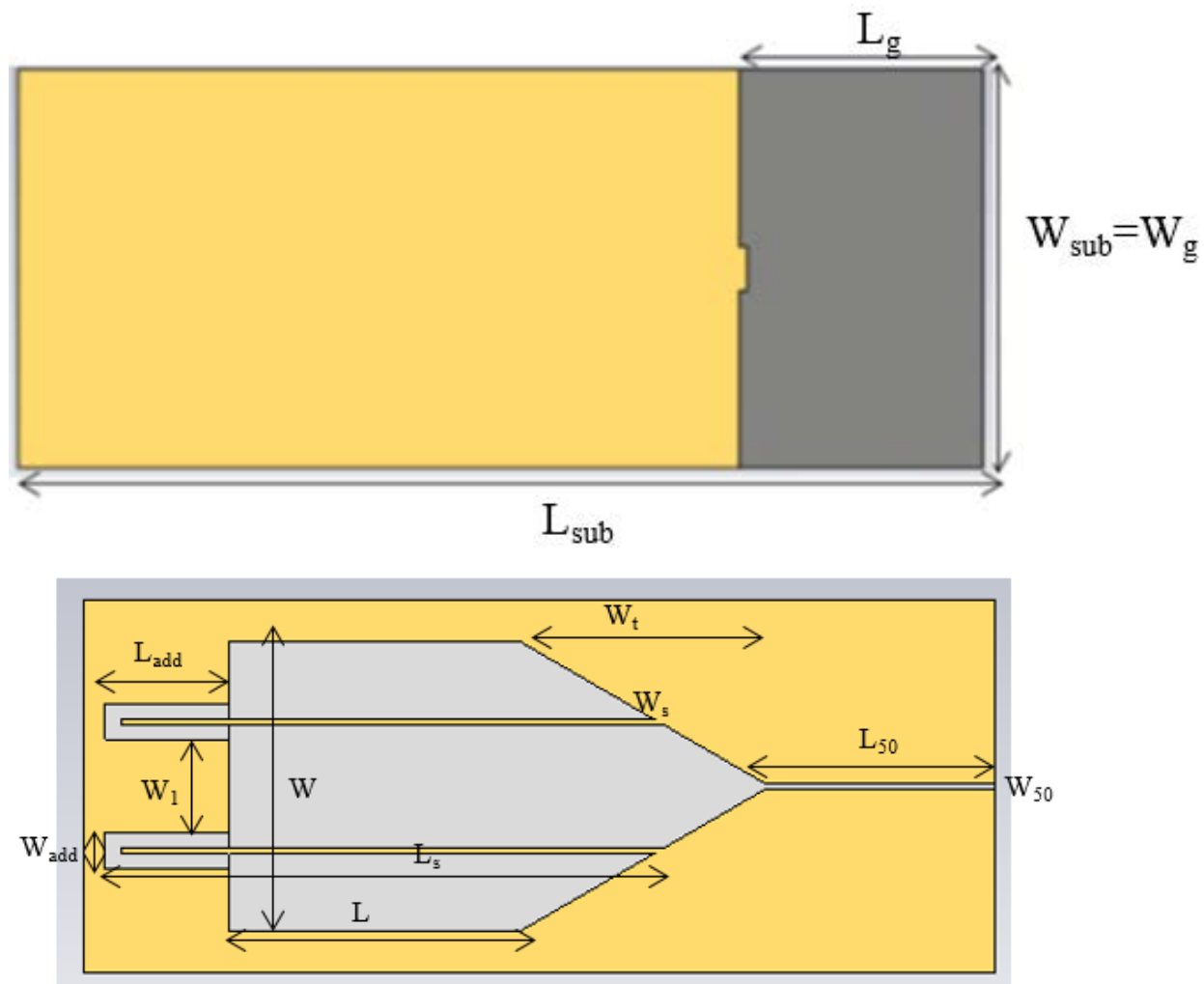


Figure II-12 : Géométrie du monopole imprimé [73]

| | | | | | | | | | | | | | |
|----|------------------|------------------|-----------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|------------------|----|----------------|-----------------|----------------|--------------------------------|
| L | L _{sub} | L _{add} | L _{sg} | L _s | L _g | W ₅₀ | W _s | W _{add} | W | W ₁ | W _{sg} | W _t | W _{sub=W_g} |
| 70 | 220 | 30 | 2 | 130 | 55.5 | 1 | 1 | 9 | 70 | 22 | 10 | 60 | 90 |

Tableau II-6: Dimensions du monopole imprimé (en mm) [73]

Notre objectif est de réaliser cette antenne sur un substrat souple de type papier (Powercoat HD230), avec une impression jet d'encre, ou de type silicone, avec un conducteur adhésif (Shieldit). Les caractéristiques de ces 2 substrats sont présentées dans le tableau suivant (Tableau II-7).

| Substrat | h (µm) | ε _r | tgδ |
|--------------------|--------|----------------|-------|
| Carton | 560 | 1,78 | 0,025 |
| Papier (powercoat) | 220 | 3,30 | 0,12 |
| Silicone | 1500 | 3 | 0,04 |

Tableau II-7 : Caractéristiques des substrats souples

Cette antenne, dont les dimensions figurent dans le Tableau II-6 (la largeur de la ligne d'excitation W₅₀ a été optimisée pour chacun des substrats), a été simulée sur 3 substrats souples différents (carton, papier et silicone), avec Leur coefficient de réflexion est représenté sur la Figure II-13.

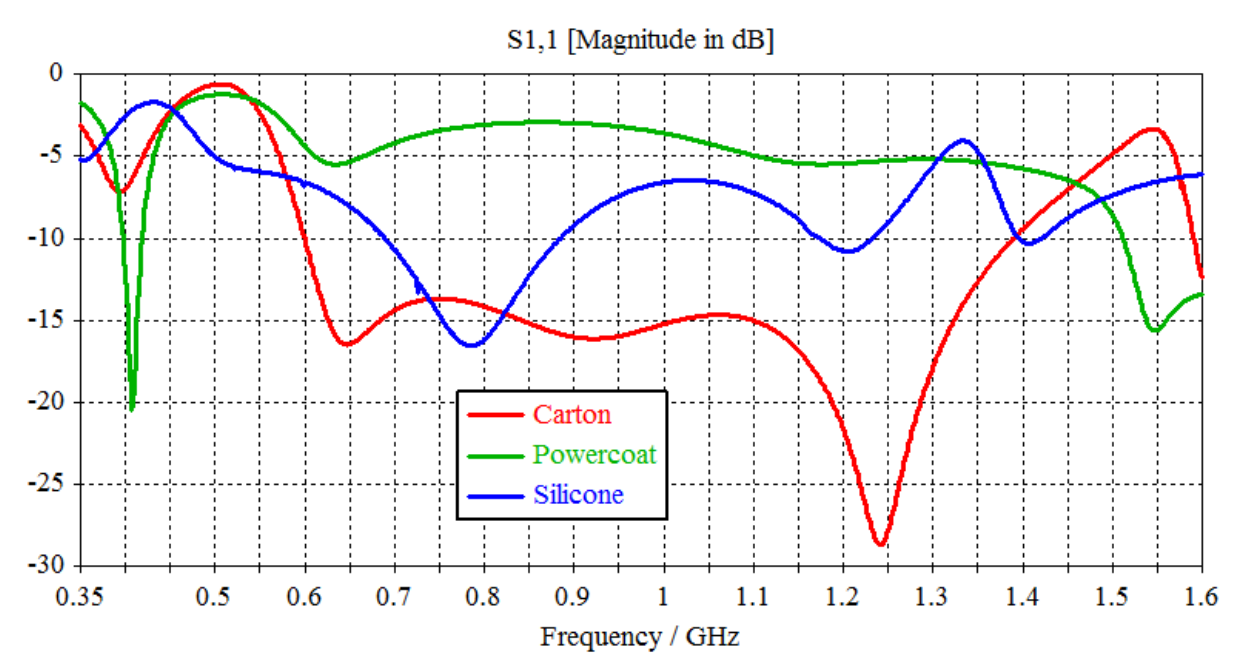


Figure II-13 : S₁₁ de l'antenne présentée Figure II-12, simulée sur 3 substrats souples

Nous constatons que l'antenne simulée sur carton est adaptée (S₁₁<-10 dB) sur une large bande (600 MHz - 1395 MHz) et celle sur silicone, sur une bande beaucoup plus réduite (700 MHz - 890 MHz). L'antenne sur papier (powercoat) n'est pas adaptée dans la bande considérée, mais elle offre l'avantage de résonner à 400 MHz (pour les applications Cospas Sarsat).

II.3.1.1 Optimisation sur papier Powercoat

Les résultats de simulation présentés ci-dessus (Figure II-13) confirment qu'une faible permittivité et une épaisseur élevée sont nécessaires pour obtenir l'effet large bande et une bonne adaptation. Pour diminuer la permittivité et augmenter l'épaisseur de notre "antenne papier", nous avons proposé d'insérer une couche de mousse ROHACELL (ε_r= 1,07) d'épaisseur 1mm entre deux feuilles de papier. La permittivité relative moyenne diminue ainsi à 1,75 pour une épaisseur totale de 1,44

mm. La ligne 50Ω avec les nouvelles caractéristiques du substrat possède une largeur $W_{50}=1,9\text{mm}$; les autres paramètres physiques de l'antenne restent inchangés.

Le coefficient de réflexion de cette nouvelle structure est représenté sur la figure suivante (Figure II-14) pour une largeur de ligne W_{50} variant entre 1 et 2,8 mm.

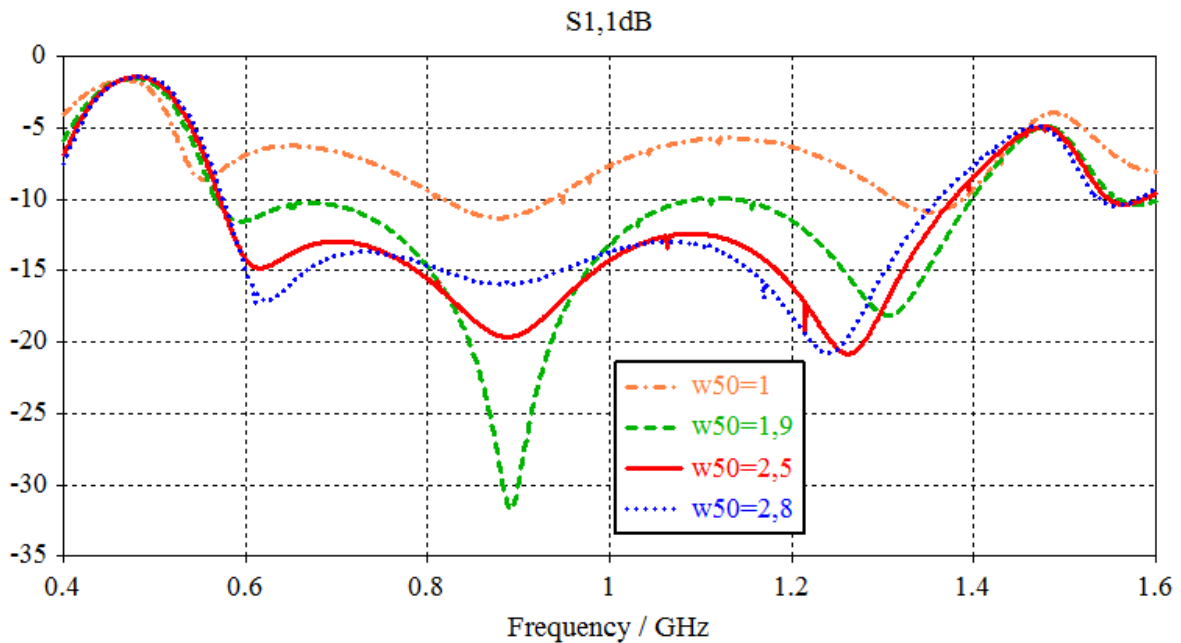


Figure II-14 : Influence de W_{50} sur l'adaptation de l'antenne papier

On constate que la meilleure adaptation est obtenue pour $W_{50} = 2,5$ mm, pour laquelle la bande passante est comprise entre 570 MHz et 1380 MHz.

La simulation du gain réalisé pour $W_{50}=2,5$ mm est représentée sur la Figure II-15.

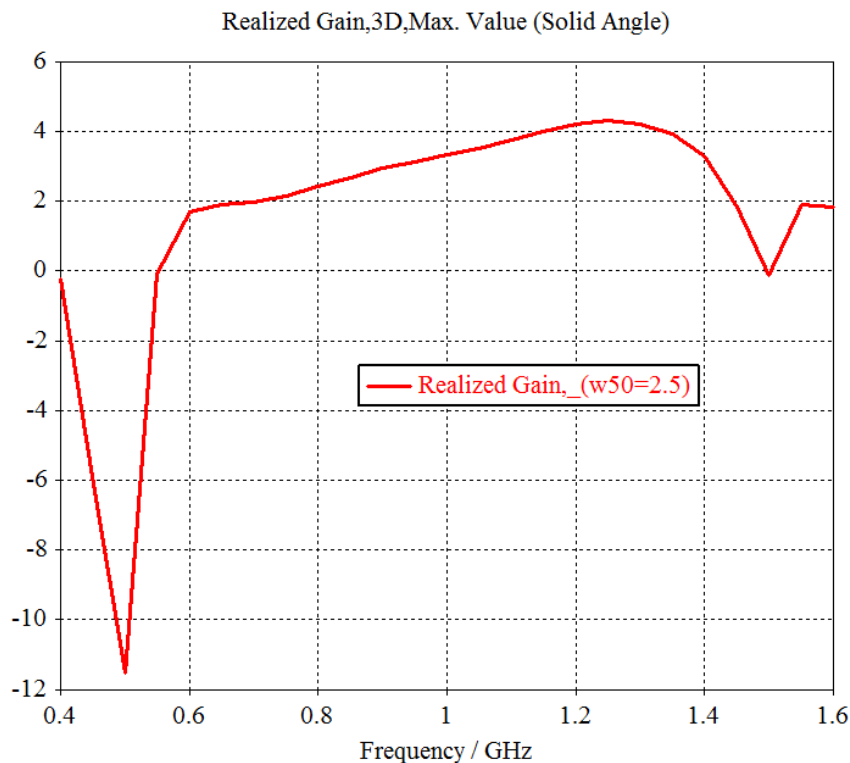


Figure II-15 : Simulation du gain pour $W_{50}=2,5$ mm

La largeur $W_{50}=2,5$ mm a été retenue pour la réalisation, car elle présente aussi un meilleur gain simulé (Figure II-16). Bien que la structure ne soit pas adaptée à 406 MHz, le gain réalisé simulé est de -0,8 dB. A partir de 570 MHz, le gain réalisé devient positif.

Les diagrammes de rayonnement simulés en 3D sont représentés Figure II-16 à différentes fréquences (600 MHz, 900 MHz et 1250 MHz). Les diagrammes de rayonnement simulés dans les plans de coupe principaux sont représentés Figure II-17 et Figure II-18 aux fréquences limites de 600 MHz et 1250 MHz. On constate que nous avons un diagramme monopolaire dans les différents plans de coupe.

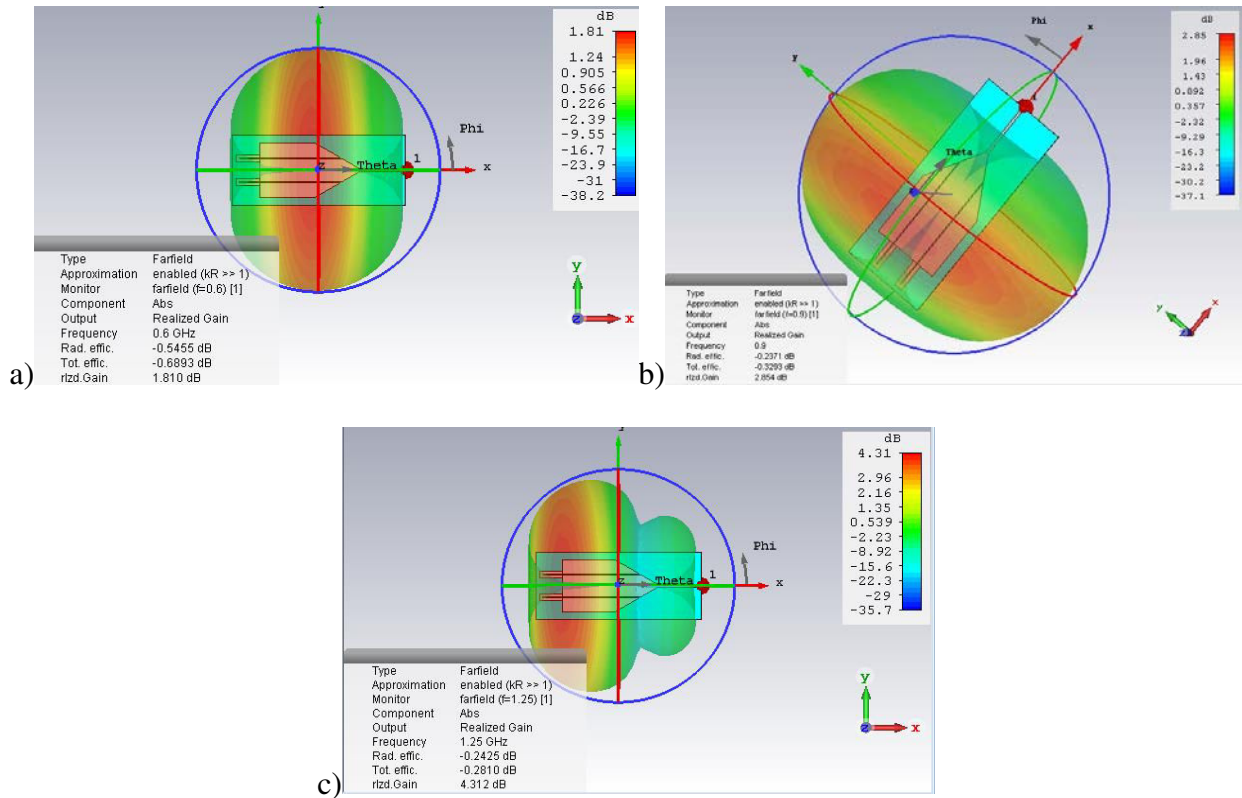


Figure II-16 : Diagrammes de rayonnement simulés en 3D à 600 MHz(a), 900 MHz(b) et à 1250 MHz(c) (Figure II-12)

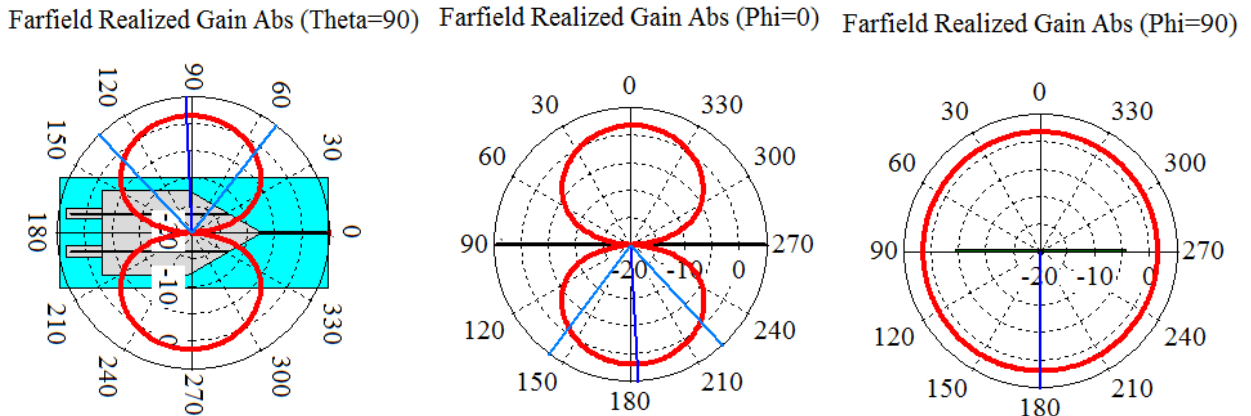


Figure II-17 : Diagrammes de rayonnement simulés à 600 MHz (plans de coupe principaux)

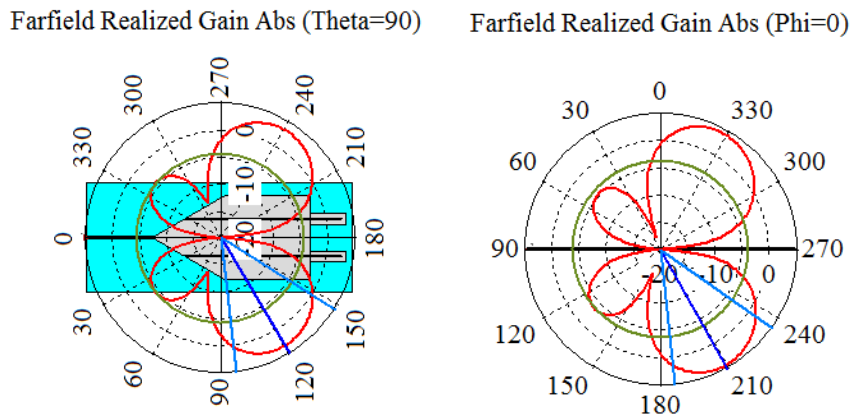


Figure II-18 : Diagrammes de rayonnement simulés à 1250 MHz (plans de coupe principaux)

II.3.1.2 Réalisation et mesures de l'antenne

Le monopole et le plan de masse ont été réalisés par impression jet d'encre (Figure II-19), sur une feuille de papier (d'épaisseur 220 μ m). Une mousse d'1mm est ensuite insérée entre les deux feuilles.

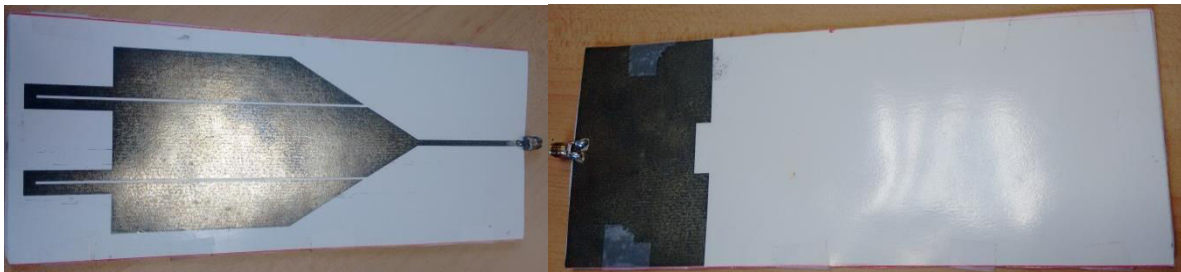


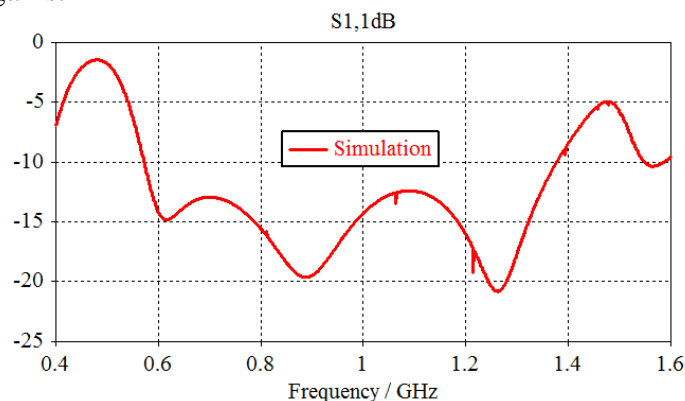
Figure II-19 : Antenne prototype

On a rencontré deux problèmes lors de la réalisation de ce prototype :

1. l'encre pénètre le papier durant l'impression. Nous ne sommes pas arrivés à prédire si cet aspect a une influence sur le S_{11} de l'antenne.
2. la soudure du connecteur SMA sur le papier imprimé est très fragile, et se décolle après plusieurs manipulations. Pour résoudre ce problème nous avons utilisé par la suite des encres et colles conductrices qui n'ont pas besoin d'être soudées [74].

Les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion sont représentés sur la Figure II-20 : ils sont assez différents, et peuvent s'expliquer par les problèmes de réalisation mentionnés ci-dessus. En mesure, on observe une large bande allant de 490 MHz à 1600 MHz, supérieure à celle obtenue en simulation.

Les résultats de mesure du gain dans la Stargate donnent une allure semblable à celle de la simulation. Les gains réalisés trouvés à différentes fréquences sont regroupés dans le Tableau II-8 ci-dessous. On remarque qu'il y a un grand décalage entre la simulation et la mesure en ce qui concerne les gains.



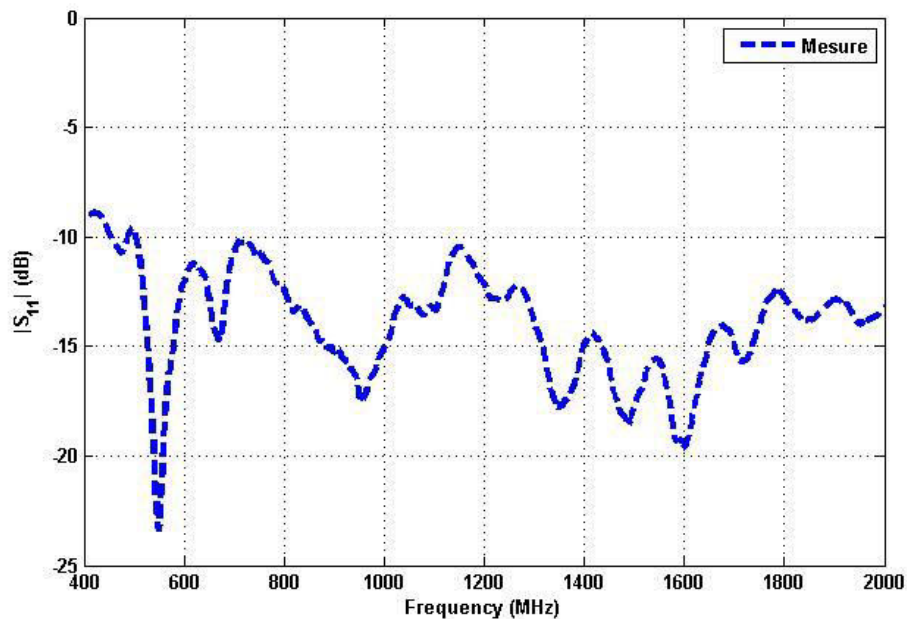


Figure II-20 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne

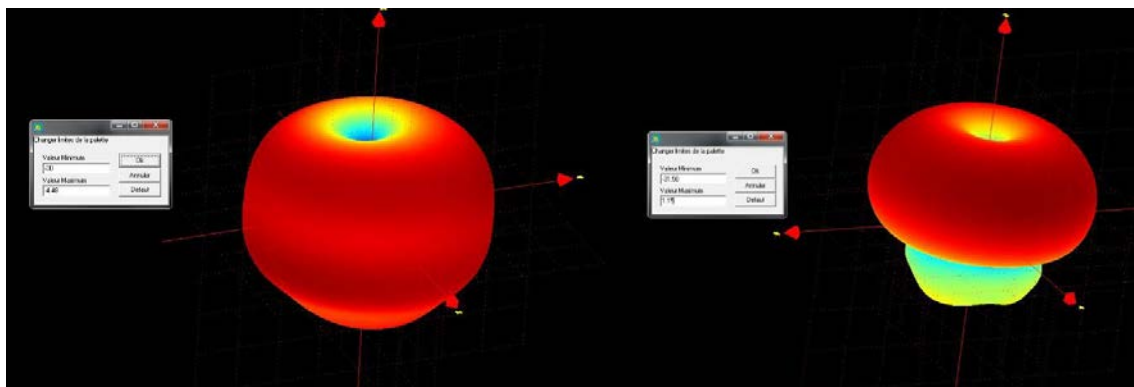


Figure II-21 : Diagrammes de rayonnement mesurés à 600 MHz et à 1250 MHz

| Freq (MHz) | Gain simu (dB) | Gain mesu (dB) |
|------------|----------------|----------------|
| 600 | 1,7 | - 4,4 |
| 1250 | 4,3 | 1,15 |

Tableau II-8 : Tableau récapitulatif des valeurs de gain simulé et mesuré

L'objectif de cette étude était de réaliser une structure large bande sur substrat souple, afin de pouvoir intégrer l'antenne dans le gilet de sauvetage ou l'imprimer directement sur celui-ci. Le concept a été validé, mais la transposition en fréquence pour couvrir les bandes AIS et C/S nous conduit à des dimensions trop importantes. En outre, nous serions confrontés à la problématique de connexion entre l'antenne et la carte électronique. Cette solution a donc été écartée pour le projet FLEXBEA.

II.3.2 Alimentation CPW

Dans cette partie, nous nous intéressons à un monopole imprimé sur un substrat (de caractéristiques ϵ_r , h , $\text{tg}\delta$), alimenté par un guide d'ondes coplanaire, plus couramment appelé CPW

(Coplanar Wave guide). Différentes géométries sont proposées pour un fonctionnement au voisinage de 406 MHz.

II.3.2.1 Monopole “rectiligne”

Le monopole rectiligne (Figure II-22) est constitué d’une ligne rectangulaire, de dimensions $W_{\text{monop}} * L_{\text{monop}}$, imprimée sur un substrat (FR4 : $\epsilon_r=4,4$; $h=0,8$ mm ; $\text{tg}\delta=0,025$), de dimensions $W_s * L_s$. L’alimentation coplanaire est dimensionnée pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω à la fréquence de résonance : on obtient un gap $g=0,9$ mm pour une ligne de largeur $W_{\text{monop}}=3$ mm. La longueur du monopole a été optimisée pour fonctionner à 406 MHz, et vaut $L_{\text{monop}}=215$ mm. Rappelons que les dimensions du plan de masse agissent sur l’impédance de l’antenne, et donc sur sa fréquence de résonance.

Les dimensions du monopole rectiligne sont reportées dans le Tableau II-9

| L_s | W_s | L_{monop} | W_{monop} | g | L_g |
|-------|-------|--------------------|--------------------|-----|-------|
| 257 | 50 | 215 | 3 | 0,9 | 42 |

Tableau II-9 : Dimensions du monopole rectiligne en mm

L’antenne a été réalisée sur un substrat FR4 puis mesurée. Le coefficient de réflexion est représenté sur la Figure II-23 : on constate un très bon accord entre les fréquences de résonance simulée (406 MHz) et mesurée (402 MHz).

Le diagramme de rayonnement simulé à 406 MHz est représenté sur la Figure II-24 : le gain est maximal dans le plan orthogonal au monopole et vaut +2,2 dB (-1,3 dB pour le gain mesuré).

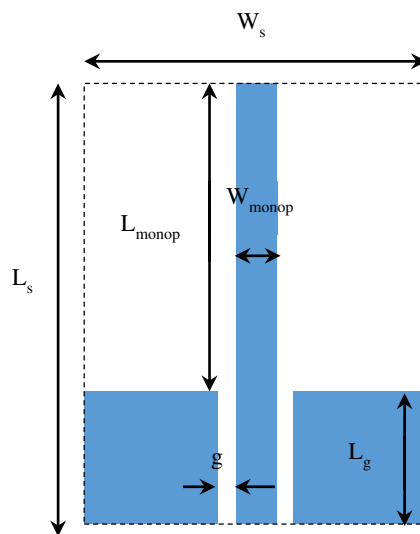


Figure II-22 : Géométrie de l’antenne monopole rectiligne

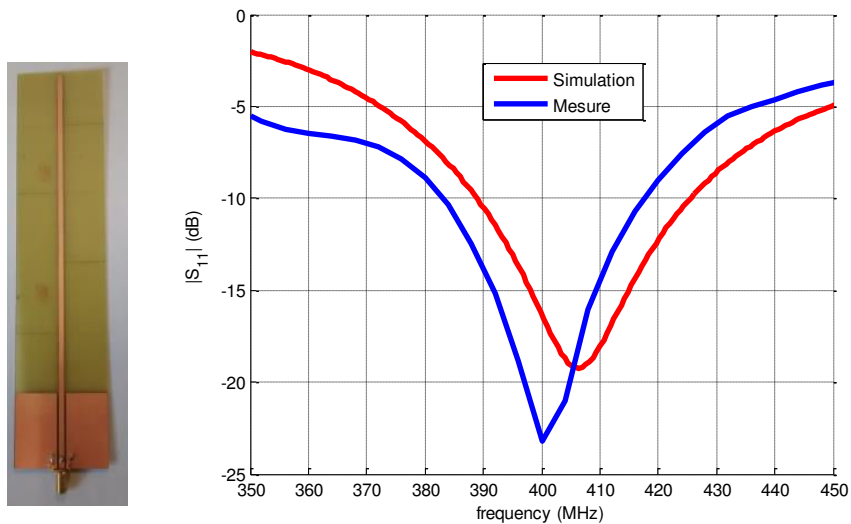
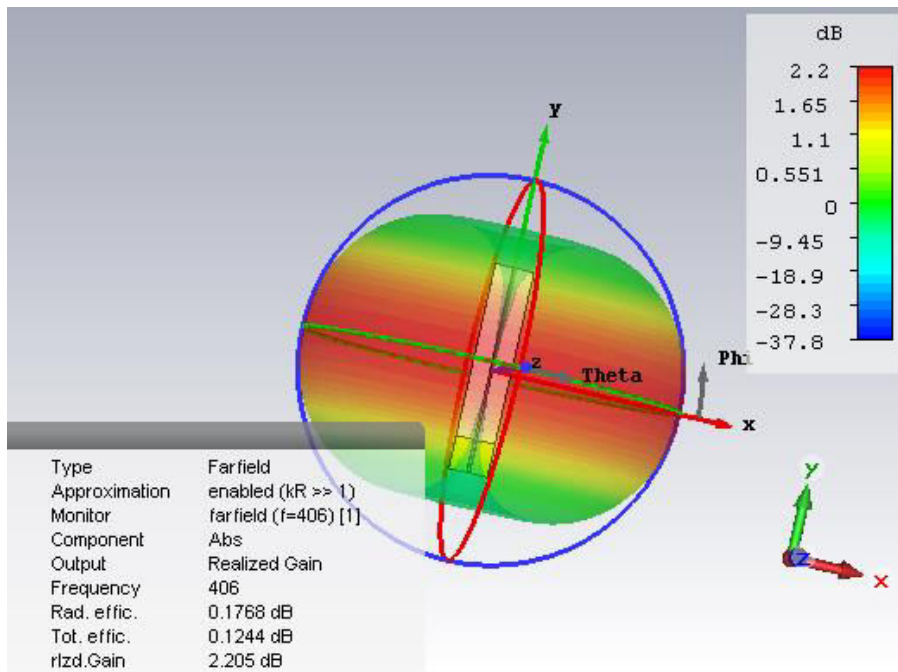


Figure II-23 : Coefficients de réflexion de l'antenne monopole rectiligne



Farfield Realized Gain Abs (Theta=90) Farfield Realized Gain Abs (Phi=90) Farfield Realized Gain Abs (Phi=0)

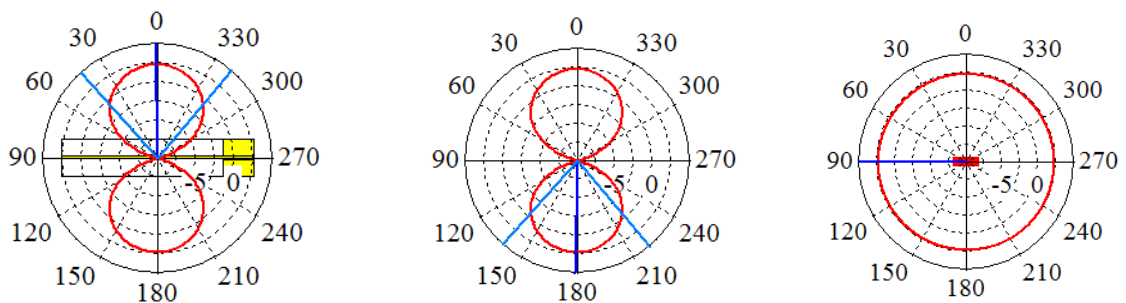


Figure II-24 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne monopole rectiligne simulés à 406 MHz

II.3.2.2 Monopole à méandre (MLA)

Pour réduire la taille de l'antenne monopole, on s'intéresse à une structure de type MLA (« Meander Line Antenna ») représentée Figure II-25 qui consiste à replier le monopôle en plusieurs méandres de longueurs égales. La réduction de taille est obtenue en ajustant le nombre

N de méandres et l'écart L_2 entre chacun d'eux. Par ailleurs, on note L_1 la longueur des brins horizontaux et w la largeur des méandres.

On définit bien souvent cette structure à partir de sa longueur axiale L , liée à l'encombrement, et sa longueur équivalente lorsque les méandres sont dépliés.

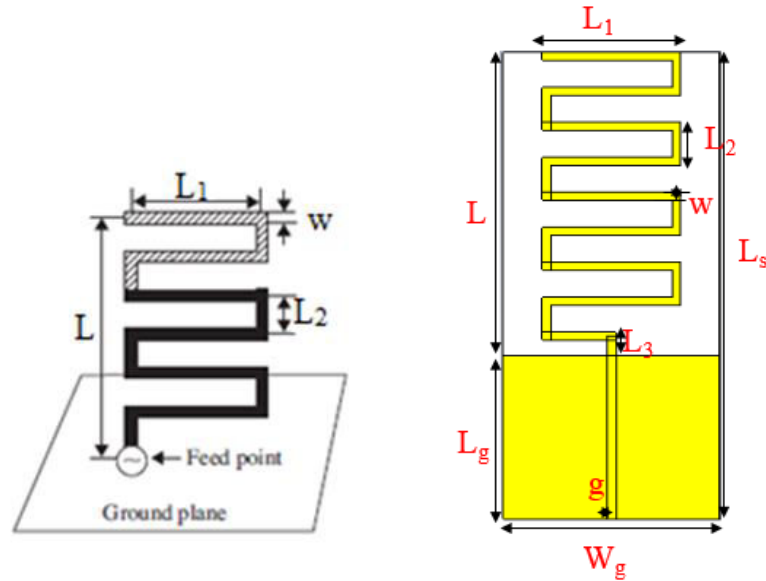


Figure II-25 : Schéma d'une antenne méandre a) filaire - b) imprimée

L'antenne monopole à méandre a été optimisée pour fonctionner à 406 MHz : ses dimensions sont reportées dans le Tableau II-10 et le coefficient de réflexion est représenté Figure II-26. On observe une fréquence de résonance de 407 MHz (avec une bande passante de 9,3 MHz). Par ailleurs le gain simulé à 407 MHz est de +0,6 dB.

Cette antenne a été réalisée sur un substrat FR4 ($\epsilon_r=4,4$; $h=0,8$ mm ; $tg\delta=0,025$) et mesurée. La fréquence de résonance mesurée est de 412 MHz, avec un gain de -4,9 dB.

| L_s | W_s | N | L | L_g | g | W | L_1 | L_2 | L_3 |
|-------|-------|-----|-----|-------|-----|-----|-------|-------|-------|
| 120 | 50 | 7 | 75 | 42 | 0,2 | 2 | 30 | 5 | 4 |

Tableau II-10: Dimensions du monopole "méandre 1" (en mm)

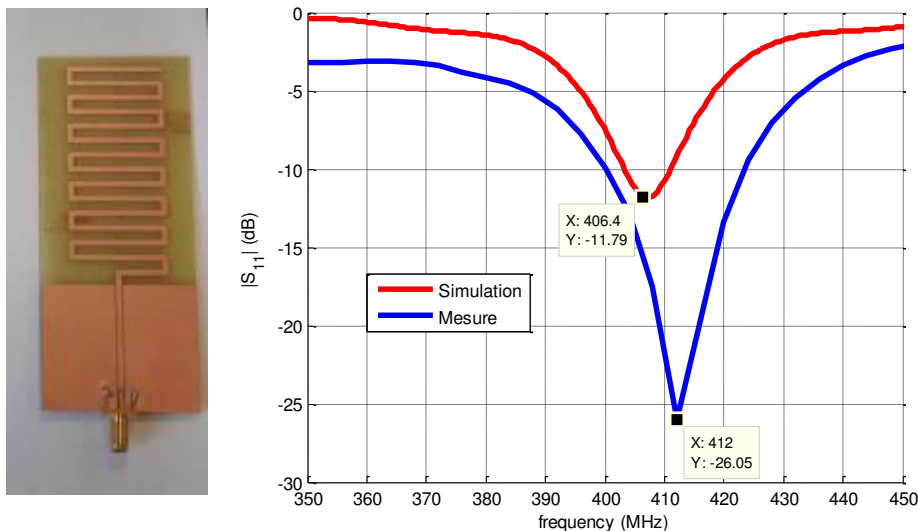


Figure II-26 : Coefficients de réflexion du monopole "méandre 1"

L'utilisation de méandres a donc permis de réduire la taille de l'antenne d'un facteur supérieur à 2 (de $L_s=257$ mm à $L_s=120$ mm), au détriment du gain (qui diminue de 2,2dB à 0,6dB)

Après une analyse de la distribution de courants (Figure II-27), on constate que les courants de surface sont en phase sur les brins les plus courts (verticaux), alors qu'ils sont en opposition de

phase sur les brins les plus longs (horizontaux). Ce sont donc les brins les plus courts qui participent au rayonnement de la structure.

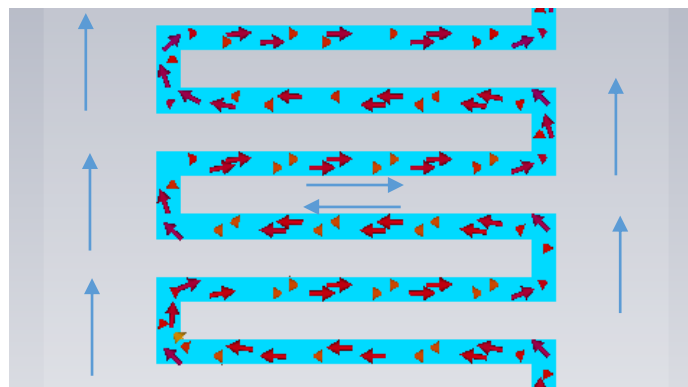


Figure II-27 : Densité de courant surfacique sur le monopole "méandre 1", à 406 MHz

On a fait varier la longueur L_2 des brins verticaux (de 5 à 20 mm) pour un nombre de méandres fixe ($N=7$). On vérifie que lorsque L_2 augmente, la fréquence diminue et le gain augmente.

| N | L | W | L_1 | L_2 | L_3 | $F_R(\text{MHz})$ | Gain(dB) |
|---|----|---|-------|-------|-------|-------------------|----------|
| 7 | 75 | 2 | 30 | 5 | 4 | 406,4 | 0,67 |
| 7 | 75 | 2 | 30 | 10 | 5 | 338,4 | 1,59 |
| 7 | 65 | 2 | 30 | 15 | 5 | 272,4 | 1,54 |
| 7 | 65 | 2 | 30 | 20 | 5 | 254 | 0,91 |

Tableau II-11 : Influence de la longueur L_2 (brins verticaux) sur la fréquence de résonance et le gain

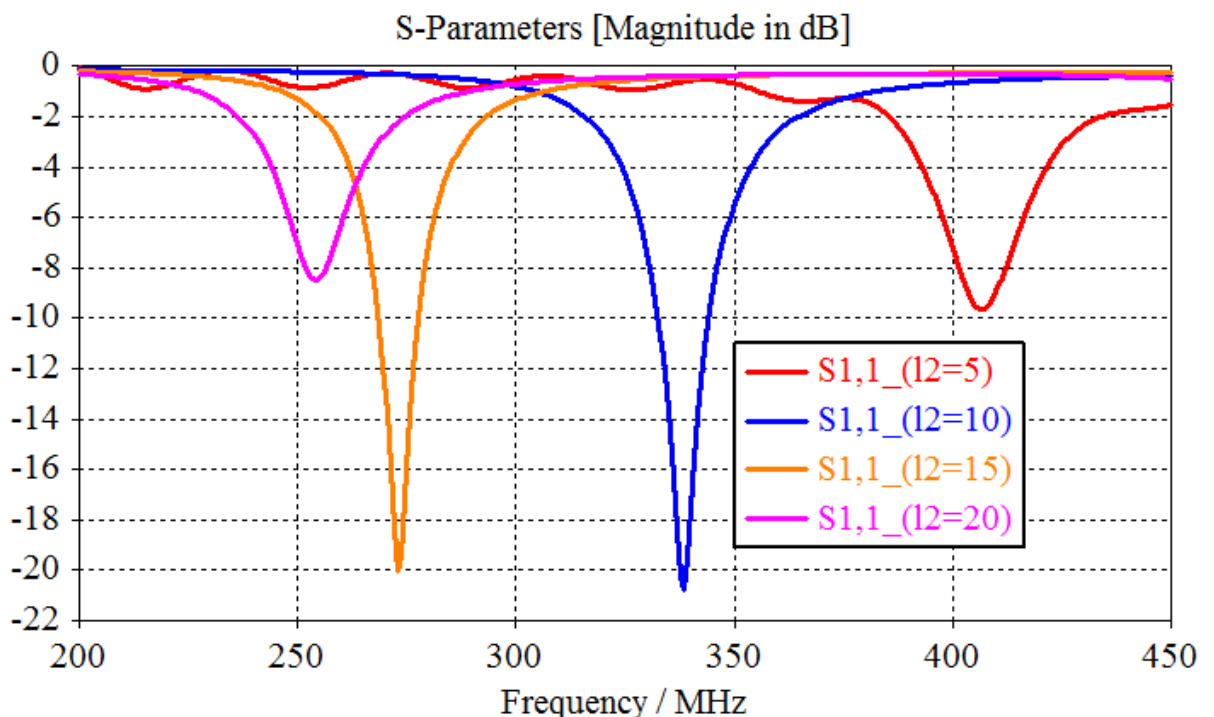


Figure II-28 : Influence de la longueur L_2 (brins verticaux) sur la fréquence de résonance et le gain

Afin de favoriser le rayonnement des brins verticaux, on propose une nouvelle structure (nommée monopole "méandre 2") avec une longueur L_2 voisine de L_1 . Ses dimensions sont reportées dans le Tableau II-12.

| Ls | Ws | N | L | Lg | g | W _{monop} | L ₁ | L ₂ | L ₃ |
|----|----|---|----|----|-----|--------------------|----------------|----------------|----------------|
| 80 | 38 | 2 | 67 | 10 | 0,2 | 2 | 18 | 15,5 | 4 |

Tableau II-12 : Dimensions du monopole "méandre 2" (en mm)

L'antenne a été réalisée sur du FR4 ($\epsilon_r=4,4$; $h=0,8$ mm et $tg\delta=0,025$). La mesure du coefficient de réflexion est comparée à la simulation sur la Figure II-29 : on constate un léger décalage entre les fréquences de résonance mesurée (820 MHz) et simulée (840 MHz).

Le gain réalisé simulé à 840 MHz est de 1,8 dB.

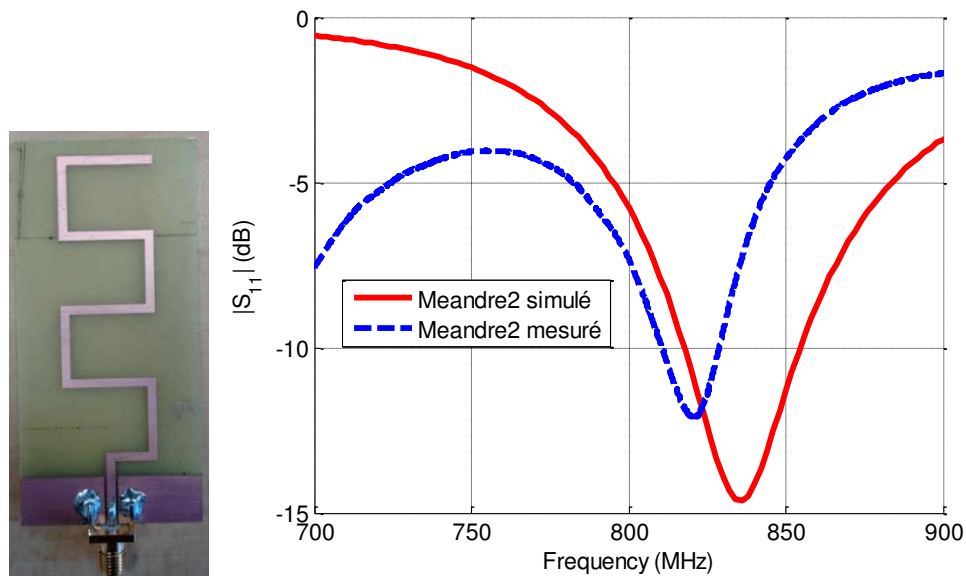


Figure II-29 : Antenne "méandre 2" : géométrie, simulation et mesure

Afin d'abaisser la fréquence, nous avons rajouté un plan de masse flottant derrière l'antenne [75] : 2 rubans de 1cm de largeur sont disposés sous les brins verticaux.

La mesure du coefficient de réflexion (Figure II-30) montre une fréquence de résonance de 505 MHz (525 MHz en simulation).

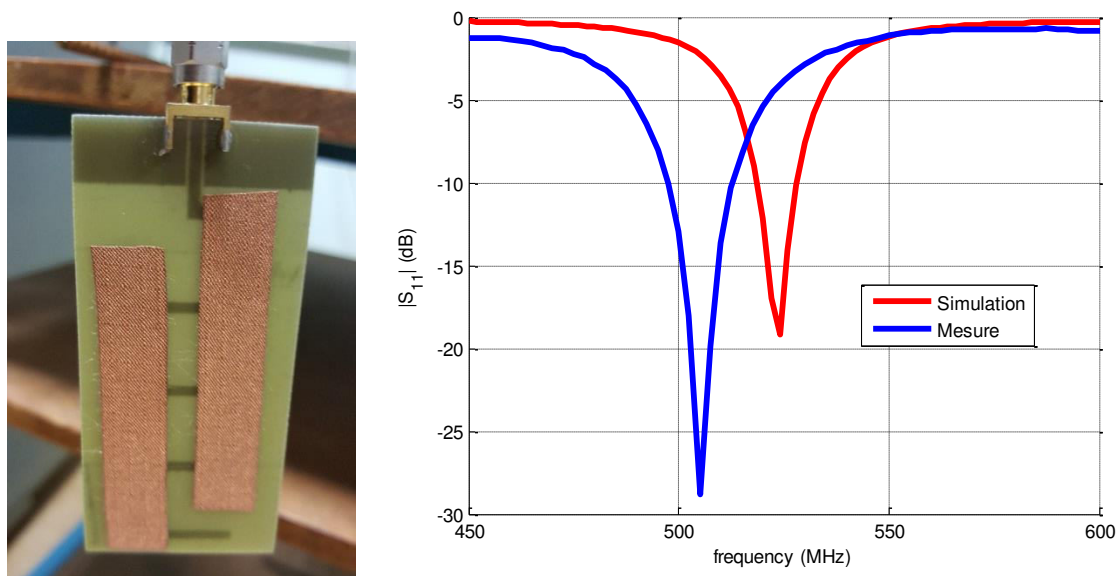


Figure II-30 : Antenne méandre 2 avec plan de masse flottant

En conclusion, l'utilisation d'un plan de masse flottant a permis de diminuer de 315 MHz la fréquence de résonance du monopole méandre.

II.3.2.3 Monopole à méandre de forme “bow-tie”

Ali [76] montre qu’en choisissant judicieusement l’angle α de la structure bow-tie, on peut diminuer la hauteur L de l’antenne, comparée à celle d’un méandre rectiligne.

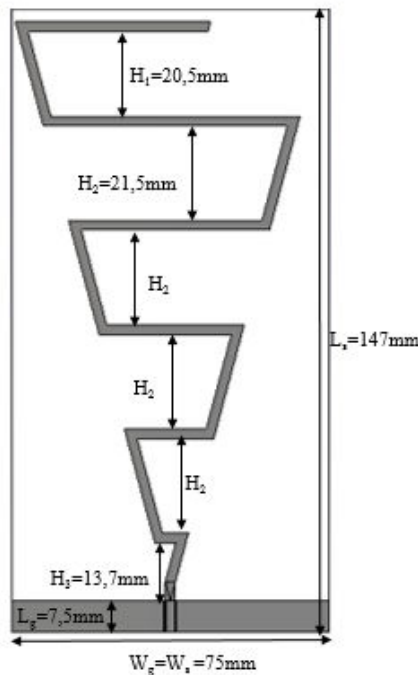


Figure II-31 : Géométrie de l’antenne bow-tie simulée

❖ Structure au voisinage de 400 MHz

Nous avons optimisé un monopole à méandres bow-tie sur du FR4 au voisinage de 400 MHz. La largeur de la piste W fait 2 mm comme pour le monopole à méandres rectilignes. Ses caractéristiques sont reportées dans le Tableau II-13.

| Ls | Ws | N | L | Lg | g | W | H ₁ | H ₂ | H ₃ |
|-----|----|---|-------|-----|-----|---|----------------|----------------|----------------|
| 147 | 75 | 3 | 138,5 | 7,5 | 0,2 | 2 | 20,5 | 21,5 | 13,7 |

Tableau II-13: Dimensions du monopole à méandres bow-tie (en mm) à 400 MHz

L’influence du substrat sur les performances de l’antenne bow-tie est très peu évoquée dans la littérature. Nous avons décidé de faire une étude sur la permittivité et l’épaisseur du substrat diélectrique, dont les caractéristiques sont mentionnées dans le Tableau II-14

| | ϵ_r | h(mm) | tg δ | Fr(MHz) | BP(MHz) | Gain réalisé (dB) |
|----------|--------------|-------|-------------|---------|---------|-------------------|
| FR4 | 4,4 | 0,8 | 0,025 | 408 | 14 | 1,9 |
| FR4 | 4,4 | 1,5 | 0,025 | 395 | 12 | 1,76 |
| Silicone | 3 | 1,5 | 0,04 | 403 | 10,6 | 1,87 |
| Papier | 3,3 | 0,22 | 0,12 | 424 | 9,8 | 1,44 |

Tableau II-14: Caractéristiques des substrats diélectriques étudiés

Les résultats de simulations sont présentés sur la Figure II-32 et les caractéristiques radioélectriques (fréquence de résonance F_R , bande passante BP et gain) sont rassemblées dans le Tableau II-15. On peut effectuer les observations suivantes :

- pour une épaisseur donnée ($h=1,5\text{mm}$), la fréquence de résonance augmente légèrement (de 395 MHz à 403 MHz) lorsque la permittivité relative diminue (de 4,4 à 3),
- pour une permittivité relative donnée ($\epsilon_r=4,4$), la fréquence de résonance augmente légèrement (de 395 MHz à 408 MHz) lorsque l’épaisseur diminue (de 1,5mm à 0,8mm),

On constate une diminution du gain réalisé dans le cas du monopole sur papier, en raison des pertes diélectriques plus importantes. Précisons que le diagramme de rayonnement pour une telle antenne est celui d'un dipôle (il est omnidirectionnel).

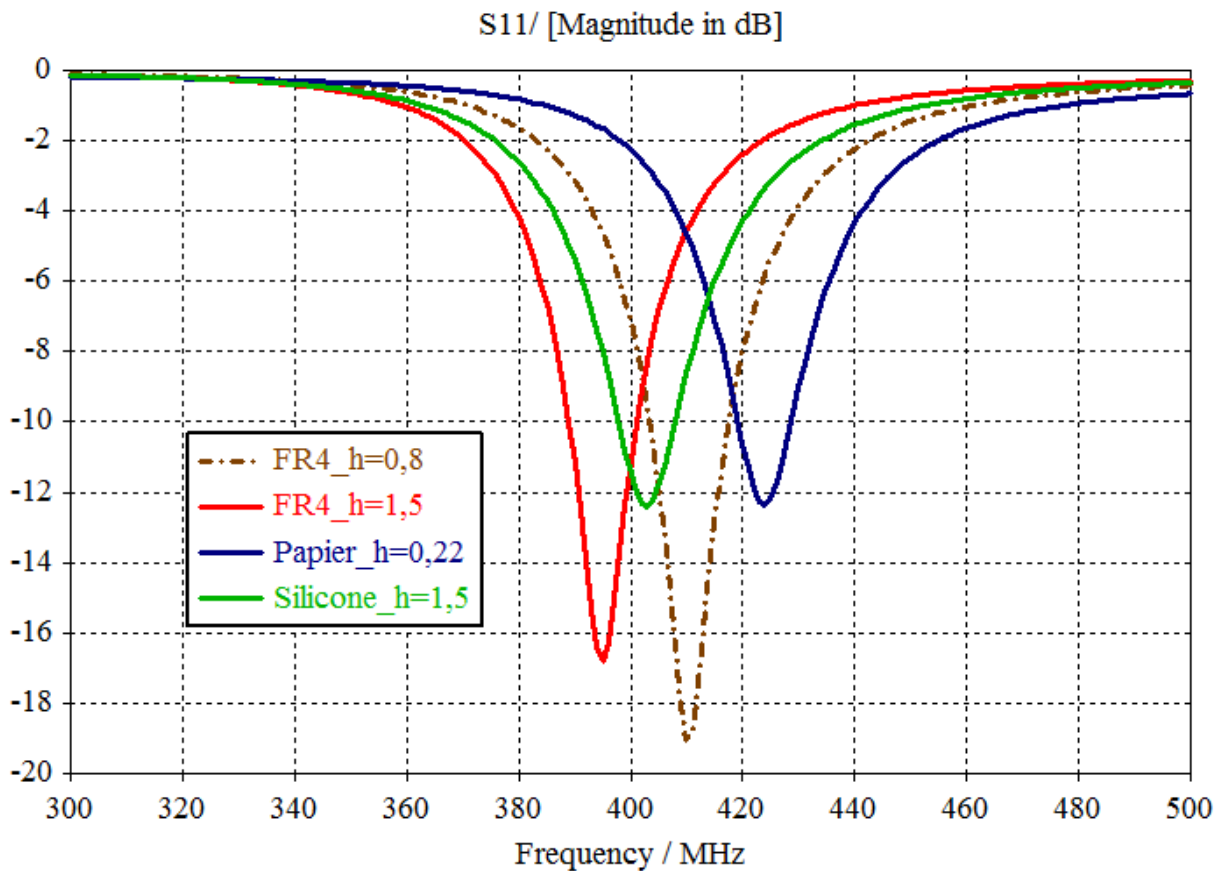


Figure II-32 : Simulation du monopole à méandres bow-tie sur différents substrats

| | ϵ_r | h(mm) | $\text{tg}\delta$ | Fr(MHz) | BP(MHz) | Gain réalisé (dB) |
|----------|--------------|-------|-------------------|---------|---------|-------------------|
| FR4 | 4,4 | 0,8 | 0,025 | 408 | 14 | 1,9 |
| FR4 | 4,4 | 1,5 | 0,025 | 395 | 12 | 1,76 |
| Silicone | 3 | 1,5 | 0,04 | 403 | 10,6 | 1,87 |
| Papier | 3,3 | 0,22 | 0,12 | 424 | 9,8 | 1,44 |

Tableau II-15: Performances radioélectriques du monopole à méandres bow-tie (simulations)

La réalisation de cette antenne (Figure II-33) a été effectuée sur du silicone et du FR4 ($h=0,8\text{mm}$) afin de conforter nos résultats de simulation. Les mesures sont présentées sur la Figure II-34. On constate un bon accord entre les fréquences de résonance simulées et mesurées. Les fréquences ainsi que le gain simulé sont rassemblés dans le *Tableau II-16*.



Figure II-33 : Prototype du monopole à méandres bow-tie imprimé sur FR4 et Silicone

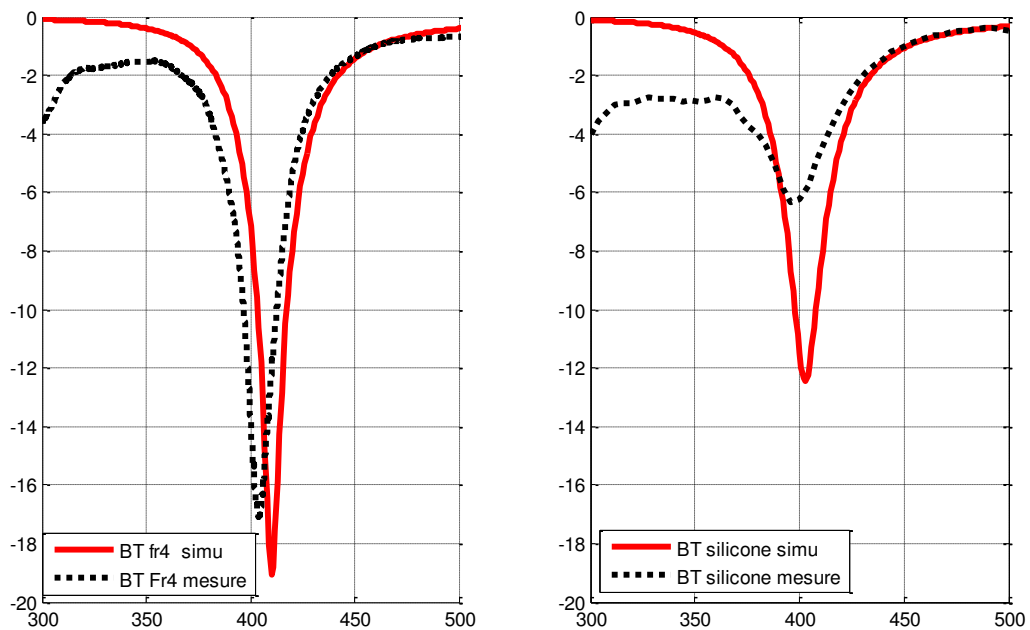


Figure II-34 : Mesure et simulation du monopole à méandres bow-tie imprimé sur FR4 et Silicone

| | ϵ_r | h(mm) | Fr (MHz) simulée | Fr (MHz) mesurée | Gain réalisé simulé (dB) |
|----------|--------------|-------|------------------|------------------|--------------------------|
| FR4 | 4,4 | 0,8 | 408 | 402 | 1,9 |
| Silicone | 3 | 1,5 | 403 | 402 | 1,87 |

Tableau II-16: Comparaison simulation-mesure de l'antenne monopole à méandres bow-tie

La structure ainsi étudiée reste encombrante ($147 * 75 \text{ mm}^2$) pour l'intégrer dans une balise COSPAS-SARSAT. L'idée est de concevoir des antennes à plus haute fréquence ayant de bonnes performances et de pouvoir abaisser ensuite la fréquence grâce à l'utilisation d'un plan de masse flottant (à l'arrière du monopole), ou perpendiculaire à la structure.

La suite de l'étude a été effectuée sur substrat rigide pour éviter les problèmes éventuels rencontrés avec l'adhésion de l'électro-textile sur le silicone.

❖ Structure au voisinage de 600 MHz

On a optimisé une structure au voisinage de 600 MHz sur du FR4 d'épaisseur $h=0,8\text{mm}$ afin de réduire l'encombrement : les dimensions sont reportées dans le Tableau II-17.

| Ls | Ws | N | L | Lg | g | W | H ₁ | H ₂ | H ₃ |
|-----|----|---|----|----|-----|---|----------------|----------------|----------------|
| 100 | 50 | 2 | 85 | 12 | 0,2 | 2 | | | |

Tableau II-17 : Dimensions du monopole à méandres bow-tie (en mm) à 600 MHz

Le coefficient de réflexion simulé du monopole bow tie est présenté Figure II-35 : on observe une fréquence de résonance $F_R = 627$ MHz avec une bande passante de 33 MHz. Le gain réalisé théorique est de 1,56 dB à cette fréquence (Figure II-36a).

On ajoute ensuite un plan de masse flottant (non connecté au plan de masse de l'antenne) à l'arrière du monopole en regard des brins obliques, comme indiqué Figure II-35 : la fréquence chute alors de 627 MHz à 422 MHz. Le gain chute aussi de 1,56 dB à -9,1 dB (Figure II-36b).

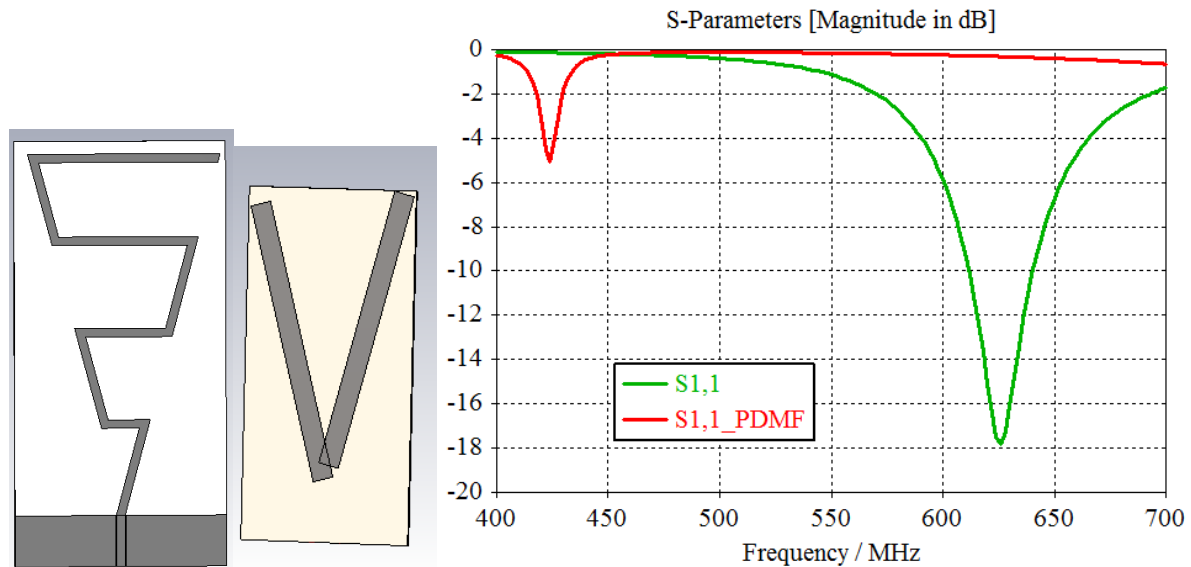


Figure II-35 : Géométrie et simulation du monopole à méandres bow-tie imprimé sur FR4

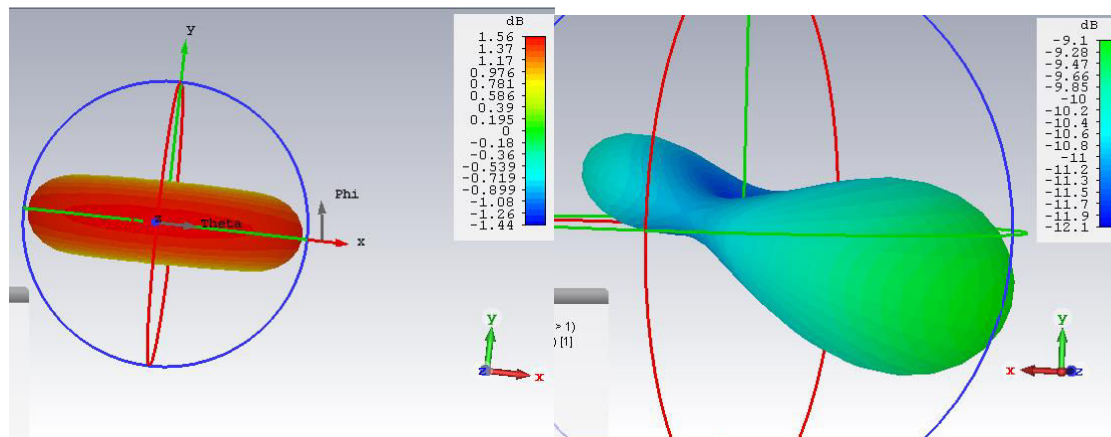


Figure II-36 : Diagrammes de rayonnement simulés du monopole à méandres bow-tie
a) 627 MHz – b) 422 MHz (plan de masse flottant-PDMF)

❖ **Structure au voisinage de 800 MHz**

On se propose de réaliser un prototype fonctionnant au voisinage de 800 MHz, afin de le caractériser dans la Stargate de l'IETR. Ses dimensions sont reportées dans le Tableau II-18.

| Ls | Ws | N | L | Lg | g | W | H ₁ | H ₂ | H ₃ |
|----|----|---|----|----|-----|---|----------------|----------------|----------------|
| 80 | 38 | 2 | 65 | 12 | 0,2 | 2 | 18,5 | 19,5 | 20,5 |

Tableau II-18 : Dimensions du monopole à méandres bow-tie (en mm) à 800 MHz

La mesure du coefficient de réflexion est comparée à la simulation sur la Figure II-37 : on note un décalage de 8,9 % entre les fréquences de résonance mesurée (815 MHz) et théorique (798 MHz).

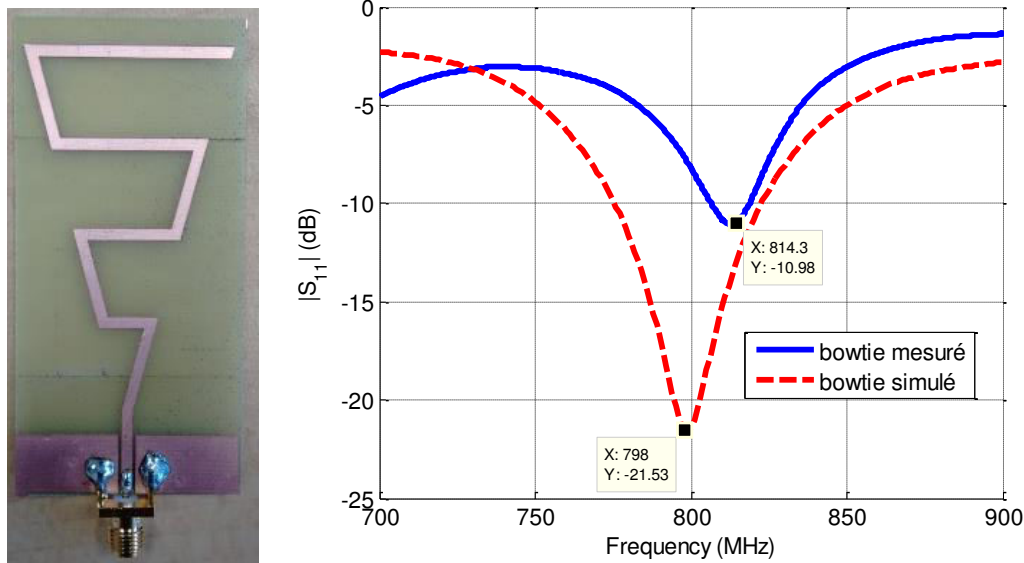


Figure II-37 : Simulation et mesure du monopole à méandres bow-tie

Afin de diminuer la fréquence de fonctionnement, on rajoute un plan de masse flottant à l'arrière de la structure (avec une largeur de ligne de 2mm). On vérifie sur la Figure II-38, que la fréquence de résonance a chuté à 548 MHz (soit une diminution de 250 MHz). La mesure fait apparaître deux fréquences de résonance : 472 MHz et 595 MHz.

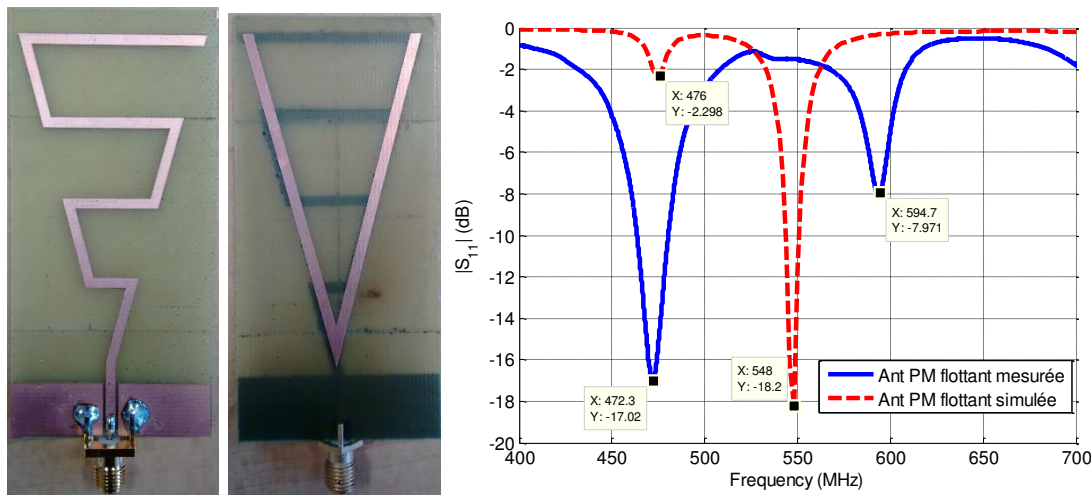


Figure II-38 : Simulation et mesure du monopole à méandre bow-tie +PM flottant

Le gain réalisé de l'antenne (Figure II-39), simulé à sa fréquence de résonance (798 MHz) est de 2,4 dB. Le gain de l'antenne mesuré à 820 MHz dans la Stargate est de -3,36 dBi.

Lorsqu'on ajoute le plan de masse flottant, on observe un gain théorique de -4,1 dB (à 550 MHz) et un gain mesuré de -2,4 dB (à 490 MHz).

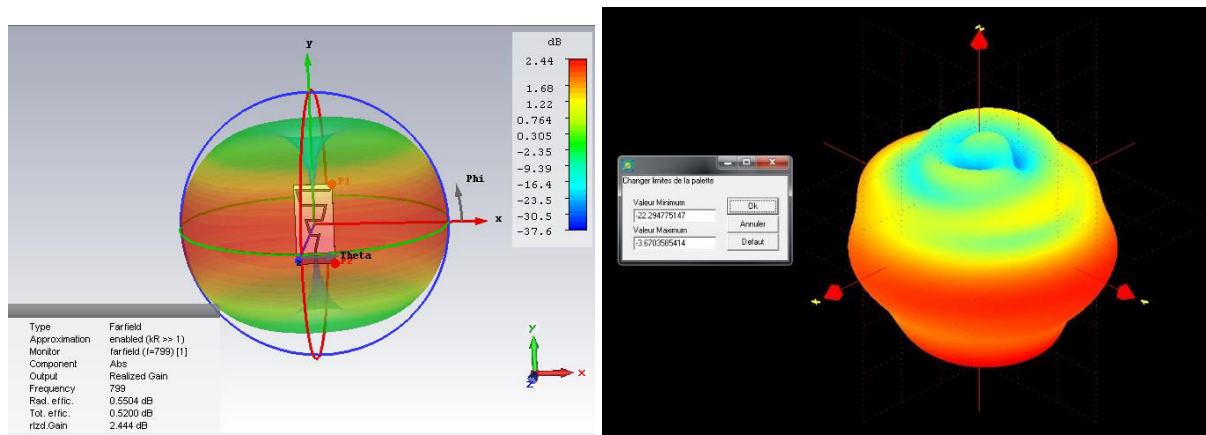


Figure II-39 : Gain simulé à 798 MHz et mesuré à 820 MHz

On se propose de rajouter dans une dernière étape, un plan de masse perpendiculaire (une plaque de laiton de dimensions 60*108 mm²) à notre structure, pour illustrer le cas de la balise. L'antenne est placée à 15mm au-dessus du plan de masse. Les résultats de simulations et de mesures sont présentés sur la Figure II-40. On obtient alors un fonctionnement bi-bande, centré sur les fréquences de 486 MHz et 554 MHz en simulation, de 500 MHz et 575 MHz en mesure.

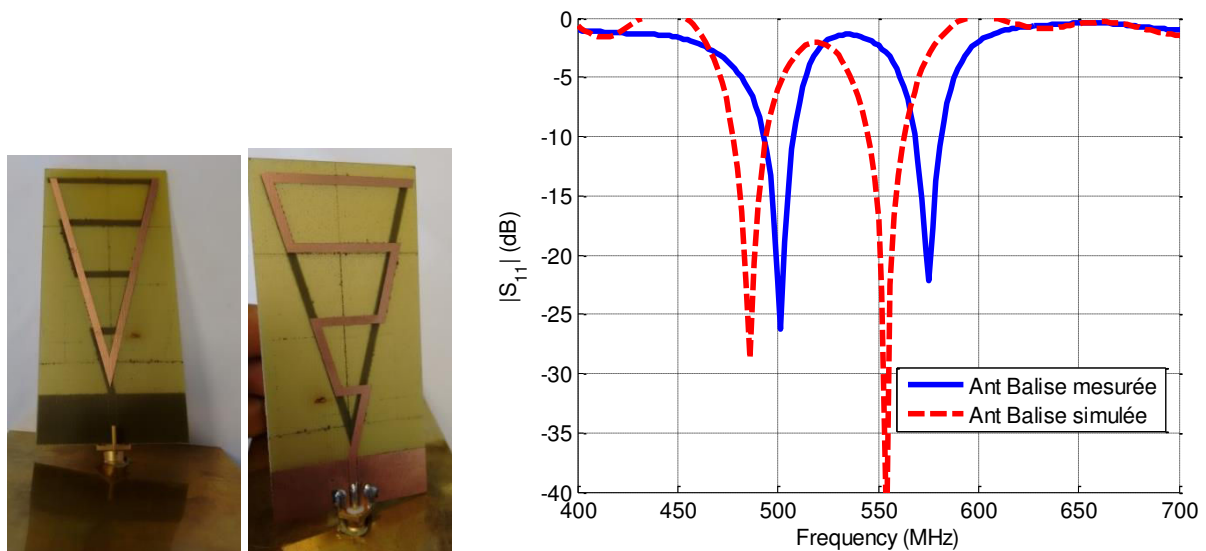


Figure II-40 : Résultat de mesure et simulation monopole +PM flottant +PM perpendiculaire

Le gain simulé à la fréquence de 486 MHz est de -3,78 dB (Figure II-41), alors qu'il est de +0,1 dB en mesure (à 490 MHz). On constate ici qu'à la même fréquence de résonance, l'introduction du plan de masse améliore le gain.

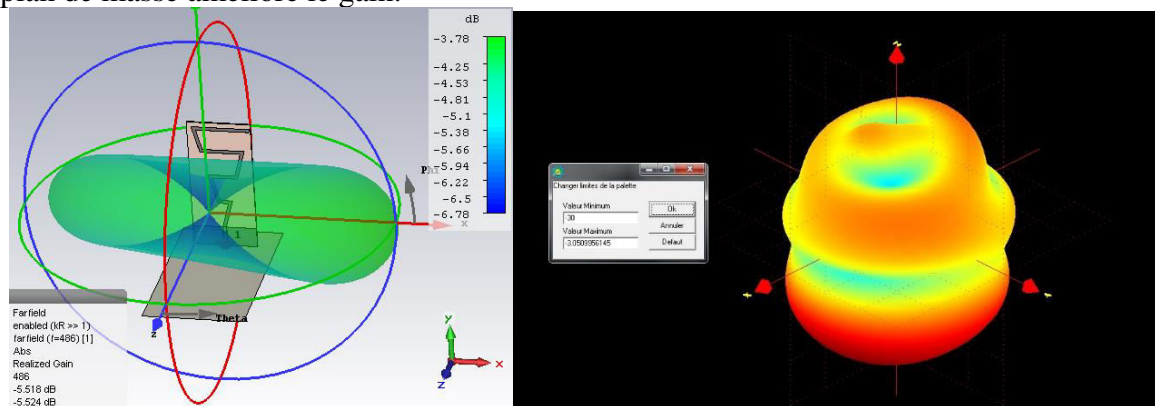


Figure II-41 : Gain simulé à 486 MHz et mesuré à 490 MHz

La valeur des fréquences de résonance et du gain réalisé correspondant, est rassemblée dans le Tableau II-19.

| | | F_R (MHz) | Gain |
|--|------------|-------------|----------------------|
| MBT (Monopole à méandres bow-tie) | Simulation | 798 | +2,4 dB |
| | Mesure | 814 | -3,36 dB (à 820 MHz) |
| MBT + plan de masse flottant | Simulation | 476 et 548 | -4,12 dB et -3 dB |
| | Mesure | 472 et 595 | -2,4 dB (à 490 MHz) |
| MBT + plan de masse flottant + PM perpendiculaire | Simulation | 486 et 554 | -3,78 dB et -2,9 dB |
| | Mesure | 500 et 575 | +0,1 dB (à 490 MHz) |

Tableau II-19: Tableau récapitulatif de mesure et simulation du monopole à méandres bow-tie

En conclusion nous avons réussi à réduire l'encombrement de la structure monopole à méandres bow-tie (grâce à l'introduction de plans de masse flottant et perpendiculaire) avec une diminution de la fréquence de résonance et une amélioration du gain. Il nous reste à optimiser la structure à 406 MHz si l'on veut l'intégrer dans la balise COSPAS-SARSAT.

II.3.2.4 Comparaison entre le monopole méandre et bow-tie

Dans cette partie une comparaison est faite entre les structures "méandre 2" et bow-tie de mêmes dimensions ($80 * 38 \text{ mm}^2$). Les résultats de mesures sont comparés entre eux. Les résultats de simulations et de mesures sont regroupés dans le Tableau II-20. Le gain des deux antennes a été mesuré à la fréquence de 720 MHz.

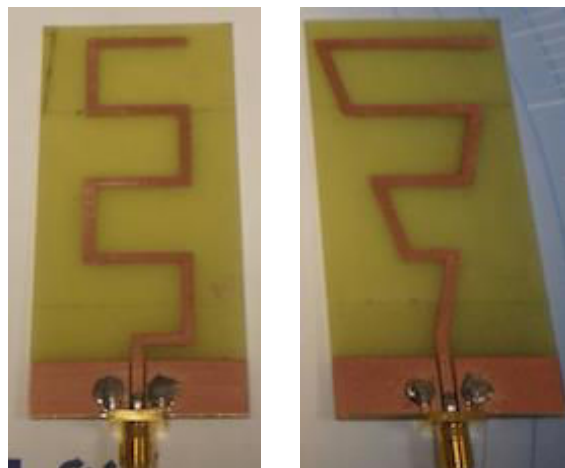


Figure II-42 : Antenne "meandre 2" et antenne bow-tie

| | | F_R (MHz) | Gain(dB) |
|-----------|------------|-------------|-------------------|
| Méandre 2 | Simulation | 840 | +1,9 |
| | Mesure | 820 | -3,31 (à 820 MHz) |
| Bow-tie | Simulation | 798 | +2,4 |
| | Mesure | 814 | -3,36 (à 820 MHz) |

Tableau II-20: Tableau comparatif de mesure et simulation de l'antenne méandre et bow-tie

On peut donc conclure que pour un encombrement identique, l'antenne "bow-tie" résonne à une fréquence plus basse et possède un gain légèrement plus élevé en simulation (les gains mesurés sont similaires). Ce qui signifie que l'antenne "bow-tie" possède des dimensions plus petites que l'antenne méandre, pour une fréquence de résonance identique.

II.3.2.5 Influence du corps humain

Nous nous sommes intéressés à l'influence du corps humain sur le monopole à méandres bow-tie présenté précédemment. Les dimensions de l'antenne sont reportées dans le Tableau II-21. Les simulations CST de l'antenne seule présentent une fréquence de résonance de 432 MHz et un gain réalisé de 1,4 dB (Figure II-43).

| Ls | Ws | N | L | Lg | g | W | H ₁ | H ₂ | H ₃ |
|-----|----|-----|-----|----|-----|---|----------------|----------------|----------------|
| 128 | 65 | 2,5 | 112 | 12 | 0,2 | 2 | 22,5 | 23,5 | 20,5 |

Tableau II-21: Dimensions du monopole à méandres bow-tie (en mm)

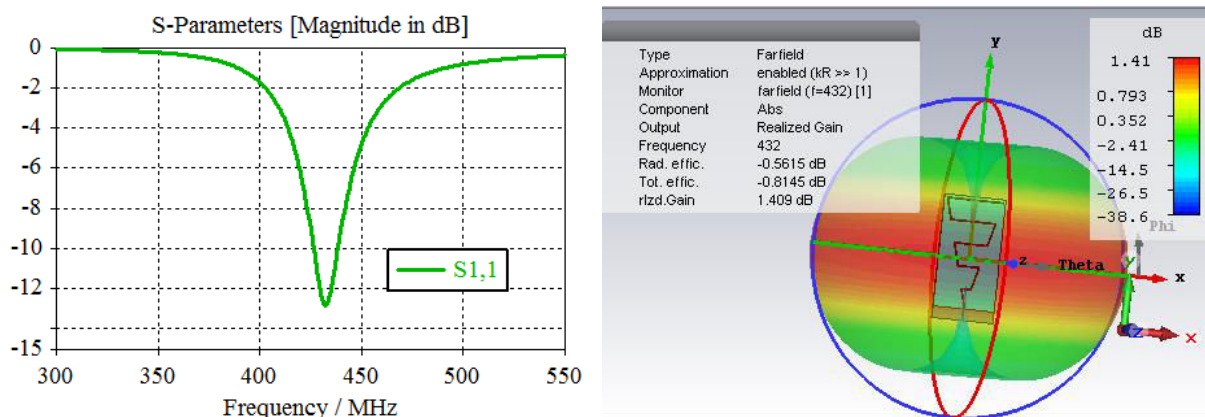


Figure II-43 : Simulation du monopole à méandres bow-tie sur silicone

Le corps humain est simulé par un parallélépipède de dimensions : $100 * 83 * 25 \text{ cm}^3$ et de permittivité $\epsilon_r=35$ ($\text{tg}\delta=0,02$). L'antenne est placée au centre et on fait varier le gap d'air (noté h_d) entre l'antenne et le corps humain de 0 à 120 mm : on remarque que la fréquence de résonance diminue (Figure II-44) et est minimale (401 MHz) pour $h_d=30\text{mm}$.

Par ailleurs, le gain réalisé de l'antenne placée à 30 mm du corps humain est de 0,2 dB (à 401 MHz).

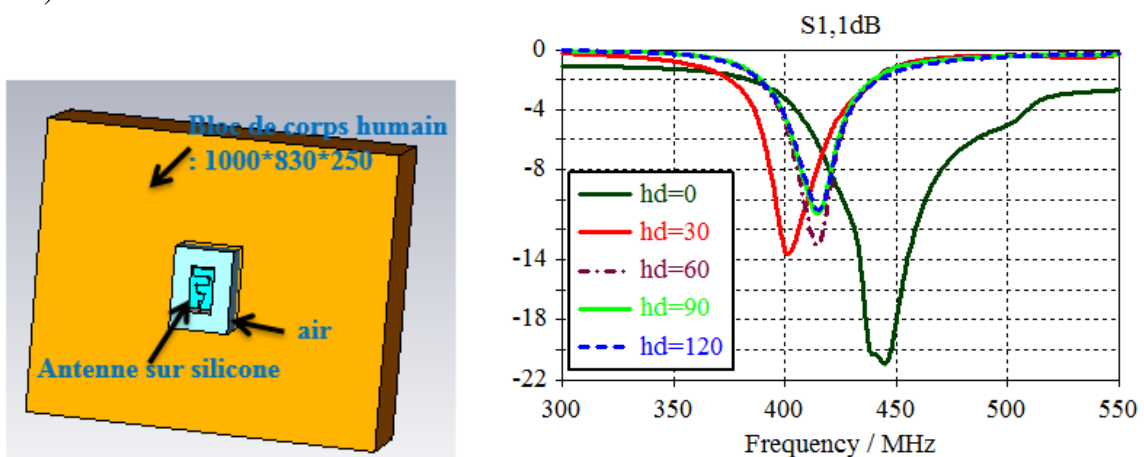


Figure II-44 : Résultats de l'étude paramétrique antenne 1 sur le corps humain

En conclusion, si l'on intègre le monopole dans le gilet, il faudra tenir compte de la baisse en fréquence et du gain, dans l'optimisation de ses dimensions.

Le modèle de monopole à méandre réalisé dans cette partie résonne à une plus haute fréquence (800 MHz) que celle de notre cahier de charge. En utilisant des techniques de miniaturisation telles que le plan de masse flottant et le plan de masse perpendiculaire, nous sommes arrivés à abaisser

la fréquence de résonance à 490 MHz. Le gain (0,1 dB pour l'antenne bow-tie) obtenu à cette fréquence nous rassure sur une bonne performance de l'antenne si elle était adaptée à 406 MHz.

II.4 PIFA replié à méandre

H-T CHEN a publié [77] une antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) de dimensions $24 \times 10 \times 7,2 \text{ mm}^3$ ($L_g \cdot W_g \cdot h$) pour une application bi-bande 900 – 1800 MHz (téléphonie mobile). Pour réduire la taille de l'antenne, les auteurs ont utilisé un patch à méandre qui est replié autour d'un substrat ($L \cdot W$) d'épaisseur d . Le patch est situé à une hauteur h du plan de masse.

La géométrie et les dimensions de la structure proposée par CHEN, sont présentées sur la Figure II-45 et dans le Tableau II-22.

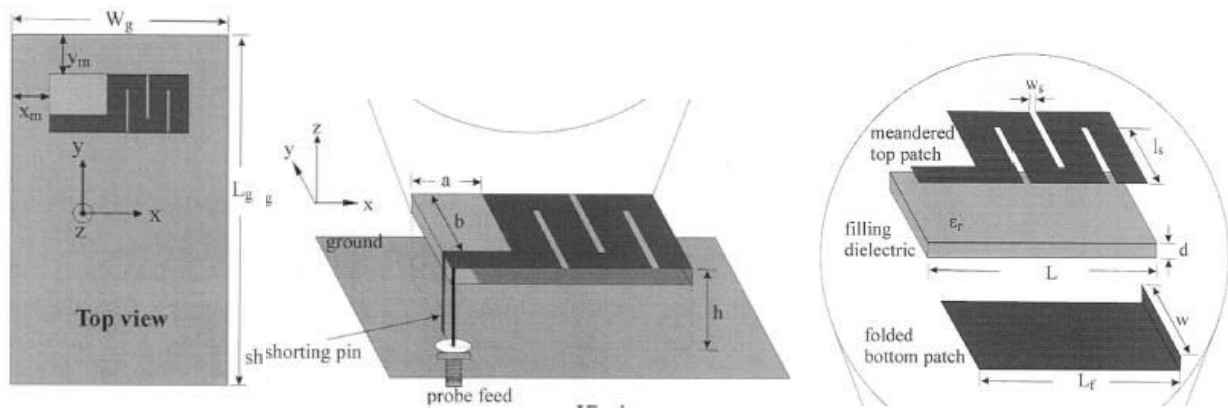


Figure II-45 : Géométrie de l'antenne PIFA [77]

| Lg | Wg | xm | ym | ϵ_{r1} | h | L | W | ϵ_{r2} | d | a | b | Lf | Ls | Ws |
|----|----|----|----|-----------------|-----|----|----|-----------------|-----|---|---|----|-----|-----|
| 75 | 35 | 5 | 4 | 1,0 | 7,2 | 24 | 10 | 4,4 | 0,8 | 0 | 0 | 23 | 7,5 | 0,5 |

Tableau II-22: Dimensions de l'antenne PIFA (en mm) [77]

II.4.1 Etude paramétrique

II.4.1.1 Influence des fentes et de la position du patch

Cette étape consiste à étudier l'influence de la position du patch et du nombre de fentes n sur la fréquence de résonance (F_R) et le gain. Nous avons simulé 4 configurations (Figure II-46) : patch centré / décentré pour $n=0$ / $n=3$. Les coefficients de réflexion et les diagrammes de rayonnement sont représentés Figure II-47 et Figure II-48. Les valeurs de F_R et du gain sont rassemblés dans le Tableau II-23.



Figure II-46 : Configurations simulées pour l'antenne PIFA – patch centré/décentré pour $n=0/n=3$

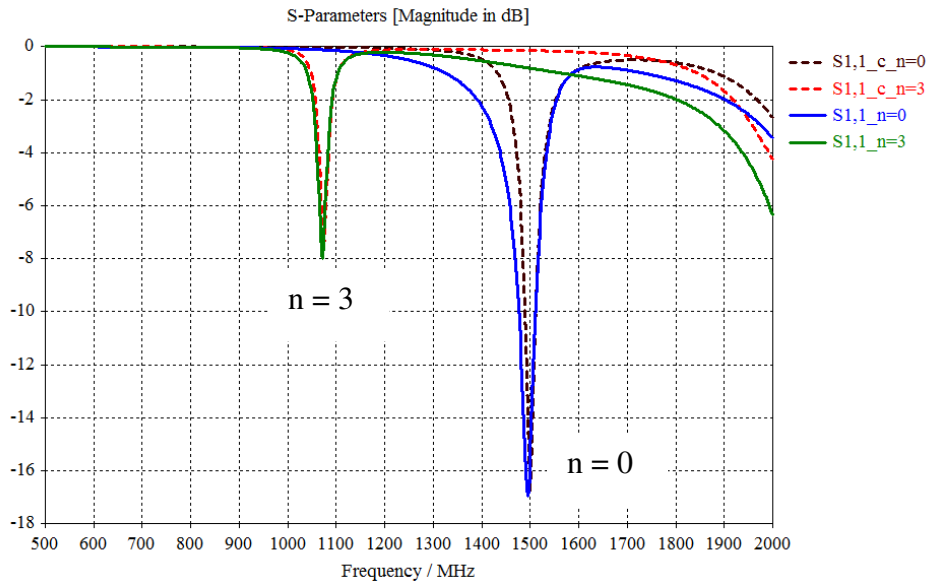


Figure II-47 : Influence du nombre de fente n et de la position du patch sur le coefficient de réflexion

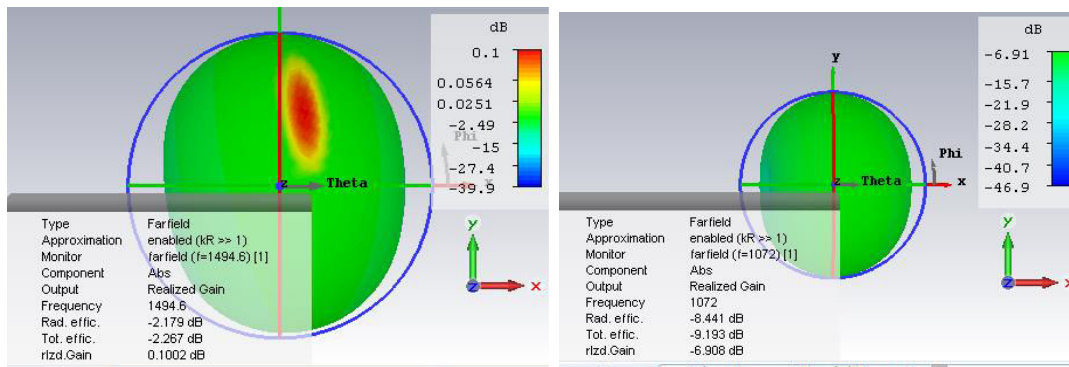


Figure II-48 : Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne PIFA avec patch décentré ($n=0$ et $n=3$)

| fentes | patch | F_R (MHz) | Gain |
|--------|----------|-------------|----------|
| $n=0$ | décentré | 1494 | 0,1 dB |
| | centré | 1500 | -6,7 dB |
| $n=3$ | décentré | 1072 | -6,9 dB |
| | centré | 1074 | -14,3 dB |

Tableau II-23: Influence du nombre de fente et de la position du patch sur la fréquence de résonance et le gain (simulations)

D'après les études précédentes, on peut conclure que :

- la position du patch (centré ou décentré) n'a pas d'influence sur la fréquence de résonance, par contre le gain chute d'environ 7dB lorsque le patch est centré.
- la présence des fentes diminue la fréquence de résonance (de 1500 MHz à 1070 MHz) mais aussi le gain (d'environ 7dB).

II.4.1.2 Influence du plan de masse (longueur L_g , largeur W_g)

On se propose d'étudier l'influence du plan de masse sur la fréquence de résonance et le gain de l'antenne.

- ❖ Pour ce faire, nous avons doublé la longueur de L_g (soit $L_g=150$ mm) en conservant $W_g=35$ mm (Figure II-49).

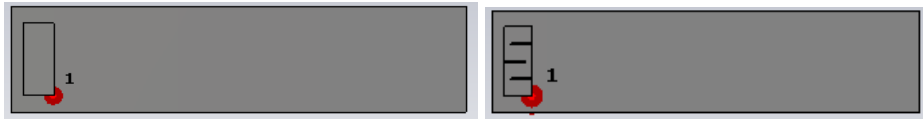


Figure II-49 : Influence de la longueur du plan de masse pour $n=0$ et $n=3$

Sur la Figure II-50, on remarque que l'augmentation de la longueur du plan de masse ne modifie pas la fréquence de résonance. En revanche, on constate (Tableau II-24) que le gain augmente de 1 dB (de -6,9 dB à -5,9 dB) pour 3 fentes.

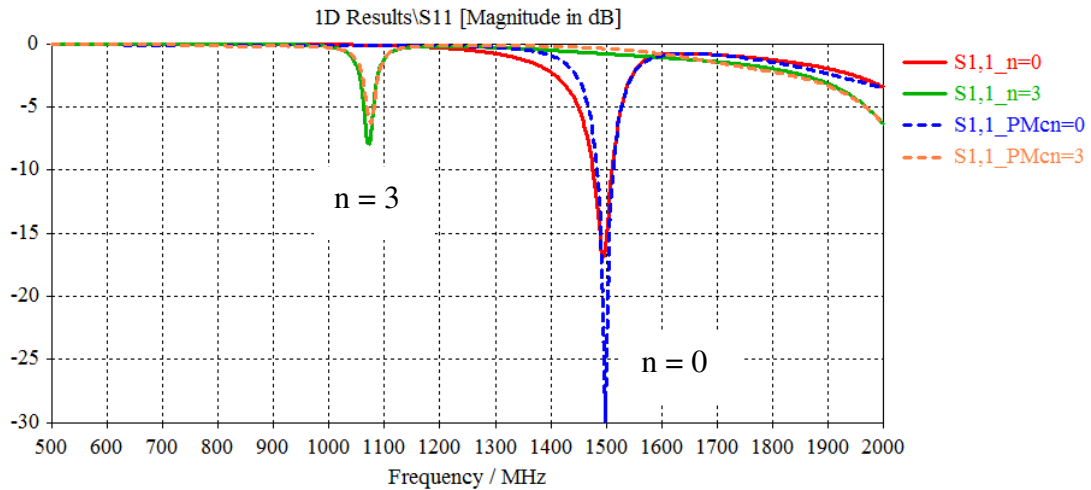


Figure II-50 : Influence de la longueur du plan de masse L_g et du nombre de fentes n

- ❖ Dans cette étape, la largeur du plan de masse est doublée, soit $W_g=70$ mm (Figure II-51). La longueur du plan de masse reste fixe ($L_g=150$ mm).

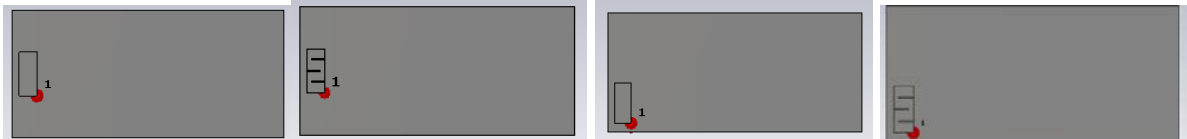


Figure II-51 : Influence de la largeur du plan de masse pour $n=0$ et $n=3$

Les résultats de simulations sont présentés sur la Figure II-52. On remarque que l'augmentation de la longueur du plan de masse ne modifie pas la fréquence de résonance et diminue légèrement le gain. Toutefois si le patch est placé au coin du plan de masse, on observe une amélioration du gain (d'au moins 1 dB).

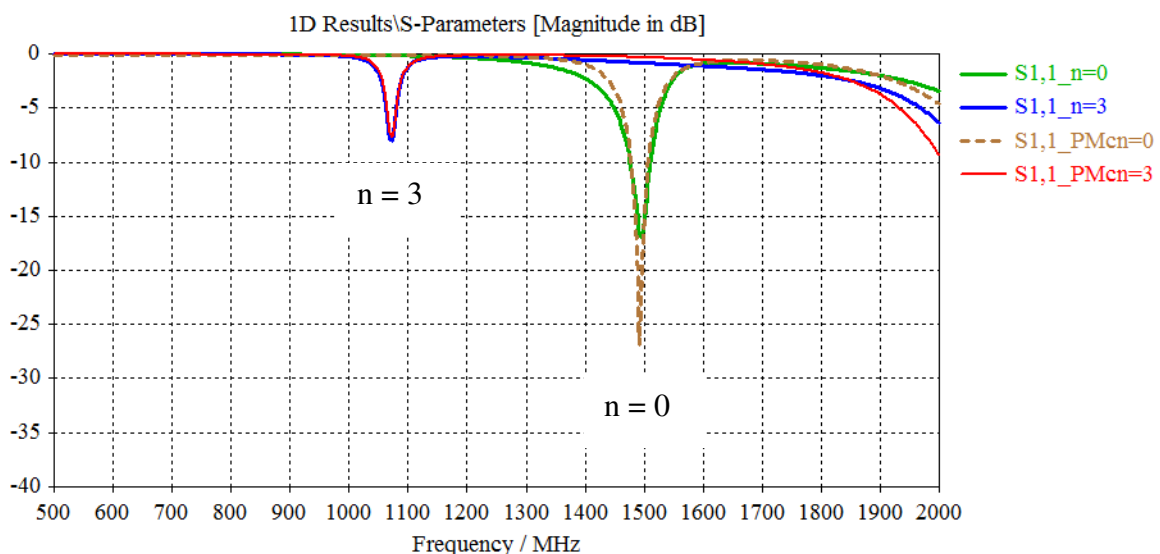


Figure II-52 : Influence de la largeur du plan de masse Wg et du nombre de fentes n

L'influence de la taille du plan de masse ($Wg \cdot Lg$) sur la fréquence de résonance et le gain de l'antenne PIFA est résumée dans le Tableau II-24 ci-dessous. On ne remarque aucune incidence sur la fréquence de résonance, mais une augmentation du gain lorsque le patch est placé au coin.

| fentes | Dim pdm $Wg \cdot Lg$ | Position du patch | F_R (MHz) | G(dB) |
|--------|--------------------------|----------------------|-------------|----------|
| n=3 | 35*75 mm ² | Centré selon y | 1072 | -6,9 dB |
| | 35*75 mm ² | Centré selon x,y | 1074 | -14,3 dB |
| | 35*150 mm ² | Centré selon y | 1074 | -5,9 dB |
| | 70*150 mm ² | Centré selon y | 1072 | -7,1 dB |
| | 70*150 mm ² | Disposé au coin | 1071 | -5,1 dB |

Tableau II-24: Influence du plan de masse sur la fréquence de résonance et le gain (n=3 fentes)

II.4.1.3 Influence des milieux 1 et 2 (n=3)

Influence du milieu 1 (air, silicone)

Dans cette partie nous allons étudier l'influence du milieu 1 (d'épaisseur h et de permittivité ϵ_{r1}), qui représente le milieu entre le plan de masse et le patch, sur la fréquence de résonance. Le substrat sur lequel est réalisé le patch reste le FR4 ($\epsilon_r=4,4$; $\tan\delta=0,025$). Le plan de masse est : $Lg=75$ mm et $Wg=35$ mm ; les autres paramètres de l'antenne restent inchangés.

Nous envisageons les deux milieux suivants : air ($\epsilon_{r1}=1$) et silicone ($\epsilon_{r1}=3$).

Les résultats sont présentés dans le Tableau II-25 : on constate que lorsque la permittivité augmente ou l'épaisseur h diminue, la fréquence de résonance diminue.

On retiendra donc le cas intéressant où le milieu 1 est du silicone d'épaisseur $h=3,6$ mm (F_R a diminué de 1074 MHz à 877 MHz).

| n=3 | ϵ_{r1} | h (mm) | F_R (MHz) |
|-----------|-----------------|--------|-------------|
| Référence | 1 | 7,2 | 1074 |
| | | 3,6 | 1030 |
| | | 10,8 | 1091 |
| | 3 | 7,2 | 983 |
| | | 3,6 | 877 |
| | | 10,8 | 1021 |

Tableau II-25 : Influence du milieu 1 sur la fréquence de résonance (simulations)

Influence du milieu 2 (FR4, silicone)

Dans cette partie nous allons étudier l'influence du milieu 2 (d'épaisseur d et de permittivité ϵ_{r2}), qui représente le substrat sur lequel est disposé le patch.

On compare le FR4 (référence) au silicone. Le plan de masse est : $Lg=75$ mm et $Wg=35$ mm ; les autres paramètres de l'antenne restent inchangés.

Les résultats sont présentés dans le Tableau II-26 : on constate que lorsque la permittivité ϵ_{r2} ou l'épaisseur d diminuent, la fréquence de résonance diminue.

On retiendra donc le cas intéressant où le milieu 2 est du silicone.

| n=3 | ϵ_{r2} | d (mm) | F_R (MHz) |
|-----------|-----------------|--------|-------------|
| Référence | 4,4 | 0,8 | 1091 |
| | | 1,6 | 1139 |
| | | 2,4 | 1158 |

| | | | |
|--|---|-----|------|
| | 3 | 0,8 | 1012 |
| | | 1,6 | 1007 |
| | | 2,4 | 973 |

Tableau II-26: Influence du milieu 2 sur la fréquence de résonance (simulations)

II.4.2 Conception et réalisation à 406 MHz

Dans cette partie une optimisation a été faite sur les dimensions de l'antenne afin d'abaisser la fréquence (on vise une résonance à 406 MHz). Nous avons choisi un substrat souple pour les deux milieux (silicone) afin de l'intégrer dans un gilet de sauvetage. Les épaisseurs des milieux 1 et 2 sont respectivement $h = 3$ mm et $d = 1,5$ mm. Les paramètres de l'antenne sont regroupés dans le tableau suivant :

| Lg | Wg | xm | ym | ϵ_{r1} | h | L | W | ϵ_{r2} | d | a | b | Lf | Ls | Ws |
|-----|----|----|----|-----------------|---|----|----|-----------------|-----|---|---|----|-----|-----|
| 150 | 60 | 5 | 1 | 3 | 3 | 50 | 18 | 3 | 1,5 | 0 | 0 | 49 | 7,5 | 0,5 |

Tableau II-27: Dimensions de l'antenne PIFA optimisée à 400 MHz (en mm)

Un prototype a été réalisé (Figure II-53). Les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion sont présentés sur la Figure II-54 : on constate un décalage important entre les fréquences de résonance simulée (400 MHz) et mesurée (506 MHz). Par ailleurs, le gain réalisé simulé à 400 MHz est de -16 dB.

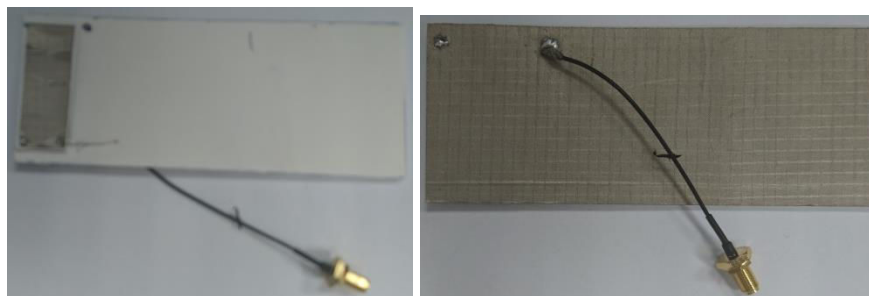


Figure II-53 : Prototype réalisé de l'antenne

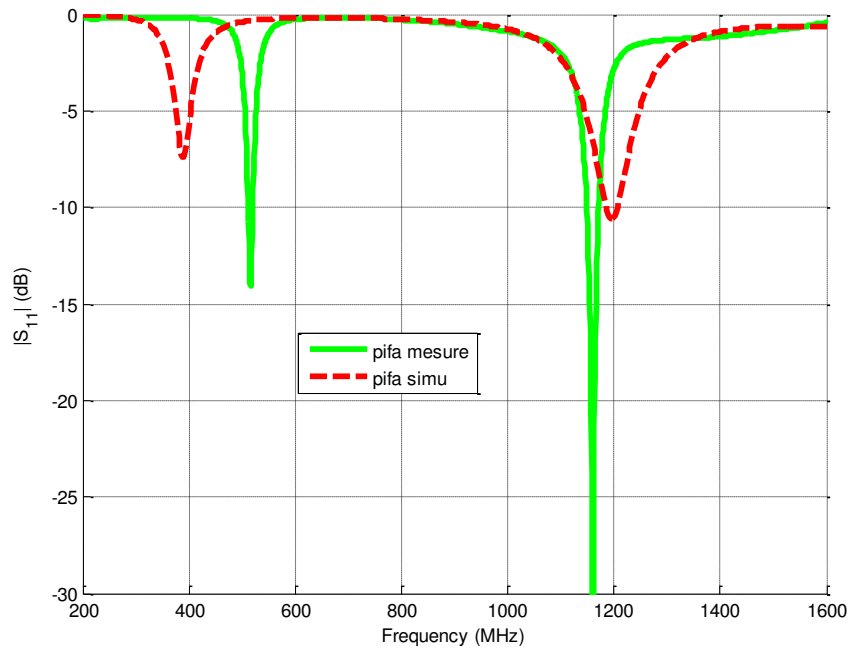


Figure II-54 : Résultat de mesure et simulation du coefficient de réflexion de l'antenne

En conclusion, l'antenne PIFA simulée et réalisée ci-dessus n'a pas été retenue car elle ne présente pas de meilleures performances. Nous n'avons pas jugé utile de redimensionner cette antenne pour fonctionner à 406 MHz, compte tenu du faible gain.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié des antennes à géométrie planaire (dipôle, monopole, et PIFA) fonctionnant en bande UHF.

Nous avons montré qu'un dipôle ayant une alimentation dissymétrique possède de meilleures performances que celui à alimentation symétrique. Le dipôle retenu a été réalisé et caractérisé : il présente un encombrement réduit ($91 * 50 \text{ mm}^2$), une bonne adaptation à la fréquence de 397 MHz (406 MHz en simulation) et un gain simulé de -1,8 dB. Cette structure peut être retenue pour l'intégration dans une balise COSPAS-SARSAT.

Une autre étude a été menée avec une alimentation microruban sur des monopoles planaires rectilignes et méandrés, dans une démarche de miniaturisation. Nous nous sommes concentrés sur un monopole à méandres de type "bow-tie" dont la fréquence de fonctionnement initiale (800 MHz) a été réduite à 500 MHz, grâce à l'utilisation conjointe d'un plan de masse flottant (disposé à l'arrière du monopole) et d'un plan de masse perpendiculaire à l'antenne. Le gain mesuré est de +0,1 dB. Même si ce monopole semble être un bon candidat pour la balise COSPAS-SARSAT, il n'a pas été redimensionné à 406 MHz, car le projet FLEXBEA s'est orienté sur la balise AIS en priorité.

Chapitre III : Antennes filaires

| | |
|---|-----------|
| III. ANTENNES FILAIRES | 71 |
| III.1 INTRODUCTION | 71 |
| III.2 DIPOLE DEMI ONDE - MONOPOLE QUART D'ONDE..... | 71 |
| III.2.1 Modèle circuit équivalent - dipole..... | 72 |
| III.2.1.1 Modèles de CHU et STREABLE : [83, 84] | 72 |
| III.2.1.2 Modèles de TANG [85] et LIAO [86, 87] | 73 |
| III.2.1.3 Modèle proposé | 79 |
| III.2.2 Modèle circuit équivalent du monopole | 82 |
| III.2.2.1 Etude paramétrique d'un monopole filaire (simulations et mesures) | 82 |
| III.3 ANTENNE MONOPOLE POUR BALISES AIS ET COSPAS-SARSAT | 84 |
| III.3.1 Simulations – Influence du plan de masse | 84 |
| III.3.2 Antenne COSPAS-SARSAT (proto1)..... | 86 |
| III.3.2.1 Coefficient de réflexion (simulations et mesures)..... | 86 |
| III.3.2.2 Gain de l'antenne (simulations et mesures) | 88 |
| III.3.2.3 Efficacité de l'antenne (simulations et mesures)..... | 90 |
| III.3.3 Antenne AIS (proto 2) | 91 |
| III.3.4 Antenne combinée COSPAS-SARSAT et AIS (proto 3)..... | 97 |
| III.3.4.1 Description de l'antenne combinée | 97 |
| III.3.4.2 Mesure du Coefficient de réflexion..... | 98 |
| III.3.4.3 Mesure de l'Efficacité totale | 99 |
| III.3.4.4 Mesure des diagrammes de rayonnement | 100 |
| III.4 CONCLUSION | 107 |

III. Antennes filaires

III.1 Introduction

Les antennes dipôle demi-onde ou monopole quart d'onde sont largement utilisées pour un grand nombre d'applications dans les bandes VHF et UHF. Cependant, leurs dimensions sont importantes dans les bandes de fréquences visées pour le projet FLEXBEA. On rappelle dans le tableau ci-dessous (Tableau III-1), les fréquences F_0 et les longueurs d'onde associées λ_0 (dans le vide) pour les balisés AIS et COSPAS SARSAT.

| | F_0 | λ_0 | $\lambda_0/2$ | $\lambda_0/4$ |
|----------------------|---------|-------------|---------------|---------------|
| balise AIS | 162 MHz | 1,851 m | 92,6 cm | 46,3 cm |
| balise COSPAS SARSAT | 406 MHz | 73,89 cm | 36,94 cm | 18,47 cm |

Tableau III-1 : Fréquence F_0 et longueur d'onde associée λ_0 pour les balises du projet FLEXBEA

Nous proposons dans ce chapitre un circuit équivalent pour modéliser un dipôle épais, étendu ensuite à un monopole. Une structure monopole ruban est proposée dans un premier temps, pour assurer le fonctionnement à 406 MHz. On étudiera également les solutions pour couvrir la bande AIS. Enfin, une dernière structure (antenne hélice) fonctionnant dans la bande AIS est étudiée.

III.2 Dipôle demi onde - Monopole quart d'onde

La géométrie du dipôle demi-onde et du monopole quart d'onde est présentée Figure III-1. Ces antennes sont constituées de brins métalliques de rayon a et de hauteur $L=2h=\lambda/2$ et $L=h=\lambda/4$ respectivement.

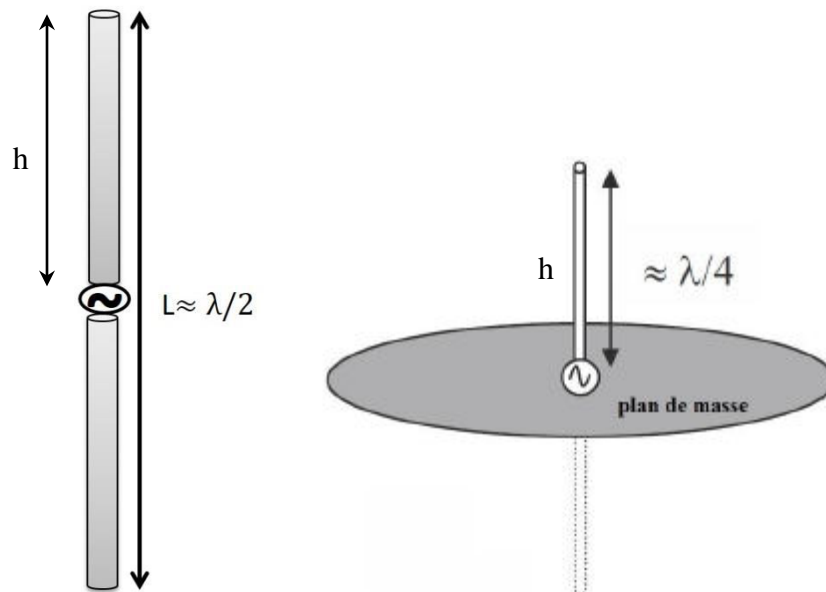


Figure III-1 : Géométrie a) du dipôle $\lambda/2$ - b) du monopole $\lambda/4$

Les simulations CST effectuées dans cette partie considèrent une excitation de type "discret port" (Figure III-2a) et un plan de masse fini de diamètre 50 cm pour le monopole (Figure III-2b).

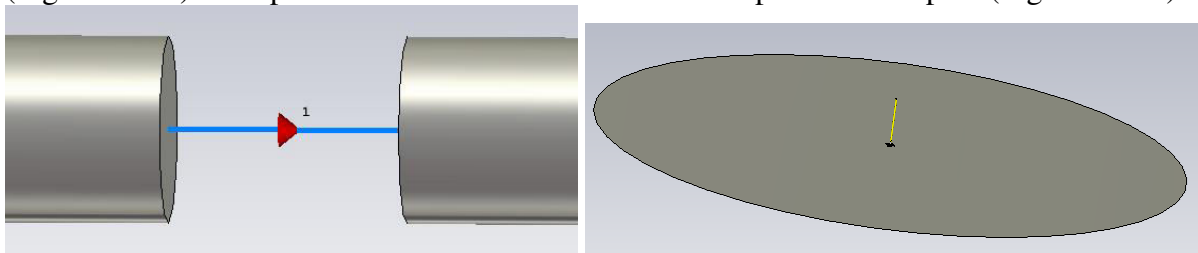


Figure III-2 : a) Excitation du dipôle - b) plan de masse de diamètre 50 cm pour le monopole

Dans cette partie, nous souhaitons développer un modèle équivalent d'un dipôle valide pour des rapports h/a relativement faibles, puis l'étendre à un monopole.

III.2.1 Modèle circuit équivalent - dipole

L'impédance d'entrée $Z_e (= R_e + jX_e)$ d'un dipôle alimenté en son centre, dépend de la fréquence f ou du rapport $2h/\lambda$. D'autres paramètres qui influencent l'impédance sont la conductivité de surface et la forme de l'antenne. Fondamentalement, on représente une antenne dipôle demi-onde alimentée en son centre, par un circuit équivalent à 3 ou plusieurs éléments [78,79]. Ces éléments sont souvent fonction de la dimension physique de l'antenne.

Plusieurs antennes dipôles sont conçues pour fonctionner à leur première fréquence de résonance f_{01} . Un dipôle cylindrique de longueur $L=2h$ ($\lambda/2$) et de diamètre $D=2a$ (cf Figure III-3) peut être simulé en utilisant plusieurs méthodes de calcul numérique comme la méthode FDTD (the Finite Difference Time Domain method), la méthode FIT (the Finite Integration Technique utilisée par CST [80]) ou la méthode des moments (utilisée par NEC [81]).

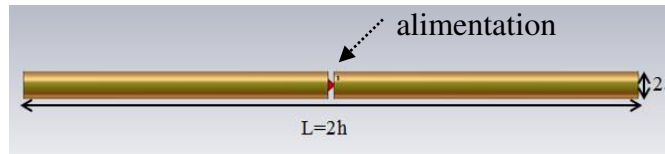


Figure III-3: Géométrie d'une antenne dipôle.

Pour modéliser les antennes dipôles, les auteurs [82,83,84,85,86,87] ont proposé des circuits équivalents. La manière de déterminer le circuit équivalent n'est pas la même chez les auteurs. Le plus simple est de connecter un circuit résonant série à un autre circuit résonant parallèle (ceci dans le but d'avoir l'anti résonance de l'antenne F_{02}). Le premier circuit est souvent fonction de la première résonance F_{01} .

III.2.1.1 Modèles de CHU et STREABLE : [83, 84]

Les premiers auteurs ayant proposé un modèle circuit équivalent sont CHU (1948) et STREABLE (1981). Les 2 modèles sont présentés Figure III-4, et la valeur des composants est reportée dans le Tableau III-2 ainsi que l'impédance équivalente Z_{eq} .

On notera les indices C et S pour CHU et STREABLE.

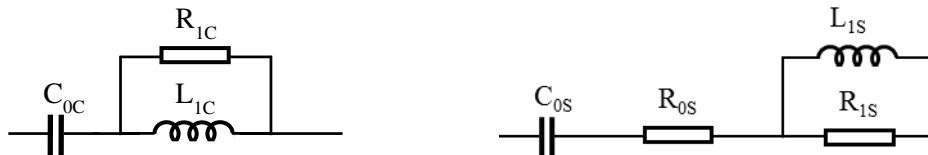


Figure III-4: Modèles circuit de a) Chu et b) Streable

| Modèle de CHU | Modèle de STREABLE |
|---|---|
| | $R_{0S} = 0,663\Omega$ |
| $C_{0C} = \frac{27,82 \times 10^{-12}h}{\ln\left(\frac{2h}{a}\right) - 1,693}$ | $C_{0S} = \frac{0,00272 (2h)}{\pi C}$ |
| $R_{1C} = \frac{L_{1C}}{C_{0C}R_0}$ | $R_{1S} = 2200,6\Omega$ |
| $L_{1C} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{0C}} + C_{0C}R_0^2$ | $L_{1S} = \frac{434,55 (2h)}{\pi C}$ |
| $Z_{eq_C} = \frac{1}{j\omega C_{0C}} + \left(\frac{j\omega L_{1C} R_{1C}}{j\omega L_{1C} + R_{1C}} \right)$ | $Z_{eq_S} = \left(\frac{1}{j\omega C_{0S}} + R_{0S} \right) + \left(\frac{j\omega L_{1S} R_{1S}}{j\omega L_{1S} + R_{1S}} \right)$ |

Tableau III-2 : Composants des modèles de CHU et STREABLE

Dans le modèle de CHU, l'inductance et la résistance sont déterminées en fonction de C_{0C} , de R_0 (résistance à la fréquence d'antirésonance f_{02}) et de ω_0 (la première fréquence de résonance). Ce modèle est composé de trois éléments.

On remarque qu'avec le modèle de STREABLE, les valeurs de la capacité et de l'inductance ne dépendent pas de la fréquence de résonance ω_0 de l'antenne, mais seulement de la longueur du dipôle $L=2h$.

La Figure III-5 représente l'impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire) des modèles de CHU et STREABLE comparée aux simulations CST pour $h=24$ cm et $a=0,8$ mm (soit un rapport $h/a=300$). Si les modèles de CHU et STREABLE permettent d'obtenir la fréquence de résonance (F_{01}), ils ne permettent pas d'estimer l'anti résonance (F_{02}), d'où la nécessité d'avoir un circuit RLC en parallèle.

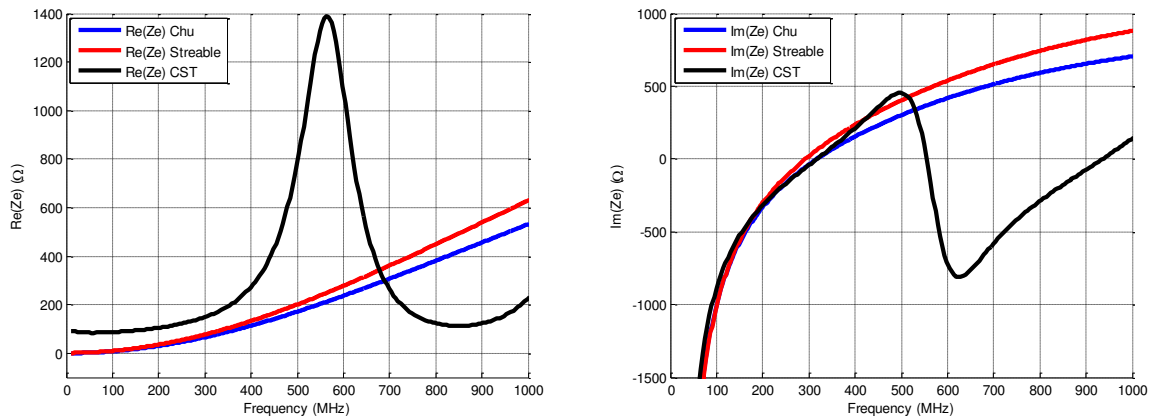


Figure III-5 : Impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire) des modèles de CHU et STREABLE comparée aux simulations CST - $h=24$ cm et $a=0,8$ mm ($h/a=300$)

L'étude s'est portée ensuite sur les modèles de TANG et LIAO qui proposent un circuit résonant RLC. Ces modèles nous permettent d'avoir l'anti résonance (F_{02}).

III.2.1.2 Modèles de TANG [85] et LIAO [86, 87]

Le modèle de TANG est un modèle à 4 éléments (Figure III-6), composé d'une capacité en série avec un circuit résonant RLC.

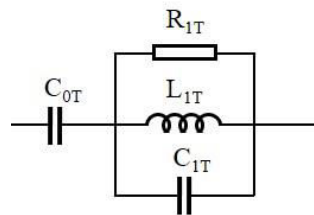


Figure III-6: Modèle circuit de Tang

Les capacités C_{0T} et C_{1T} , ainsi que les valeurs de L_{1T} et R_{1T} sont données par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 C_{0T} &= \frac{12.0674h}{\log(2h/a)-0.7245} \text{ (en pF)} \\
 R_{1T} &= 0.41288[\log(2h/a)]^2 + 7.40754(2h/a)^{-0.02389} - 727408 \text{ (en k}\Omega\text{)} \\
 L_{1T} &= 0.2\{[1.4813\log(2h/a)]^{1.012} - 0.6188\} \text{ (en }\mu\text{H)} \\
 C_{1T} &= \left\{ \frac{0.89075}{[\log(2h/a)]^{0.8006} - 0.861} - 0.02541 \right\} \text{ (en pF)}
 \end{aligned} \tag{éq. III-1}$$

On constate que la valeur de ces composants ne dépend que des dimensions du dipôle (longueur L , rayon a). Dans la formule de TANG, la fréquence de l'anti résonance f_{02} , est déterminée par le circuit RLC parallèle.

L'impédance équivalente de ce modèle est donnée par :

$$Z_{eqT} = Z_0 + Z_1$$

Avec $Z_{1T} = \frac{1}{Y_{1T}}$ et $Y_{1T} = \left(\frac{1}{R_{1T}} + \frac{1}{j\omega L_{1T}} + j\omega C_{0T} \right)$ (éq. III-2)

Le modèle de LIAO est un modèle à 5 éléments (Figure III-7), composé d'un circuit résonant LC série connecté à un circuit résonant RLC.

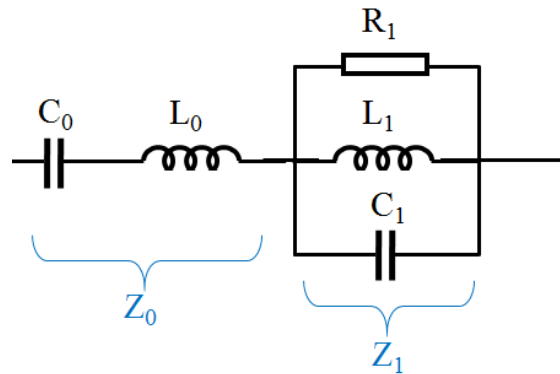


Figure III-7: Modèle circuit de LIAO

Les formules empiriques pour chaque élément sont données par les équations suivantes :

$$C_0 = \frac{\pi \epsilon_0 h}{\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1} \text{ et } L_0 = \frac{1}{\omega_{02}^2 C_0} \quad (\text{éq. III-3})$$

Les valeurs des autres composants sont données par les formules suivantes :

$$R_1 = \frac{R_0^2 + A^2}{R_0}, C_1 = \frac{A}{R_0^2 + A^2} \left(\frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega_{02}^2} \right), L_1 = \frac{R_0^2 + A^2}{A} \left(\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}^2} - \frac{1}{\omega_{01}} \right) \quad (\text{éq. III-4})$$

Avec $A = \omega_{01} L_0 - \frac{1}{\omega_{01} C_0}$

Elles sont dépendantes à la fois de la fréquence de résonance F_{01} et de l'antirésonance F_{02} .

Les formules permettant de déterminer les fréquences F_{01} et F_{02} (ou ω_{01} et ω_{02}) sont données par les équations suivantes :

$$\omega_{01} = 2\pi F_{01} = \frac{2\pi c}{4h} [806.1 - 0.03043(h/a) + 1.061 \times 10^{-5}(h/a)^2 - 2.09 \times 10^{-9}(h/a)^3 + 51.59 \ln(h/a) - 8.186(\ln(h/a))^2 + 0.5502(\ln(h/a))^3] \times 10^{-3} \quad (\text{éq. III-5})$$

$$\omega_{02} = 2\pi F_{02} = \frac{2\pi c}{2h} [1108 + 0.1039(h/a) + 1.808 \times 10^{-5}(h/a)^2 + 2.203 \times 10^{-9}(h/a)^3 - 215.5 \ln(h/a) + 51.59(\ln(h/a))^2 - 3.85(\ln(h/a))^3] \times 10^{-3} \quad (\text{éq. III-6})$$

La Figure III-8 représente l'impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire) des modèles de TANG et LIAO, comparée aux simulations CST pour $h=24$ cm et $a=0,8$ mm (soit un rapport $h/a=300$). On remarque que ces deux modèles fournissent la fréquence d'antiresonnance F_{02} , avec un décalage important pour le modèle de TANG, comparé à CST.

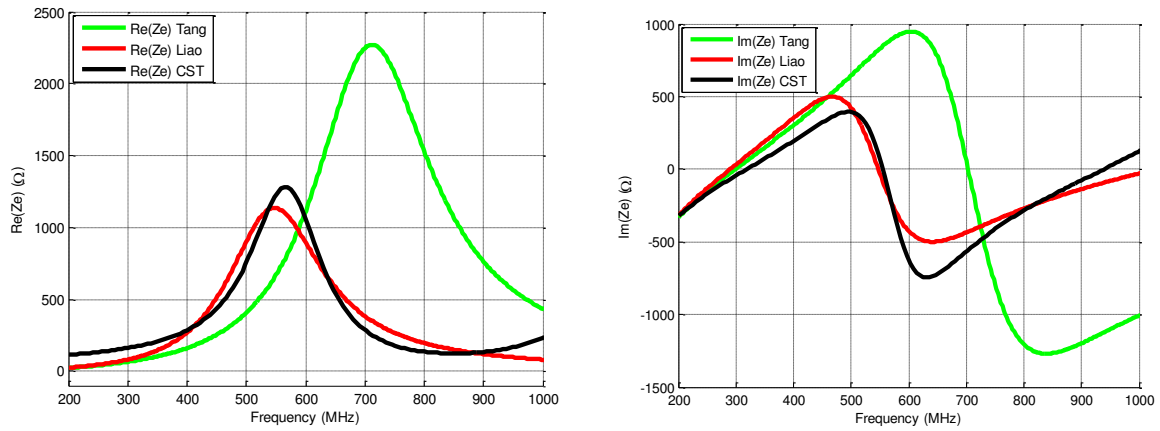


Figure III-8 : Impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire) des modèles de TANG et LIAO, comparée aux simulations CST - $h=24$ cm et $a=0,8$ mm ($h/a=300$)

Pour la suite, nous allons nous concentrer sur le modèle de LIAO, le plus proche de CST, que nous allons optimiser afin de pouvoir trouver les valeurs de notre circuit équivalent.

Des premières simulations ont été effectuées avec les logiciels CST pour trois dipôles de hauteur h et de rayon a , correspondant à un rapport $h/a=300$ ou $h/a=50$ (Tableau III-3). Ces simulations sont comparées au modèle de LIAO sur les 3 figures suivantes (Figure III-9 à Figure III-11).

On constate qu'il y a un léger décalage pour la fréquence de résonance F_{01} (entre CST et le modèle de LIAO), quel que soit le rapport h/a . Quant à la fréquence d'antirésonance F_{02} , le décalage est minimale pour $h/a=300$ et augmente considérablement pour $h/a=50$. Toutes ces valeurs sont rassemblées dans le tableau ci-dessous.

| h(cm) | a(mm) | h/a | F₀₁ (CST) | F₀₁ (LIAO) | F₀₂ (CST) | F₀₂ (LIAO) |
|--------------|--------------|------------|-----------------------------|------------------------------|-----------------------------|------------------------------|
| 24 | 0,8 | 300 | 290 MHz | 317 MHz | 545 MHz | 547,5 MHz |
| 24 | 4,8 | 50 | 276 MHz | 286 MHz | 454 MHz | 518 MHz |
| 4 | 0,8 | 50 | 1597 MHz | 1714 MHz | 2850 MHz | 3110 MHz |

Tableau III-3 : Dimensions (h , a) et fréquences (F_{01} , F_{02}) pour les 3 dipôles considérés

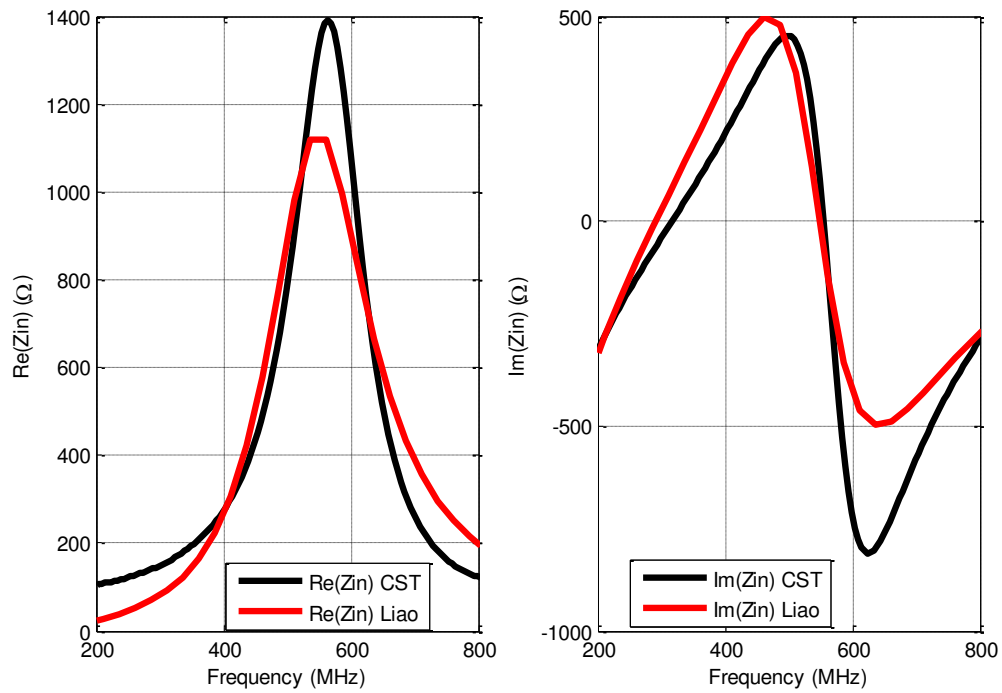


Figure III-9 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle avec $h/a=300$
($h=24\text{cm}$ et $a=0,8\text{ mm}$)

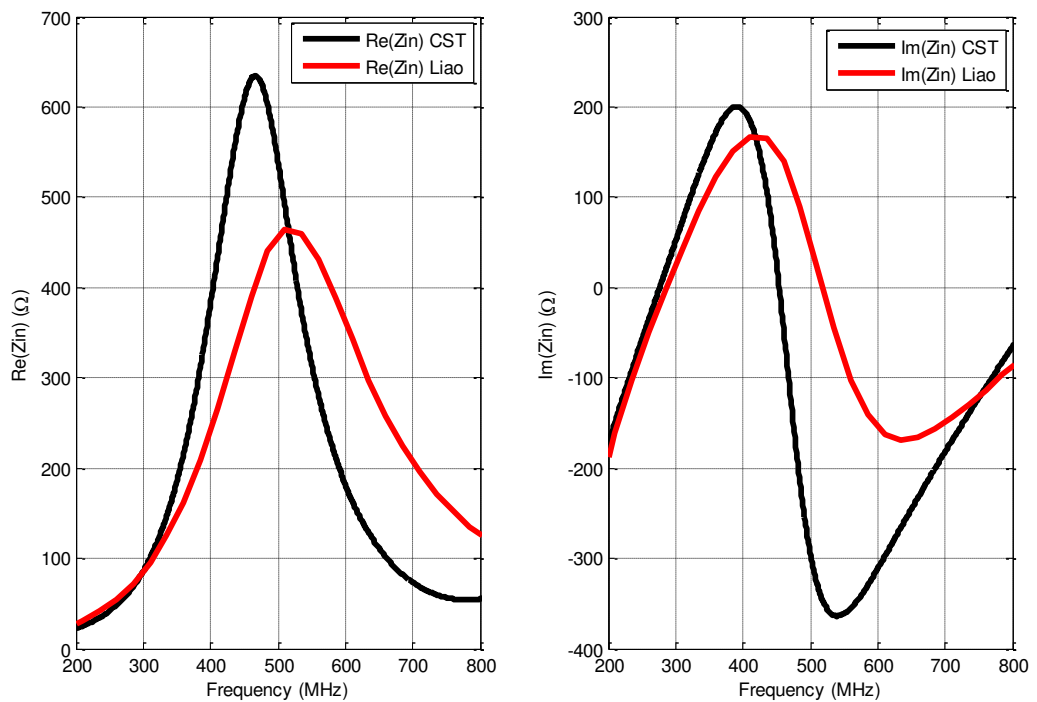


Figure III-10 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle avec $h/a=50$
($h=24\text{cm}$ et $a=4,8\text{ mm}$)

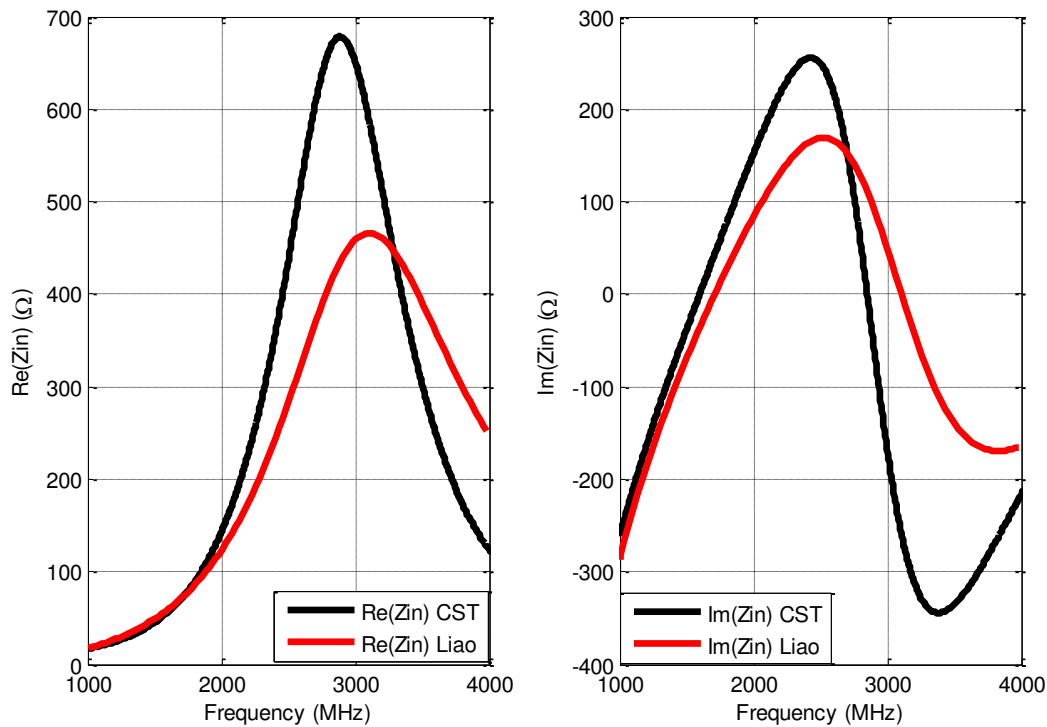


Figure III-11 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle avec $h/a=50$
($h=4\text{cm}$ et $a=0,8\text{ mm}$)

Les Figure III-12 et Figure III-13 montrent l'évolution de la fréquence d'antirésonance F_{02} en fonction du rapport h/a , obtenue avec les simulations numériques CST et l'équation du modèle de LIAO, pour deux dipôles de longueur différente ($L=2h=8\text{ cm}$ et $L=2h=48\text{ cm}$).

Pour le dipôle de longueur 8 cm, le modèle de LIAO fournit des résultats équivalents à ceux de CST, dès lors que $h/a > 150$.

Pour le dipôle de longueur 48 cm, le modèle de LIAO converge lentement vers les résultats de simulations CST : pour $h/a = 150$, on note un décalage de 3%.

Nous souhaitons donc développer un modèle équivalent de dipôle, qui fournisse une fréquence d'antirésonance F_{02} satisfaisante, pour de faibles valeurs de h/a .

On rappelle que les modèles de la littérature fournissent la fréquence de résonance F_{01} avec une bonne précision, nous n'avons donc pas jugé utile de définir un nouveau modèle pour calculer F_{01} .

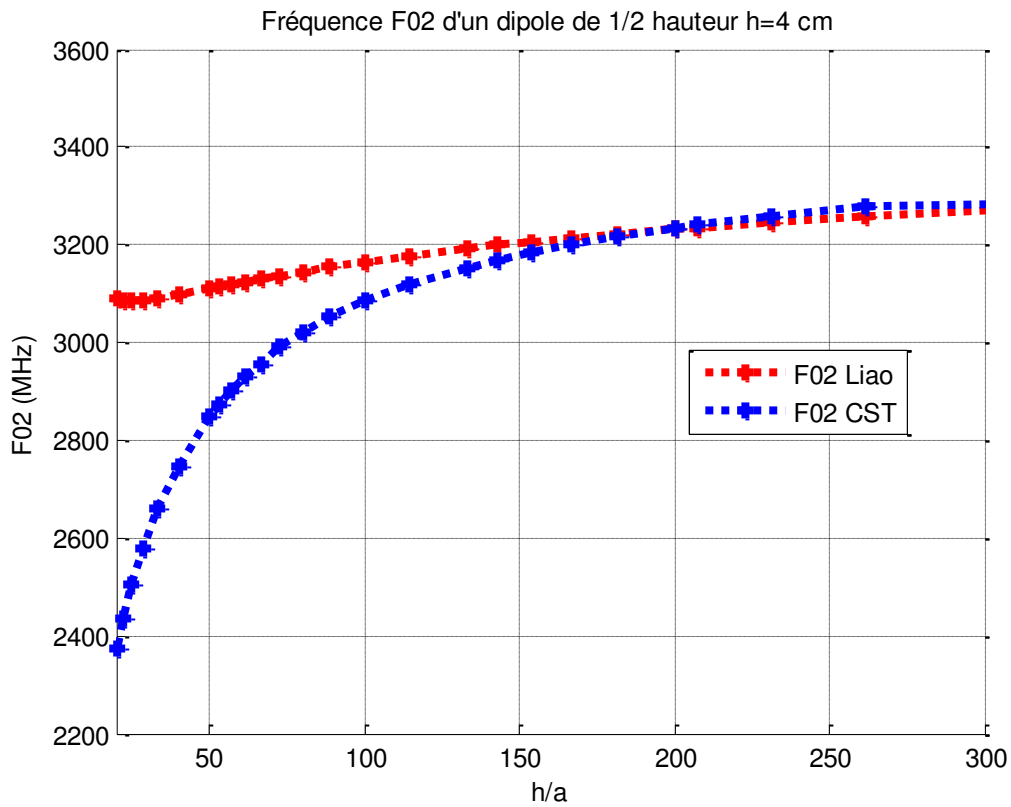


Figure III-12 : Evolution de la fréquence F_{02} en fonction du rapport h/a ($h=4\text{cm} - a$ variable)

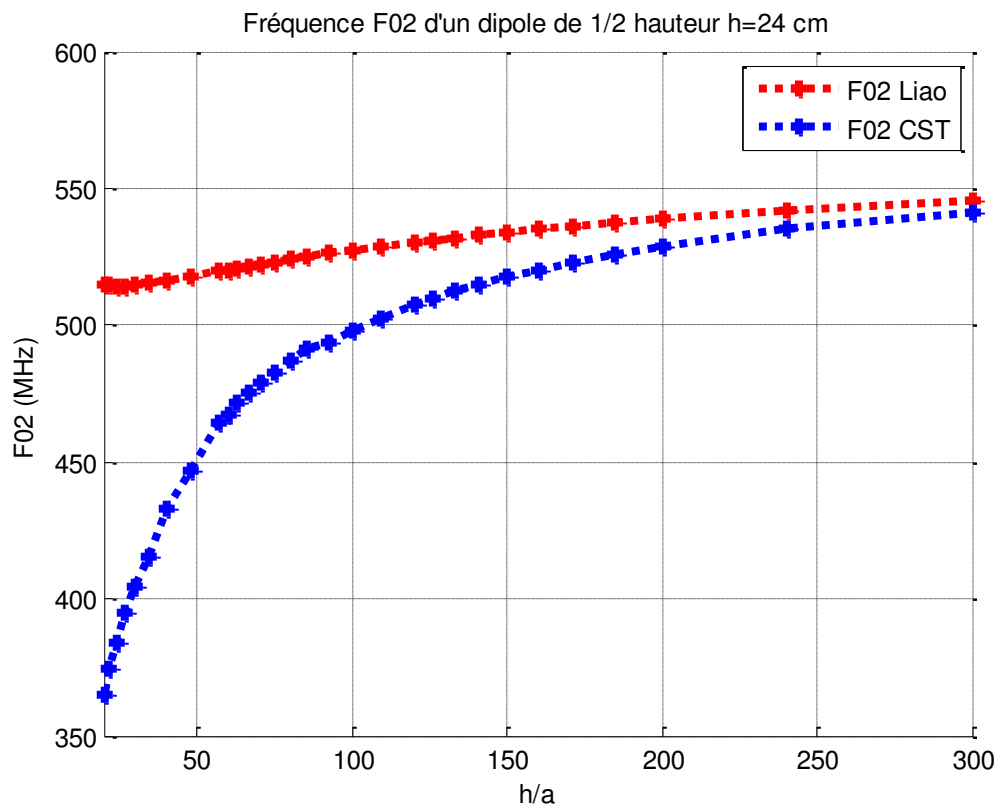


Figure III-13 : Evolution de la fréquence F_{02} en fonction du rapport h/a ($h=24\text{cm} - a$ variable)

III.2.1.3 Modèle proposé

Le modèle que nous proposons est basé sur une interpolation polynomiale de N points (abscisse : $x=h/a$ – ordonnée : $y=h*F_{02}$). Il est donc nécessaire d’effectuer une simulation (sous CST) au préalable, pour disposer des points (x,y). Cette interpolation est réalisée sous MATLAB, grâce à la fonction **polyfit** qui détermine les coefficients b_i du polynôme :

$$y = b_0 + b_1x + b_2x^2 + \dots + b_nx^n.$$

On écrit la commande :

$b=polyfit(x,y,n)$ en stipulant la valeur de n désirée (n est l’ordre du polynôme). x et y sont des vecteurs de longueur N et b, un vecteur de longueur n.

Un exemple est présenté sur la Figure III-14 pour un dipôle de demi-hauteur $h=24$ cm et de rayon a variable. La courbe de CST est interpolée par un polynôme d’ordre n=3 et 5. On constate sur cette figure qu’un polynôme de degré 5 est suffisant pour approximer notre fonction.

Les coefficients b_i fournis par la fonction **polyfit** sont reportés dans le Tableau III-4.

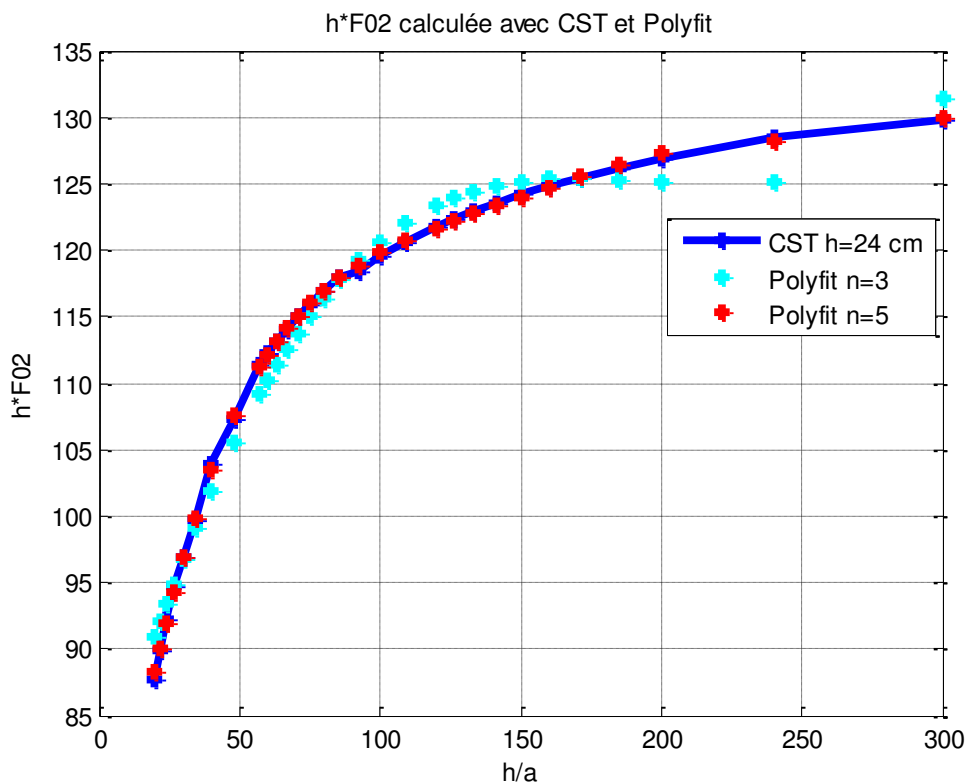


Figure III-14 : Produit $h*F_{02}$ calculé avec CST et la fonction polyfit pour un dipôle ($h=24$ cm)

| | b_5 | b_4 | b_3 | b_2 | b_1 | b_0 |
|-----|-----------------------|-----------------------|----------------------|---------|-------|--------|
| n=3 | 0 | 0 | $6,8 \cdot 10^{-6}$ | -0,0040 | 0,765 | 77,231 |
| n=5 | $3,35 \cdot 10^{-10}$ | $-3,03 \cdot 10^{-7}$ | $1,05 \cdot 10^{-4}$ | -0,0179 | 1,570 | 63,242 |

Tableau III-4 : Coefficients b_i du polynôme, fournis par la fonction polyfit

Le calcul du produit $h*F_{02}$ (F_{02} déterminée avec CST) et l’utilisation de la fonction polyfit (Matlab) nous permettent de dégager un modèle de circuit équivalent pour les faibles rapports de h/a (ce qui n’existe pas dans la littérature). Avec ce modèle nous pouvons prédire l’impédance d’une antenne filaire sans utiliser de logiciel de simulation.

Il s'agit maintenant de tester notre modèle sur des dipôles de hauteur quelconque, avec un rapport $h/a < 100$. Considérons les 4 cas suivants :

- $h = 24 \text{ cm} - a = 4,8 \text{ mm}$ ($h/a=50$)
- $h = 48 \text{ cm} - a = 4,8 \text{ mm}$ ($h/a=100$)
- $h = 48 \text{ cm} - a = 9,6 \text{ mm}$ ($h/a=50$)
- $h = 12 \text{ cm} - a = 2,4 \text{ mm}$ ($h/a=50$)

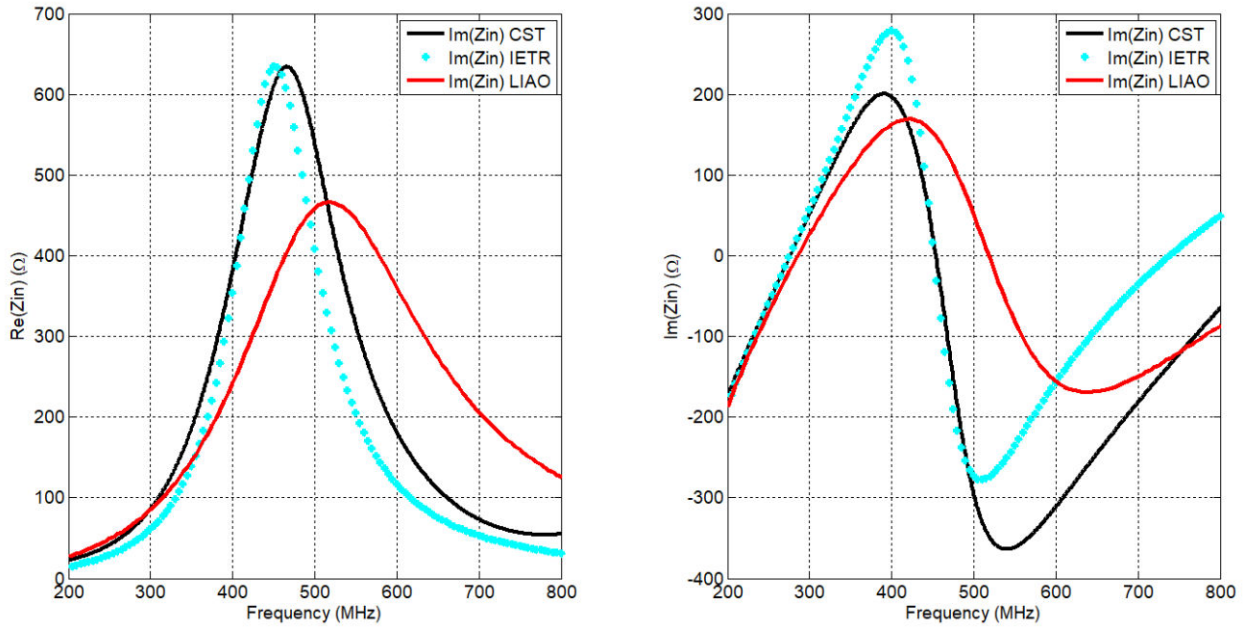


Figure III-15 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle avec $h/a=50$ ($h=24 \text{ cm}$ et $a=4,8 \text{ mm}$)

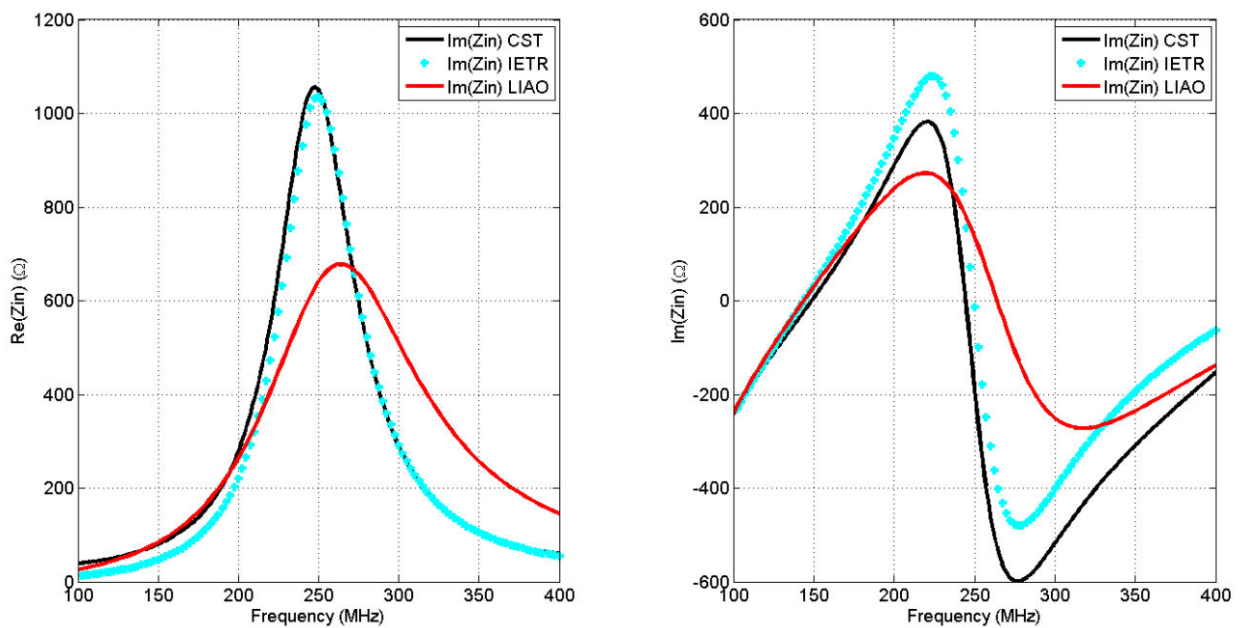


Figure III-16 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle avec $h/a=100$ ($h=48 \text{ cm}$ et $a=4,8 \text{ mm}$)

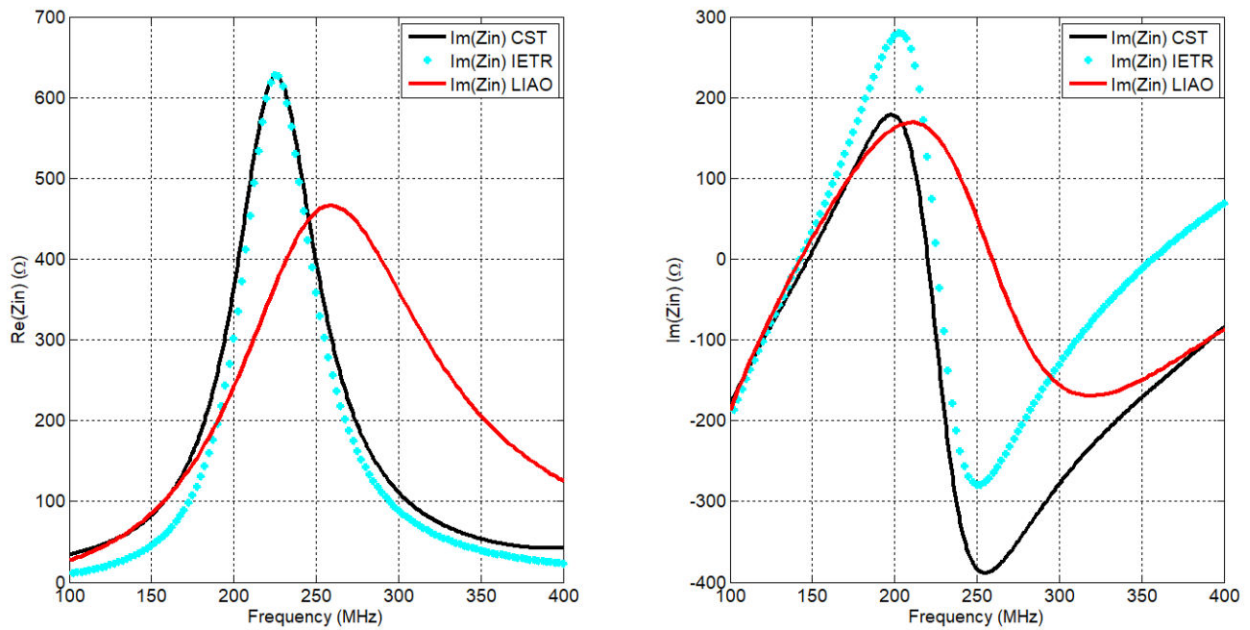


Figure III-17 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle avec $h/a=50$ ($h=48$ cm et $a=9,6$ mm)

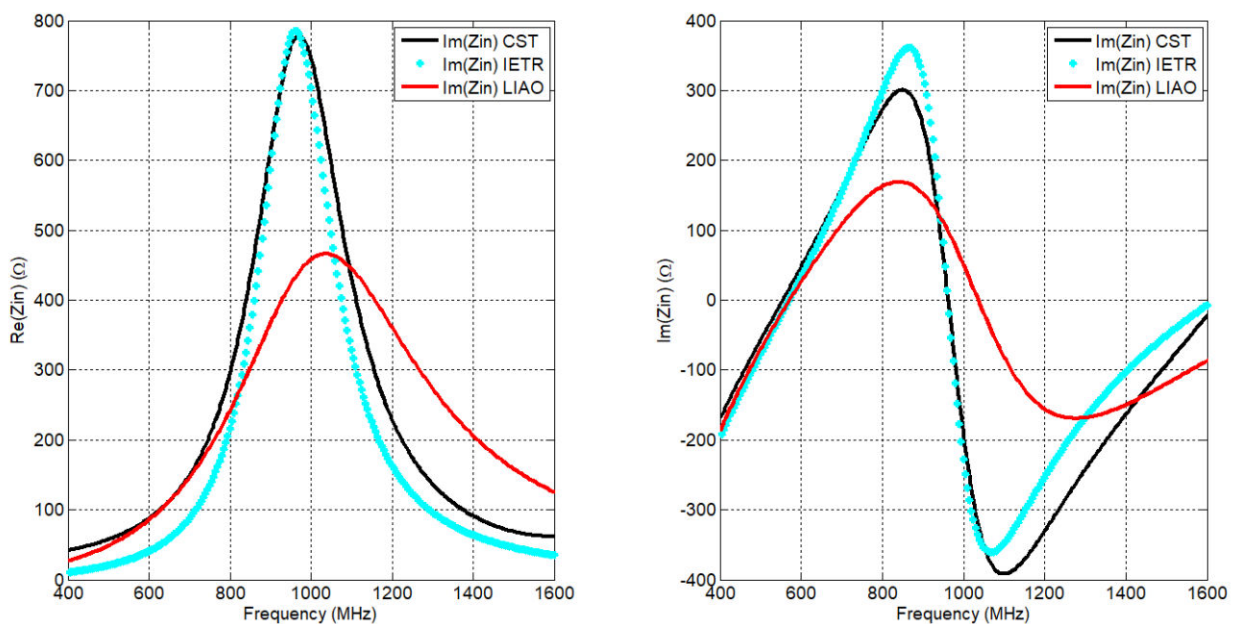


Figure III-18 : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle avec $h/a=50$ ($h=12$ cm et $a=2,4$ mm)

| h (cm) | a (mm) | h/a | F_{01} (CST) | F_{01} (IETR) | F_{01} (LIAO) | F_{02} (CST) | F_{02} (IETR) | F_{02} (LIAO) |
|----------|----------|-------|----------------|-----------------|-----------------|----------------|-----------------|-----------------|
| 48 | 4,8 | 100 | 147,4 MHz | 142,5 MHz | 143,1 MHz | 245 MHz | 248,5 MHz | 259,1 MHz |
| 48 | 9,6 | 50 | 148,3 MHz | 142,9 MHz | 143,9 MHz | 220 MHz | 225 MHz | 264,8 MHz |
| 24 | 4,8 | 50 | 276 MHz | 277 MHz | 286 MHz | 450,7 MHz | 449,7 MHz | 518,2 MHz |
| 12 | 2,4 | 50 | 554,1 MHz | 555 MHz | 555 MHz | 962 MHz | 962 MHz | 1045 MHz |

Tableau III-5 : Dimensions (h , a) et fréquences (F_{01} , F_{02}) pour les 3 dipôles considérés

On remarque que notre modèle est validé pour un faible rapport h/a (inférieur à 100). Par ailleurs notre modèle donne une partie imaginaire parfaitement symétrique contrairement à celui de CST. Nous avons proposé dans cette partie un modèle circuit équivalent d'un dipôle, qui est validé par les simulations CST (uniquement). Afin de le valider expérimentalement, nous nous sommes intéressés à un monopole, plus simple à réaliser.

III.2.2 Modèle circuit équivalent du monopole

III.2.2.1 Etude paramétrique d'un monopole filaire (simulations et mesures)

Considérons un monopole de rayon $a=0,8\text{mm}$ et de hauteur h variable (de 1 à 45 cm), connecté à un plan de masse circulaire de diamètre 38cm. Une quarantaine de simulations CST a été effectuée, un exemple pour h variant de 10 à 15 cm est présenté sur la Figure III-19.

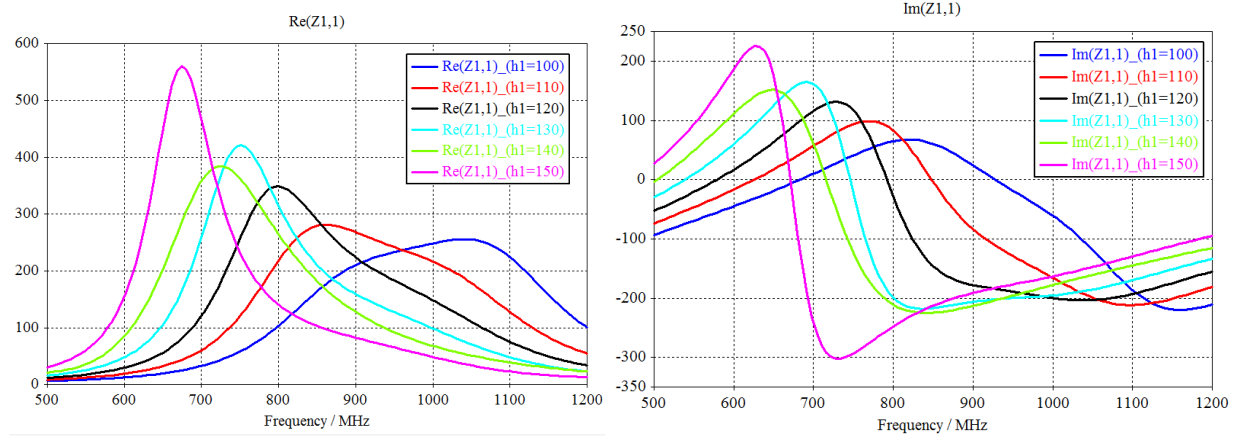


Figure III-19 : Impédance d'entrée ($R_e + jX_e$) simulée d'un monopole de rayon $a = 0,8 \text{ mm}$ (h variable)

Les fréquences de résonance F_{01} et d'anti résonance F_{02} ont été regroupées dans un tableau (non présenté ici), ainsi que les produits $h \cdot F_{01}$ et $h \cdot F_{02}$. L'évolution du produit $h \cdot F_{02}$ (CST) en fonction du rapport h/a est présentée Figure III-20, ainsi que son interpolation par un polynôme d'ordre $n=5$. Les coefficients b_i fournis par la fonction *polyfit* sont reportés dans le Tableau III-6.

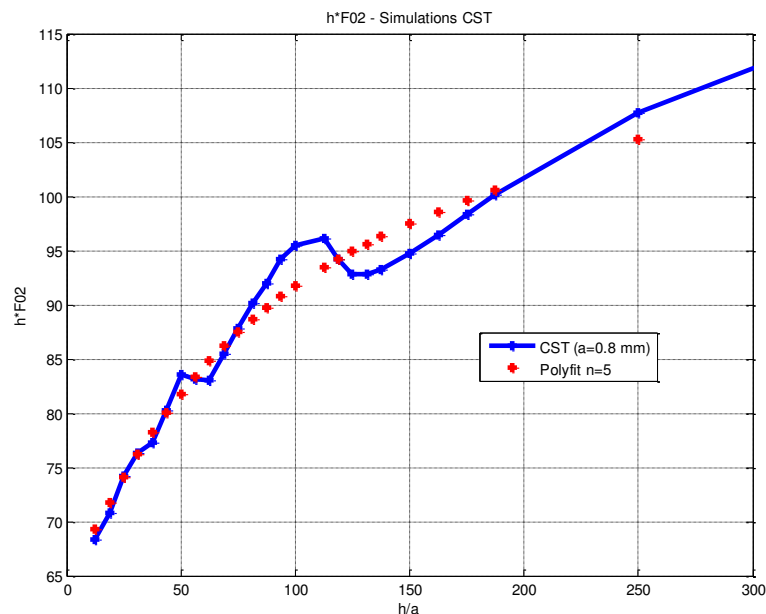


Figure III-20 : Produit $h \cdot F_{02}$ simulé avec CST et la fonction *polyfit* pour un monopole ($a=0,8\text{mm}$)

| | b_5 | b_4 | b_3 | b_2 | b_1 | b_0 |
|-------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|---------|---------|--------|
| $n=5$ | $5,8522 \cdot 10^{-12}$ | $-1,1445 \cdot 10^{-08}$ | $8,1137 \cdot 10^{-06}$ | -0,0026 | 0,47244 | 62,776 |

Tableau III-6 : Coefficients b_i du polynôme, fournis par la fonction *polyfit*

Un monopole de rayon $a=0,8\text{mm}$ et de hauteur $h=45\text{cm}$ a été réalisé et mesuré. On a coupé progressivement le brin métallique afin de diminuer sa hauteur. Un exemple pour h variant de 10 à 15 cm est présenté sur la Figure III-21.

Les mesures successives de F_{01} et F_{02} ont été regroupées dans un tableau (non présenté ici) et l'évolution du produit $h \cdot F_{02}$ en fonction du rapport h/a est présentée Figure III-22, avec son interpolation d'ordre 5.

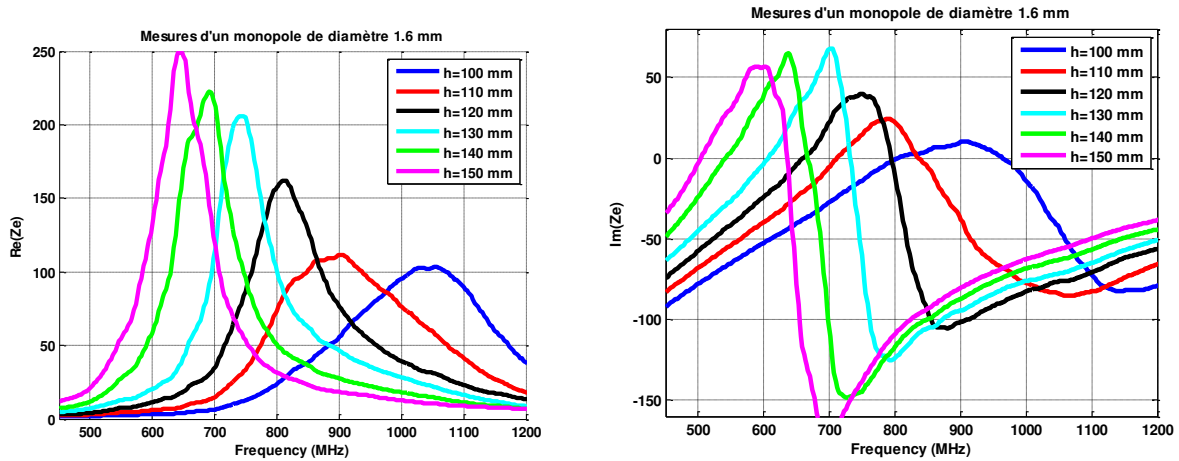


Figure III-21 : Impédance d'entrée ($R_e + jX_e$) mesurée d'un monopole de rayon $a = 0,8 \text{ mm}$ (h variable)

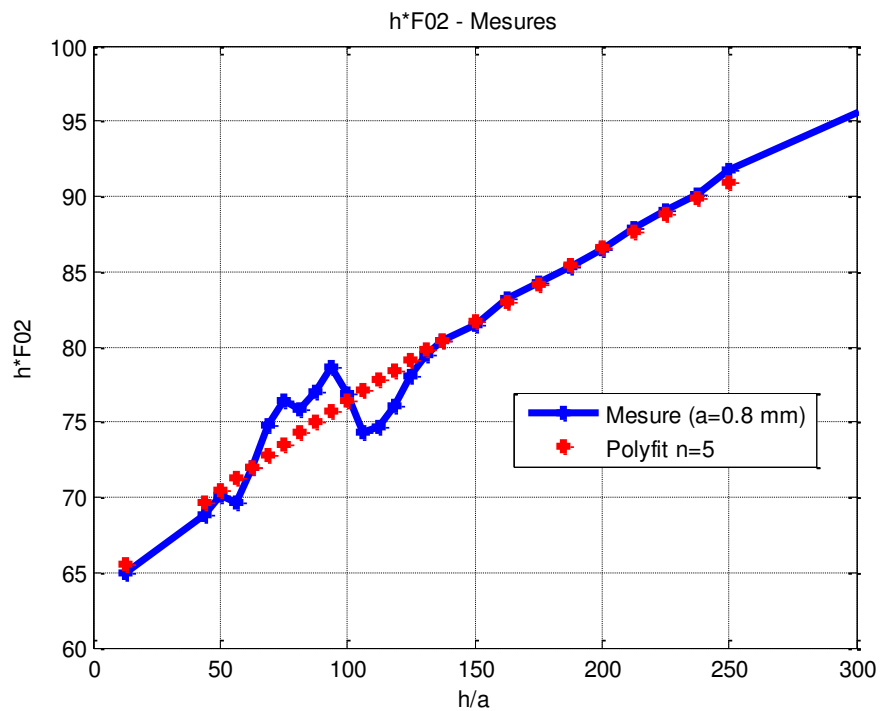


Figure III-22 : Produit $h \cdot F_{02}$ mesuré et évalué par la fonction polyfit pour un monopole ($a=0,8\text{mm}$)

| | b_5 | b_4 | b_3 | b_2 | b_1 | b_0 |
|-------|---------------------|----------------------|---------------------|--------------|---------|----------|
| $n=5$ | $5,5737\text{e-}13$ | $-9,3433\text{e-}10$ | $5,5679\text{e-}07$ | $-0,0002378$ | $0,146$ | $63,716$ |

Tableau III-7 : Coefficients b_i du polynôme, fournis par la fonction polyfit

En conclusion dans cette partie nous avons étudié le circuit équivalent d'un dipôle et d'un monopole. En partant de la littérature, une comparaison a été faite entre le modèle LIAO et le

modèle de CST. Les modèles de LIAO et de CST sont équivalents en F_{01} et F_{02} pour le rapport $h/a > 150$ et on constate un décalage à partir de $h/a < 150$. Nos antennes filaires sont simulées avec CST, nous avons développé un modèle équivalent (grâce à une fonction polynomiale d'ordre 5) qui permet d'avoir la même fréquence F_{02} (anti résonance) pour un faible rapport h/a ($h/a=50$). Cette fonction est déterminée à partir des dimensions physiques de l'antenne. Ce modèle a été validé par les simulations effectuées sur CST. Ensuite, nous avons répété le même processus pour un monopole de hauteur variable (h variant de 1 cm à 45 cm) et un rayon fixe ($a=0,8$ mm). Avec notre fonction polynomiale, nous avons montré que notre modèle fonctionnait aussi pour un monopole de rapport h/a faible.

En utilisant notre modèle, quelques secondes suffisent pour évaluer l'impédance de l'antenne. Il peut être utilisé par les concepteurs sans nécessiter de solveurs EM et peut être inclus dans des simulateurs de circuits pour analyser des systèmes avec antennes. Cette partie développée sur les modèles de circuit équivalent est utilisée par un autre doctorant de l'IETR.

III.3 Antenne monopole pour balises AIS et COSPAS-SARSAT

III.3.1 Simulations - Influence du plan de masse

Pour répondre au cahier des charges, nous nous sommes intéressés dans un premier temps à la balise COSPAS SARSAT (406 MHz). Un monopole de longueur $L=18,47$ cm a été simulé sur un plan de masse de dimensions L_g et W_g . Il faut rappeler que la longueur d'onde à 406 MHz est : $\lambda_0=73,89$ cm et $\lambda_0/4=18,47$ cm. Deux géométries ont été simulées : le monopole filaire d'un 1 mm de diamètre et le monopole ruban de 10 mm de largeur. Le conducteur utilisé est du cuivre de conductivité électrique de $5,8 \cdot 10^7$ S/m.

On a considéré 3 plans de masse de taille différente ($40 \cdot 40$ mm², $40 \cdot 100$ mm², $100 \cdot 100$ mm²) sur lesquels le monopole est placé au centre (Figure III-23), puis un plan de masse de taille $40 \cdot 100$ mm² pour lequel le monopole est situé en périphérie (monopole décentré).

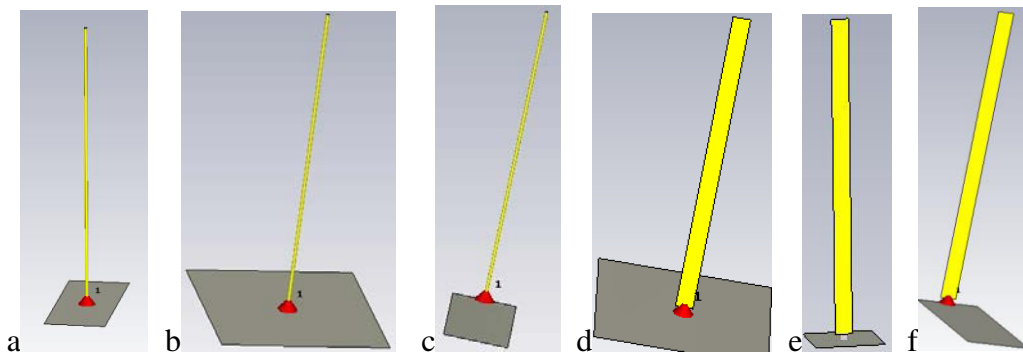


Figure III-23 : Monopole filaire (a,b,c) – ruban (d,e,f)

Les courbes d'adaptation sont présentées sur la Figure III-24 pour le monopole filaire et Figure III-25 pour le monopole ruban. Les caractéristiques radioélectriques (fréquence de résonance, bande passante et gain réalisé) sont rassemblées dans le Tableau III-8.

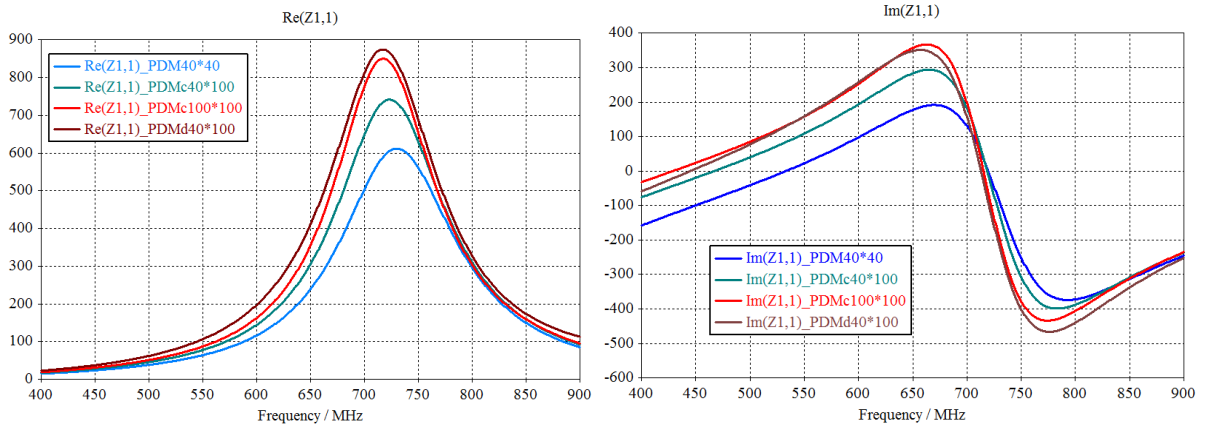
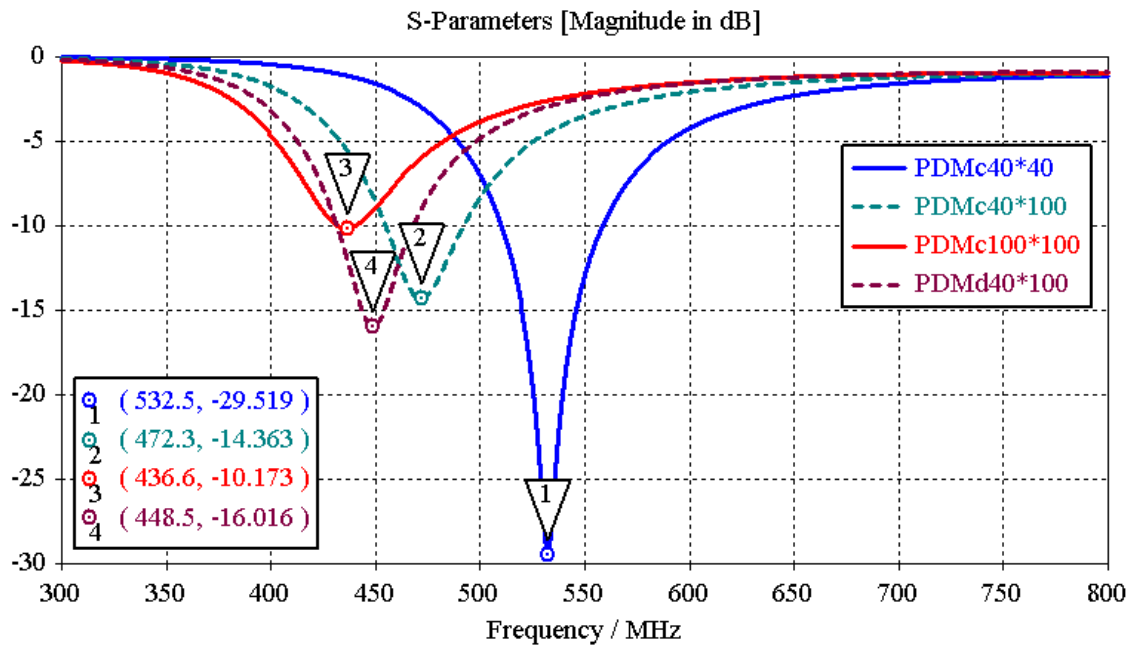


Figure III-24 : Simulations CST d'un monopole filaire (diamètre 1 mm)

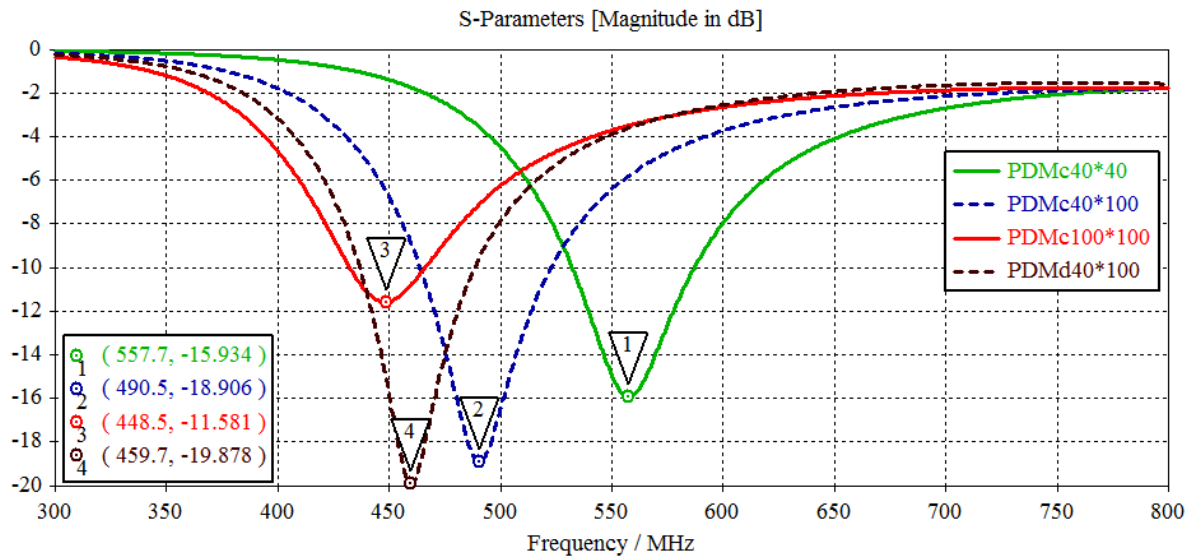


Figure III-25 : Simulations CST d'un monopole ruban (largeur 10 mm) – Coefficient de réflexion

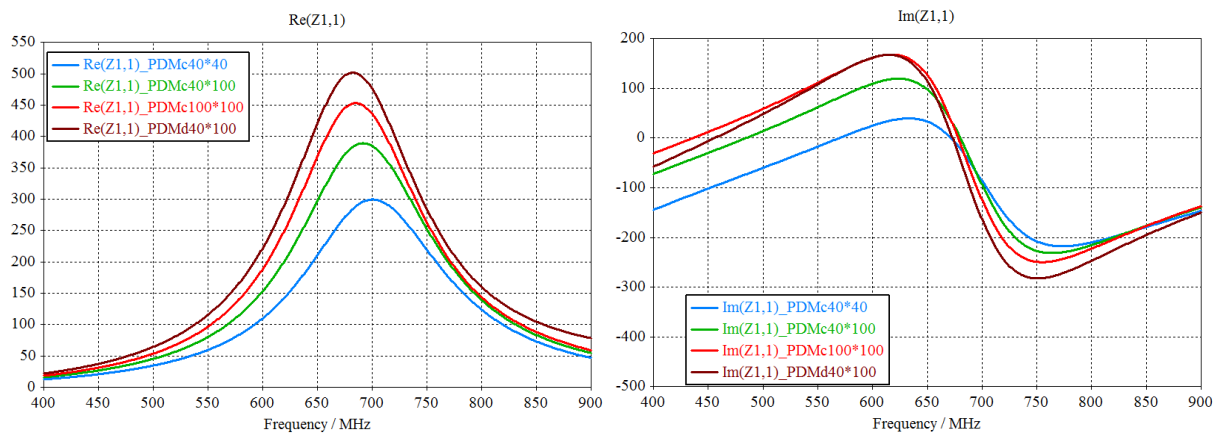


Figure III-26: Simulations CST d'un monopole ruban (largeur 10 mm) - Impédance d'entrée

| Monopole filaire | PDM (mm) | F_r (MHz) | BP(MHz) | S_{11} (dB) | Gain max réalisé (dB) |
|------------------|--------------|-------------|---------|---------------|-----------------------|
| | 40 x 40 | 532,5 | 49,8 | -29,5 | 1,92 |
| | 40 x 100 | 472,3 | 35,6 | -14,4 | 1,69 |
| | 40 x 100 déc | 448,5 | 36 | -16 | 1,71 |
| | 100 x 100 | 436,6 | 8,6 | -10 | 1,4 |

| Monopole ruban | PDM (mm) | F_r (MHz) | BP(MHz) | S_{11} (dB) | Gain max réalisé (dB) |
|----------------|--------------|-------------|---------|---------------|-----------------------|
| | 40 x 40 | 557,7 | 55 | -15,9 | 1,88 |
| | 40 x 100 | 490,5 | 58.65 | -18,9 | 1,81 |
| | 40 x 100 déc | 459,7 | 51,3 | -19,8 | 1,77 |
| | 100 x 100 | 448,5 | 33 | -11,6 | 1,5 |

Tableau III-8 : Influence du plan de masse sur les caractéristiques d'un monopole

On constate que la fréquence de résonance F_r diminue et que l'adaptation se dégrade, lorsque la taille du plan de masse augmente. Ceci est dû au fait que la longueur d'onde de l'antenne reste grande devant la taille du plan de masse ($L_{\text{monop}}=18$ cm et $L_g=10$ cm). L'étude de l'influence du plan de masse a été motivée par le cahier des charges, nous imposant un plan de masse de taille réduite, équivalente à la taille de la carte électronique).

Par ailleurs, l'utilisation d'un plan de masse décentré entraîne une diminution de F_r et une amélioration de l'adaptation. Nous allons retenir cette solution pour la conception de notre balise, en augmentant la longueur du dipôle pour assurer un fonctionnement au voisinage de 406 MHz

III.3.2 Antenne COSPAS-SARSAT (proto1)

III.3.2.1 Coefficient de réflexion (simulations et mesures)

On considère un monopole quart d'onde constitué d'un ruban en cuivre de longueur $L=200$ mm et de largeur $W=9$ mm. Le plan de masse a été dimensionné en fonction de la taille du boîtier d'intégration ($L_g=100$ mm et $W_g=40$ mm), initialement proposé par Syrlinks. Ce monopole a été simulé sous CST sur du FR4 ($\epsilon_r=4,4$; $\tan \delta = 0,02$ et $h=0,8$ mm). Dans la simulation nous avons pris en compte le connecteur et le câble coaxial. Ceci est primordial à cause de la taille du plan de masse. Le facteur de l'antenne vaut $ka=1,7$, où $k=2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde dans l'espace libre

($\lambda = c/f = 73,89 \text{ cm}$) et a, le rayon du cercle circonscrit au maximum des dimensions de l'antenne ($a=L=20 \text{ cm}$).

Les résultats de simulation de l'antenne sont présentés sur la Figure III-27 .

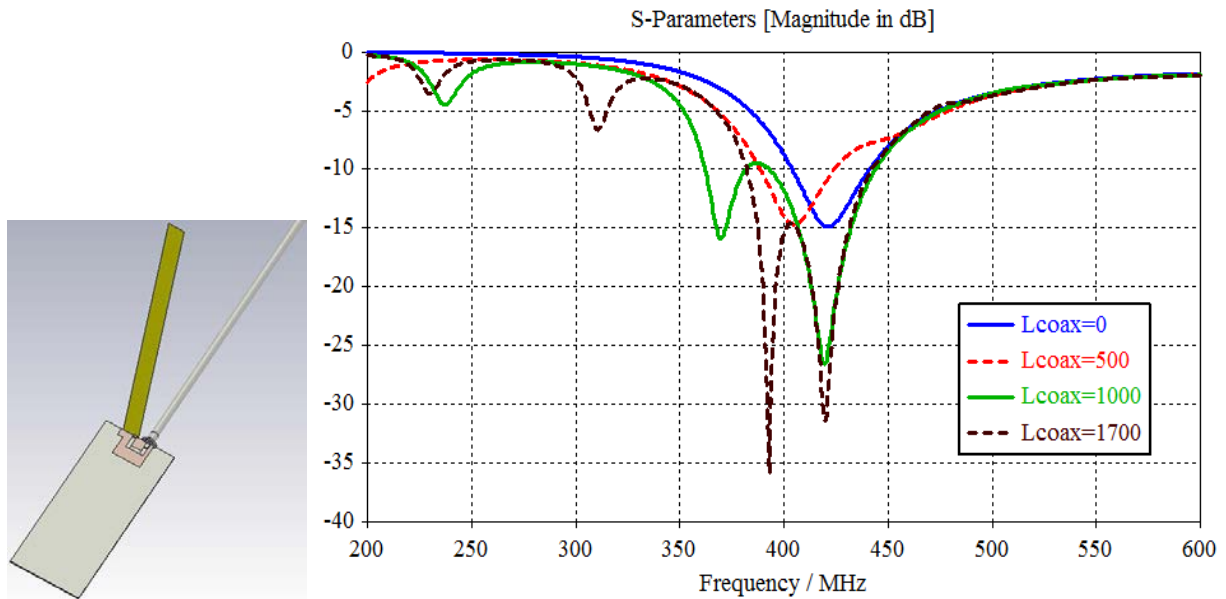


Figure III-27 : Simulation du monopole ruban avec un câble coaxial de longueur variable

On constate que la longueur du câble n'a pas une grande influence sur la fréquence de résonance (entre 400 et 420 MHz); la bande passante reste large (entre 50 à 80 MHz).

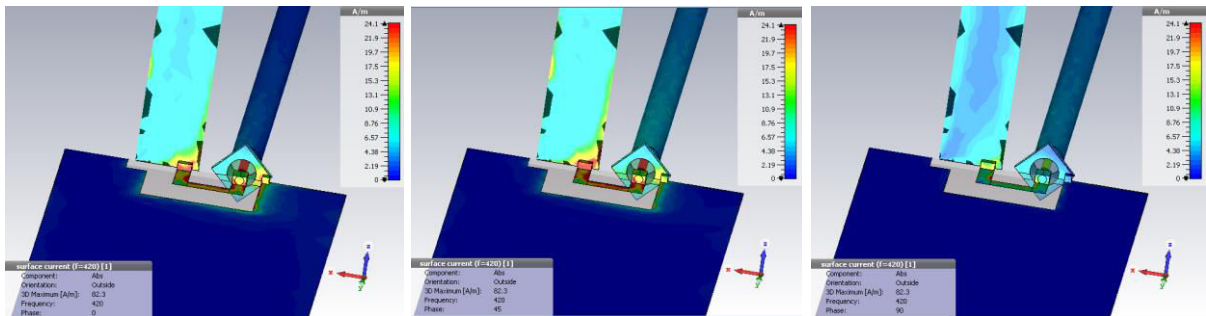


Figure III-28: Distribution du courant de l'antenne monopole ruban (phase 0° ; 45° et 90°).

Les pics qu'on observe dans les basses fréquences (245 MHz et 310 MHz) peuvent être dus au fait que le câble participe au rayonnement de l'antenne. En effet, on constate sur la Figure III-28 de la distribution du courant (phase 0° ; 45° et 90°) un couplage entre la base du câble coaxial (connecteur SMA) et le monopole ruban.

Un prototype a été réalisé et la mesure du monopole (effectuée avec un câble de 50 cm), comparée à la simulation, est présentée sur la Figure III-29 : on observe une adaptation à 420 MHz (en simulation comme en mesure), avec une bande passante de 51 MHz ce qui couvre la bande COSPAS-SARSAT. A 406 MHz, l'antenne reste adaptée avec un coefficient de réflexion proche de -14 dB.

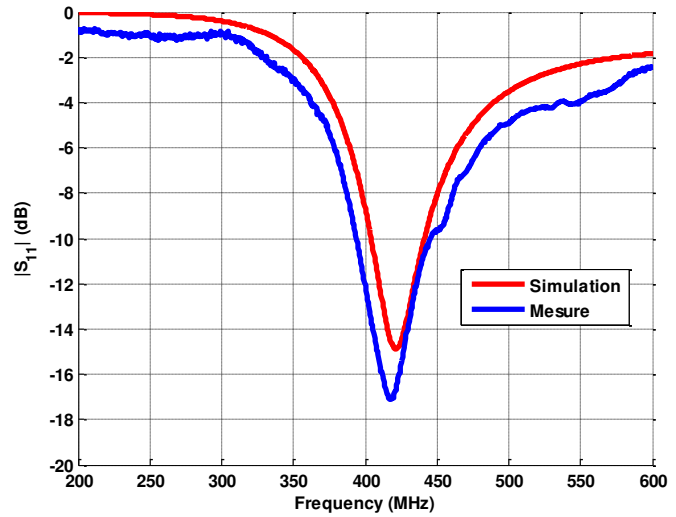
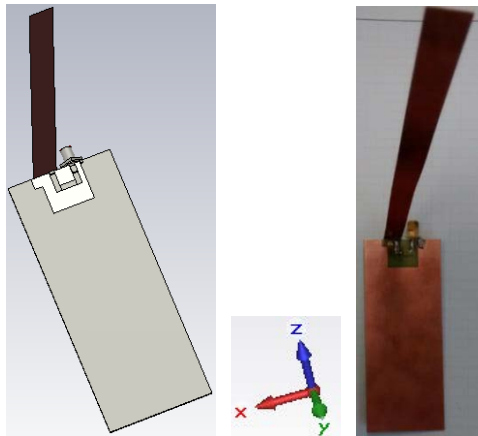


Figure III-29: Monopole ruban - Simulation et Mesure du S_{11}

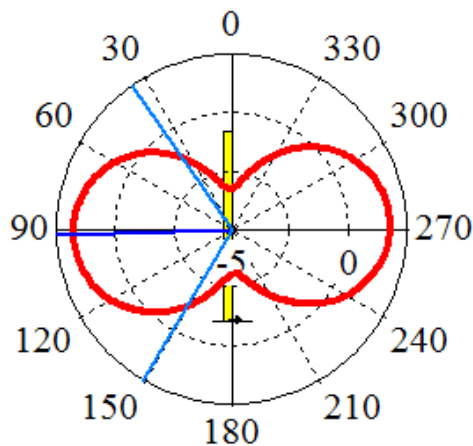
Le résultat de simulations est en parfait accord avec le résultat de la mesure.

Les performances de l'antenne sont alors évaluées par la mesure de son diagramme de rayonnement, son gain et son efficacité totale.

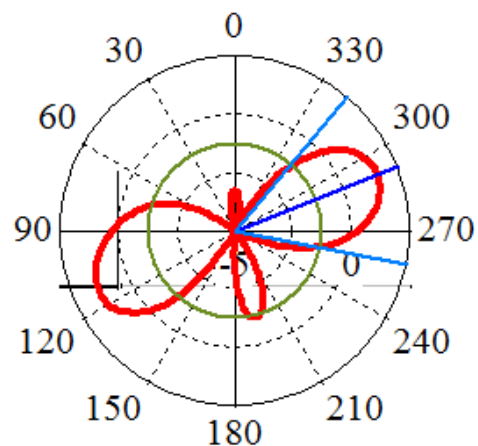
III.3.2.2 Gain de l'antenne (simulations et mesures)

Les diagrammes de rayonnement simulés à 420 MHz sont présentés sur la Figure III-30. Ils possèdent l'allure de ceux d'un dipôle, avec un rayonnement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire (xOy). Nous remarquons aussi une dissymétrie dans le plan (yOz), expliquée par la position du brin rayonnant. Le gain maximal réalisé (simulé) à 420 MHz est de 1,67 dB (Figure III-32).

Farfield Realized Gain Abs ($\Phi=0$) Farfield Realized Gain Abs ($\Phi=90$)



Plan (xOz) - $\Phi=0^\circ$



Plan (yOz) - $\Phi=90^\circ$

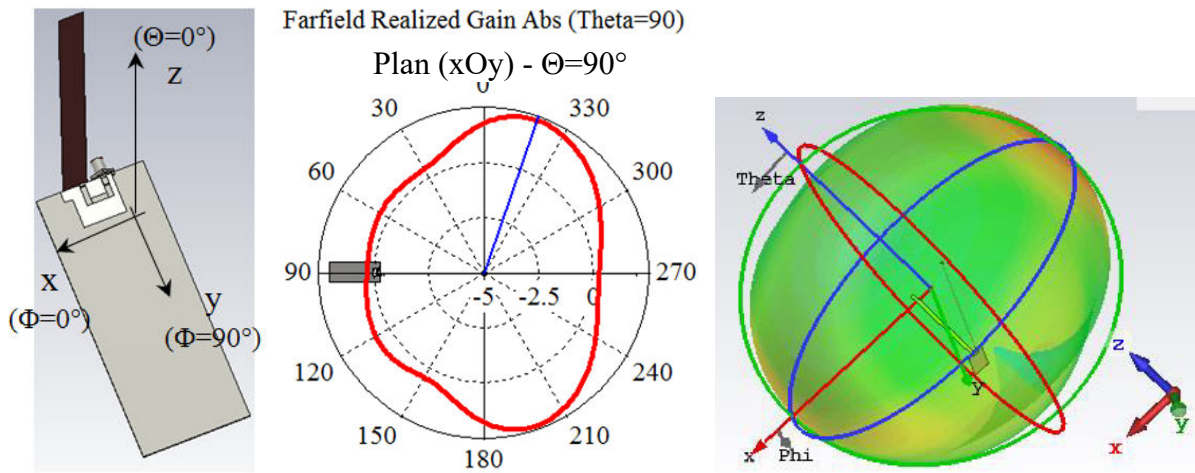


Figure III-30: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne à 420 MHz

L'antenne a été mesurée à l'IETR, dans la base de mesure champ proche SATMO SG32 [88] (Figure III-31). Les spécifications de cette base permettent de caractériser des dispositifs rayonnants ou de mettre en évidence le rayonnement de cartes électroniques fonctionnant entre 800 MHz à 6 GHz. Le dispositif de mesure comprend un réseau de 32 sondes bipolarisées et un logiciel permettant l'automatisation des séquences de mesures, l'acquisition et le traitement des données : cette technique de mesure permet d'avoir des diagrammes de rayonnement en 3D et des balayages en fréquences très rapidement par rapport à un système classique. La chambre est composée d'une arche de dimensions internes 1,6m ; les mesures se font en temps réels et la dynamique de mesure est de 70dB. Bien que notre antenne fonctionne à 420 MHz, nous pouvons évaluer l'allure des diagrammes de rayonnement mais sans validité des valeurs de gain. A la fréquence de résonance de 420MHz, le gain mesuré est de 1,59dB.



Figure III-31: Satimo SC32 : mesure du gain réalisé

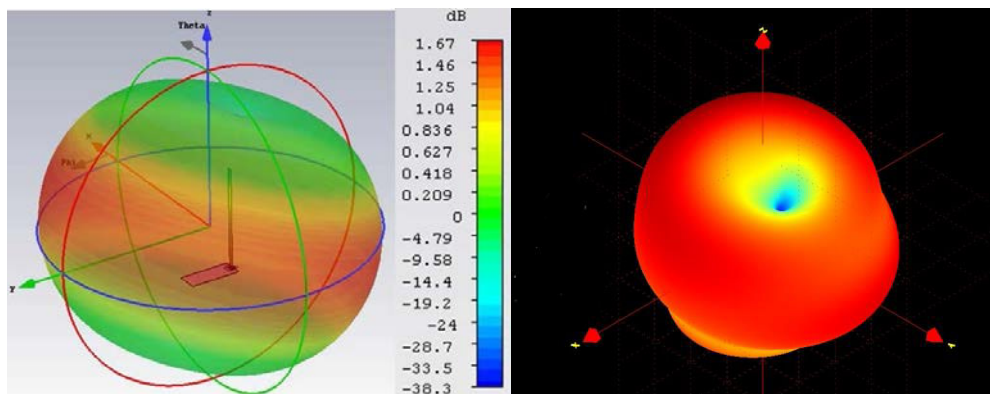


Figure III-32: Gain réalisé : Simulation et Mesure

En conclusion notre antenne répond à notre cahier de charge : elle possède une bonne adaptation ($S_{11} < -16$ dB) avec un petit plan de masse et un bon diagramme de rayonnement. Avant de la qualifier de bonne candidate pour notre balise COSPAS-SARSAT, nous allons mesurer son efficacité par deux méthodes différentes.

III.3.2.3 Efficacité de l'antenne (simulations et mesures)

Afin de procéder à la caractérisation de notre antenne, nous avons effectué des mesures d'efficacité à l'IETR. L'efficacité d'une antenne électriquement petite est déterminée par les pertes dans les conducteurs diélectriques ou les matériaux avec lesquels l'antenne a été conçue. Elles sont comparées aux pertes de rayonnement.

Deux méthodes de caractérisation ont été utilisées (Figure III-33) : la Wheeler Cap et la chambre réverbérante à brassage de modes (mesure par référence). Leur principe de mesure est rappelé au paragraphe I.2.1 de l'état de l'art.



Figure III-33: Wheeler Cap et Chambre réverbérante à brassage de modes

a) La Wheeler Cap

La **Wheeler Cap** utilisée ici est une sphère ayant un diamètre de 60 cm. Elle est faite d'aluminium et d'acier, ayant une conductivité de $1,96 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$. La sphère est composée de deux hémisphères. La partie inférieure a été percée pour recevoir le connecteur SMA. Des serre-joints sont prévus afin de renforcer le contact entre les deux hémisphères [89].

a) La chambre réverbérante

Les caractéristiques de la **chambre réverbérante à brassage de modes** sont les suivantes :

- Fréquence basse de fonctionnement : 200 MHz (Fréquence à partir de laquelle les propriétés d'homogénéité statistiques peuvent être observées).

- Dimensions de la chambre : 2,9 m × 3,7 m × 8,7 m

Les précisions de mesure obtenues au sein de la chambre réverbérante de l'IETR sont de l'ordre de 5%. La mesure d'efficacité de rayonnement d'une antenne est une mesure en double pesée : il s'agit donc d'une mesure relative par rapport à une antenne de référence.

L'efficacité totale de l'antenne mesurée dans la Wheeler Cap (antenne de dimensions 10 x 4cm² placée au centre de la Wheeler Cap) et en chambre réverbérante à brassage de modes est comparée aux résultats de simulation CST sur la Figure III-34, dans la bande 360 MHz - 480MHz

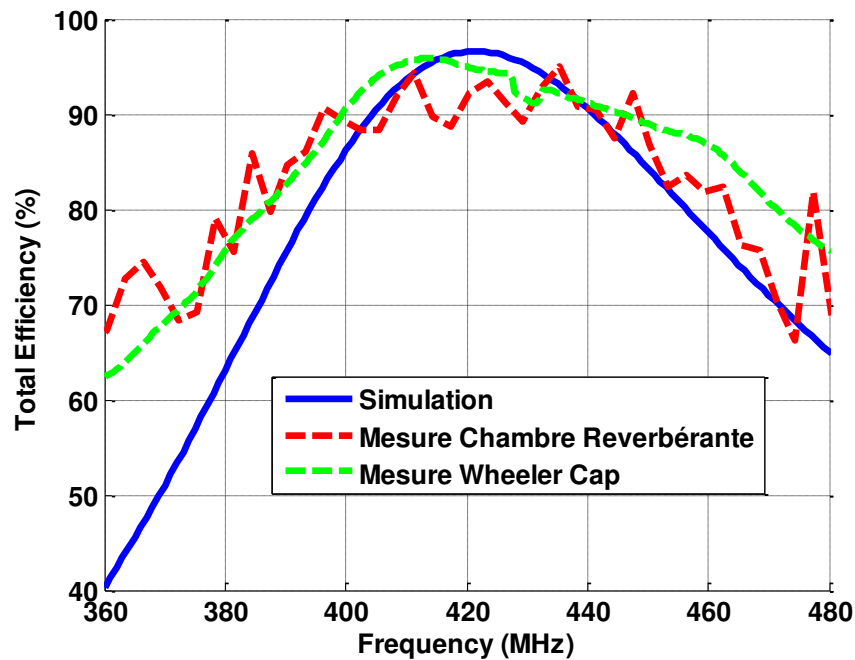


Figure III-34: Simulation et mesure de l'efficacité totale dans la Wheeler Cap et la chambre réverbérante

Les valeurs de l'efficacité totale à 420MHz sont reportées dans le Tableau III-9. On remarque que la simulation et les mesures sont à peu près similaires, avec une efficacité comprise entre 92% et 96%. Même si cette antenne résonne à 420 MHz, elle présente des caractéristiques très satisfaisantes à 406 MHz, avec une efficacité supérieure à 90%.

| Effacité totale | Simulation | Mesure chambre réverbérante | Mesure Wheeler Cap |
|-----------------|------------|-----------------------------|--------------------|
| à 420 MHz | 96% | 92,1% | 94,9% |
| à 406 MHz | 90% | 89,5 % | 93% |

Tableau III-9 : Efficacité totale à 406 MHz et 420 MHz

En conclusion, l'antenne monopole quart d'onde proposée, satisfait toutes les exigences requises pour le standard COSPAS-SARSAT : adaptation satisfaisante à 406 MHz, gain voisin de +1,5 dB et efficacité totale supérieure à 90%. En outre, le boîtier de la balise dans lequel sera intégrée l'antenne, a été pris en compte lors de la conception (taille du plan de masse identique à celle du boîtier).

III.3.3 Antenne AIS (proto 2)

L'objectif de cette partie est de réaliser une antenne qui fonctionne à 162MHz pour la balise AIS. Nous avons décidé de conserver la même architecture de l'antenne (monopole ruban) avec un boîtier de taille identique (plan de masse : 40*100 mm²). Rappelons qu'à 162 MHz, un monopole quart d'onde possède une hauteur $h (= \lambda_0/4)$ de 46,27cm. Nous avons donc décidé de conserver les mêmes dimensions que l'antenne COSPA-SARSAT, en l'associant à un circuit d'adaptation au voisinage de 162 MHz, constitué d'éléments passifs (bobine et condensateur) en série. Le processus consiste à adapter l'antenne en impédance afin d'obtenir un niveau satisfaisant pour le coefficient de réflexion ($S_{11} < -10\text{dB}$). L'impédance d'entrée mesurée de l'antenne (sur le VNA) à 162 MHz vaut $Z_{ant} = (40-j200) \Omega$,

Nous avons procédé à l'adaptation de l'antenne à 162 MHz en utilisant le logiciel *Smith Chart* [90]. Nous avons obtenu le circuit d'adaptation de la Figure III-35 avec L (490nH) parallèle C (167,2fF) série C (3,1pF), cf. Figure III-36.

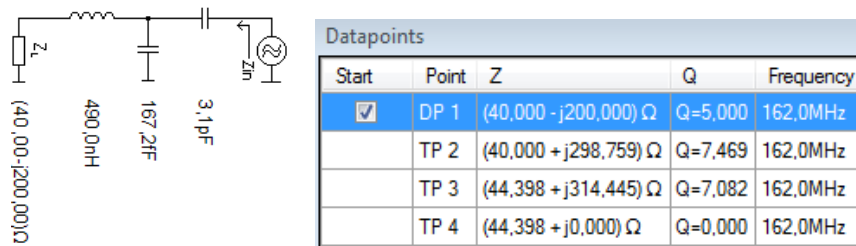


Figure III-35: Circuit d'adaptation LC de l'antenne

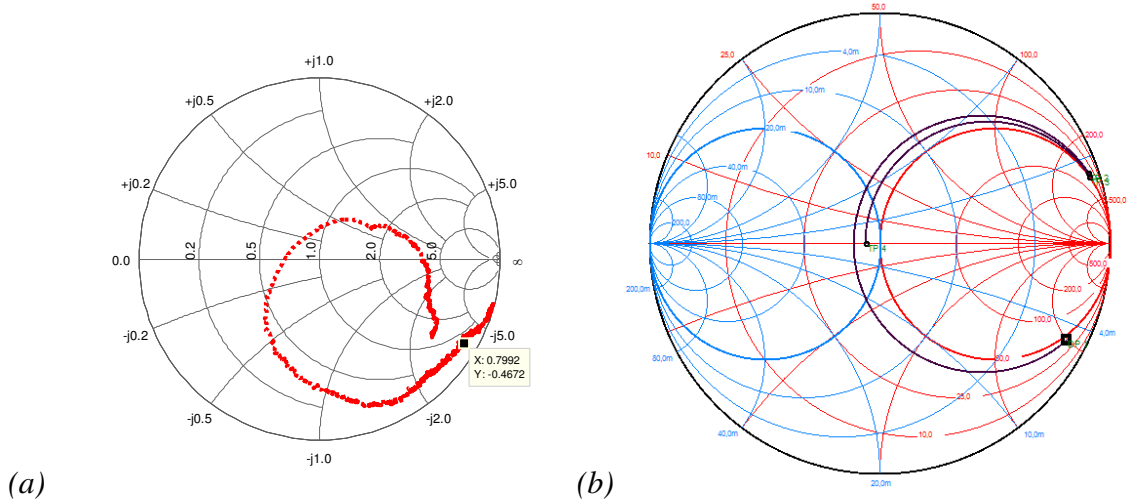


Figure III-36: Impédance d'entrée (a) du monopole seul – (b) du monopole en série avec circuit LCC

La valeur de la capacité parallèle étant très petite, nous avons décidé de la négliger devant les valeurs de L et C. On se retrouve alors avec un circuit LC série (Figure III-37), avec les valeurs suivantes : L=490nH et C=3,3pF (valeur ajustée). La simulation CST du monopole associé à son circuit LC, fournit une fréquence de résonance de 167,5MHz.

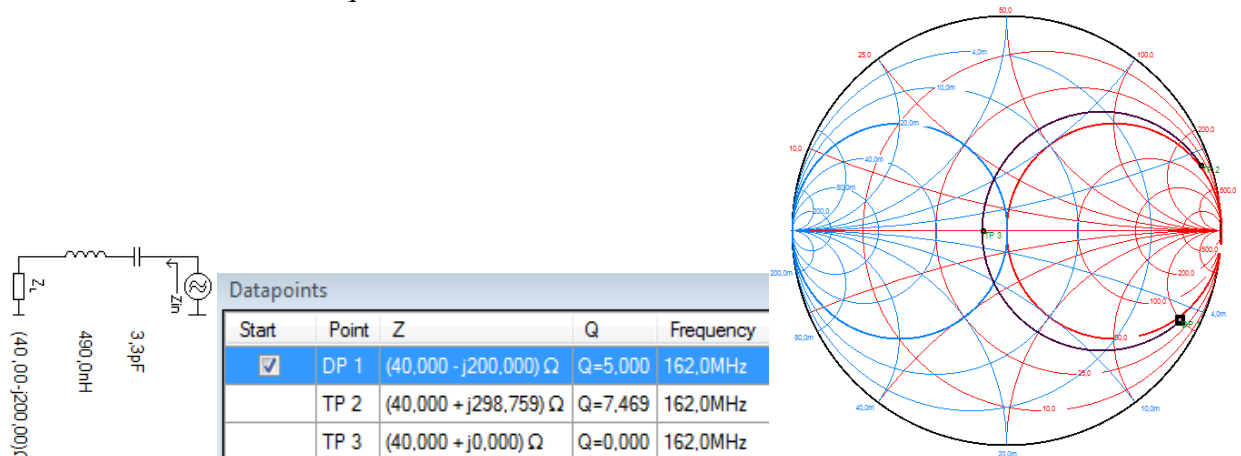


Figure III-37: Impédance du monopole en série avec circuit LC

Le facteur de cette antenne vaut $ka=0,39$: cette antenne est donc "électriquement petite". Il est donc primordial de tenir compte du câble qui va participer au rayonnement de l'antenne. Afin d'étudier l'influence du câble coaxial sur l'adaptation, une étude paramétrique sur la longueur du câble coaxial a été effectuée. Quand L_{coax} augmente (valeurs : 0, 50cm, 1m et 1,7m), la fréquence de résonance augmente (Figure III-38) sauf pour le cas $L_{coax}=0$ (présence du connecteur seul).

Pour $L_{\text{coax}}=50\text{cm}$, on constate que l'introduction du circuit LC a diminué la bande passante de 7 MHz (4%). Cette réduction de bande passante peut être expliquée par l'utilisation de circuit LC, mais reste suffisante pour les applications maritimes. La valeur du condensateur est de 3,3pF et de l'inductance 390nH.

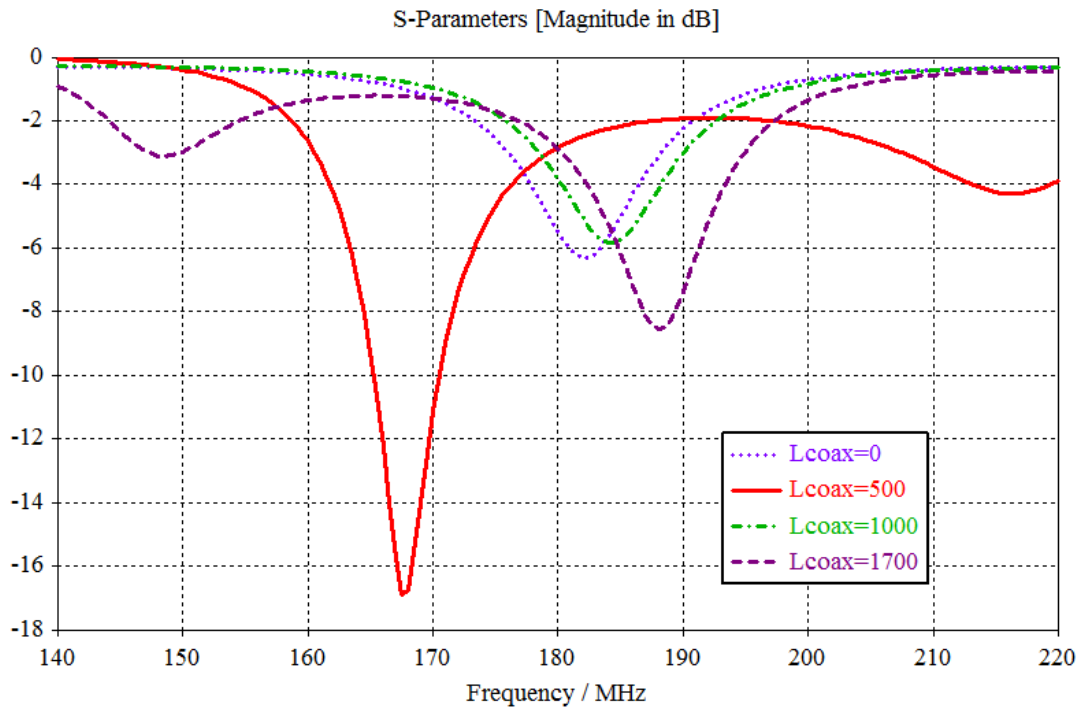


Figure III-38 : Influence de la longueur du câble sur l'adaptation de l'antenne

| L_{coax} (cm) | F_r (MHz) | S_{11} (dB) | |
|------------------------|-------------|---------------|----|
| 0 | 182 | - 6,2 | KO |
| 50 | 167,5 | - 17,5 | OK |
| 100 | 186 | - 5,9 | KO |
| 170 | 187 | - 8,9 | KO |

Tableau III-10 : Influence de la longueur du câble L_{coax} sur les performances de l'antenne

Un prototype (Figure III-44) a été réalisé avec les valeurs de LC fournies par le logiciel *Smith Chart* ($L=490\text{nH}$ et $C=3,3\text{pF}$).

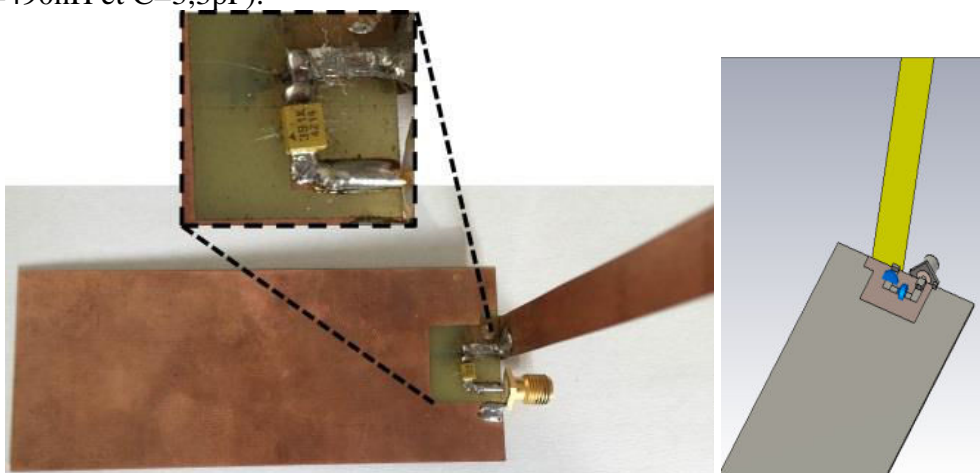


Figure III-39 : Prototype de l'antenne (monopole ruban muni de son circuit d'adaptation LC)

L'antenne est mesurée avec un câble (à ferrite) de 50 cm : elle est adaptée à 160 MHz (Figure III-40) avec une bande passante de 3%, qui recouvre l'AIS. On constate un léger décalage en fréquence par rapport à la simulation (167,5 MHz).

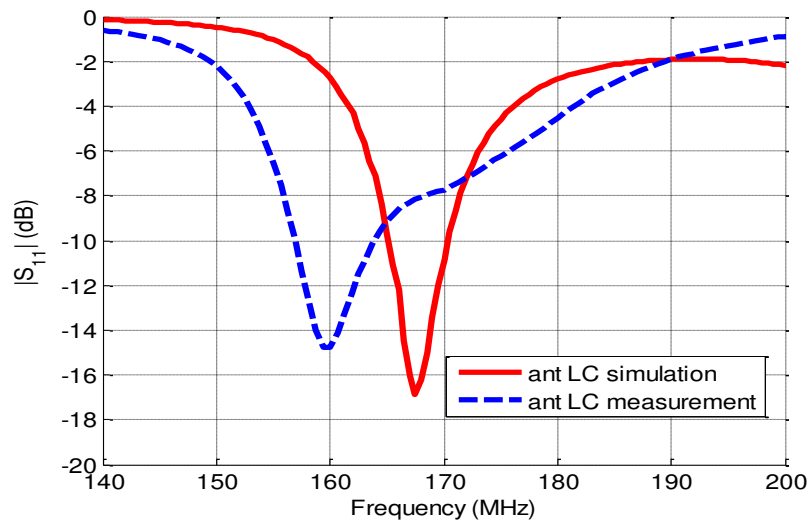


Figure III-40 : Monopole avec LC– Simulation et Mesure S_{11}

Le câble coaxial participe au rayonnement de l'antenne. En effet, on constate avec la Figure III-41 de la distribution du courant (phase 0° ; 45° et 90° un couplage entre la base du câble coaxiale (connecteur SMA) et le monopole ruban. Elle est important pour la phase 0° et moins à 45°



Figure III-41 : Monopole avec LC : distribution du courant

Les diagrammes de rayonnement simulés à 167,5 MHz sont présentés sur la Figure III-42. Ils possèdent la même allure que ceux obtenus à 420 MHz (présentés à la Figure III-42) : rayonnement omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire (xOy) et légère dissymétrie dans le plan (yOz), provoquée par la position du brin rayonnant. Le gain maximal réalisé (simulé) est de 2 dB à 167,5MHz et de 0 dB à 162MHz (Figure III-43).

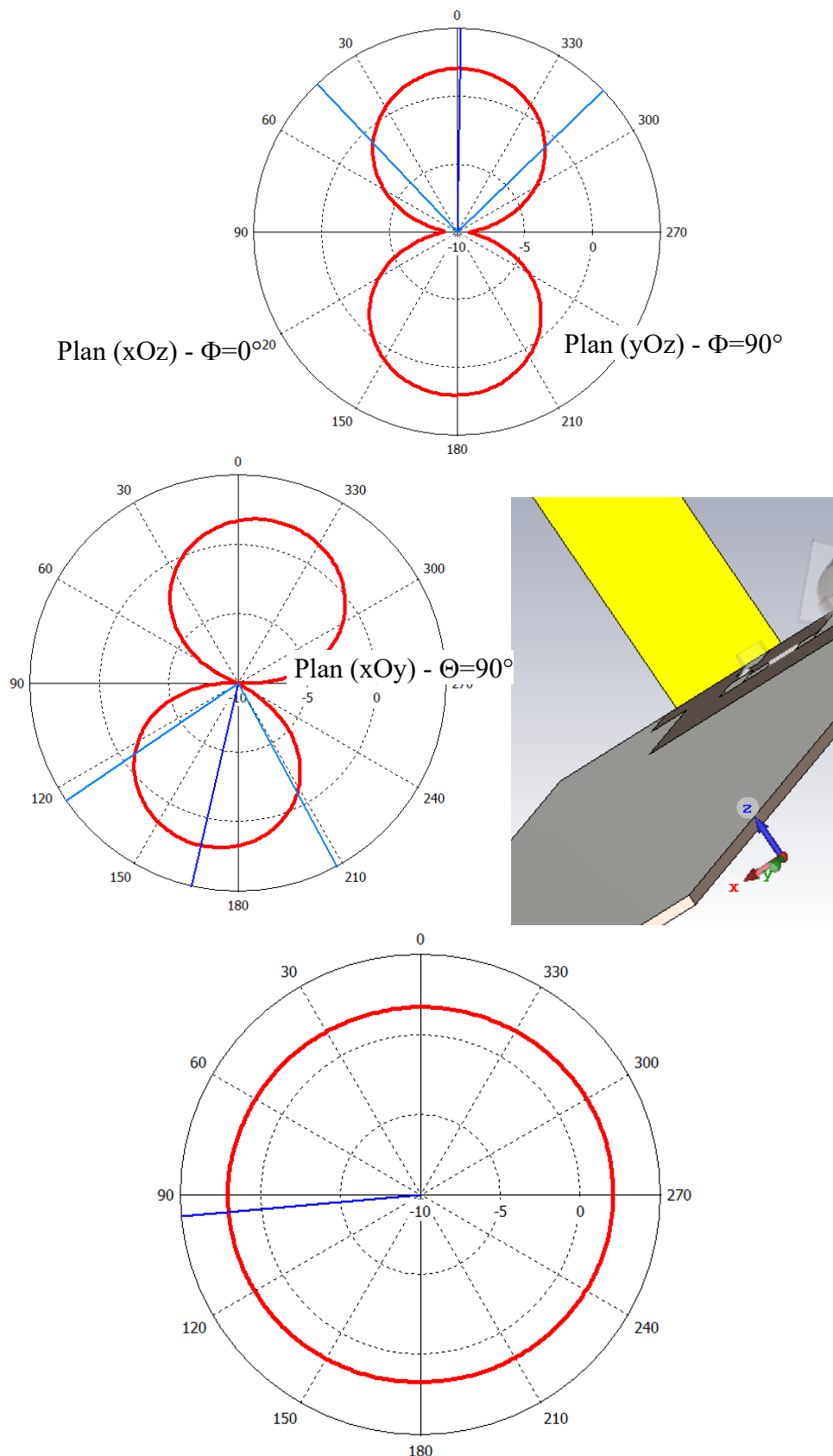


Figure III-42: Diagrammes de rayonnement simulés à 167,5 MHz de l'antenne

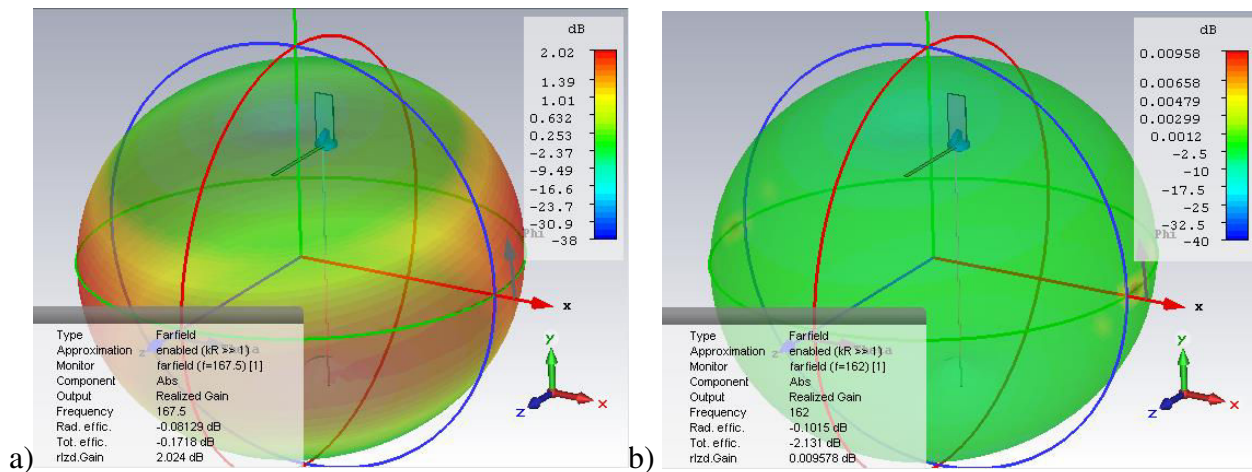


Figure III-43: Gain simulé à 167,5 MHz (a) et à 162 MHz (b)

Figure III-44 : Prototype de l'antenne (monopole ruban muni de son circuit d'adaptation LC)

Les moyens du laboratoire ne nous permettent pas de caractériser l'antenne à 162 MHz (Stargate à partir de 800 MHz et chambre réverbérante à partir de 200MHz). Néanmoins, nous avons pu mesurer l'efficacité de l'antenne dans la Wheeler Cap.

L'efficacité totale mesurée dans la Wheeler Cap, est comparée aux simulations sur la Figure III-45 : elle présente un maximum de 90,3% à 160 MHz (contre 95,6%, à 167,5 MHz en simulation). Les valeurs de l'efficacité totale (simulée et mesurée) et du gain réalisé sont reportées dans le Tableau III-11 aux trois fréquences d'intérêt.

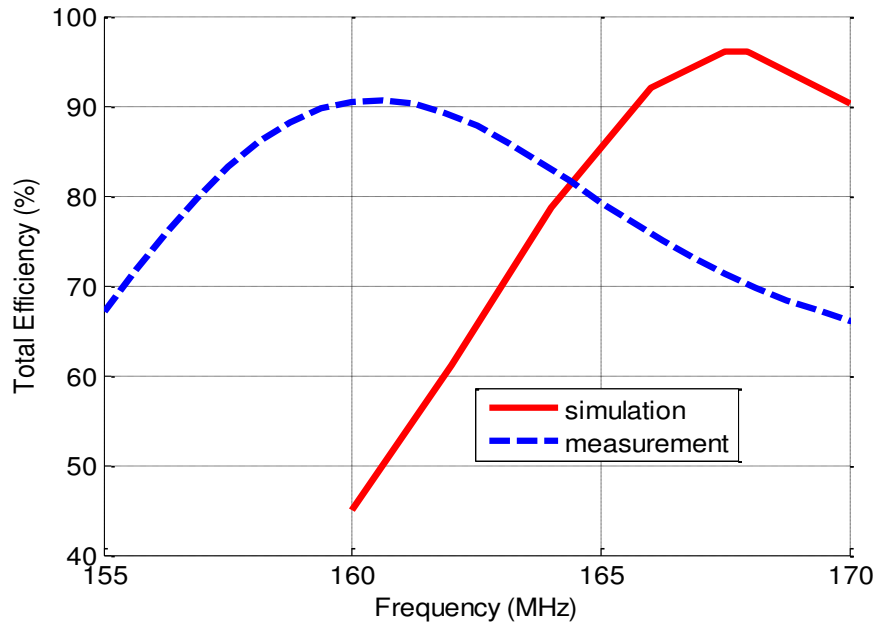


Figure III-45: Simulation et mesure de l'efficacité totale de l'antenne avec une Wheeler Cap

| | Efficacité totale | | Gain réalisé |
|----------|-------------------|--------------------|--------------|
| | Simulation | Mesure Wheeler CAP | Simulation |
| 160MHz | 45 % | 90,5 % | -1,35 dB |
| 162MHz | 61,2 % | 89,2 % | 0 dB |
| 167,5MHz | 96,1 % | 71,2 % | 2 dB |

Tableau III-11 : Efficacité totale (simulée et mesurée) et gain réalisé à différentes fréquences

On peut donc conclure que bien que la bande passante soit réduite autour de 160 MHz, l'antenne présente des caractéristiques suffisantes pour fonctionner dans la bande AIS : une efficacité supérieure à 90 % et un gain positif.

III.3.4 Antenne combinée COSPAS-SARSAT et AIS (proto 3)

III.3.4.1 Description de l'antenne combinée

Afin d'avoir une architecture compacte (une seule antenne), nous avons proposé de combiner les deux structures précédentes au moyen d'un switch, permettant de commuter entre les bandes AIS et C/S. Le switch utilisé ici est le circuit *AS179-92LF* développé par Skyworks [91], utilisé pour des applications en télécommunications. Ce switch est un transistor à effet de champ (à base d'arséniure de gallium), et présente les caractéristiques suivantes :

- boîtier ultraminiature (2 mm x 1,25 mm) avec 6 broches,
- faible coût,
- faibles pertes d'insertion : 0,3 dB à 500MHz,
- isolation inférieure à 30 dB pour des fréquences <500MHz,
- tension de commande V_c variant de 0,2V à 8V,

La Figure III-46 représente le schéma fonctionnel du switch et la configuration des 6 broches. La description des broches est détaillée dans le Tableau III-12, et la table de vérité, pour une tension V_{high} comprise entre 3V et 7V, est résumée dans le Tableau III-13.

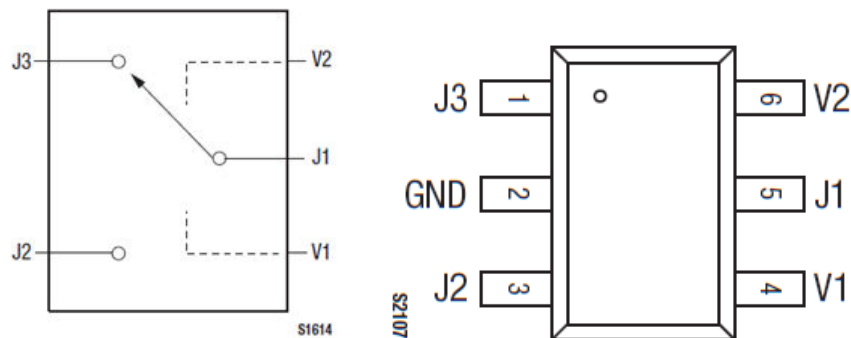


Figure III-46 : Schéma fonctionnel et configuration des broches du switch AS179-92LF

| Broche | Nom | Description | Broche | Nom | Description |
|--------|-----|-------------|--------|-----|---------------------|
| 1 | J3 | sortie RF | 4 | V1 | tension de commande |
| 2 | GND | masse | 5 | J1 | sortie RF |
| 3 | J2 | sortie RF | 6 | V2 | tension de commande |

Tableau III-12 : Description des broches du switch AS179-92LF

| V_1 | V_2 | J_1 - J_2 | J_1 - J_3 |
|------------|------------|---------------------|---------------------|
| V_{high} | 0 | Isolation | Pertes d'insertions |
| 0 | V_{high} | Pertes d'insertions | Isolation |

Tableau III-13 : Table de vérité du switch AS179-92LF ($3V < V_{high} < 7V$)

La broche 5 (J1) est donc connectée directement au monopole ruban et la broche 1 (J3) au circuit d'adaptation LC. La sortie du circuit LC et la broche 3 (J2) sont reliées au connecteur SMA, qui fournira un signal RF en bande AIS ou C/S selon la tension de commande, appliquée sur la broche 4 (V1) ou 6 (V2). Le principe est illustré sur la Figure III-47, et une réalisation de la maquette sur la Figure III-48a.

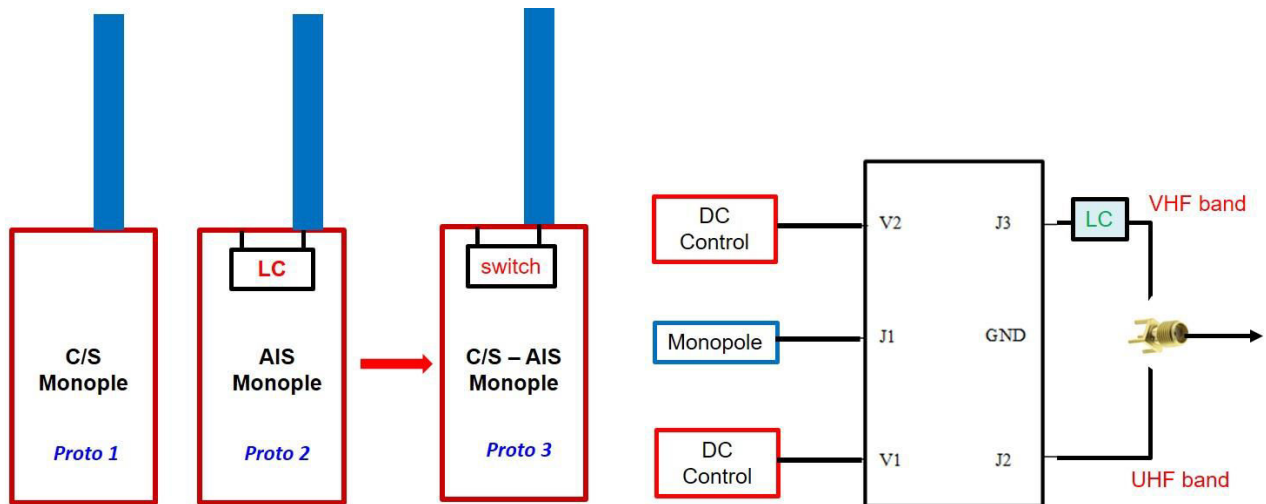


Figure III-47 : Schéma explicatif de la combinaison Antenne UHF et VHF

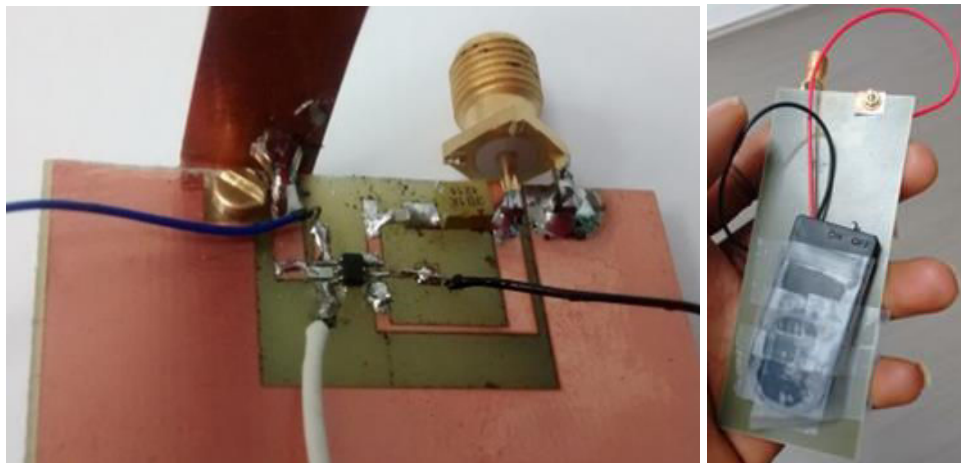


Figure III-48 : a) Photographie du switch relié au monopole et au connecteur SMA
b) Boîtier de piles bouton placé sous le plan de masse de l'antenne

Dans un premier temps, nous avons utilisé une alimentation variable et un voltmètre pour déterminer la tension à partir de laquelle le signal RF commute de la bande UHF (C/S) vers la bande VHF (AIS) : la tension de commande V_c se situe entre 5V et 6V. Nous avons choisi de fixer V_c à 6V, en utilisant deux piles bouton de 3V montées en série. Le boîtier contenant les deux piles bouton est placé sous le plan de masse de l'antenne (Figure III-48b).

Nous n'avons pas réussi à simuler la structure complète (monopole ruban – switch – circuit LC) sous CST. Tous les résultats présentés par la suite (coefficient de réflexion, diagrammes de rayonnement, gain et efficacité totale) sont donc expérimentaux.

III.3.4.2 Mesure du Coefficient de réflexion

La Figure III-49 représente la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne en espace libre. Dans la bande UHF ($V_c=0V$ - switch OFF), l'antenne est adaptée dans la bande **390 MHz-530 MHz**, soit un élargissement de la bande passante (140 MHz) par rapport à l'antenne UHF seule (50 MHz). Dans la bande VHF ($V_c=6V$ - switch ON), l'antenne est adaptée à **157 MHz**, avec une très légère augmentation de sa bande passante. L'augmentation de la bande passante peut s'expliquer par la présence de la batterie et du switch qui interagissent avec le brin de l'antenne.

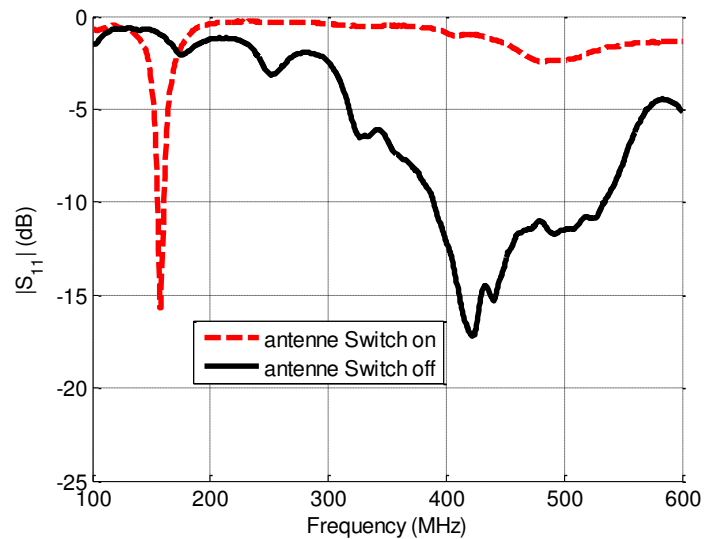
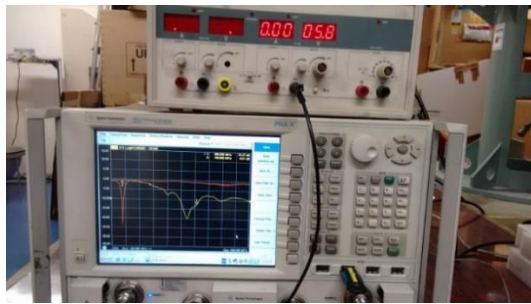


Figure III-49 : Mesure de S_{11} , pour les deux états (switch OFF et ON)

III.3.4.3 Mesure de l'efficacité totale

L'efficacité totale a été mesurée dans la Wheeler Cap (Figure III-50) et dans la chambre réverbérante à brassage de modes (Figure III-51). Nous avons aussi étudié l'influence de la position de la batterie : placée au-dessus ou en-dessous du plan de masse de l'antenne.



Figure III-50: Mesure en Wheeler Cap - batterie au-dessus du plan de masse

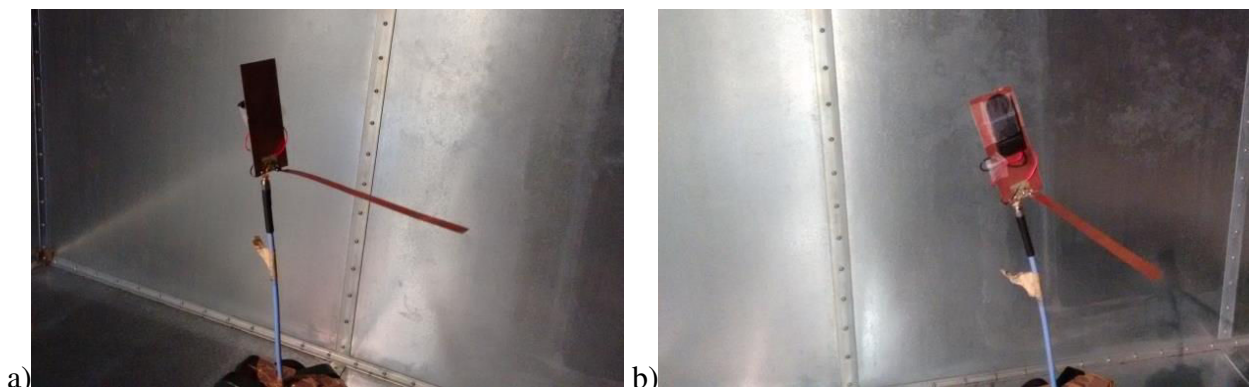


Figure III-51 : Mesure de l'efficacité totale dans la chambre réverbérante a) batterie dessous ; b) batterie dessus

Les résultats de mesures de l'efficacité totale sont regroupés dans le Tableau III-14. On remarque que dans les bandes VHF-UHF, la position de la batterie a très peu d'influence sur l'efficacité

totale (1%). Par ailleurs, on note une bonne concordance entre les mesures effectuées en Wheeler cap et en chambre réverbérante.

| Switch | batterie | F_R (MHz) | Efficacité totale Wheeler Cap | Efficacité totale Chambre réverbérante | Gain (dB) |
|------------------|----------|-------------|-------------------------------|--|-----------|
| ON ($V_c=6V$) | dessous | 157 | 82 % | / | / |
| ON ($V_c=6V$) | dessus | 157 | 83 % | / | / |
| OFF ($V_c=0V$) | dessous | 389-500 | 79 % à 417,5 MHz | 80 % à 420 MHz | + 0,05 dB |
| OFF ($V_c=0V$) | dessus | 405-500 | 80 % à 417,5 MHz | 81 % à 420 MHz | + 1,85 dB |

Tableau III-14 : Mesures de l'efficacité totale et du gain de l'antenne

III.3.4.4 Mesure des diagrammes de rayonnement

a) Stargate

Le gain de l'antenne (en bande UHF) a été mesuré à 420 MHz dans la Stargate de l'IETR (Figure III-52), pour les 2 positions de la batterie : il est reporté dans le Tableau III-14. On constate que le gain est supérieur, de près de 2dB, lorsque la batterie est placée au-dessus du plan de masse.

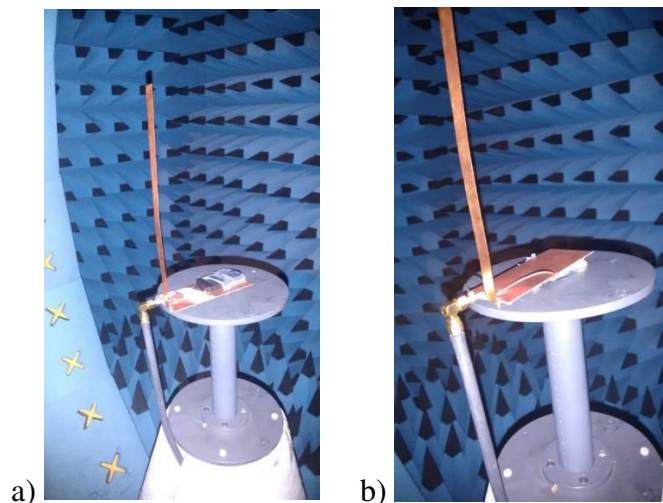


Figure III-52 : Mesure du gain de l'antenne dans la Stargate a) batterie dessus ; b) batterie dessous

Les diagrammes de rayonnement sont illustrés à la Figure III-53 :

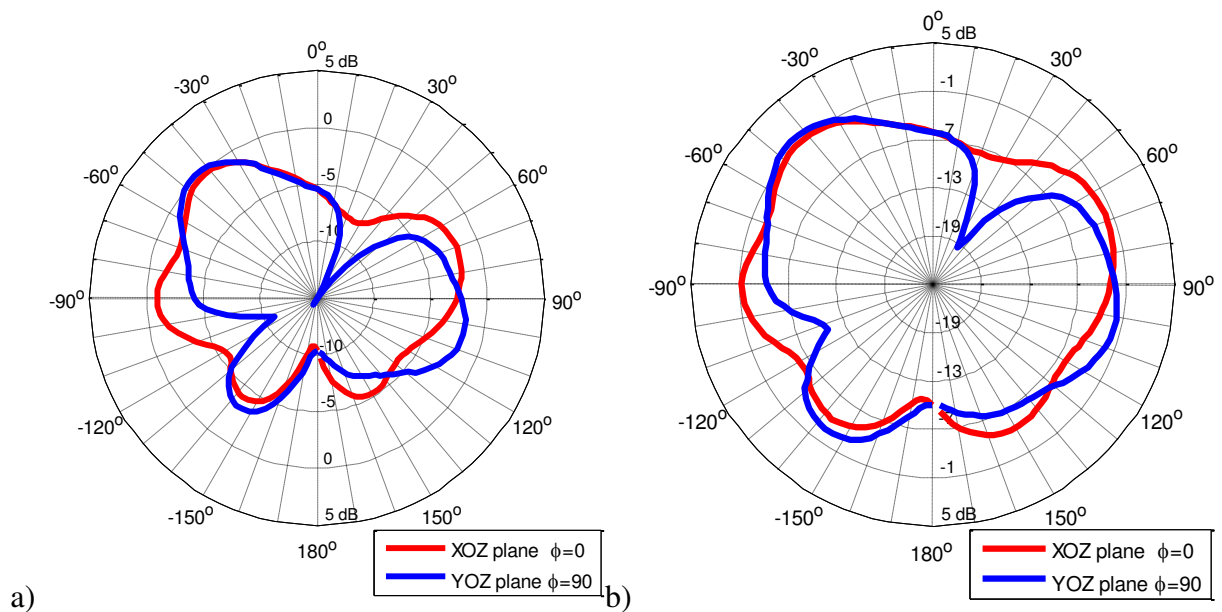


Figure III-53 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne, mesurés dans les plan XOZ et YOZ
a) batterie au-dessus ; b) batterie au-dessous

b) Espace libre base de TDF

Rappelons qu'il est impossible de caractériser notre antenne en bande VHF (rayonnement et gain) à l'IETR. Nous avons donc réalisé ces mesures dans la base de mesure de TDF à Liffré (le 24/10/2016), qui est utilisée principalement pour caractériser des antennes installées sur les véhicules dans la gamme de fréquences de 60 MHz à 2 GHz.

Un dispositif particulier, constitué d'une arche munie d'un dipôle (fonctionnant à la réception), permet de tourner autour de l'antenne à mesurer, permettant ainsi de prélever le champ rayonné dans un demi-espace (Figure III-54). Au sol, l'arche est munie de rails permettant d'orienter l'élément sous test dans toutes les directions de façon continue. Les appareils de mesures utilisés sont un analyseur de réseau HP, un générateur Rohde & Schwartz ZPV, un mesureur de champ ESVP et un analyseur d'antenne Agilent ESTAR 21110..

L'antenne est placée au centre d'un disque métallique de diamètre 150 cm, placé à une hauteur de 143 cm du sol (Figure III-55) et à 4,85 m de l'arche..

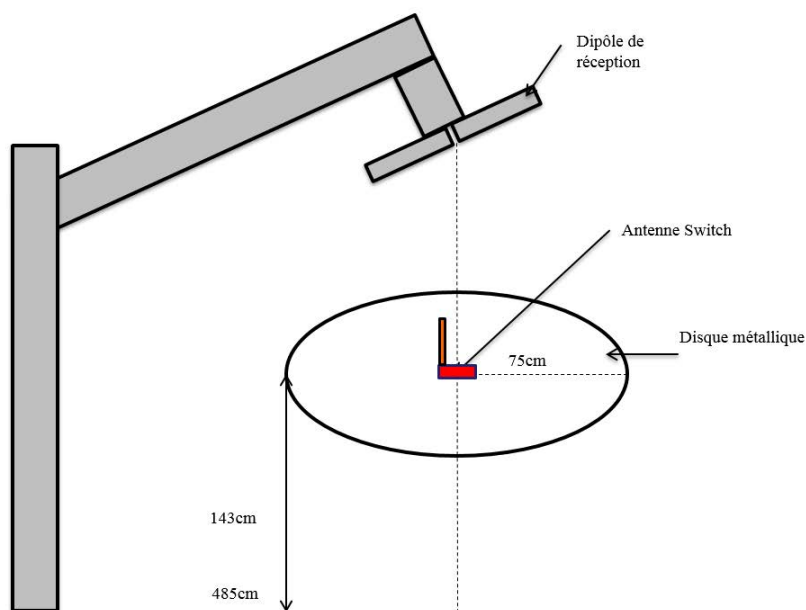


Figure III-54 : Schéma représentatif de l'arche et du plateau supportant l'antenne sous test.

Plusieurs configurations de mesure ont été effectuées.

❖ Mesure 1 : continuité avec le plan de masse

Une première mesure a été effectuée en assurant la continuité entre le plan de masse de l'antenne et le disque métallique (avec un scotch métallique, Figure III-55). Afin de s'assurer du bon fonctionnement du switch, les coefficients de réflexion ont été mesurés dans les positions ON / OFF du switch (Figure III-56). La batterie se trouve sous le plan de masse de l'antenne.

Dans la bande UHF ($V_c=0$ – switch OFF), l'effet large bande disparaît et on obtient deux fréquences de résonance : $F_{r1}= 311\text{MHz}$ et $F_{r2}= 497\text{ MHz}$.

Dans la bande VHF ($V_c= 6\text{V}$ – switch ON), on obtient une fréquence de résonance de 155 MHz. Nous pouvons donc conclure que la continuité entre le plan de masse et le disque métallique influe sur les bandes de fonctionnement de l'antenne.



Figure III-55 : Antenne avec plan de masse relié au disque métallique (diamètre 150 cm).

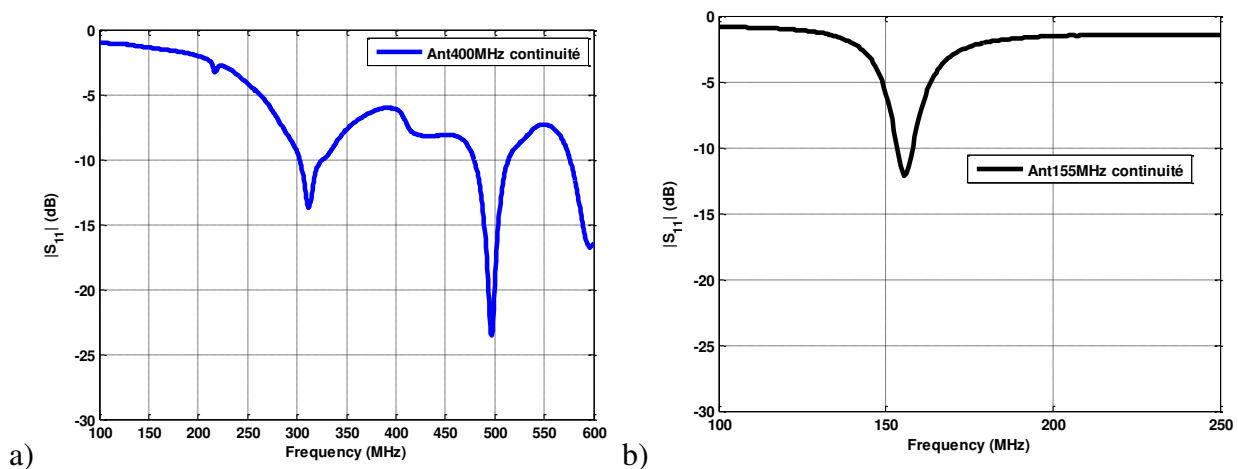


Figure III-56 : Coefficients de réflexion - plan de masse relié au disque a) switch OFF ; b) switch ON

❖ Mesure 2

Nous avons ensuite effectué **une seconde mesure en supprimant la continuité** entre le plan de masse de l'antenne et le disque métallique (le scotch métallique a été remplacé par un isolant ; Figure III-57). Une cale de 8 mm est placée entre le plan de masse de l'antenne et le disque. La batterie se trouve toujours sous le plan de masse de l'antenne.

Les coefficients de réflexion pour les deux états (ON / OFF) sont présentés sur la Figure III-58. Dans la bande UHF, on retrouve l'effet large bande, avec une bande passante de 230 MHz (de 320 MHz à 550 MHz). Dans la bande VHF, on obtient une bonne adaptation à la fréquence de résonance $F_r= 159,375\text{ MHz}$.

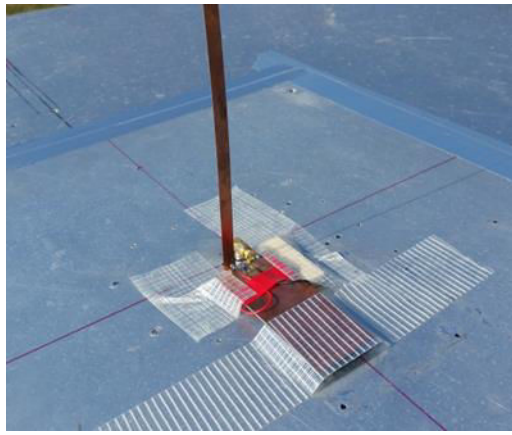
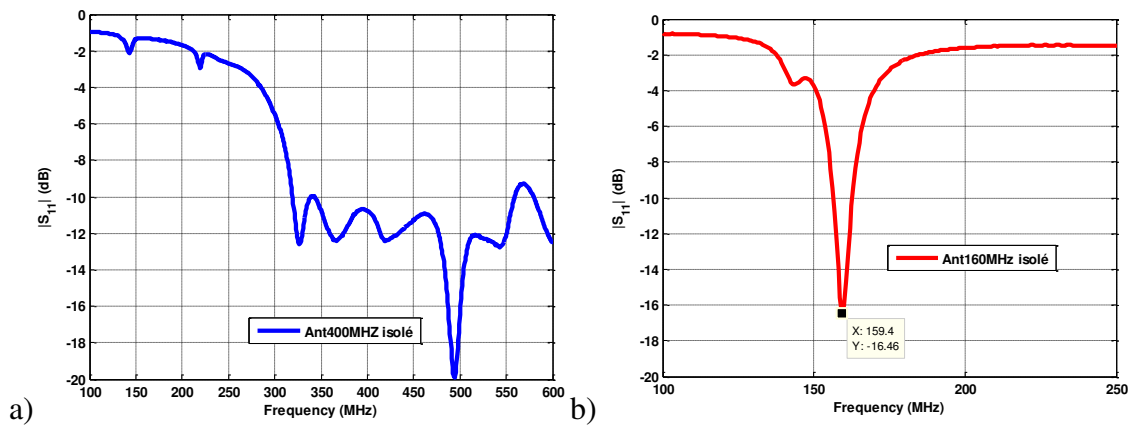


Figure III-57 : Antenne avec plan de masse isolé du disque métallique.



L'acquisition des diagrammes de rayonnements a été réalisée dans la seconde configuration (plan de masse isolé du disque) à la fréquence de 160 MHz, avec une antenne étalon fonctionnant entre 144 MHz et 174 MHz (Doc. en annexe).



Figure III-59 : Antenne étalon au centre (arche visible à l'arrière)

Les résultats de mesures de notre antenne sont présentés sur la Figure III-60, pour différents plans de coupe :

- coupe verticale avant-arrière : $\varphi=0^\circ$
- coupe verticale droite-gauche : $\varphi=90^\circ$
- coupe azimutale : $\theta=90^\circ$
- coupe azimutale : $\theta=35^\circ$ pour le gain maximum.

On obtient un gain maximum de -15,12 dBi à 30,39°.

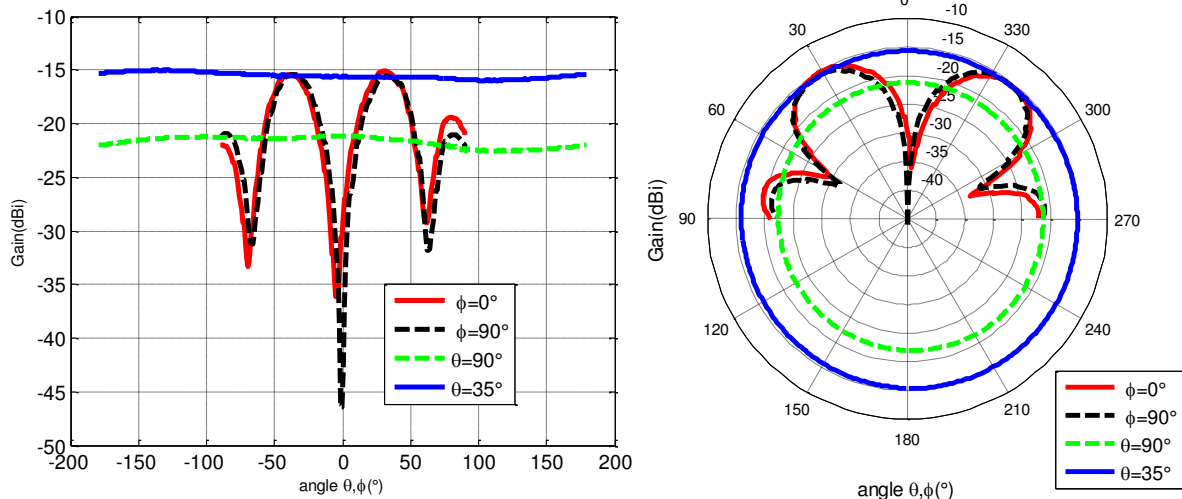


Figure III-60 : Diagrammes de rayonnements mesurés à 160 MHz pour différents plans de coupe

Pour la configuration batterie au-dessus, l'antenne est adaptée à 158 MHz et la mesure du gain en coupe verticale avant-arrière ($\phi=0^\circ$) présente un gain de -17 dBi (Figure III-61).

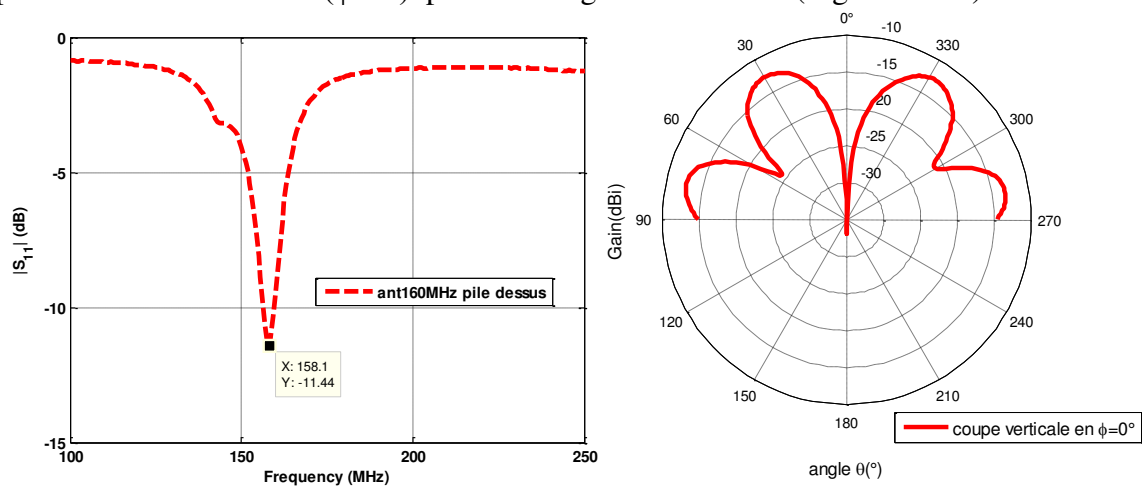


Figure III-61 : Coefficient de réflexion et Diagramme de rayonnement en coupe verticale ($\phi=0^\circ$)

❖ Mesure 3

Une troisième configuration de mesure est la suppression du disque métallique. L'antenne est placée à 10 cm du sol sur un plateau de bois (de forme carrée).

Le bras de l'arche se trouve à une hauteur de 49 cm par rapport à l'antenne.

La mesure est donc faite pour :

$$\text{Arctan}\theta=49/485=0,1 \Rightarrow \theta=6^\circ.$$

Les mesures de l'étalon ont été effectuées avec deux valeurs différentes de puissance d'émission : 0 dBm et -10 dBm.

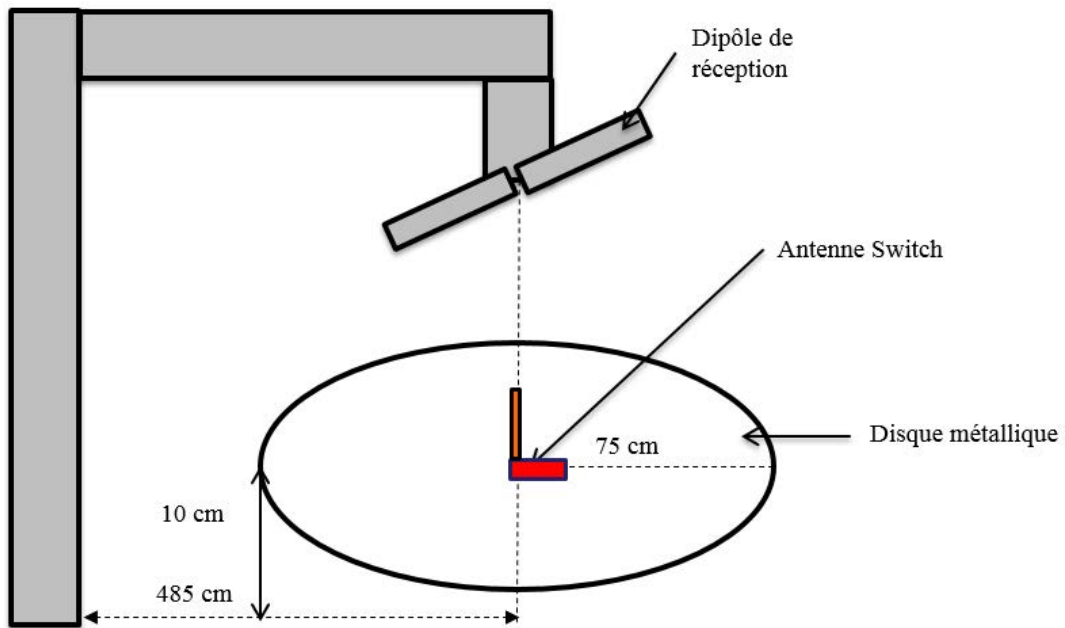


Figure III-62 : Schéma représentatif de l'arche et du plateau supportant l'antenne sous test.



Figure III-63 : Schéma représentatif du plateau (en bois) supportant l'antenne.

La batterie est placée au dessus du plan de masse. Les mesures sont faites pour une seule coupe : la coupe verticale avant-arrière ($\phi=0^\circ$). L'objectif est de voir s'il y a amélioration du gain en faisant une mesure au ras du sol.

Nous obtenons les résultats suivants :

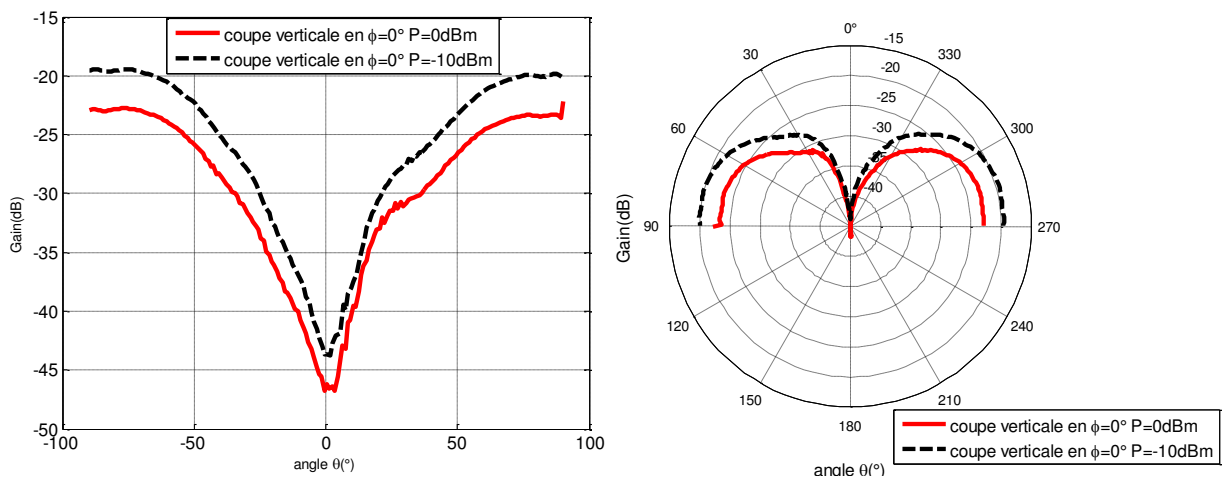


Figure III-64 : Diagrammes de rayonnement mesurés en coupe verticale : $\phi=0^\circ$

Le gain mesuré est de -20 dBi à 0 dBm et de -23 dBi à -10dBm.

Les résultats de mesures de gain effectués dans les différentes configurations ne nous donnent pas de résultats satisfaisants : gain trop faible pour l'utilisation en AIS. Nous avons donc décidé de faire une mesure du prototype 2, c'est-à-dire l'antenne AIS seule avec son circuit d'adaptation LC (sans le switch).

❖ Mesure de l'antenne avec circuit LC (proto 2)

L'antenne est placée sur un disque métallique de diamètre 150 cm à une hauteur de 143 cm par rapport au sol. La distance du pied de l'arche au centre du disque est de 485 cm (Figure III-65). Dans ce cas, il n'y a pas de continuité entre le plan de masse de l'antenne et le disque métallique. L'antenne est placée sur une cale de hauteur de 8 mm. Le coefficient de réflexion a été mesuré (Figure III-66) et l'adaptation est obtenue à 155 MHz ($S_{11} = -4,7$ dB). La mesure du diagramme de rayonnement s'est effectuée à 157 MHz.

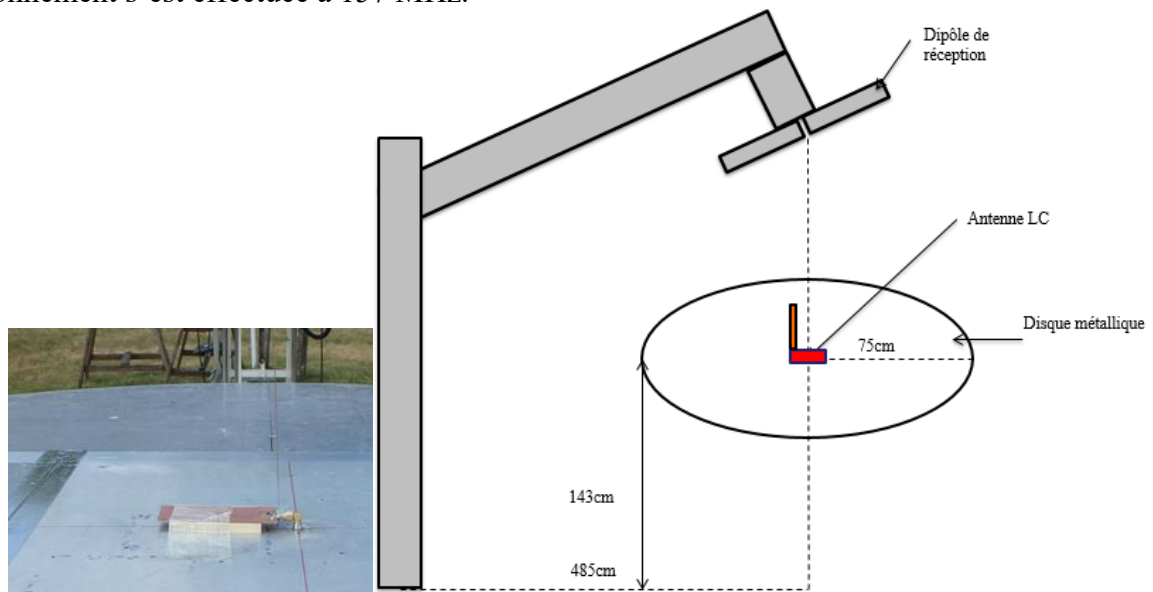


Figure III-65 : Schéma représentatif de l'arche et l'antenne LC sur le disque métallique.

On obtient un diagramme parfaitement omnidirectionnel. La mesure du diagramme a été faite pour 2 coupes différentes : coupe verticale avant-arrière ($\phi=0^\circ$) et coupe verticale droite-gauche ($\phi=90^\circ$). La puissance appliquée est inférieure à 2W. Le gain maximal obtenu est de -3,49 dBi à $73,57^\circ$ dans les deux coupes (Figure III-66).

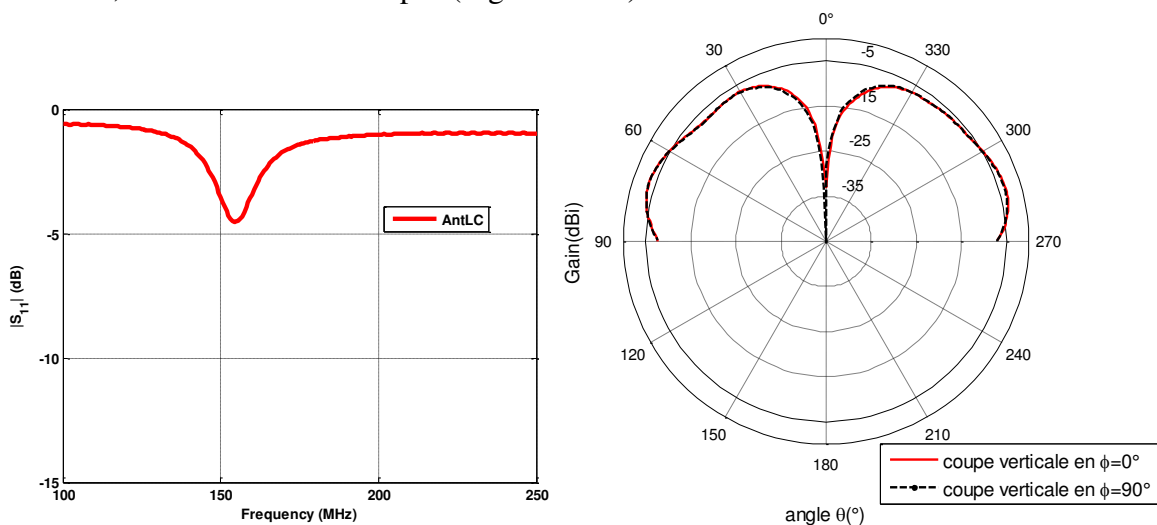


Figure III-66 : Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement

Nous constatons que le gain de l'antenne est "acceptable" pour cette configuration. Nous ne sommes pas parvenus à expliquer la raison des faibles gains obtenus dans les différentes configurations de l'antenne munie du switch.

Le tableau récapitulatif suivant (Tableau III-15) présente les résultats de mesures d'efficacité (en Wheeler Cap et chambre réverbérante) des trois prototypes. On rappelle la désignation des prototypes :

Prototype 1 : monopole ruban fonctionnant à 400 MHz (C/S)

prototype 2 : monopole ruban + circuit LC fonctionnant à 160 MHz (AIS)

prototype 3 : monopole ruban + circuit LC + switch fonctionnant dans les 2 bandes (C/S et AIS) selon la tension de commande.

| | Wheeler Cap | | Chambre réverbérante | |
|-------------------------------------|----------------------|-----------------|----------------------|----------|
| | F _R (MHz) | η totale | F _R (MHz) | η totale |
| Prototype 1 | 420 | 95% | 420 | 92% |
| Prototype 2 | 160 | 90,5% | / | / |
| Prototype 3 OFF batterie dessous | 389-500 | 79% à 417,5 MHz | 420 | 80% |
| Prototype 3 OFF batterie dessus | 405-500 | 80% à 417,5 MHz | 420 | 81% |
| Prototype 3 ON batterie dessous | 157 | 82% | / | / |
| Prototype 3 ON batterie dessus | 157 | 83% | / | / |

Tableau III-15 : Efficacité totale mesuré pour les 3 prototypes

Si l'on s'attache aux mesures en Wheeler Cap, on constate que l'efficacité du prototype 2 a diminué de 5% par rapport à celle du prototype 1 : c'est donc le circuit d'adaptation LC qui est responsable de cette diminution. Quant à la baisse d'efficacité du prototype 3, elle s'explique par la présence du switch.

En conclusion l'antenne switch présentée ici répond aux cahiers des charges en fonctionnant dans les deux bandes UHF et VHF. Elle présente de bonnes caractéristiques radioélectriques dans la bande UHF. Toutefois à 162 MHz nous ne pouvons pas garantir le gain de de cette antenne, car les résultats obtenus en mesure ne sont pas encourageant à cette fréquence. Nous nous sommes donc intéressés à une nouvelle structure qui est développée uniquement pour la bande VHF.

III.4 Conclusion

Le chapitre 3 s'intéresse aux structures filaires (monopole, dipôle). Dans un premier temps, nous avons proposé un modèle de circuit équivalent pour un dipôle épais, modèle étendu ensuite à un monopole (validé par des mesures).

Nous avons proposé ensuite un monopole ruban de longueur 20 cm (1 cm de large) fixé à un plan de masse de dimensions 10 cm x 4 cm (dimensions initiales de la balise) fonctionnant à 406 MHz avec un gain (mesuré) de 1,6 dB. Un circuit d'adaptation (LC) a été optimisé pour permettre à ce monopole de fonctionner à 160 MHz. Ensuite, ces deux structures ont été combinées au moyen d'un switch. Les trois structures ont été réalisées et caractérisées : l'efficacité mesurée dans la Wheeler Cap affiche des valeurs très satisfaisantes (95%, 91% et 80%).

Chapitre IV : Antennes hélice

| | |
|---|------------|
| IV. ANTENNES HELICES | 111 |
| IV.1 GENERALITES SUR LES ANTENNES HELICES | 111 |
| IV.2 ANTENNE HELICE (DIAMETRE CONSTANT) | 113 |
| IV.2.1 Hélice 1 : Antenne hélice avec un diamètre de 6 cm | 113 |
| IV.2.2 Hélice 2 : Antenne hélice avec un diamètre de 3 cm | 115 |
| IV.3 ANTENNE HELICE CONIQUE (DIAMETRE VARIABLE)..... | 118 |
| IV.3.1 Etude paramétrique..... | 118 |
| IV.3.2 Conception et réalisation à 160 MHz | 123 |
| IV.4 CARACTERISATION DE L'ANTENNE A TDF..... | 124 |
| IV.4.1 Mesure de l'hélice seule | 124 |
| IV.4.2 Mesure de la balise 1 | 125 |
| IV.5 CONCLUSION | 127 |

IV. Antennes hélices

IV.1 Généralités sur les antennes hélices

L'antenne hélice est composée d'un ou plusieurs enroulements conducteurs de forme hélicoïdale, généralement alimentée par un câble coaxial. Son concept de base a été créé et développé par le Dr John Kraus vers 1947 [92,93]. Généralement, l'antenne hélice est composée d'un seul enroulement conducteur (mono filaire). Mais elle peut être aussi conçue avec 2, 4 ou plusieurs enroulements (bi filaire, quadri filaire ou multi filaire). Elle est simple à réaliser et a la particularité d'avoir une polarisation circulaire. Elle est souvent utilisée en réception dans les communications satellitaires en orbite basse. Elle peut recevoir aussi les transmissions en polarisation linéaire (verticale ou horizontale) avec seulement -3 dB de pertes.

L'antenne hélice possède généralement un réflecteur (ou plan de masse) de forme circulaire afin de respecter la symétrie de révolution. L'âme centrale du coaxial est connectée à l'hélice tandis que le conducteur extérieur est connecté au plan de masse. La géométrie de l'antenne hélice [94] est représentée Figure IV-1 : elle est constituée de N spires (ou enroulements) de diamètre D , séparées d'une distance S . La hauteur totale de l'hélice est $h=N.S$, tandis que la longueur totale du fil est $L=N.L_0$, avec $L_0=\sqrt{C^2 + S^2}$, la longueur d'une spire. Un paramètre important est l'angle d'enroulement α , défini par la tangente au fil de l'hélice et un plan perpendiculaire à l'axe de l'hélice :

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{S}{\pi D} \right) \quad (\text{éq. IV-1})$$

L'impédance d'entrée d'une antenne hélice est très sensible à cet angle α , et à la hauteur de fil à proximité de l'alimentation.

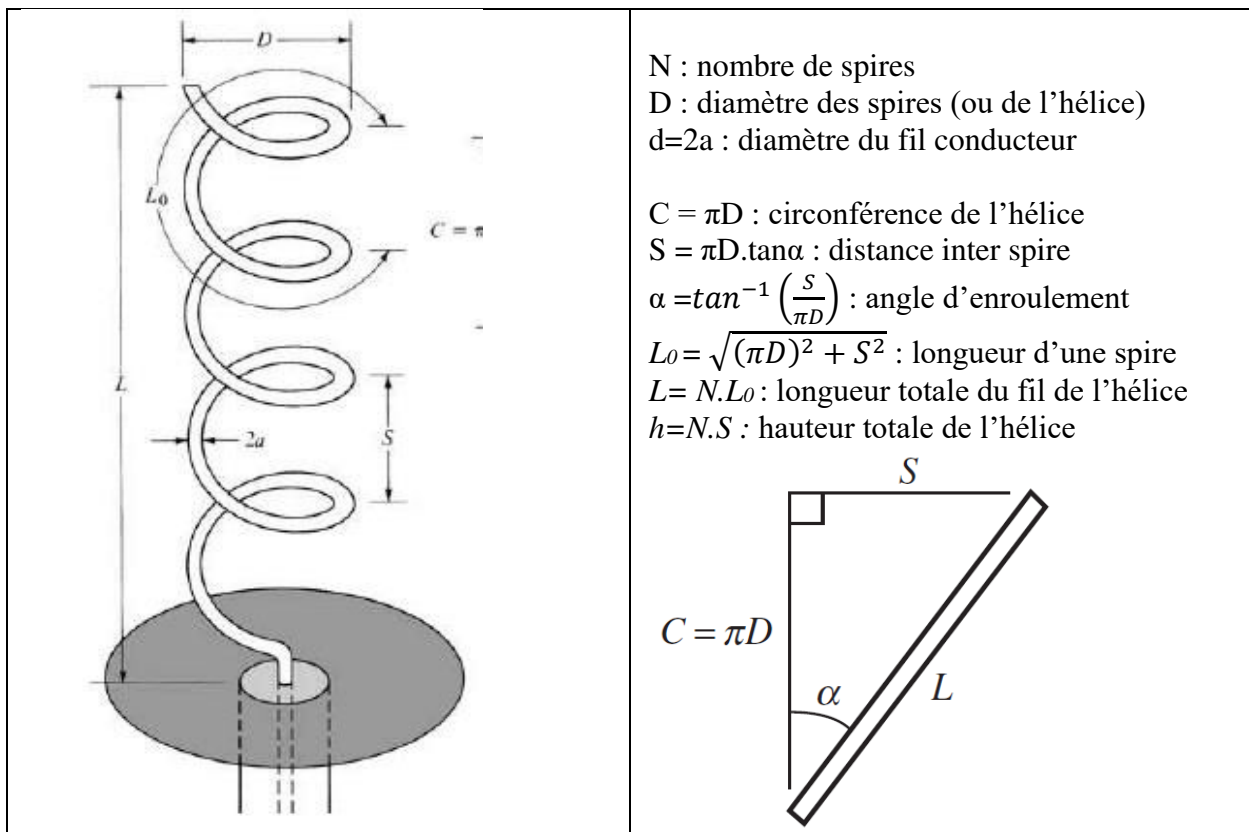


Figure IV-1 : Géométrie d'une antenne hélice munie de son plan de masse (d'après [94])

L'antenne hélice peut fonctionner dans plusieurs modes différents, cependant les deux principaux modes rencontrés sont le mode normal et le mode axial (maximum de rayonnement dans la direction

normale à l'axe de l'hélice ou direction axiale). Le choix de l'un de ces deux modes est fixé par les dimensions de l'hélice :

- mode normal (Figure IV-2a) : $L_0 \ll \lambda_0$
- mode axial (Figure IV-2b): la circonférence d'une spire est proche de la longueur d'onde.

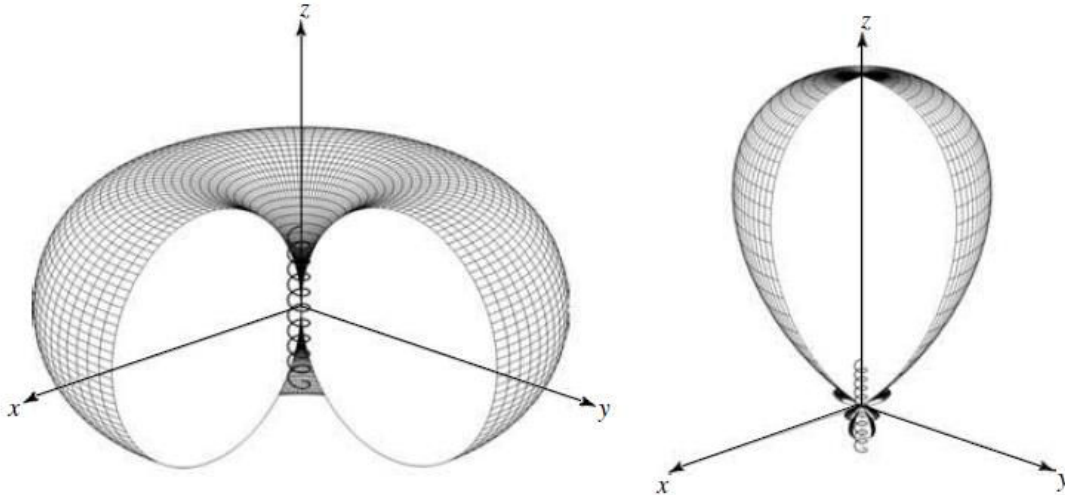


Figure IV-2 : 2 modes de rayonnement d'une antenne hélice a) mode normal – b) mode axial d'après [94]

Pour satisfaire notre application (la balise doit émettre vers les bateaux situés à quelques miles nautiques), on choisira donc un **fonctionnement en mode normal**.

Comme les limites géométriques d'une hélice sont semblable à celui d'un dipôle ($\alpha = 90^\circ$) et une boucle ($\alpha = 0$), on montre [94] que le champ lointain rayonné, par une hélice de faible hauteur, en mode normal peut être décrit au moyen des mêmes composantes E_θ et E_ϕ d'un dipôle et d'une boucle (Figure IV-3). Il est indépendant du nombre de spires.

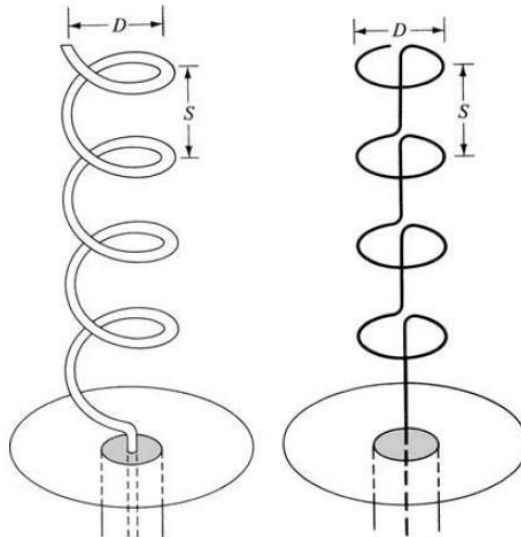


Figure IV-3 : Equivalence d'une antenne hélice en mode normal - d'après [94]

Le champ lointain rayonné par un dipôle court (de longueur S) est donné par la relation suivante :

$$E_\theta = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2r} \left(\frac{S}{\lambda}\right) \sin \theta \quad (\text{éq. IV-2})$$

Le champ lointain d'une petite boucle (de diamètre D) est donné par la relation :

$$E_\phi = \eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{4r} \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \sin \theta \quad (\text{éq. IV-3})$$

Les composantes E_θ et E_ϕ étant déphasées de 90° , une petite antenne hélice a généralement un diagramme de rayonnement (en champ lointain) à polarisation elliptique.

Quand le mode normal d'une courte hélice est utilisé en association avec un plan de masse, la polarisation prédominante est verticale et le diagramme de rayonnement est similaire à celui d'un monopole [95]. La résistance de rayonnement de cette petite hélice résonante au-dessus d'un plan de masse est approximativement donnée par [95] :

$$R_r = \left(25.3 \frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{éq. IV-4})$$

Où h est la hauteur de l'hélice au-dessus du plan de masse.

Rappelons que l'antenne hélice est considérée comme un réseau linéaire de N éléments identiques séparés par la distance S . Quand l'antenne est bien adaptée et réalisée avec un bon fil conducteur (de pertes négligeables), son gain est à peu près le même que sa directivité : au moins 4 dB. Ce gain dépend du nombre de tours de l'hélice.

La Figure IV-4 représente l'évolution du gain en fonction de la fréquence, pour une hélice de hauteur fixée $NS=762\text{mm}$. La première courbe représente le gain pour un enroulement variable ($\alpha = 12,5^\circ$; $13,5^\circ$ et $14,5^\circ$) et un diamètre de spires fixe ($D=109\text{ mm}$). La seconde courbe est le gain pour une hélice de longueur fixe avec α et D variables. [96]

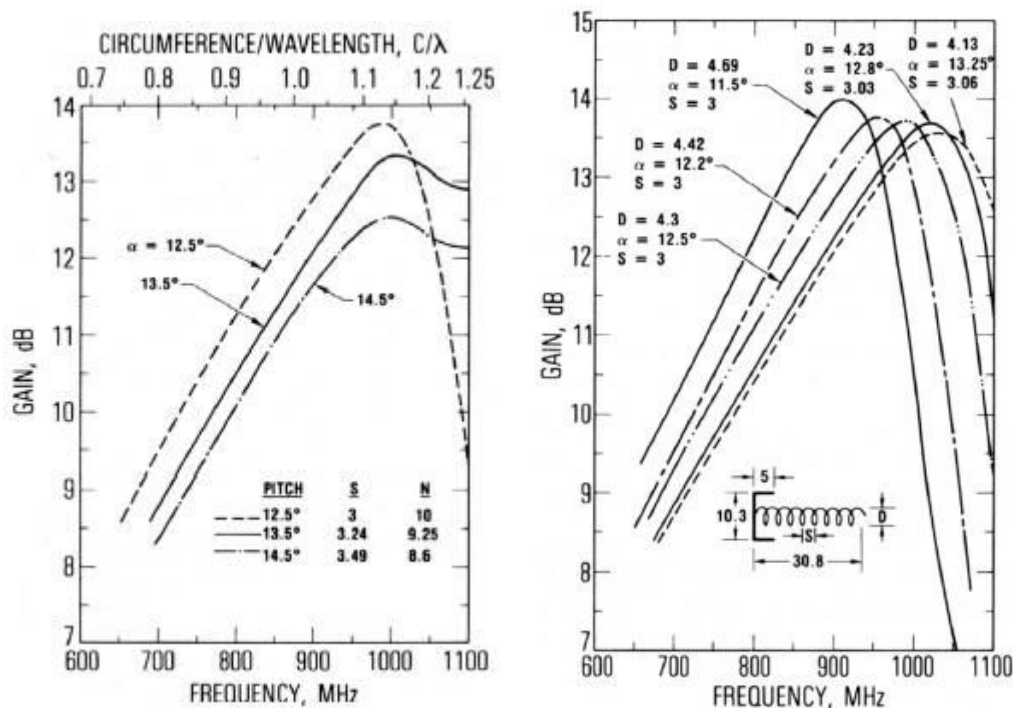


Figure IV-4 : Courbe de gain a) α variable – b) D variable

Pour l'alimentation série, l'antenne hélice est connectée directement sur un câble coaxial, et une transformation d'impédance ou un circuit d'adaptation doit être utilisé.

IV.2 Antenne hélice (diamètre constant)

Notre première idée était de concevoir une antenne ayant la géométrie et la fonctionnalité d'un ressort, avec 2 positions :

- Position **OFF** : l'antenne est repliée à l'intérieur de la balise et cachée dans le gilet.
- Position **ON** : l'antenne est déployée lors de l'activation de la balise.

IV.2.1 Hélice 1 : Antenne hélice avec un diamètre de 6 cm

Dans un premier temps, nous avons cherché un support rigide qui puisse maintenir l'antenne dans l'une ou l'autre des 2 positions. Nous avons utilisé le support d'une lampe torche (Figure IV-5a) du commerce (dont on a vidé l'électronique), sur lequel on a soudé un connecteur SMA, ajouté un plan de masse (de diamètre 7 cm) et enroulé un fil de cuivre (de diamètre 1,26 mm). Avec un enroulement

de 3 spires, de diamètre 6 cm, et une distance inter spires de 1cm nous avons adapté l'antenne à 160 MHz. La hauteur axiale de l'antenne est de 6 cm (du plan de masse à la dernière spire) et la longueur totale du fil est de $L=57$ cm.

-En position OFF : l'antenne n'est pas déployée et reste intégrée dans le support de la lampe torche, elle mesure 4,3 cm de hauteur avec un diamètre de 8,5 cm (Figure IV-5b).

-En position ON : l'antenne est déployée, elle mesure 12cm de hauteur avec un diamètre de 8,5 cm (Figure IV-5c).

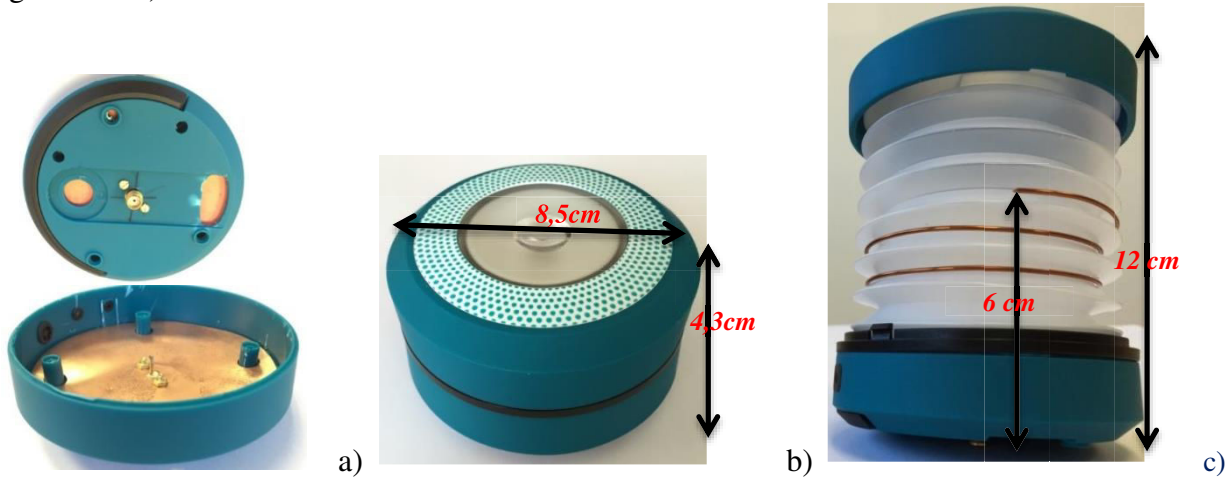


Figure IV-5 : Support lampe torche a) modifié avec SMA – b) position OFF – c) position ON

Nous avons simulé cette antenne sur CST (Figure IV-6), en ne tenant compte que des caractéristiques du fil et du plan de masse (et pas du support), avec les paramètres suivants :

| Nombre de spires N | Diamètre des spires D | Distance inter spire S | Hauteur de l'hélice h | Diamètre du fil d | h_{coax} | Diamètre du plan de masse |
|----------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|---------------------|-------------------|---------------------------|
| 3 | 6 cm | 1 cm | 6 cm | 1,26 mm | 2 cm | 7cm |

Tableau IV-1: Paramètres de l'antenne hélice 1

Une première simulation avec le SMA (Figure IV-6, courbe bleue) présente une très légère adaptation ($S_{11} = -0,55$ dB) à 169 MHz, en désaccord avec la mesure (courbe rouge). Une seconde simulation (courbe verte), prenant en compte du SMA et de la longueur du câble coaxial $L_{\text{coax}}=1\text{m}$ (utilisé en mesure), présente une fréquence de résonance de 163,8 MHz ($S_{11} = -16,3$ dB). On remarque ainsi l'influence du câble coaxial sur les résultats.

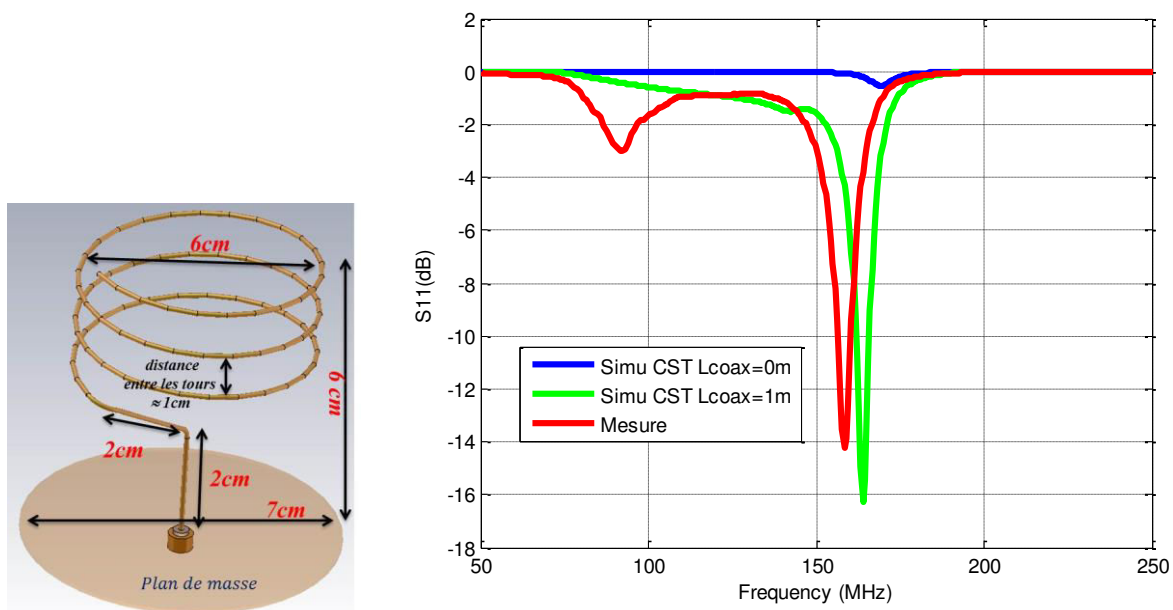


Figure IV-6 : Coefficient de réflexion de l'antenne hélice 1 (mesure et simulations CST)

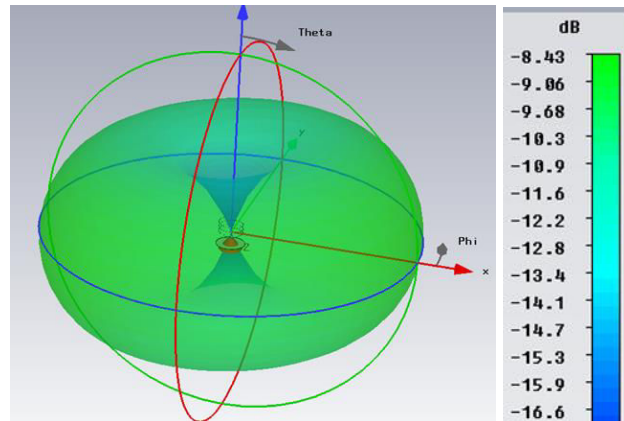


Figure IV-7 : diagramme de rayonnement simulé à $F=163,8$ MHz

Pour cette antenne, le gain réalisé simulé est de -8,43 dB avec une efficacité totale de 12%, à 163,8 MHz .

Conclusion : La réalisation de ce premier prototype a mis en évidence l'importance de simuler le câble de mesure. Ce câble participe à l'adaptation de l'antenne : en effet, la taille du plan de masse est trop faible (7 cm) devant la longueur d'onde (à 160 MHz), et ne joue pas son rôle de réflecteur. En raison de ses dimensions, l'antenne hélice 1 est considérée comme une antenne miniature ($ka < 1$). Le gain simulé de l'antenne hélice 1 est faible car elle ne possède que 3 spires. Cette première solution n'a pas été retenue, compte tenu du diamètre des spires jugé trop important par les partenaires du projet. Nous avons donc proposé une seconde géométrie (nommée *hélice 2*), avec un diamètre des spires réduit de moitié (3 cm).

IV.2.2 Hélice 2 : Antenne hélice avec un diamètre de 3 cm

Pour cette deuxième antenne nous avons modifié le nombre et le diamètre des spires. La géométrie de l'hélice 2 est présentée sur la Figure IV-8, et ses caractéristiques sont reportées dans le tableau suivant :

| Nombre de spires N | Diamètre des spires D | Distance inter spire S | Hauteur de l'hélice h | Diamètre du fil d | h_{coax} | Diamètre du plan de masse |
|----------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|---------------------|------------|---------------------------|
| 10 | 3 cm | 1 cm | 10 cm | 1 mm | 1 cm | 7cm |

Tableau IV-2: Paramètres de l'antenne hélice 2

Elle a été simulée avec un connecteur SMA tout en faisant une étude paramétrique sur la longueur du câble coaxial (L_{coax} variable de 0 – 0,5m – 1m – 1,5m – 2 m).

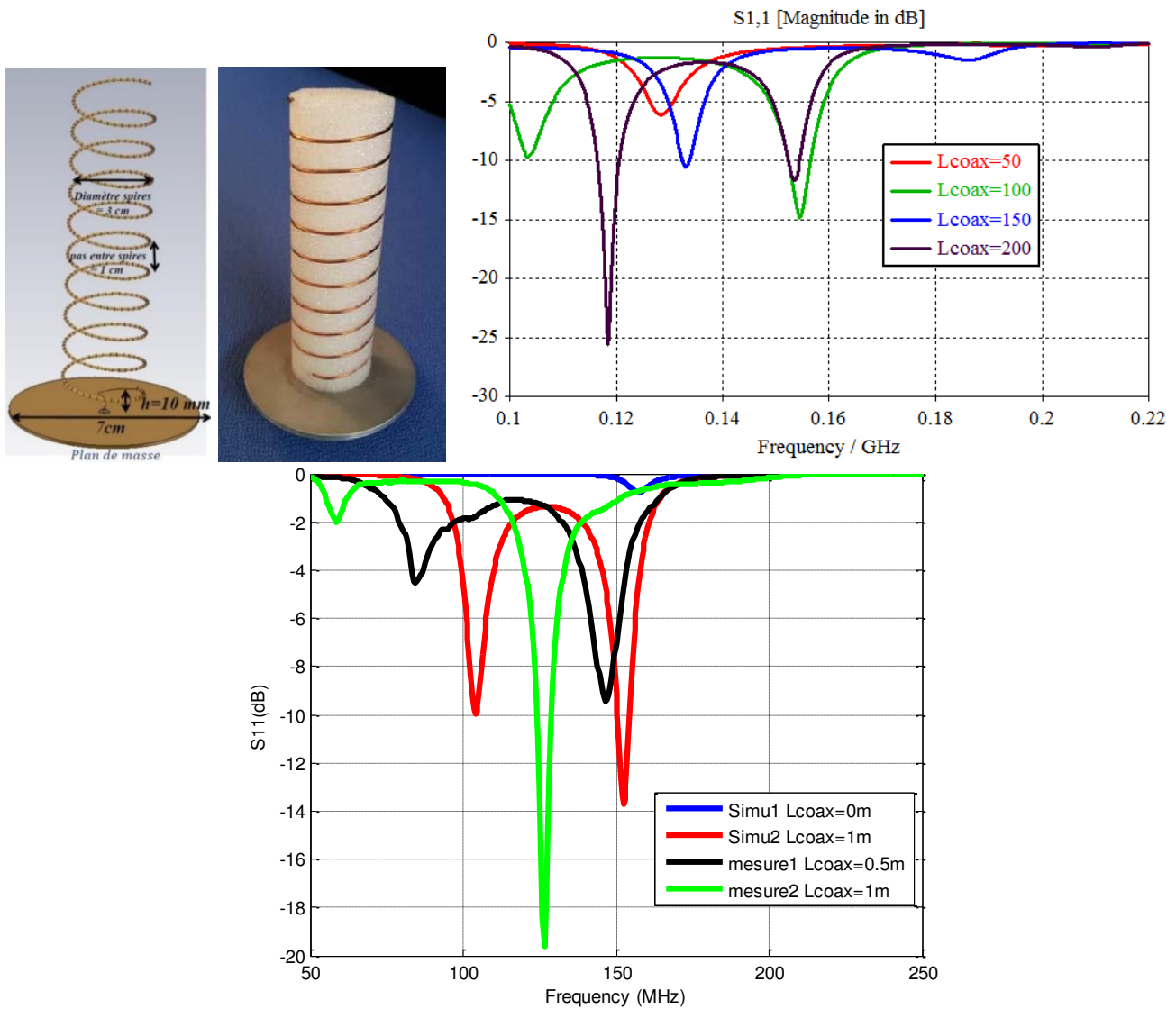


Figure IV-8 : Hélice 2 : Géométrie, prototype et S_{11} (simulé et mesuré)

Les résultats de simulations et de mesures sont représentés sur la Figure IV-8. Les fréquences de résonance et le S_{11} associé sont reportés dans le Tableau IV-3.

| | $L_{\text{coax}} = 0 \text{ m}$ | | $L_{\text{coax}} = 0,5\text{m}$ | | $L_{\text{coax}} = 1\text{m}$ | |
|-------------------|---------------------------------|---------------|---------------------------------|---------------|-------------------------------|---------------|
| | Fr (MHz) | S_{11} (dB) | Fr (MHz) | S_{11} (dB) | Fr (MHz) | S_{11} (dB) |
| Simulation | 160 | -1,05 | 128,4 | -6,09 dB | 101,9 | -9,9 |
| | / | / | / | / | 154,6 | -13,9 |
| Mesures | / | / | 90 | -4,5 | 51,9 | -1,9 |
| | / | / | 148,5 | -9,6 | 129,2 | -19,6 |

Tableau IV-3: Caractéristiques simulées et mesurées de l'antenne hélice 2

Nous avons ainsi simulé l'influence de câble coaxial sur l'antenne hélice. Les mesures ont été effectuées avec deux câbles coaxiaux de longueur respective 0,5m et 1 m. Nous pouvons remarquer que seule la mesure de S_{11} avec le câble de 1 m se rapproche le plus de la simulation et on observe un décalage de fréquence quand nous procédons à la mesure avec un câble de 0,5 m. Nous arrivons à la conclusion que la longueur du câble influe sur la fréquence de résonance (participe ainsi donc au rayonnement de l'antenne) tant en simulation qu'en mesure.

Comme il est impossible d'effectuer des mesures de gain à l'IETR, à de telles fréquences (< 800 MHz), nous avons mesuré le gain de cette antenne en espace libre (par comparaison avec une antenne de référence dont on connaît le gain). Le dispositif expérimental est présenté Figure IV-9 : une antenne dipôle de référence (EMCO 3121C-DB3, présenté en Annexe 2) est placée à l'émission et l'antenne hélice à mesurer, à la réception. Les bras du dipôle sont réglés pour un fonctionnement à 150MHz. Les 2 antennes sont reliées à un VNA, pour déterminer les coefficients de transmission de l'antenne hélice ($S_{21_{ant}}$) et de l'antenne de référence ($S_{21_{ref}}$). Connaissant le gain de l'antenne de référence (G_{ref}), on en déduit celui de l'antenne hélice (G_{ant}) en utilisant la formule suivante :

$$G_{ant} = S_{21_{ant}} - S_{21_{ref}} + G_{ref} \quad (\text{éq. IV-5})$$

L'adaptation de l'antenne a été trouvée à 150 MHz et nous avons obtenu les valeurs suivantes pour les coefficients de transmission : $S_{21_{ant}} = -58,6$ dB et $S_{21_{ref}} = -47,92$ dB. Le gain de l'antenne de référence est 1,8 dB. Le gain réalisé mesuré de l'antenne hélice vaut -8,8 dB à 150 MHz alors que celui simulé vaut -5,72 dB. Le décalage de -3dB de différence provient de la configuration de mesure.

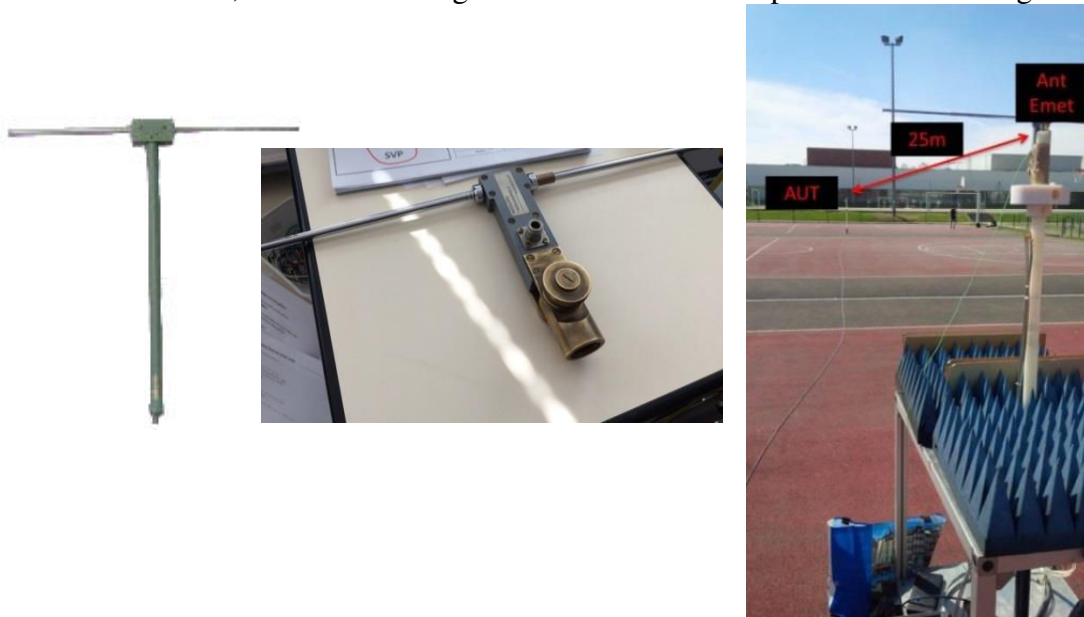


Figure IV-9 : Hélice 2 : Protocole de mesure du gain réalisé en espace libre

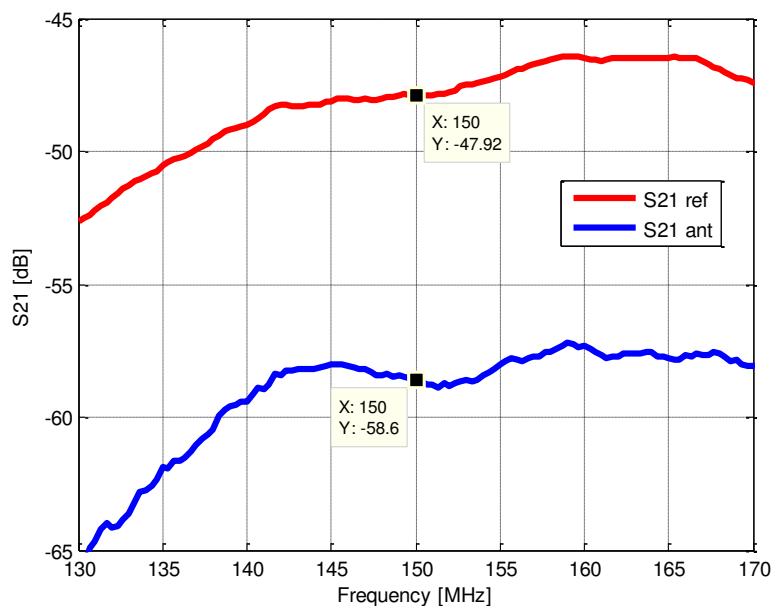


Figure IV-10 : $S_{21_{ant}}$ (Hélice 2) et $S_{21_{ref}}$ (dipole de référence)

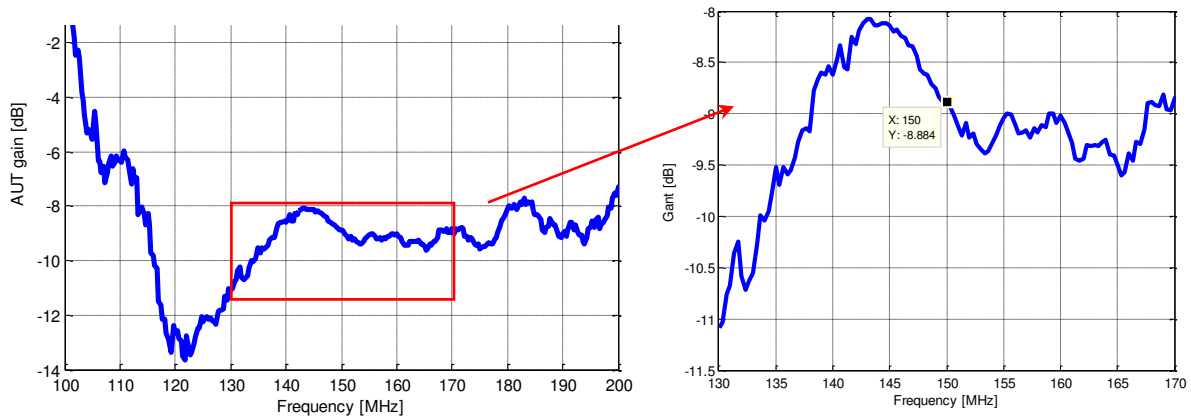


Figure IV-11 : Gain réalisé, mesuré en espace libre de l'Hélice 2

En conclusion, même si la taille de cette antenne est acceptable (comparée à l'hélice 1 présentée précédemment), elle n'est pas adaptée à la fréquence de résonance, $|S_{11}|$ vaut $-0,76$ dB à 157 MHz tandis qu'on souhaite une valeur de $|S_{11}| < -10$ dB afin d'avoir le gain réalisé proche du gain total.

IV.3 Antenne hélice conique (diamètre variable)

Lorsque l'hélice (de diamètre fixe) est repliée, sa hauteur vaut $N*d$, soit 11 mm pour l'hélice 2. Pour diminuer l'encombrement de l'antenne dans le boîtier, nous avons envisagé une hélice dont le diamètre diminue progressivement : de cette manière, la hauteur ne représente plus que d (épaisseur d'un fil). Cette solution a été pensée en raison du déploiement de l'antenne au moment du déclenchement de la balise.

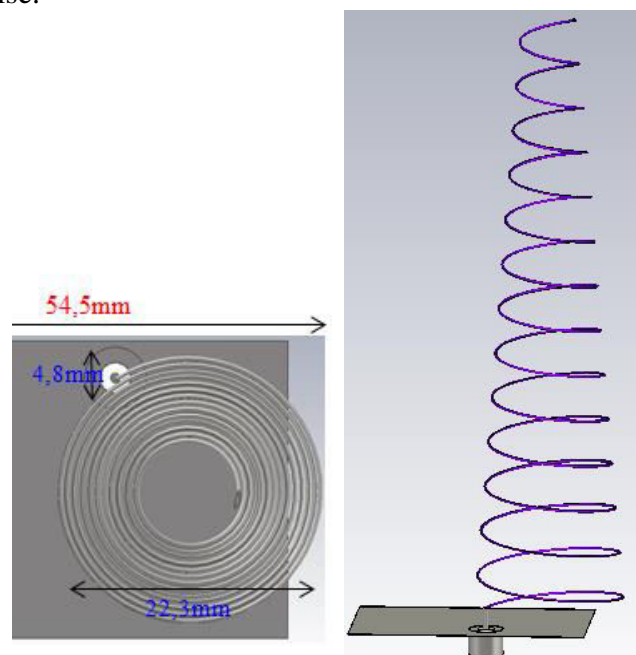


Figure IV-12 : Géométrie de l'antenne hélice diamètre variable

IV.3.1 Etude paramétrique

On considère une antenne hélice conique composée de 14 spires, dont le diamètre diminue progressivement de 3 cm à 0,5 cm, avec un plan de masse rectangulaire de 54,5 mm x 33,5 mm. Des études paramétriques ont été effectuées sous CST sur le diamètre de l'hélice, le diamètre et la nature du conducteur du fil.

| nombre de spires N | diamètre des spires D | distance inter spire S | hauteur de l'hélice h | diamètre du fil d | h_{coax} | plan de masse |
|----------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|---------------------|------------|-----------------------------|
| 14 | 3 cm à 0,5 cm | 1 cm | 14 cm | 0,6 mm | 1 cm | 54,5 x 33,5 mm ² |

Tableau IV-4: Paramètres de l'antenne hélice conique de référence

✓ Matériau conducteur

Toutes les simulations précédentes ont été effectuées avec un fil de cuivre (de conductivité $\sigma=5,96 \cdot 10^7 \text{s/m}$). Pour les applications maritimes, l'usage du cuivre est à proscrire, pour éviter l'oxydation inhérente en milieu marin. L'antenne hélice retenue dans le prototype final sera réalisée en inox, de conductivité $\sigma=1,32 \cdot 10^6 \text{s/m}$, plus faible que celle du cuivre. Nous avons donc étudié l'influence du conducteur (cuivre / inox) sur l'adaptation et le gain de l'antenne. La Figure IV-13 montre que la nature du conducteur n'a pas d'influence sur la fréquence de résonance, en revanche l'inox favorise l'adaptation ($S_{11} = -8,55 \text{dB}$ contre $-1,69 \text{ dB}$ avec le cuivre). Bien que l'antenne hélice réalisée en inox soit mieux adaptée, son gain (réalisé) se trouve inférieur d'environ 2 dB à celui de l'antenne en cuivre.

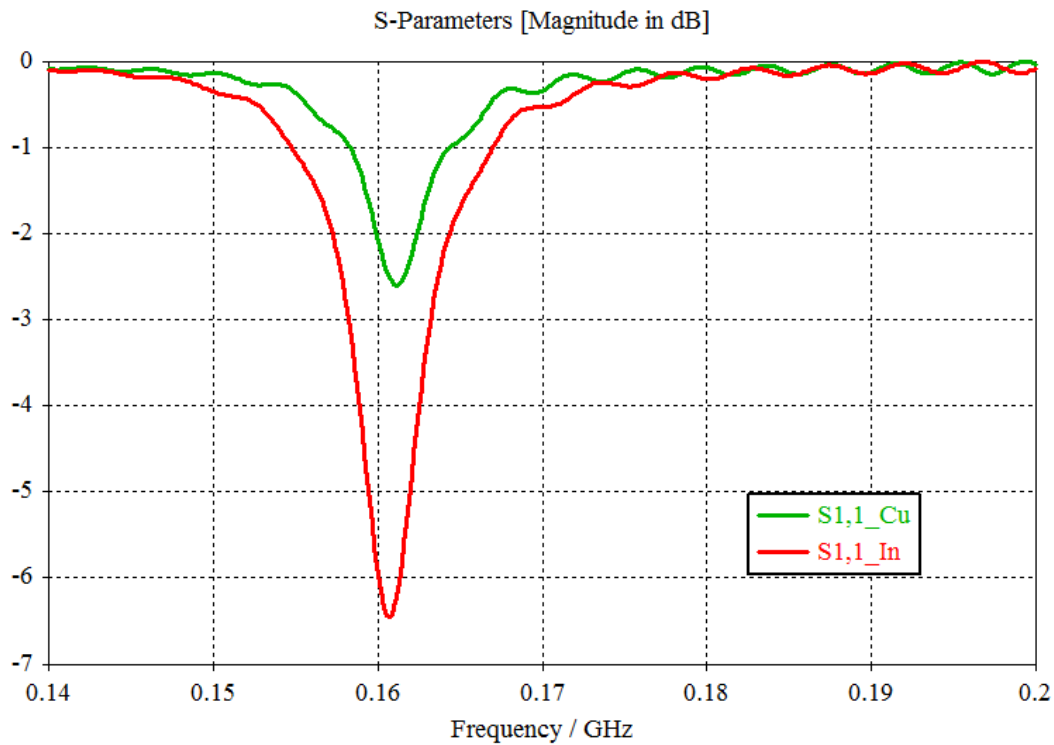
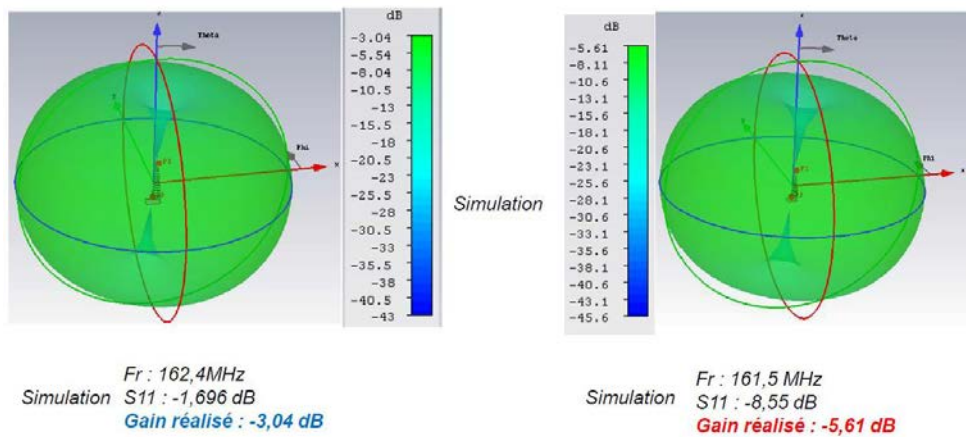


Figure IV-13 : Antenne hélice conique : Simulation du S_{11} ; comparaison cuivre et inox



Cuivre

Inox

Figure IV-14 : Gain réalisé simulé de l'hélice conique (comparaison cuivre et inox)

Nous sommes parvenus à la conclusion qu'avec le cuivre on a plus de gain que l'inox.

✓ Diamètre du fil

Une étude paramétrique a été faite sur le diamètre du fil (pour les valeurs suivantes de $d=0,1$ mm ; $0,6$ mm ; 1 mm). Nous avons obtenu une résonance à 160 MHz pour $d=1$ mm.

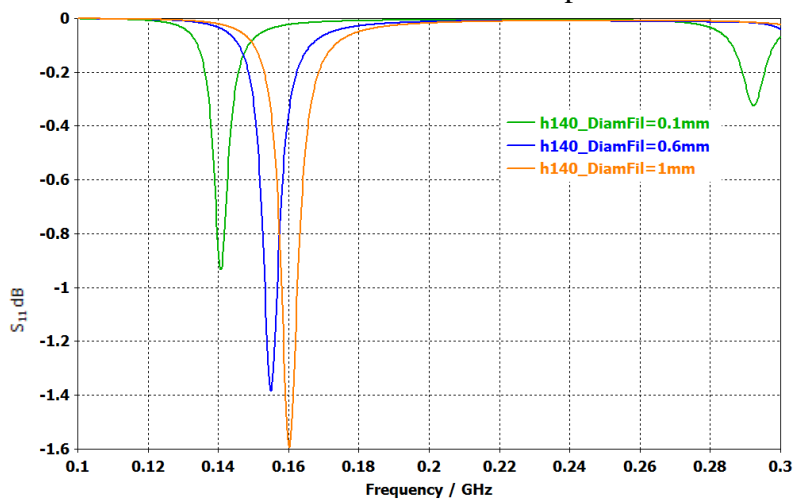


Figure IV-15 : Influence du diamètre du fil sur l'adaptation de l'hélice conique

| Diamètre du fil | 0,1mm | 0,6mm | 1mm |
|-------------------|--------|----------|----------|
| Fréquence MHz | 140,8 | 155 | 160 |
| S11 en dB | -0,93 | -1,386 | -1,6 |
| Gain réalisé | -5 dB | -3,69 dB | -3,23 dB |
| Gain | 2,1 dB | 1,94 dB | 1,89 dB |
| Efficacité totale | 19,3% | 27,3% | 30,8% |

Tableau IV-5 : Influence du diamètre du fil sur les performances de l'hélice conique

✓ Diamètre de l'hélice

L'influence du diamètre de la première spire de l'hélice a été étudiée. Pour cela, nous avons procédé à une étude pour les valeurs suivantes $D_1=30$ mm et 32 mm (pour un diamètre de fil fixe : $0,6$ mm). Nous observons un décalage en fréquence de 15 MHz (155 MHz et 170 MHz).

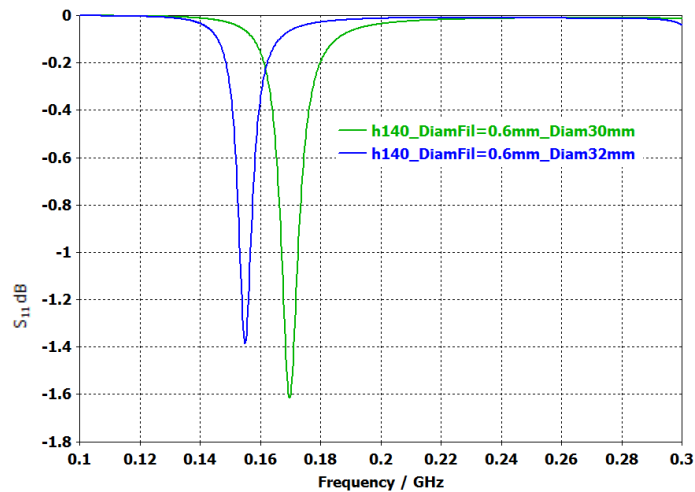


Figure IV-16 : Influence du diamètre de l'hélice sur les performances de l'hélice conique

| Diamètre de l'hélice | 30mm | 32mm |
|----------------------|--------|---------|
| Fréquence MHz | 170 | 155 |
| S11 en dB | -1,61 | -1,386 |
| Gain réalisé | -3,3dB | -3,69dB |
| Gain | 1,78dB | 1,94dB |
| Efficacité totale | 31% | 27,3% |

Tableau IV-6 : Influence du diamètre de l'hélice sur les performances de l'hélice

Les caractéristiques retenues sont un diamètre de fil de 0,6mm (ceci a été déterminé par des études mécaniques afin de ne pas déformer le ressort au pliage et au dépliage) et un diamètre de l'hélice de 30mm.

Pour une meilleure intégration dans la balise, le coordinateur du projet nous a demandé de réduire la taille du plan de masse (54,5mm x33,5mm) et nous sommes passés à de nouvelles simulations sous CST.

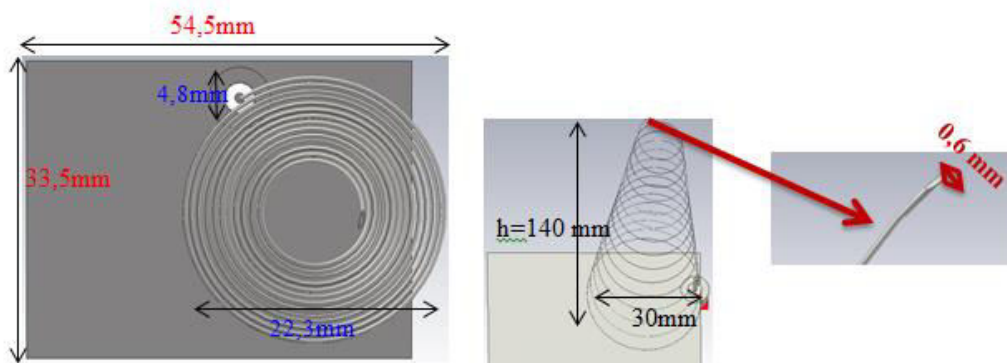


Figure IV-17 : Antenne hélice : prototype

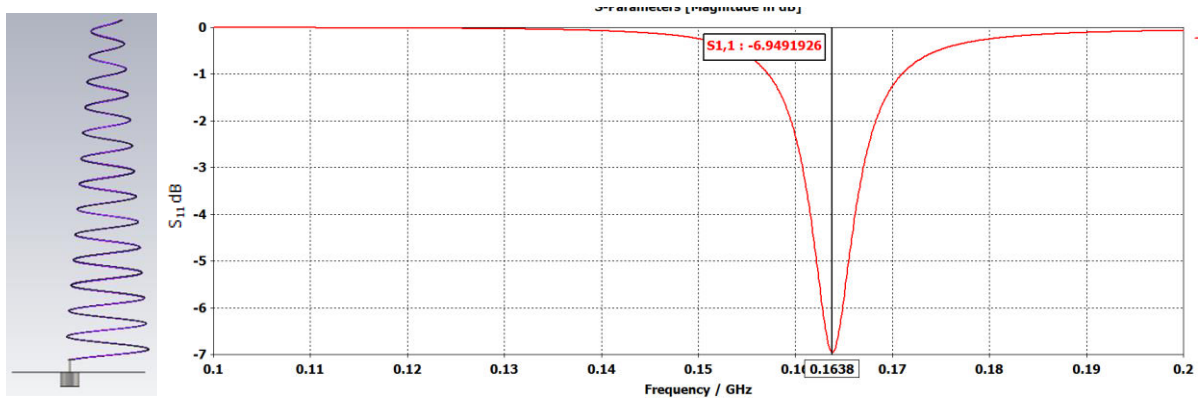


Figure IV-18: Antenne hélice - Simulation CST du coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion (S_{11}) est de -7 dB à 163 MHz. La directivité est de 1,45 dBi avec un gain réalisé de $-5,47$ dB et un gain total de $-4,49$ dB.

Afin d'être dans les conditions réelles et éviter l'effet du sol, on a effectué une simulation de l'antenne hélice au-dessus d'un disque (de diamètre 146 cm).

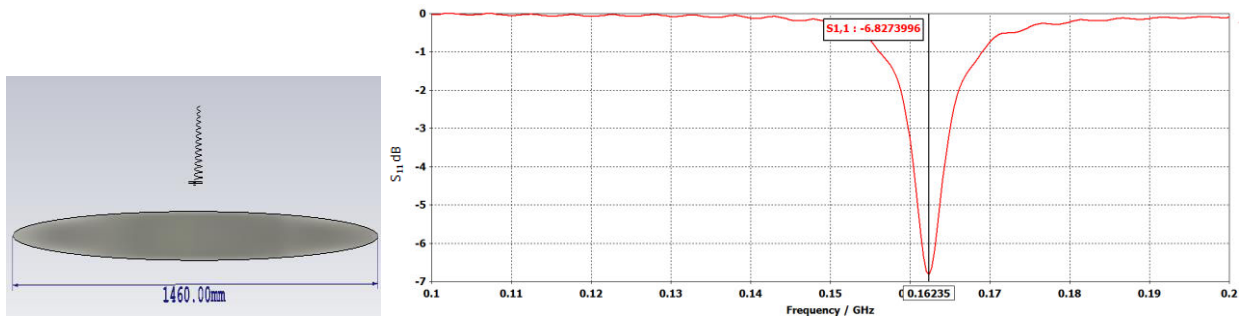
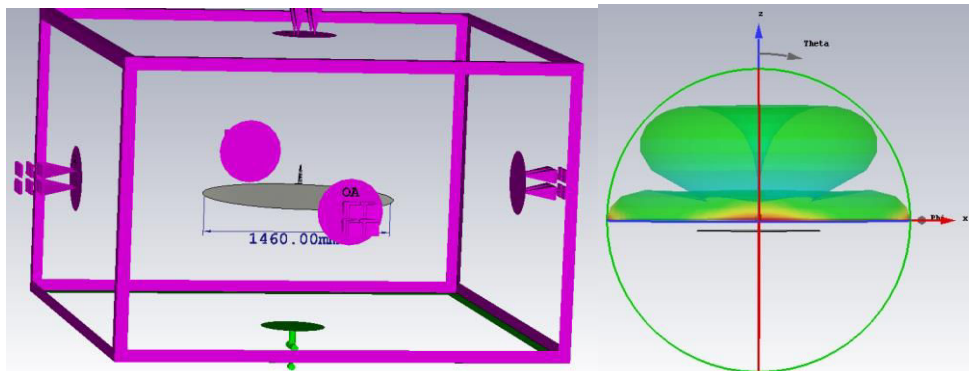


Figure IV-19 : Antenne hélice sur disque - Simulation CST du coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est de -7 dB à 162 MHz ; la directivité de 1,45 dBi avec un gain réalisé de $-3,58$ dB et un gain total de $-2,67$ dB.

Une autre étape est la simulation de l'antenne hélice au-dessus du disque (comme précédemment) mais situé à 1 mètre du sol.



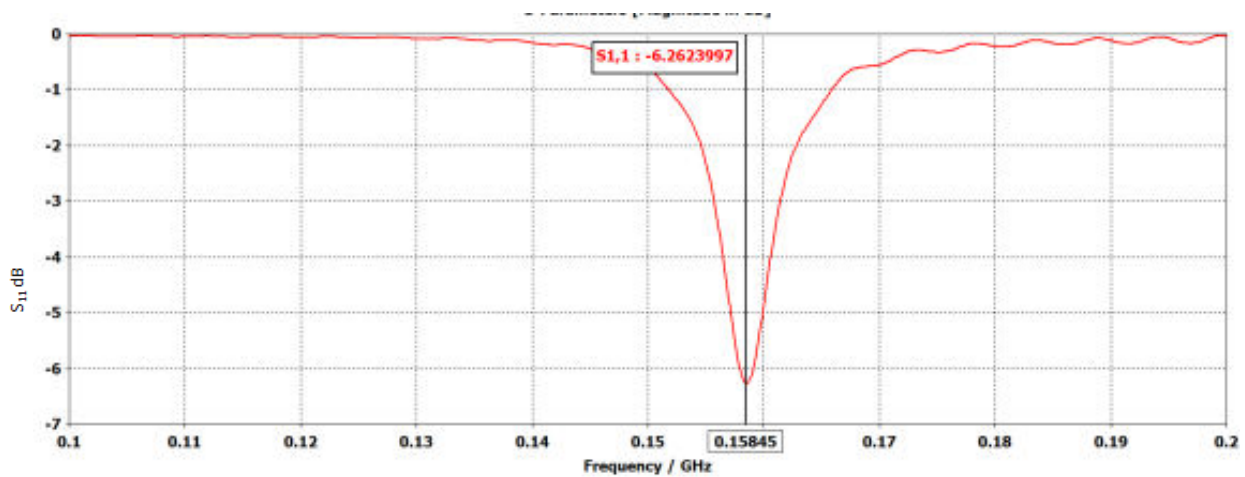


Figure IV-20 : Antenne hélice avec disque à un mètre du sol et son S_{11} simulée

La fréquence de résonance a diminué légèrement à 158 MHz ($S_{11} = -6,29$ dB), mais le gain est positif : un gain réalisé de 1,17dB et un gain total de 2,24 dB.

IV.3.2 Conception et réalisation à 160 MHz

Une première réalisation de l'antenne inox est effectuée et son coefficient de réflexion est présenté Figure IV-21 : on constate un décalage entre les fréquences de résonance théorique (162,4 MHz) et mesurée (154 MHz).

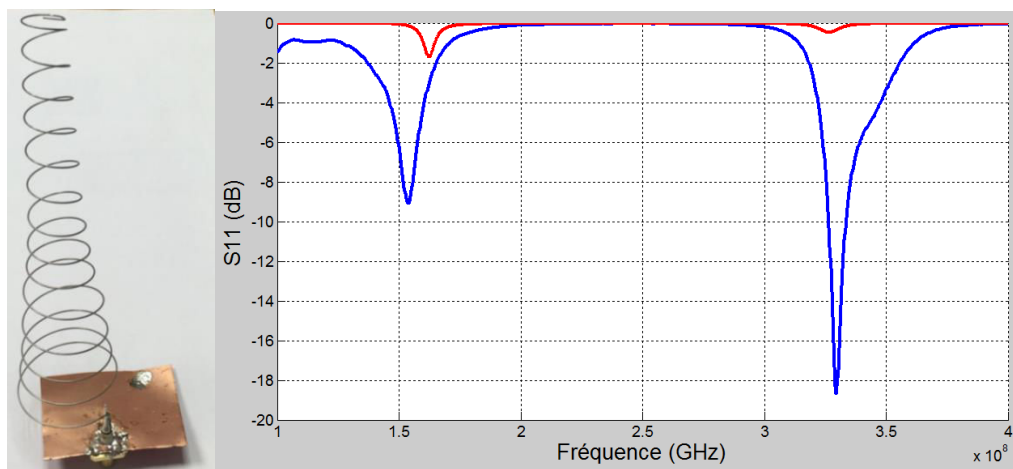


Figure IV-21 : Antenne hélice : Prototype et mesure du coefficient de réflexion

Afin de caractériser l'antenne, une mesure de l'efficacité de l'antenne en utilisant la Wheeler Cap nous a donné les résultats suivants :

- à 154 MHz : $S_{11} = -5,77$ dB ; efficacité totale = 51%
- à 187 MHz : $S_{11} = -11,34$ dB ; efficacité totale = 79,6%

Nous pouvons ainsi conclure qu'avec une bonne adaptation à 162 MHz, nous aurons une meilleure performance de l'antenne.



Figure IV-22 : Antenne hélice : Prototype et mesure S11

IV.4 Caractérisation de l'antenne à TDF

L'antenne hélice a été caractérisée (les 2 et 3 novembre 2015) dans la base TDF de Liffré pour déterminer son gain.

IV.4.1 Mesure de l'hélice seule

L'antenne hélice, située à une hauteur de 197 cm du sol a été mesurée (Figure IV-23) dans deux configurations différentes à TDF : la première avec un câble entouré de ferrites et la deuxième avec un câble sans ferrites et un disque de diamètre de 150 cm (les ferrites et le disque sont ajoutés pour supprimer l'effet du câble et du sol). Les mesures du coefficient de réflexion (Figure IV-24) présentent une fréquence de résonance de 125 MHz et 120 MHz dans les deux configurations, avec une mauvaise adaptation ($|S_{11}| = -6,5$ dB et -4 dB respectivement).

Nous ne pouvons malheureusement pas mesurer les diagrammes de rayonnement à ces fréquences car l'étalon fonctionne dans la bande 144 MHz – 174 MHz. Des mesures effectuées à 140 MHz, sont présentées sur la Figure IV-25 ; le gain est reporté dans le Tableau IV-7.



Figure IV-23 : Mesure du gain de l'antenne hélice à TDF

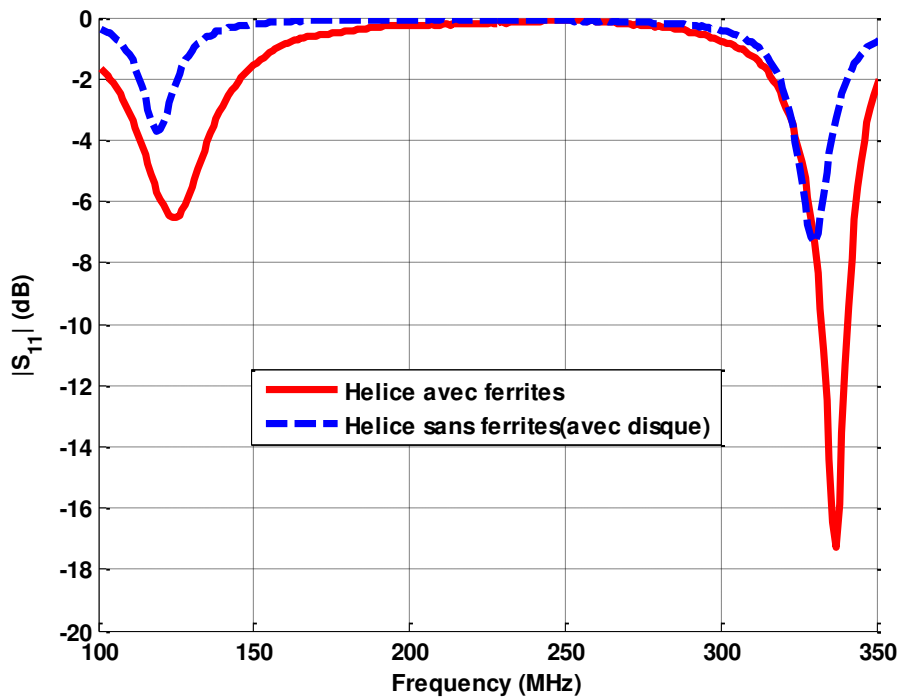


Figure IV-24 : Mesure du coefficient de réflexion de l'hélice (avec ferrites - sans ferrites + disque)

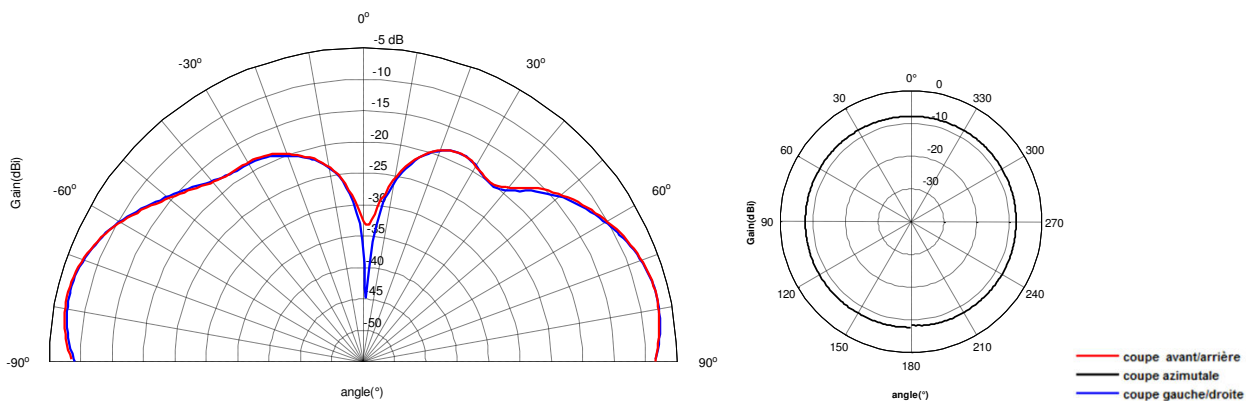


Figure IV-25 : Diagrammes de rayonnement mesurés à 140MHz (hélice avec ferrite sans disque)

| | Gain max | angle |
|---------------------|-----------|----------|
| Coupe avant-arrière | -6,75 dBi | -77,6 ° |
| Coupe gauche-droite | -7,02 dBi | -76,77 ° |

Tableau IV-7 : Gain maximal mesuré pour l'antenne hélice (avec ferrite sans disque) à 140 MHz

IV.4.2 Mesure de la balise 1

L'antenne hélice précédente est adaptée à 162 MHz au moyen d'un circuit LC, puis intégrée dans un moule en polystyrène avec sa batterie. L'ensemble constitue la balise 1.

La balise 1 a été mesurée à TDF (Figure IV-26), à une hauteur de 157 cm du sol, dans deux configurations : utilisation d'un câble avec et sans ferrites (pour supprimer l'effet du câble et du sol). Les mesures du coefficient de réflexion sont présentées sur la Figure IV-27 : la balise 1 résonne à 162 MHz (sans ferrite) et 172 MHz (avec ferrite) avec une bien meilleure adaptation ($|S_{11}| = -13,4$ dB et $-22,5$ dB respectivement).

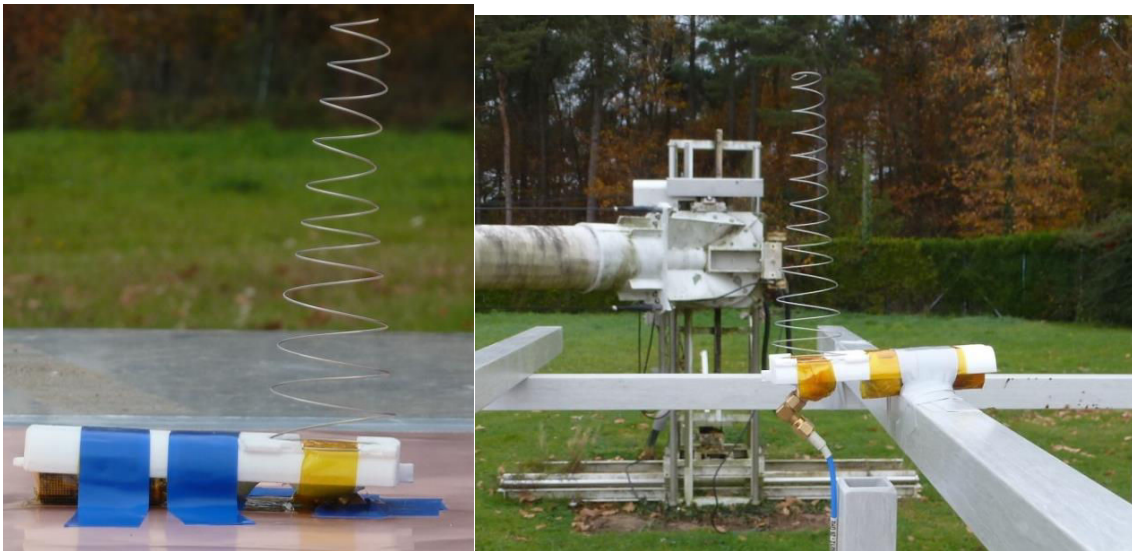


Figure IV-26 : Prototype de la balise 1 - Mesure du gain de la balise 1 à TDF

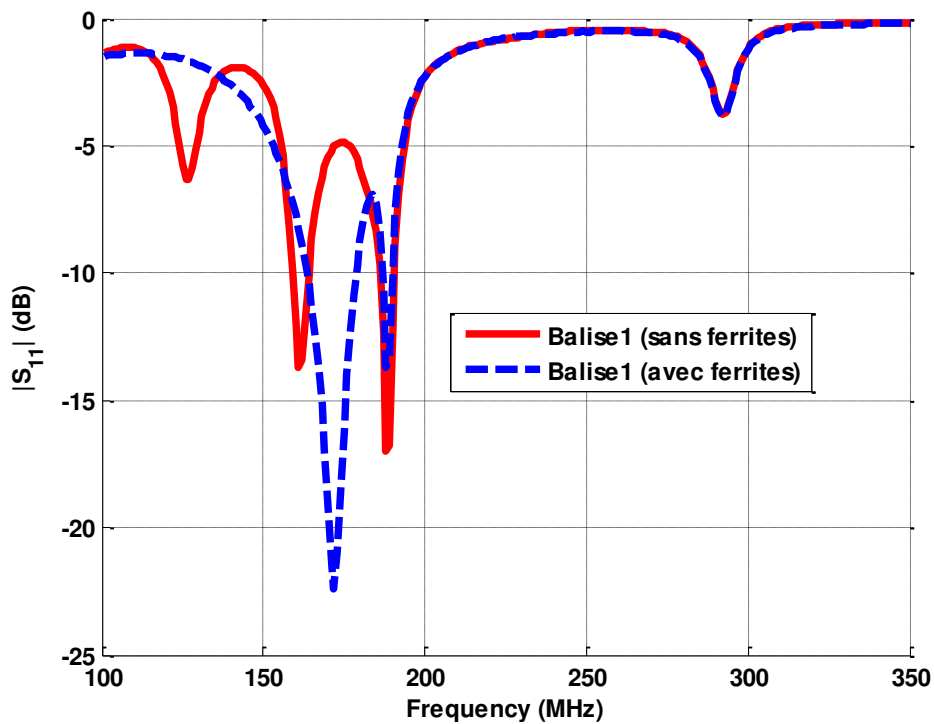


Figure IV-27 : Mesure du coefficient de réflexion de la balise 1 (avec et sans ferrites)

Les diagrammes de rayonnements mesurés à la fréquence de 162 MHz (balise 1 sans ferrites) sont présentés sur la Figure IV-28. Le gain max mesuré en coupe avant arrière est de -4.43 dBi et le gain mesuré en coupe gauche droite est de -2.34 dBi.

Des mesures identiques ont été effectuées pour la balise 1 avec ferrites. Les résultats sont rassemblés dans le Tableau IV-8.

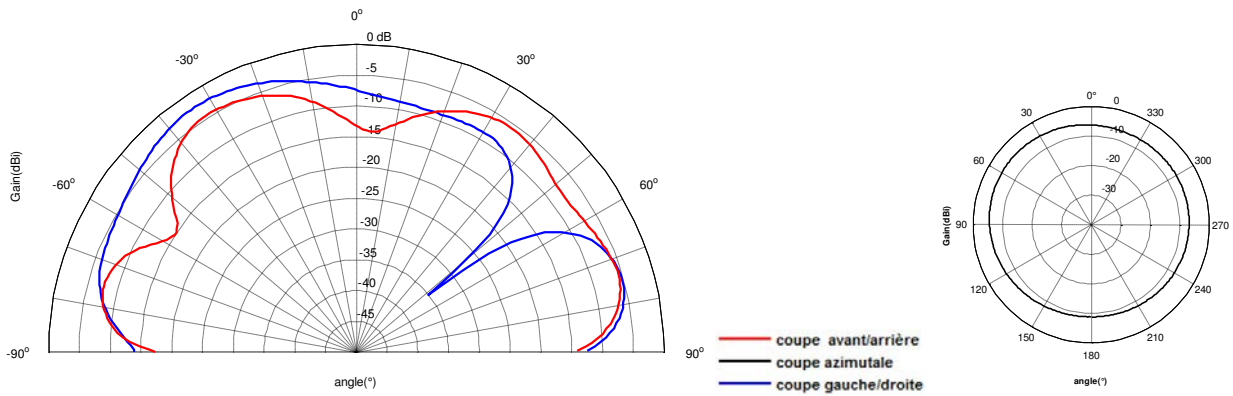


Figure IV-28 : Diagrammes de rayonnement mesurés à 162MHz (balise sans ferrite)

Les gains mesurés à différentes fréquences sont regroupés dans le Tableau IV-8, ci-dessous :

| Prototypes | Fr (MHz) – S11(dB) | coupe avant Arrière | | coupe gauche droite | |
|--------------------------------|--------------------|---------------------|----------------|---------------------|----------------|
| | | Gain (dBi) | Angle θ | Gain (dBi) | Angle θ |
| Balise 1 sans ferrite (157cm) | 156 (-5,4 dB) | -5,29 | -31,62 ° | -5,02 | -33,67 ° |
| | 162 (-13,4 dB) | -4,43 | -31,4 ° | -2,34 | -33,4 ° |
| Balise 1 avec ferrites (157cm) | 156 (-5,9 dB) | -11,08 | -73,62 ° | -11,3 | -72,58 ° |
| | 162 (-8,9 dB) | -9,03 | -74,39 ° | -8,98 | -71,38 ° |
| | 172 (-22,5 dB) | -8,26 | -77,6 ° | -8,11 | -75,4 ° |

Tableau IV-8: Gain maximal mesuré pour la balise 1 avec et sans ferrites

Le gain mesuré de la balise 1 est trop faible pour répondre aux spécifications du système AIS. Nous avons souhaité voir si la présence du boîtier (moule plastique) et de la batterie avaient une influence sur le gain réalisé de l'antenne, avant d'envisager la commercialisation de cette balise.

De nombreuses études (théoriques et expérimentales) ont été effectuées concernant le prototype final (en vue d'une commercialisation) : certaines d'entre elles sont présentées dans le chapitre suivant.

IV.5 Conclusion

Dans le chapitre 4, nous nous sommes intéressés à une antenne filaire de forme hélicoïdale en bande VHF (AIS), susceptible de se déployer lors de l'activation de la balise. Nous avons proposé une géométrie conique afin de réduire son épaisseur lorsque l'hélice est logée dans le boîtier. La structure a été optimisée sur un plan de masse dont les dimensions furent réduites (54,5 x 33,5 mm²) durant l'avancement du projet.

L'hélice est réalisée en inox pour résister aux agressions marines, avec un diamètre de spires variant progressivement de 3 cm à 0,5 cm et une longueur axiale de 14 cm (lorsque l'antenne est déployée). Elle a été caractérisée dans la base de mesure de TDF et présente un gain maximal de -4,5 dB et -2,3 dB selon le plan de coupe à la fréquence de 162 MHz, malgré un plan de masse réduit.

Cette solution a été retenue par les partenaires, pour son intégration dans la balise AIS.

Chapitre V : Balise autonome SIMY

| | |
|--|------------|
| V. BALISE AUTONOME SIMY..... | 131 |
| V.1 SIMULATIONS DE LA BALISE SIMY | 131 |
| V.1.1 Influence de la distance d..... | 131 |
| V.1.2 Influence du boitier et de la batterie (d=10cm)..... | 132 |
| V.1.3 Simulations 3..... | 134 |
| V.1.4 Simulations 4..... | 135 |
| V.2 MESURE DE LA BALISE SIMY EN ESPACE LIBRE..... | 136 |
| V.3 MESURE DE LA BALISE SIMY EN MER..... | 140 |
| V.3.1 Setup de mesure | 140 |
| V.3.2 Résultats de mesure..... | 143 |
| V.4 CONCLUSION..... | 145 |

V. Balise Autonome SIMY

Ce chapitre présente les études théoriques et expérimentales, indispensables à la commercialisation de la balise AIS, nommée SIMY. On rappelle que la balise SIMY est l'ensemble constitué de l'antenne hélice (décrite au chapitre III), munie de son circuit d'adaptation LC, de la carte électronique et de la batterie.

Dans un premier temps, des simulations ont été effectuées pour évaluer l'influence de la position de la balise par rapport au niveau de la mer (simulée par un disque métallique) en tenant compte de l'environnement de l'antenne hélice dans son boîtier plastique.

Des campagnes de mesure ont été effectuées en espace libre dans la base TDF (rayonnement et gain) ainsi qu'en mer pour tester la réception des signaux émis par la balise (distance de réception, trame du signal reçu).

V.1 Simulations de la balise SIMY

Des simulations CST ont été effectuées en prenant en compte le boîtier plastique ($\epsilon_r = 3$; $\tan\delta=0,02$) par un parallélépipède de dimensions $102 * 42 * 22 \text{ mm}^3$ et la batterie, par un pavé métallique de dimensions $34,5 * 34 * 17 \text{ mm}^3$.

Dans toutes les configurations étudiées, l'antenne est placée à une distance d au-dessus d'un disque métallique de diamètre de 146 cm, situé à un mètre du sol.

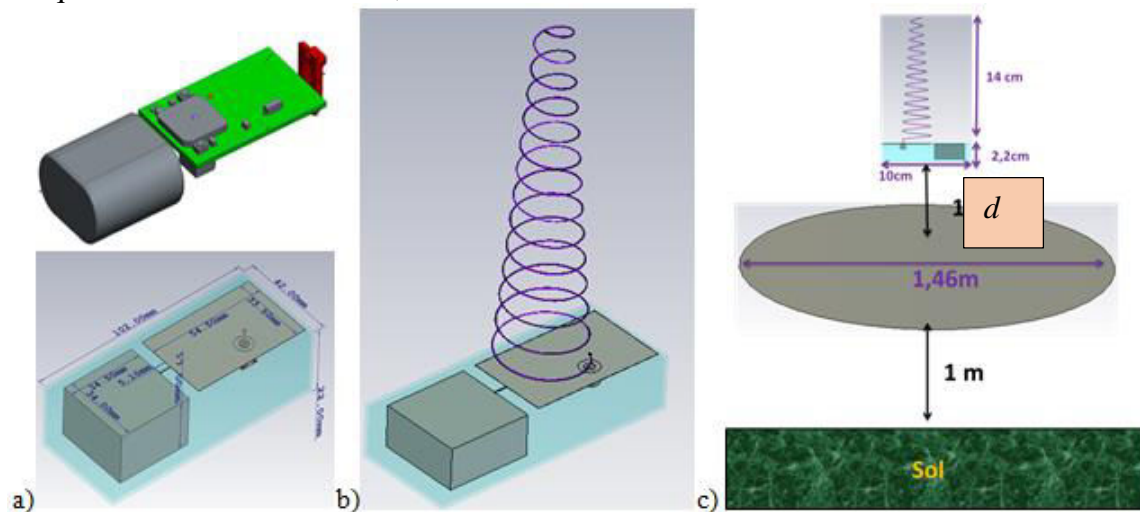


Figure V-1 : Prise en compte du boîtier, de la batterie et de l'antenne sous CST

V.1.1 Influence de la distance d

Des simulations ont été effectuées (Figure V-2) pour une distance d (balise-disque) variable dans le cas où l'antenne est connectée à sa batterie, dans le boîtier plastique. L'ensemble des résultats est rassemblé dans le Tableau V-1. On déduit de cette étude que plus la balise est éloignée du disque, meilleur est le gain avec une distance optimale de $d=10 \text{ cm}$.

| Distance balise disque | 0 cm | 5 cm | 10 cm | 15 cm |
|------------------------|-------|--------|-------|-------|
| Fr (MHz) | 128,6 | 143,15 | 144,5 | 144,5 |
| Gain réalisé (dB) | -1,45 | -0,47 | -0,26 | -0,27 |

Tableau V-1 : Influence de la distance d (balise-disque) sur la fréquence de résonance et le gain

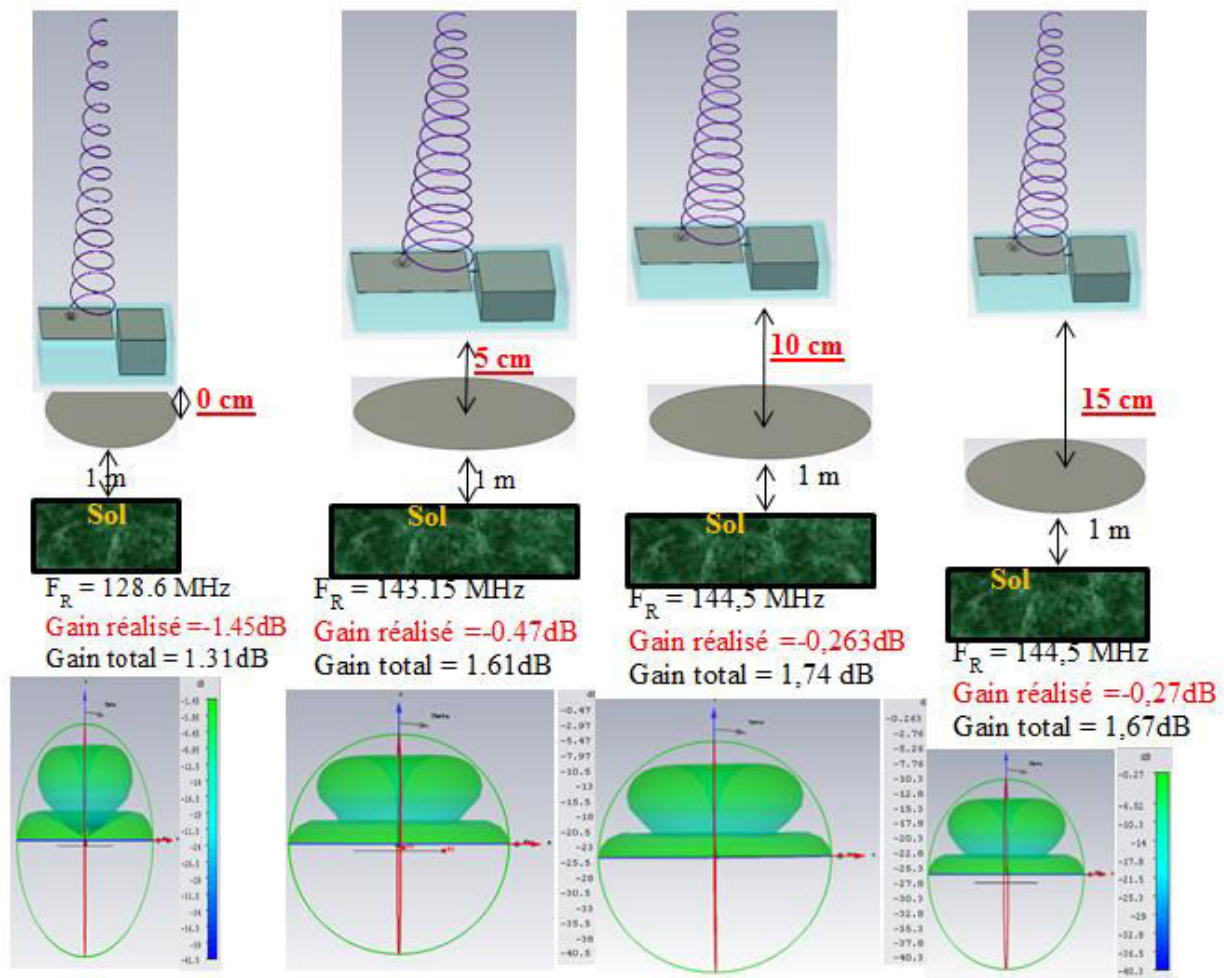


Figure V-2 : Influence de la distance d (balise-disque)

On remarque quand on éloigne l'antenne du disque, on augmente la fréquence de résonance et on améliore le gain.

V.1.2 Influence du boîtier et de la batterie ($d=10\text{cm}$)

L'antenne hélice a été simulée dans les six configurations suivantes (Figure V-3) :

1. Antenne hélice seule,
2. Antenne hélice + boîtier,
3. Antenne hélice + batterie non connectée,
4. Antenne hélice + batterie connectée,
5. Antenne hélice + boîtier + batterie non connectée,
6. Antenne hélice + boîtier + batterie connectée.

Dans toutes les configurations étudiées, l'antenne est placée à une distance $d=10\text{ cm}$ au-dessus du disque. L'ensemble des résultats présentés sur la Figure V-3, est rassemblé dans le Tableau V-2.

| | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 | Cas 4 | Cas 5 | Cas 6 |
|-------------------------------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|
| Boîtier plastique | | ✓ | | | ✓ | ✓ |
| Batterie non connectée | | | ✓ | | ✓ | |
| Batterie connectée | | | | ✓ | | ✓ |
| Fr (MHz) | 162,5 | 160,4 | 160,1 | 144,65 | 158,75 | 144,5 |
| Gain réalisé (dB) | +1,47 | +1,11 | +1,38 | -0,145 | +1,09 | -0,263 |

Tableau V-2 : Fréquences de résonance et gain réalisé des 6 configurations présentées Figure V-3

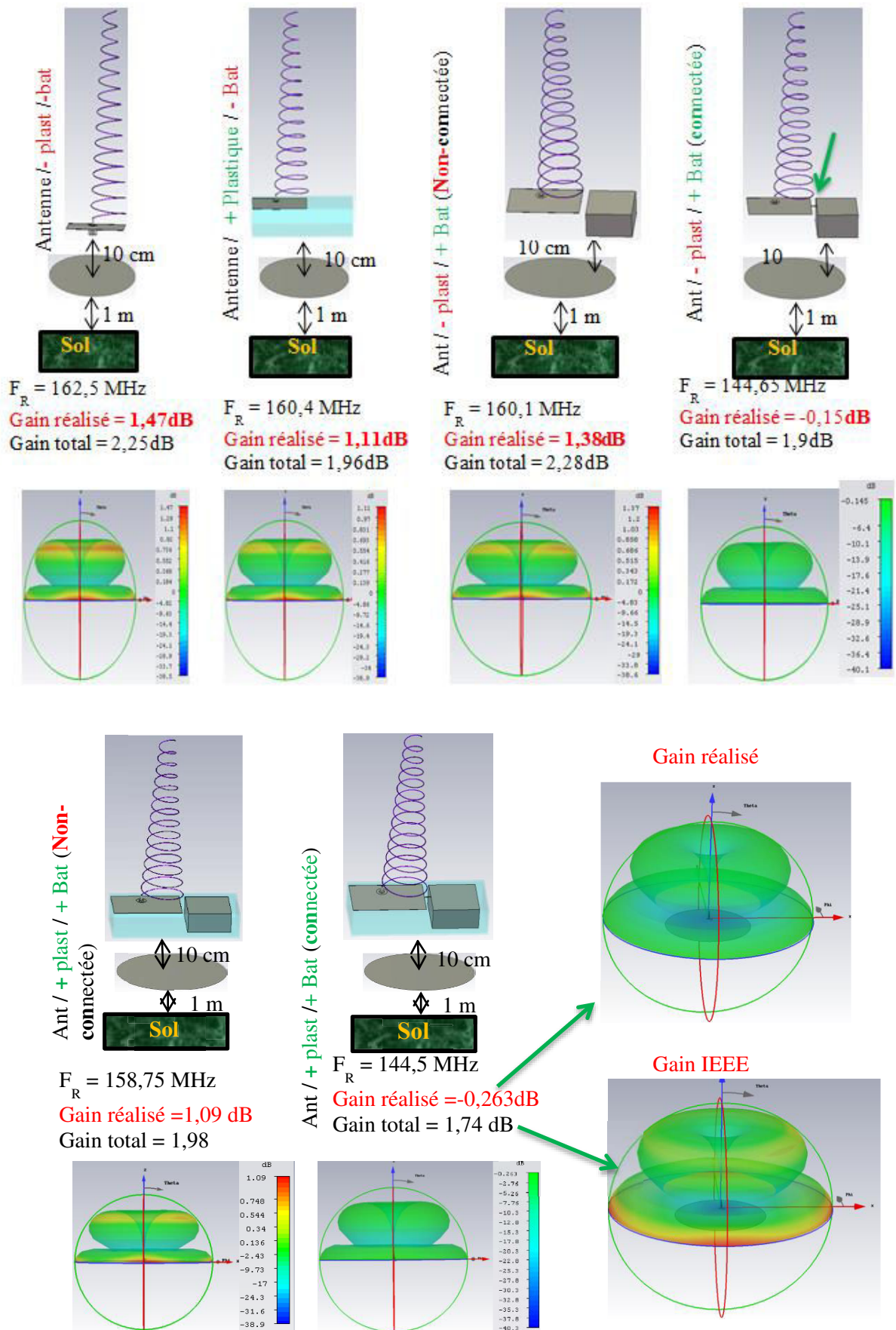


Figure V-3 : Simulations antenne dans 6 configurations différentes

Si l'on compare les cas 1 (antenne seule) et 6 (antenne connectée à sa batterie, dans le boîtier plastique), on constate :

- une diminution de la fréquence de résonance de 18 MHz.
- une perte de gain de 1,73 dB (\Rightarrow étude de la distribution du courant).

L'étude de la distribution du courant Figure V-4 nous montre qu'on est en présence d'un courant non négligeable dans la batterie lorsque cette dernière est connectée (cas 6 : Antenne hélice +boîtier +batterie connectée).

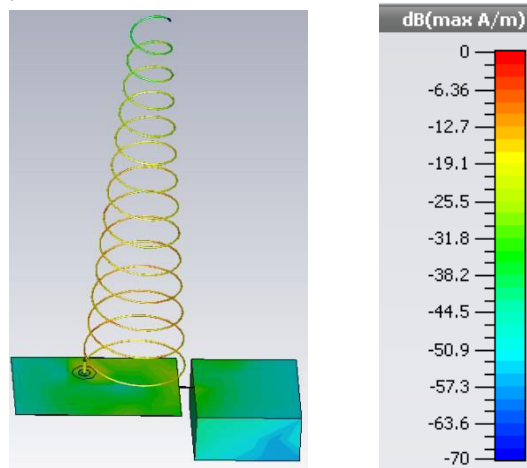


Figure V-4 : distribution du courant dans le cas 6 (Antenne hélice +boîtier +batterie connectée)

Nous pouvons ainsi conclure que :

- Il est nécessaire de placer la balise à 10 cm du disque, pour avoir le maximum de gain.
- En prenant en compte la batterie et le boîtier plastique en simulation, on observe une perte de gain de 1,7 dB par rapport à l'antenne seule. Cette baisse s'explique par la présence de courant qui circule sur la batterie.

Il est important de préciser qu'en simulation on n'a pas pris en compte le circuit d'adaptation, qui présente des pertes, comme on l'a vu dans le cas du monopole ruban.

V.1.3 Simulations 3

D'autres simulations dans les cas réels de mesure de la balise ont été effectuées, toutefois il nous a été impossible de simuler son autonomie.

Différentes configurations ont été simulées et sont regroupées dans le Tableau V-3 ci-dessous où nous avons : Hélice + boîtier + disque de diamètre de 1,5m se trouvant à 1 m du sol.

-batterie non connectée

-batterie connectée avec fil

-Plan de masse à 2,2 cm sous la balise, batterie non connectée

| Description à 1m du sol | F _r (MHz) | S ₁₁ (dB) | Gain Réalisé max(dB) | F = F _r | | | | F = 162MHz | |
|-------------------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|--------------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|
| | | | | Gain réalisé (dB) | | Gain IEEE (dB) | | Gain IEEE (dB) | |
| | | | | θ=75° | θ=65° | θ=75° | θ=65° | θ=75° | θ=65° |
| batterie non connectée | 156,2 | -6,59 | 0,85 | -7,62 | -8,07 | -6,65 | -7,1 | -7,71 | -5,26 |
| batterie connectée (fil) | 145,85 | -4,65 | -0,20 | -8,52 | -9,62 | -6,82 | -7,92 | -9,2 | -2,15 |
| conducteur sous la balise (à 2,2cm) | 155 | -6,36 | -0,77 | -7,49 | -8,58 | -6,46 | -7,55 | -7,5 | -5,08 |

Tableau V-3: tableau de simulation balise à 1m du sol

Les gains réalisés de l'antenne ont été observés aux angles $\theta = 65^\circ$ et 75° car la balise AIS doit communiquer avec les autres plaisanciers (angle d'élévation inférieur à 25°). Une estimation du

gain réalisé à 162 MHz a été faite et les résultats sont encourageants (à 162MHz, le gain de l'antenne dans la configuration batterie connectée est de -2,15 dB).

V.1.4 Simulations 4

Les simulations sur CST de la configuration exacte de mesure TDF de la balise (Hélice + boîtier + disque de diamètre de 1,5m se trouvant à 0,90 m du sol- Figure V-5) avec la batterie non connectée nous donne les résultats suivants :

Une étude paramétrique a été faite sur la distance balise et le disque de 1,5m.

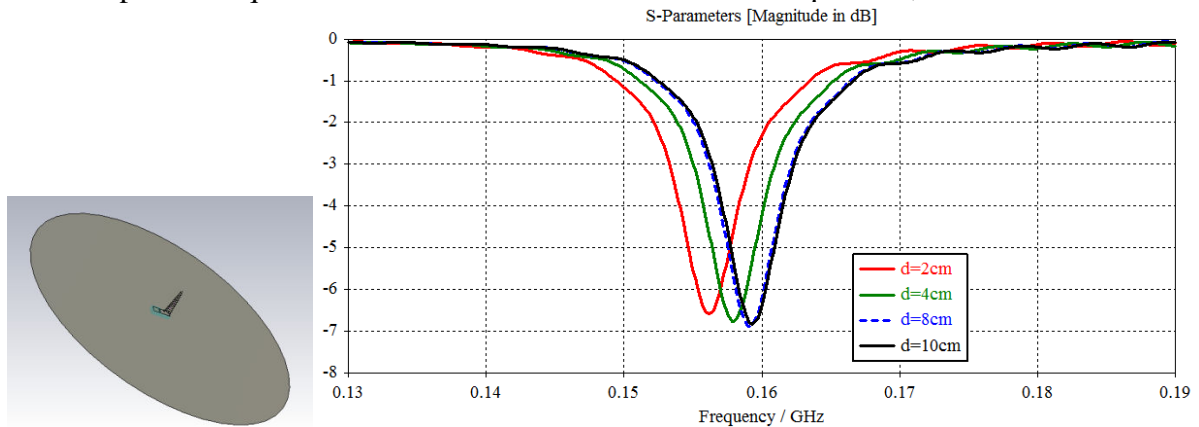


Figure V-5 : Coefficient de réflexion de la balise pour une distance d variable

Les diagrammes de rayonnement sont présentés à 156 MHz sur la Figure V-6 : nous pouvons remarquer un comportement omnidirectionnel de la balise avec un max de gain pour θ compris entre 40° et 50° .

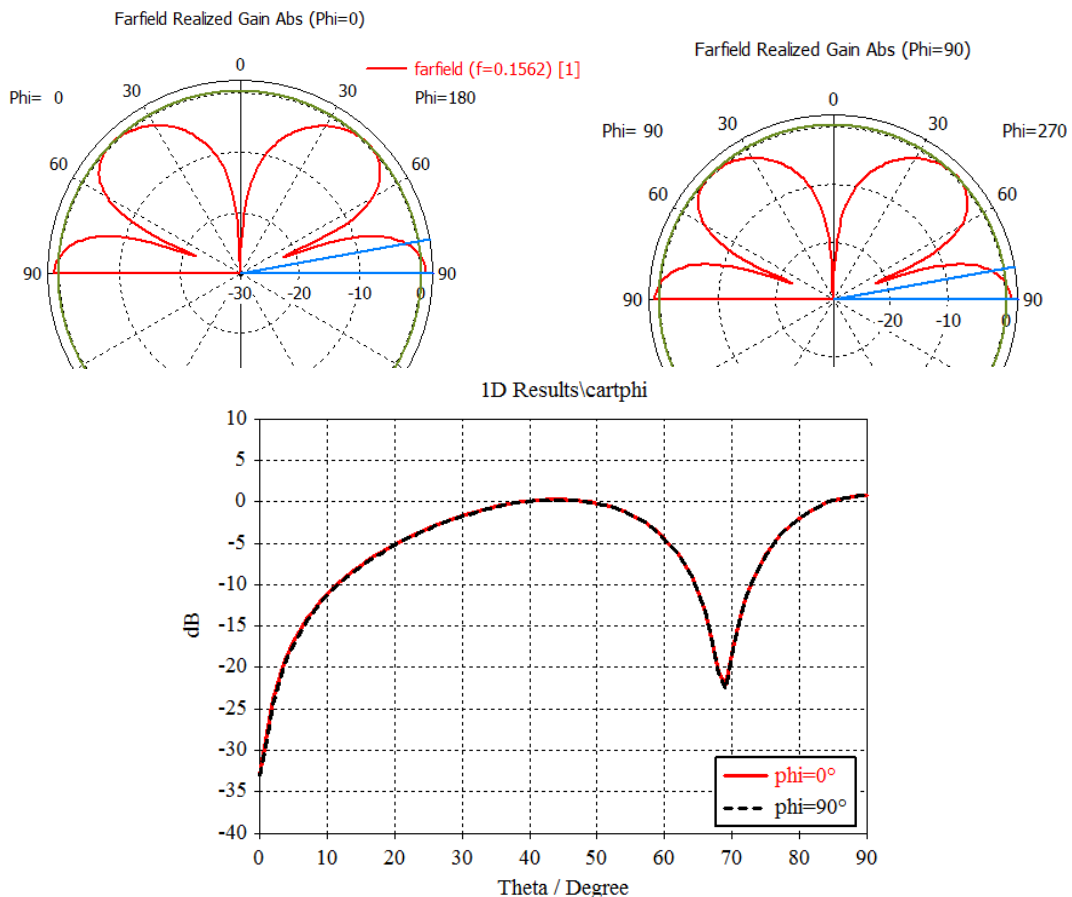


Figure V-6 : Diagrammes de rayonnement à 156 MHz pour la balise à $d=2\text{cm}$

| Description : | F_r (MHz) | S_{11} (dB) | F = Fr | | | F=162 MHz |
|---------------|----------------|------------------|-----------------------------|---|--|--|
| | | | Gain réalisé max (dB) | Gain réalisé (dB) ($\theta=50^\circ$) | Gain IEEE (dB) ($\theta=50^\circ$) | Gain IEEE (dB) ($\theta=50^\circ$) |
| d = 2 cm | 156,2 | -6,58 | 0,79 | -0,08 | 0,88 | 1,31 |
| d = 4 cm | 158 | -6,76 | 0,87 | 0,09 | 1,02 | 1,66 |
| d = 8 cm | 159,05 | -6,89 | 0,97 | 0,27 | 1,16 | 1,8 |
| d = 10 cm | 159,35 | -6,83 | 0,92 | 0,21 | 1,13 | 1,73 |

Tableau V-4 : Performances de la balise (F_r , gain) pour une distance d variable

Nous remarquons que nous ne sommes pas adaptés à 162 MHz. Mais aussi que nous améliorons le gain quand nous nous éloignons du disque.

On peut donc conclure que l'utilisation du disque permet d'avoir le gain à l'angle de $\theta=50^\circ$. Ce qui répond à notre cahier de charge.

V.2 Mesure de la balise SIMY en espace libre

En 2016, une version finale de la balise SIMY (Figure V-7) a été proposée et assemblée chez Syrlinks. Elle comprend :

- Une structure mécanique composée d'une plasturgie étanche innovante (sous-traitant)
- Une carte électronique, entièrement mise au point d'un point de vue hardware et software (Syrlinks)
- Une antenne hélice développée dans le cadre de cette thèse et détaillée au chapitre III (IETR)

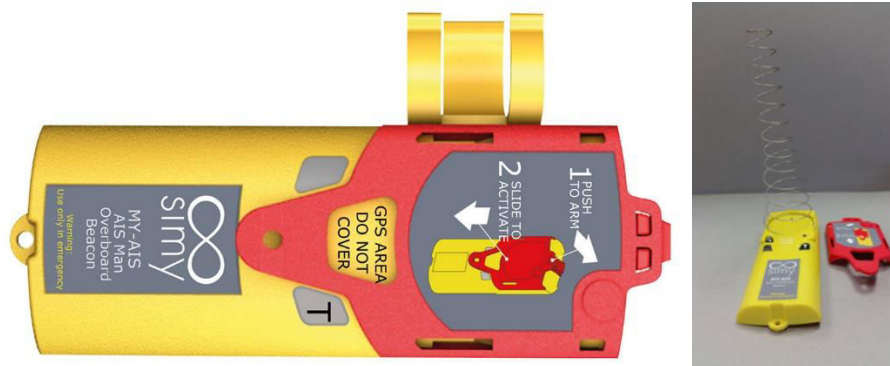


Figure V-7 : Prototype de la balise SIMY commercialisée

Nous avons effectué des mesures de la balise SIMY en espace libre dans la station TDF à Liffré (le 20/09/2016). Cette balise a été livrée avec quatre batteries (numérotées de 1 à 4, autonomie estimée à 1 h). Il faut souligner que cette balise est parfaitement autonome (elle possède son propre émetteur AIS sur la carte électronique) : les conditions de mesure sont donc différentes de celles présentées au paragraphe III.3.4.

Ces mesures doivent valider (ou non) le gain mesuré par Syrlinks dans les conditions suivantes : la balise est située à 2 cm au-dessus d'un disque métallique de 2, 5m de diamètre, placé à 0,87m du sol.

On rappelle que le gain mesuré était voisin de - 4 dB, valeur max obtenue pour un angle de 25° par rapport à l'horizon (soit $\theta=65^\circ$), alors que les simulations CST annonçaient un gain > 0 dB.

Les conditions de mesures dans la base TDF sont différentes : la balise est située à 2 cm au-dessus d'un disque métallique de 1,5 m de diamètre, placé à 0,90 m du sol (Figure V-8).

Les mesures ont été effectuées, pour différentes hauteurs balise – disque métallique (2, 4, 8, 10 cm) :

- dans les deux plans de coupes principaux verticaux ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$) pour θ variable,
- dans les deux plans $\theta=90^\circ$ et $\theta=\theta_{\max}=50^\circ$, pour φ variable.

La première partie rappelle les résultats de simulation obtenus pour les 2 configurations de mesures (Syrlinks – TDF). Les mesures réalisées dans la base TDF sont présentées dans la deuxième partie. Les mesures de puissance ont été faites en utilisant l'analyseur de spectre AGILENT E4446A.

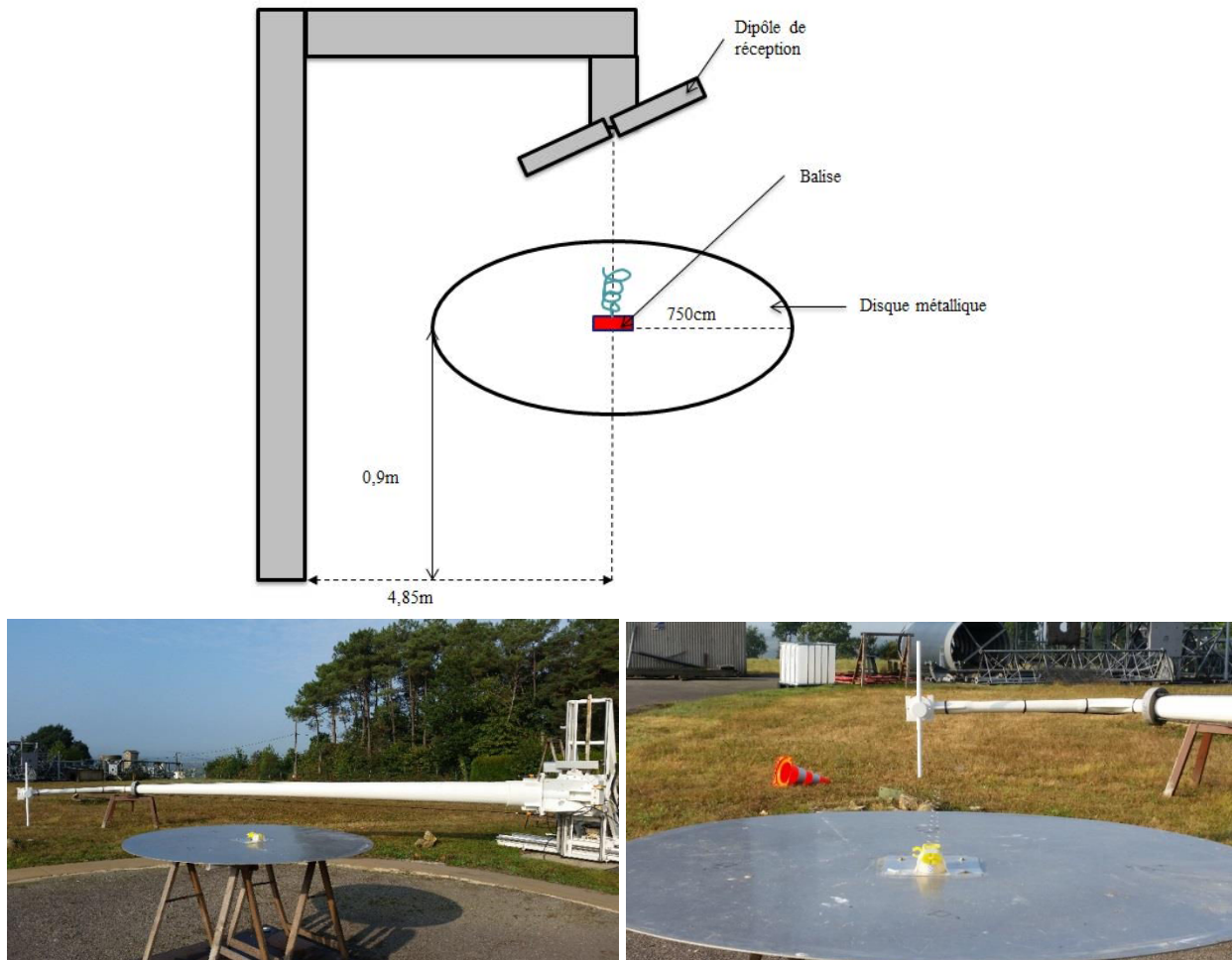


Figure V-8 : Dispositif de mesure TDF

Les mesures ont été effectuées pour différentes distances balise-disque d (Figure V-9) et dans les quatre plans de coupes suivants :

- ✓ plans verticaux ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$) pour θ variable.
- ✓ $\theta=90^\circ$ et $\theta=\theta_{\max}=50^\circ$, pour φ variable.

Un exemple de diagrammes de rayonnement mesurés en $\varphi=0^\circ$, pour d variant entre 2 cm et 8 cm est présenté Figure V-10.

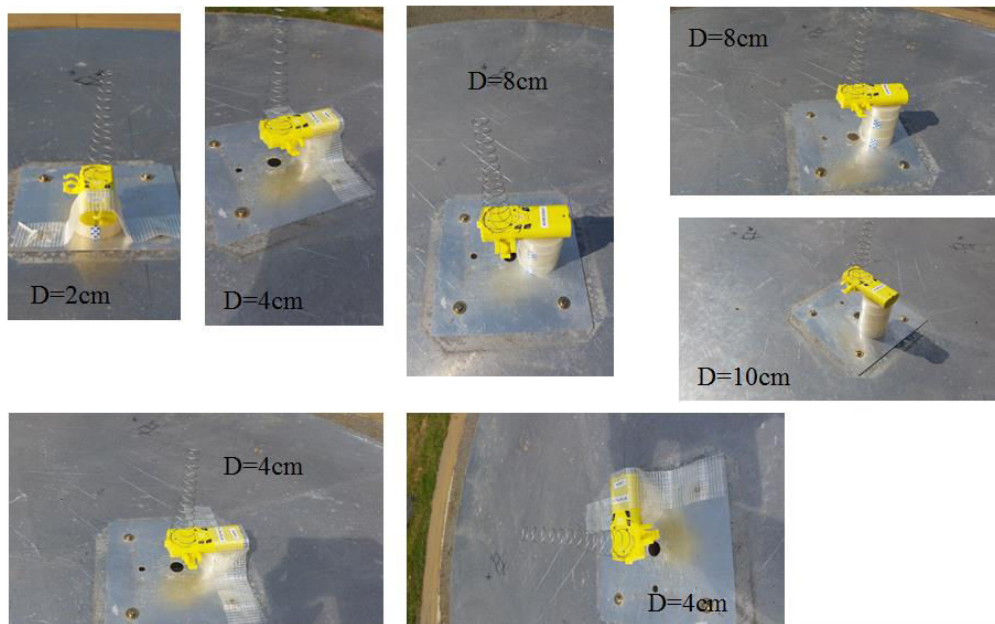


Figure V-9 : Distance d balise-disque variable

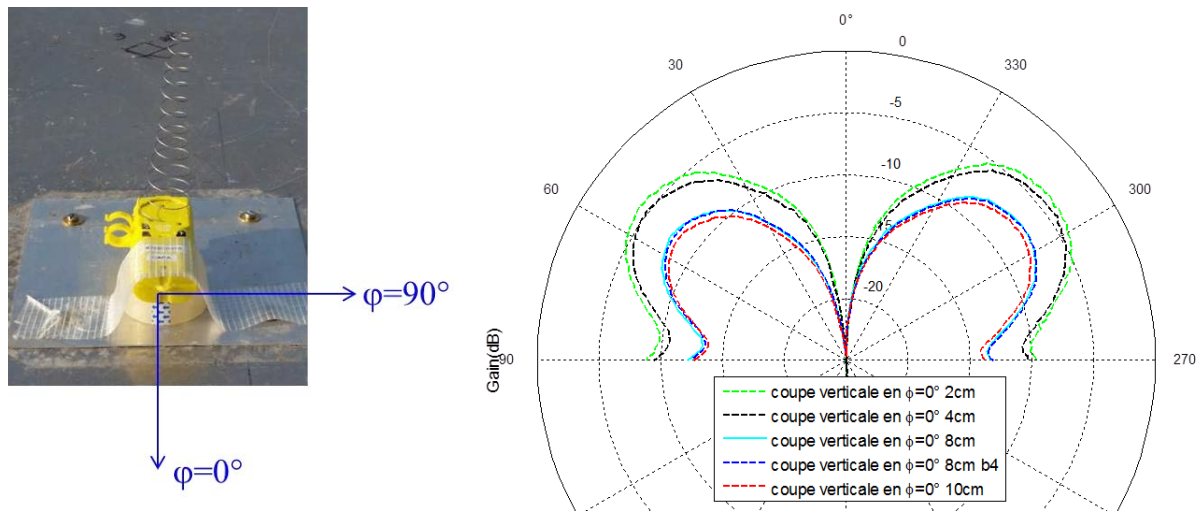


Figure V-10 : Diagrammes de rayonnement de la balise pour d variable

Pour connaître le gain de notre balise, nous avons d'abord fait des acquisitions par bilan de puissance, comme on est en transmission. Nous avons constaté une dégradation des performances de la balise lorsqu'elle s'éloigne du plan de masse. Les batteries ont été changées entre plusieurs mesures car elles s'échauffaient quand la balise émettait. Nous nous sommes interrogés sur l'influence de la batterie et la dégradation des performances du diagramme. Les valeurs du gain maximal sont regroupées dans le Tableau V-5, en fonction du plan de coupe : AA (Avant Arrière), GD (Gauche Droite) et AZ (AZimuth). La valeur de l'angle (θ ou φ) pour lequel le gain est maximal est également indiqué dans le tableau.

| d | Coupe | Angle(°) | Gain max (dB) |
|----------|---|------------------|----------------------|
| 2 cm | AA : $\varphi=0^\circ$ | $\theta=-51,58$ | -3,851 |
| | GD : $\varphi=90^\circ$ | $\theta=-53,42$ | -3,634 |
| | AZ : $\theta=90^\circ$ (site 0°) | $\varphi=179,24$ | -8,337 |
| | AZ : $\theta=50^\circ$ (site 40°) | $\varphi=-180$ | -3,817 |
| 4 cm | AA : $\varphi=0^\circ$ | $\theta=-55,59$ | -4,363 |

| | | | |
|-------|--|-------------------|--------|
| | GD : $\varphi=90^\circ$ | $\theta=-53,41$ | -4,356 |
| | AZ site 40° $\theta=50^\circ$ | $\varphi=-166,73$ | -4,311 |
| 8 cm | AA : $\varphi=0^\circ$ | $\theta=-53,59$ | -7,114 |
| | AA : $\varphi=0^\circ$ b4 | $\theta=-52,42$ | -7,159 |
| 10 cm | AA : $\varphi=0^\circ$ | $\theta=-52,57$ | -7,574 |
| | GD : $\varphi=90^\circ$ | $\theta=-54,42$ | -7,831 |
| | AZ site 40° : $\theta=50^\circ$ | $\varphi=174,26$ | -7,661 |

Tableau V-5 : Tableau récapitulatif des gains pour d variable

Il est à préciser que dans un système de communication radio la **puissance isotrope rayonnée équivalente** (PIRE) EIRP en anglais, est définie dans la direction de l'antenne où la puissance émise est maximale : c'est la puissance qu'il faudrait appliquer à une antenne isotrope pour obtenir le même champ dans cette direction. En généralité, la PIRE d'un objet rayonnant, dans une direction donnée quelconque, est la puissance qu'il faudrait appliquer à une antenne isotrope mise à la place de cet objet, pour avoir le même niveau de rayonnement dans cette direction. Pour une antenne connectée directement à l'émetteur :

PIRE [dBm] = Puissance électrique appliquée à l'antenne [dBm] + Gain de l'antenne [dBi]

PIRE [W] = Puissance électrique appliquée à l'antenne [W] * Gain de l'antenne

Pour une installation incluant le câble de liaison :

PIRE [dBm] = Puissance de transmission [dBm] – Pertes dans les câbles et connecteurs [dB] + Gain de l'antenne [dBi]

Afin de déterminer le gain réalisé de la balise, nous avons utilisé la formule suivante :

$$PIRE_{\text{étalon}} = PIRE_{\text{ant}} + G_{\text{ant}} \Rightarrow G_{\text{balise}} = PIRE_{\text{étalon}} - PIRE_{\text{balise}}$$

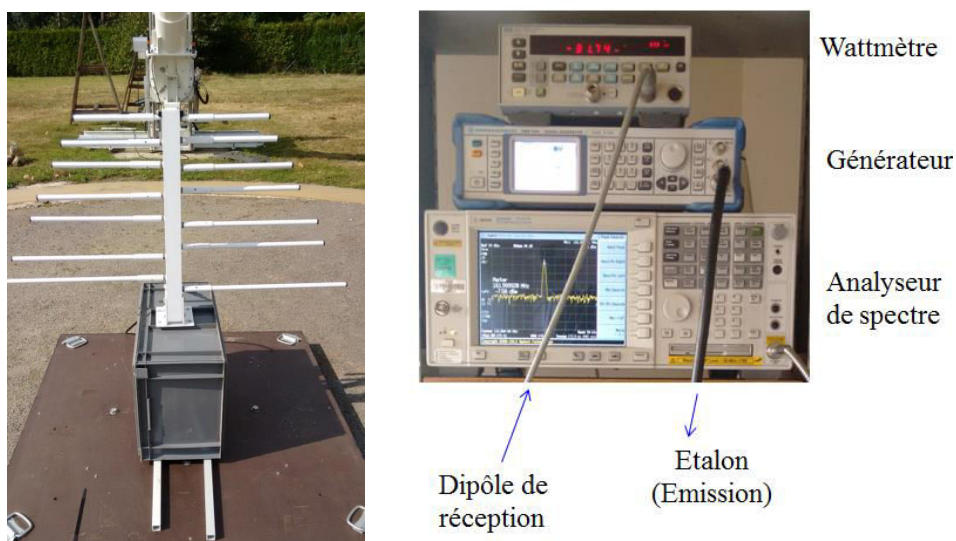


Figure V-11 : Antenne Etalon et Dispositif de mesure

Nous avons ainsi déduit pour les différentes valeurs de d , le gain réalisé de la balise en utilisant une antenne étalon (Figure V-11). Les acquisitions de bilan de puissance effectuées ci-dessus nous ont permis de déterminer la PIRE de l'étalon, c'est-à-dire à chaque max de gain, nous avons relevé la valeur de la PIRE de l'étalon. La PIRE de la balise a été trouvée par une acquisition de bilan de puissance faite en espace libre avec Syrlinks. La valeur de la PIRE est de 34 dBm. Les résultats de gain trouvés sont dans le tableau ci-dessous (Tableau V-6).

| cas | PIRE Etalon (dBm) | PIRE Balise (dBm) | Gain Balise (dB) |
|----------|-------------------|-------------------|------------------|
| d_2 | 31 | 34 | -3 |
| d_4 | 30,35 | 34 | -3,65 |
| d_8 | 27,47 | 34 | -6,53 |
| d_{10} | 27,01 | 34 | -6,99 |

Tableau V-6 : Tableau du gain réalisé de la balise

En conclusion, les résultats des acquisitions et simulations ont été présentés ci-dessus. Pendant les mesures; nous nous sommes posés des questions sur l'adaptation de la balise pour les cas d_2 d_4 d_8 et d_{10} , car en simulant nous avons eu un shift en fréquence la balise étant adaptée avec un circuit LC ne pouvait pas être modifiée pour chaque étape de mesure. Nous avons constaté des différences de résultats de gain entre les différents cas, on ne peut pas affirmer avec certitude que la balise autonome est toujours adaptée à 162MHz (on n'a plus revérifié la transmission à chaque étape). En effet les simulations ont montré que quand on s'éloigne du disque la fréquence ainsi que le gain augmente. Ce qui n'est pas le cas en mesure avec nos résultats.

Une autre question est celui du réchauffement de la carte électronique, mais aussi du disque de 1,5m utilisé pour la mesure. On s'est posé des questions sur l'impact de cette chaleur intense sur les performances de la balise.

V.3 Mesure de la balise SIMY en mer

Des campagnes de mesures en mer ont été effectuées par Syrlinks et Plastimo pour vérifier en conditions réelles la portée de la balise SIMY face aux produits concurrents du marché (KANNAD R10, l'AMEC TB-520 et l'OCEAN SIGNAL MOB1). Ces mesures ont été effectuées les 7 et 8 Juin 2016 sur la pointe de Penevins en Bretagne, pour permettre de :

- Vérifier la détection des messages par un récepteur AIS
- Vérifier la puissance du signal reçu
- Vérifier la portée maximale

V.3.1 Setup de mesure

Le Setup de mesure est présenté sur la Figure V-12 et se compose de deux équipes :

- La première équipe se trouve sur le parking de la pointe de Penevins avec une antenne de réception et analyse des signaux reçus (Figure V-13).
- La seconde sur un bateau semi-rigide au large à distance variable pour le déclenchement des balises (Figure V-14).

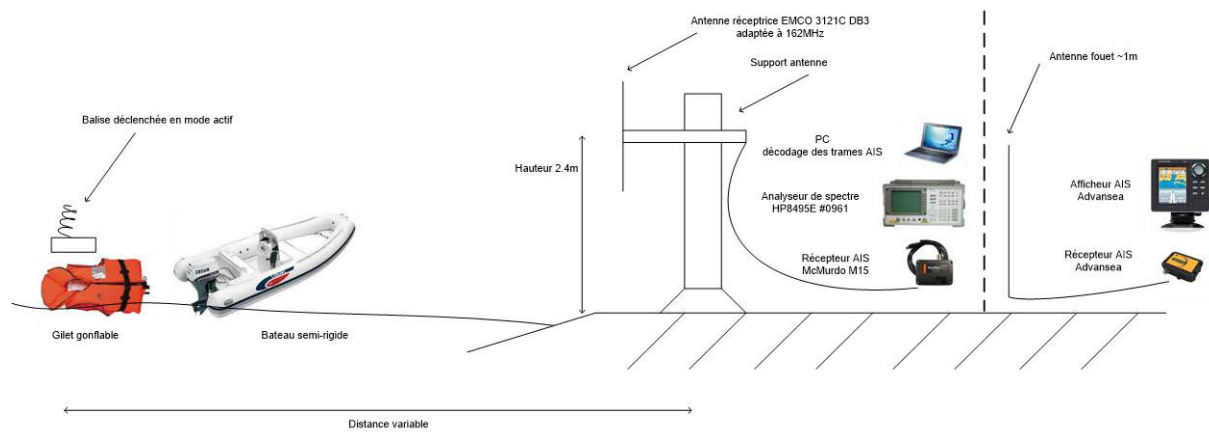


Figure V-12 : Setup de mesure bateau et sol

Deux balises différentes ont été testées : la SIMY 1 (configuration balise "mouillée") et la SIMY 3 (configuration balise "sèche").

Pour la première équipe, nous avons la configuration suivante :

Setup de mesures – Penvins (1^o équipe)

Setup principal :

- Mesure de la puissance du signal reçu sur l'analyseur de spectre (alimenté sur groupe électrogène 220V)
- Réception des messages AIS sur le récepteur McMurdo M15 (alimenté en USB sur PC)
- Enregistrement et décodage des messages AIS sur PC

Setup secondaire :

- Récepteur AIS/GPS Advansea + afficheur position des balises (Alimenté en 12V sur batterie voiture)

Position GPS : 47.494550, -2.681589



Figure V-13 : Installation de la base sur le parking du port de Penevins

Setup de mesures – Bateau (2^o équipe)



Figure V-14 : Bateau au large des côtes - homme à la mer avec la balise

Les 5 balises différentes sont déclenchées à tour de rôle :

- SIMY 1 « mouillée » : 972000001
- SIMY 3 « sec » : 972000003
- KANNAD R10 : 970120793
- AMEC TB-520 : 972160868
- OCEAN SIGNAL MOB1 : 972600616

A chaque balise est attribué un numéro MMSI (Maritime Mobile Service Identity). Le MMSI est un système d'identification des équipements (ASN (VHF, MF et HF), les balises de détresse AIS et Cospas-Sarsat), des stations de navires et côtières qui repose sur les principes suivants :

- Chaque équipement doit posséder une identification UNIQUE composée d'une série de neuf chiffres.
- Elle est utilisée à la fois dans les transmissions classiques et satellitaires.
- La même identité doit être utilisée pour tous les systèmes de télécommunications.
- Chaque nation doit prévoir un plan de numérotation suffisant pour faire face à toutes les évolutions prévisibles, en particulier, l'automatisation des services.
- Le plan de numérotation doit tenir compte des possibilités d'acheminement des réseaux téléphoniques existants.
- Les trois premiers chiffres de cette identification (navire) doivent indiquer la nationalité du navire. Ces trois chiffres sont appelés MID : Maritime Identification Digit.

Le numéro MMSI de la balise SIMY vu par le CROSS (Centre Régional Opérationnel de Surveillance et de Sauvetage) était 972600610. Le CROSS nous a demandé de ne plus utiliser cette balise. Les balises utilisées ont été testées avec des numéros MMSI test (972000001 et 972000003).

Différentes configurations de l'emplacement de la balise ont été faites pour la mesure :

- Sur le gilet sur embout buccal, avec homme à la mer
- Sur le gilet sur embout buccal, avec homme debout sur le bateau
- Sur le gilet sur sangle, avec homme debout sur le bateau
- Sur le gilet sur sangle, avec homme à la mer
- Sur le bateau, posé à hauteur = 1m

A une distance variable de la côte, le premier test a été fait sur la balise SIMY1 et ensuite sur la balise SIMY3.

- SIMY 1 « mouillée » : 972000001

- Adaptation de l'antenne dans le cas de figure d'un homme à la mer avec balise près du niveau de la mer et embruns (balise mouillée). Cette balise n'est testée que sur un gilet.
- SIMY 3 « sec » : 972000003
 - Adaptation de l'antenne dans le cas de figure d'une utilisation sur radeau avec balise à une hauteur de 50cm – 100cm et peu enclin aux embruns. La balise a été d'abord testée sur gilet de sauvetage et ensuite en utilisation nominale, c'est à dire à 1m de hauteur.

Les balises KANNAD et AMEC ont été aussi testées afin de pouvoir comparer les performances entre elles.

V.3.2 Résultats de mesure

Résultats de mesure de puissance - Balise sur embout buccal, homme à la mer

Les mesures de puissance n'ont pas pu être poussées au-delà de 700m car deux principaux problèmes ont été rencontrés :

- Le seuil de bruit de l'appareil de mesure trop fort donc mesure en portée très limitée.
- Les mesures de puissance RF sont difficiles à effectuer car plusieurs appareils AIS émettaient en même temps (tests militaires dans le secteur).

Ainsi, tous les tests suivants ont été effectués en se basant sur le nombre de trames AIS reçues (ratio trames AIS émises / trames AIS reçues)

Réception de trames AIS - Balise sur embout buccal, homme à la mer

Dans ce cas de figure, la balise est sur embout buccal et homme à la mer. Après vérification des trames sur récepteur AIS, on relève les trames AIS décodées par récepteur sur trames AIS envoyées pour différentes distances et positions du GPS bateau :

a) distance = 5,582km (3,014 NM)

Position GPS bateau = 47,45305 ; -2,72361

SIMY 1: 59/64 (92,2%) (59 trames décodées pour 64 trames envoyées)

SIMY 3: 30/32 (93,8%)

KANNAD: 23/24 (96%)

AMEC: 27/32 (84%)

b) distance = 8,412km (4,542 NM)

Position GPS bateau = 47.4325 ; -2.74583

SIMY 1: 33/56 (58,9%)

SIMY 3: 11/40 (27,5%)

KANNAD: 27/32 (84,4%)

AMEC: 24/32 (75%)

c) distance = 11.155km (6,023 NM)

Position GPS bateau = 47.40916, -2.75972

SIMY 1 : 7/24 (29,2%)

SIMY 3 : 8/32 (25%)

KANNAD : 7/16 (43,75%)

AMEC: 26/40 (65%)

d) distance = 15km (8,1 NM)

Position GPS bateau = 47.3822, -2.7922

SIMY 1 : pas de mesures possibles (embout buccal cassé)

SIMY 3 : 0 (0%)

KANNAD : 28/112 (25%)

AMEC: 5/40 (12,5%)

| | SIMY 1 | SIMY 3 | KANNAD | AMEC |
|---------------------|----------------|---------------|--------------|-------------|
| d= 5,582 km | 92,2 % (59/64) | 93,8% (30/32) | 96% (23/24) | 27/32 (84%) |
| d= 8,412 km | 58,9%(33/56) | 27,5%(11/40) | 84,4%(27/32) | 75%(24/32) |
| d= 11,155 km | 29,2%(7/24) | 25%(8/32) | 43,75%(7/16) | 65%(26/40) |
| d= 15 km | - | 0%(0) | 25%(28/112) | 12,5%(5/40) |

Conclusion pour un scénario « homme à la mer »

La mesure à 15km n'a hélas pas pu être effectuée avec la balise SIMY_1 due à l'embout buccal cassé (prototype 3D en poudre de frittage)

Cependant, par interpolation avec les mesures effectuées au sol, on sait que les performances de la SIMY_1 et la KANNAD sont très semblables.

La portée pour les deux balises est d'environ 15 km (8,1 NM) par temps calme dans les conditions d'essais décrits dans ce document.

La balise AMEC a une portée d'environ 18 km (9,72 NM)

Réception de trames AIS - Balise posée à 1 m de hauteur (SIMY 3)

e) distance = 21.9km (11.85 NM)

Position GPS bateau = 47.33833, -2.86

SIMY 3 : 4/32 (12,5%)

KANNAD : 0 (0%)

AMEC : 16/24 (66,6%)

f) distance = 24.1km (13 NM)

Position GPS bateau = 47.32111, -2.87388

SIMY 3 : 0 (0%)

KANNAD : 0 (0%)

AMEC : 11/16 (68,75%)

| | SIMY 3 | KANNAD | AMEC |
|-------------------|--------------|--------|---------------|
| d= 21,9 km | 12,5% (4/32) | 0% | 66,6% (16/24) |
| d= 24,1 km | 0% | 0% | 68,75%(11/16) |

On constate que le ratio trames AIS décodées / trames AIS émises est inférieur à celui des balises concurrentes. Cependant la balise SIMY émet sur une portée de 6 miles nautiques (NM), alors que les balises AIS commercialisées affichent toutes une portée de 4 NM. Ces campagnes de mesures ont permis de valider les performances de la balise SIMY, avant l'ultime étape de certification AIS. La balise SIMY a été commercialisée en Mai 2017, avec un transfert technologique de l'antenne hélice réalisée durant cette thèse. De nombreux articles ¹ ont été publiés lors du lancement du produit, et déclarent la balise SIMY-My AIS être "la plus petite balise de détresse en mer au monde", comme l'atteste un extrait du site <https://www.simy-beacons.com/Nautisme> (Figure V-15).

Les spécifications de la balise SIMY-My AIS sont les suivantes :

Normes et Certifications : ETSI EN303098 V2.1.1; IEC61108-1; RTCM11901.1

Gamme de température d'utilisation : -20°C to 55°C

Fréquences : AIS1 161.975 MHz, AIS2 162.025 MHz

Etanchéité : IP67

Dimensions : 115x40x22mm

¹ <https://www.ouest-france.fr/bretagne/high-tech-la-balise-de-detresse-de-syrlinks-est-la-plus-petite-au-monde-5035043>
<https://www.bateaux.com/article/26012/my-ais-balise-de-detresse-personnelle>

Poids : 95g

Un extrait du manuel d'utilisation de la balise SIMY-My AIS est fourni en Annexe.



La balise de détresse My-AIS, votre allié sécurité en mer

Conçue pour les plaisanciers, My-AIS est la plus petite **balise de détresse en mer** au monde. Véritable compagnon **sécurité** pendant vos **sorties en mer**, elle est ultra-compacte et s'intègre très facilement dans tous types de **gilets de sauvetage**.

Pour une solution de **sécurité à terre**, optez pour **Simy Outdoor**.

Acheter maintenant 

Figure V-15 : Image extraite du site <https://www.simy-beacons.com/Nautisme>

V.4 Conclusion

Dans un premier temps, des simulations ont été effectuées sur l'antenne hélice en tenant compte de son environnement (boîtier plastique, batterie) et des conditions de mesures exigées par la norme AIS (plan de masse situé à 1 m du sol). Elles ont montré que le gain était maximal lorsque la balise était placée à 10 cm du plan de masse, et diminuait de 1,7 dB par rapport à celui de l'antenne hélice seule.

Des campagnes de mesure ont été effectuées en espace libre dans la base TDF (rayonnement et gain) : on a mesuré un gain voisin de -3 dB.

Des mesures ont également été réalisées en mer pour vérifier en conditions réelles la portée de la balise SIMY face aux produits concurrents du marché (KANNAD R10 et AMEC TB-520) : même si le ratio trames AIS décodées / trames AIS émises est inférieur à celui des balises concurrentes, il n'en demeure pas moins que la balise SIMY émet sur une portée de 6 miles nautiques (NM), soit un peu plus de 11 kms (les balises AIS commercialisées affichent toutes une portée de 4 NM).

La balise SIMY a été commercialisée en Mai 2017, avec un transfert technologique de l'antenne hélice réalisée durant cette thèse. Elle est actuellement commercialisée au prix de 199 euros, ce qui fait d'elle la plus petite balise à bas coût au monde.

Conclusion et perspectives

Les travaux de recherches présentés dans ce mémoire sont axés sur la conception d'antennes miniatures devant être intégrées au sein des balises de détresse, répondant aux normes AIS (162 MHz) et COSPAS-SARSAT (406 MHz). Les contraintes imposées par le cahier des charges du projet FlexBea (projet FUI *Flexible Beacon*) offraient un encombrement très réduit pour loger l'antenne dans le boîtier de la balise. Ces antennes ont donc la particularité d'appartenir à la catégorie des AEP (Antennes Electriquement Petites) avec tous les inconvénients liés à ce type d'antennes (dégradation des performances radioélectriques).

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé la définition d'une AEP ainsi que ses principales caractéristiques et les techniques de miniaturisation des antennes qui engendrent la dégradation de leurs performances en termes de bande passante, gain et efficacité. Des exemples proposés dans la littérature en bande UHF ont été présentés : ils concernent principalement des applications médicales (bandes ISM et MICS) ou DVB-T avec de faibles gains.

Le chapitre 2 est dédié à la conception d'antennes planaires (dipôle, monopole et PIFA) en bande UHF. Des monopoles ou dipôles imprimés sur FR4 ont été réalisés avec différents types d'excitation (alimentation symétrique, dissymétrique, microruban, CPW). Ensuite, des structures à méandres - monopoles couplés avec un plan de masse flottant et patch replié - ont été proposées afin de réduire l'encombrement. Deux solutions ont été sélectionnées pour leur intégration éventuelle dans la balise COSPAS-SARSAT.

La première solution est un dipôle imprimé, avec ses brins repliés et une alimentation dissymétrique, qui possède un encombrement réduit ($91 * 50 \text{ mm}^2$). Le dipôle a été réalisé et caractérisé : il présente une bonne adaptation à la fréquence de 397 MHz (406 MHz en simulation) et un gain simulé de -1,8 dB.

Une autre étude a été menée sur des monopoles planaires à méandres (avec une alimentation microruban) dans une démarche de miniaturisation. Nous nous sommes concentrés sur un monopole à méandres de type "bow-tie" dont la fréquence de fonctionnement initiale (727 MHz) a été réduite (à 500 MHz) grâce à l'utilisation conjointe d'un plan de masse flottant (disposé à l'arrière du monopole) et d'un plan de masse perpendiculaire à l'antenne. Le gain mesuré est de +0,1 dB. Même si ce monopole semblait être un bon candidat pour la balise COSPAS-SARSAT, il n'a pas été redimensionné à 406 MHz, car le projet FLEXBEA s'est orienté sur la balise AIS en priorité.

Les chapitres 3 et 4 s'intéressent aux structures filaires (monopole, dipôle et hélice). Dans un premier temps, nous avons proposé un modèle de circuit équivalent pour un dipôle épais (rapport hauteur/rayon $h/a < 100$), modèle étendu ensuite à un monopole (validé par des mesures). Ensuite, nous avons conçu deux structures antennaires différentes en vue de leur intégration dans la balise.

La première solution (développée dans le chapitre 3) est un monopole ruban de longueur 20 cm (1 cm de large) fixé à un plan de masse de dimensions 10 cm x 4 cm (dimensions initiales de la balise) fonctionnant à 406 MHz avec un gain mesuré de 1,6 dB. Un circuit d'adaptation (LC) a été optimisé pour permettre à ce monopole de fonctionner à 160 MHz. Ensuite, ces deux structures ont été combinées au moyen d'un switch. Les trois structures ont été réalisées et caractérisées : l'efficacité mesurée dans la Wheeler Cap affiche des valeurs très satisfaisantes (95%, 91% et 80%).

La seconde solution est une antenne filaire de forme hélicoïdale en bande VHF (AIS), susceptible de se déployer lors de l'activation de la balise. Nous avons proposé une géométrie conique afin de réduire son épaisseur lorsque l'hélice est logée dans le boîtier. La structure a été

optimisée sur un plan de masse réduit (54,5 x 33,5 mm²). L'hélice a été réalisée en inox pour résister aux agressions marines, avec un diamètre de spires variant progressivement de 3 cm à 0,5 cm et une longueur axiale de 14 cm (lorsque l'antenne est déployée). Elle présente un gain maximal de -4,5 dB et -2,3 dB selon le plan de coupe à la fréquence de 162 MHz. Cette solution a été retenue par les partenaires du projet, pour son intégration dans la balise AIS finale.

Le chapitre 5 décrit les performances de la balise SIMY, My-AIS développée durant le projet FLEXBEA. Dans un premier temps, des simulations ont été effectuées sur l'antenne hélice en tenant compte de son environnement (boîtier plastique, batterie) et des conditions de mesures exigées par la norme AIS (plan de masse situé à 1 m du sol).

Des campagnes de mesure ont été effectuées en espace libre dans la base TDF (rayonnement et gain) ainsi qu'en mer pour vérifier en conditions réelles la portée de la balise SIMY face aux produits concurrents du marché. Même si le ratio trames AIS décodées / trames AIS émises est inférieur à celui des balises concurrentes, il n'en demeure pas moins que la balise SIMY émet sur une portée de 6 miles nautiques (NM), soit un peu plus de 11 kms (les balises AIS commercialisées affichent toutes une portée de 4 NM).

La balise SIMY a été commercialisée en Mai 2017, avec un transfert technologique de l'antenne hélice réalisée durant cette thèse. Elle est actuellement commercialisée au prix de 199 €, et reste la plus petite balise au monde.

Limites et perspectives

Cette thèse aborde le sujet peu exploré de la conception de balises en VHF(AIS) et UHF (COSPAS-SARSAT). Les travaux ouvrent donc la voie à diverses perspectives d'amélioration de conception. Telles que la conception des antennes et de la carte électronique sur substrat souple sans de pertes, mais aussi pouvoir adapter notre antenne AIS sans avoir recours à un circuit LC.

Les perspectives envisagées se heurtent toutefois à des réalités physiques difficiles à contourner. En effet il sera très difficile de synthétiser un substrat souple avec peu de pertes.

Le challenge est l'optimisation de ces antennes afin de pouvoir les intégrer sur les gilets de sauvetage et radeau de survie.

Même en développant des antennes où le tissu du gilet de sauvetage est utilisé comme substrat (textile ou substrat souple), reste toujours à résoudre le problème de la carte électronique où il faut penser à l'étanchéité du matériel. L'objectif étant de faire une balise compacte, on se retrouverait avec une antenne plus grande.

Malgré ces difficultés, la perspective sera de voir s'il est possible de développer une carte électronique sur substrat souple tout en faisant une antenne compacte.

Références bibliographiques

[1] "Introduction to the COSPAS-SARSAT system, C/S G.003, Issue 6 – Révision 2, October 2014", disponible à l'adresse :

http://nauticalfree.free.fr/nautical/Doc_INT_SARSAT_Introduction2014.pdf

[2] A. A. Serra, P. Nepa and G. Manara, "A Wearable Two-Antenna System on a Life Jacket for Cospas-Sarsat Personal Locator Beacons" in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 1035-1042, Feb. 2012. doi: 10.1109/TAP.2011.2173151

[3] J. Lilja, V. Pynttari, T. Kaija, R. Mäkinen, E. Halonen, H. Sillanpää, J. Heikkinen, M. Mantysalo, P. Salonen, and P. de Maagt, "Body-worn antennas making a splash : Lifejacket-integrated antennas for global search and rescue satellite system" in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 324-341, April 2013. doi: 10.1109/MAP.2013.6529385

[4] E. Georget, "Preuve de concept d'une liaison radio mer-air d'une balise autonome de petites dimensions - Projet BELOCOPA Conception d'antennes multi-bandes sur substrat souple", *Thèse de doctorat de l'Université d'Aix-Marseille*, soutenue le 19 Septembre 2014.

[5] <http://www.imo.org/fr/Pages/Default.aspx>

[6] OMI MSC.74(69), annexe 3, «Recommandation sur les standards de performance pour un système d'identification automatique (AIS) à bord»

[7] Convention-Solas-sauvegarde-de-la-vie

[8] Identification automatique System, ECE-TRANS-SC3-176f.pdf

[9] KANNAD : <http://www.kannad.com/index.html>

[10] McMURDO : https://www.mcmurdogroup.com/products/?_sft_mcmurdo-industries=marine

[11] OCEAN SIGNAL : <http://oceansignal.com/>

[12] [Online]. Available: <http://www.radioamateurs-france.fr/wp-content/uploads/2015-47-popov.pdf>

[13] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub and J. R. Mosig, "PCS antenna design: the challenge of miniaturization" in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 12-27, Aug. 2001. doi: 10.1109/74.951556

[14] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency", *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 64, no 1, p. 1–12, 1960.

[15] K. Fujimoto, H. Morishita, "Modern Small Antenna", *Cambridge University press*, 2014. ISBN: 9780511977602

K. Hirasawa and M. Haneishi, "Analysis, Design, and Measurement of Small Low Profile Antennas", *Artech House*, 1992. ISBN: 9780890064863

[16] K. Hirasawa and M. Haneishi, "Analysis, Design, and Measurement of Small Low Profile Antennas", *Artech House*, 1992. ISBN: 9780890064863

[17] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas" in *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479-1484, Dec. 1947. doi: 10.1109/JRPROC.1947.226199

[18] H. A. Wheeler, "The Radiansphere around a Small Antenna" in *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325-1331, Aug. 1959. doi: 10.1109/JRPROC.1959.287198

- [19] D. F. Sievenpiper *et al.*, "Experimental Validation of Performance Limits and Design Guidelines for Small Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 8-19, Jan. 2012. doi: 10.1109/TAP.2011.2167938
- [20] L. J. Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas", in *Journal of Applied Physics* **19**, pp. 1163–1175, 1948. doi: 10.1063/1.1715038
- [21] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas" in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, pp. 672, May 1996. doi: 10.1109/8.496253
- [22] A. J. Compston, J. D. Fluhler and H. G. Schantz, "A Fundamental Limit on Antenna Gain for Electrically Small Antennas" *2008 IEEE Sarnoff Symposium*, Princeton, NJ, 2008, pp. 1-5. doi: 10.1109/SARNOF.2008.4520113
- [23] M. C. Huynh, "Wideband Compact Antennas for Wireless Communication Applications", *Thèse de Doctorat*, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [24] H. Schantz, "The Art and Science of UWB Antennas", Second Edition, *Artech House*, 2005. ISBN : 9781608079551
- [25] H. A. Mendes, "A new approach to electromagnetic field-strength measurements in shielded enclosures", *Wescon Technical Papers*, August 1968.
- [26] J.F. Dawson, M.O. Hatfield, L.R. Arnaut and N. Eulig, "Reverberation (Mode-Stirred) Chambers for Electromagnetic Compatibility", *EMC & Compliance Journal*, **46**, pp 30-38, 2003.
- [27] P.S. Kildal, C. Carlsson and J. Yang, "Measurement of free-space impedances of small antennas in reverberation chambers", in *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 32, pp.112–115, jan 2002. doi:10.1002/mop.10105
- [28] C. Lemoine, "Contribution à l'analyse statistique des mesures en chambre réverbérante à brassage de modes", *Thèse de Doctorat de l'INSA de Rennes*, soutenue le 13 Juillet 2008.
- [29] K. Rosengren, P. S. Kildal, C. Carlsson and J. Carlsson, "Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers : improved accuracy by platform stirring", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 30, pp 391–397, sept. 2001. doi:10.1002/mop.1324
- [30] K. Rosengren and P. S. Kildal, "Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a MIMO system: theory, simulation and measurement in reverberation chamber," in *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, no. 1, pp. 7-16, 19 Feb. 2005. doi: 10.1049/ip-map:20045031
- [31] Reverberation Chambers "BLUETEST.SE ". [Online]. Available: <http://www.bluetest.se>
- [32] M. Wahib, S. Clauzier, S. Mikki and Y. Antar, "A 2.45 GHz novel electrically small planar dipole antenna," *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Cocoa Beach, FL, pp. 106-109, 2016. doi: 10.1109/IWAT.2016.7434815
- [33] S. Weigand, G. H. Huff, K. H. Pan and J. T. Bernhard, "Analysis and design of broad-band single-layer rectangular U-slot microstrip patch antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 457-468, March 2003. doi: 10.1109/TAP.2003.809836
- [34] B. Maity, "Design of dual band L-slot microstrip patch antenna for wireless communication," *2017 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI)*, Coimbatore, 2017, pp. 1-4. doi: 10.1109/ICCCI.2017.8117769
- [35] A. S. Abbas and M. K. Abdelazeez, "A dual band notch planar SWB antenna with two vertical sleeves on slotted ground plane," *2016 IEEE International Symposium on Antennas and*

- Propagation (APSURSI), Fajardo, pp. 2131-2132, 2016. doi: 10.1109/APS.2016.7696772
- [36] A. A. Naser, K. H. Sayidmarie and J. S. Aziz, "A meandered line-PIFA antenna for LTE (Band-Class-13) handset applications," 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), Loughborough, 2015. doi: 10.1109/LAPC.2015.7366032
- [37] Yu-Fa Zheng, Guang-Hua Sun, Qi-Kai Huang, Sai-Wai Wong and Li-Sheng Zheng, "Wearable PIFA antenna for smart glasses application," 2016 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), Guangzhou, 2016, pp. 370-372.
doi: 10.1109/COMPEM.2016.7588655
- [38] A. Bousselmi, B. Jmai and A. Gharsallah, "A dual band PIFA antenna for GSM and GPS applications," 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), Hammamet, pp. 1-4, 2017. doi: 10.1109/GECS.2017.8066277
- [39] M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, S. Merritt, J. S. Minor and C. A. Zorman, "Electrically small folded slot antenna utilizing capacitive loaded slot lines", 2008 *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Orlando, FL, pp. 731-734, 22-24 Jan. 2008. doi: 10.1109/RWS.2008.4463596
- [40] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets" in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 5, pp. 837-842, May 1997. doi: 10.1109/8.575634
- [41] F. Sarrazin, S. Pflaum and C. Delaveaud, "Radiation Efficiency Improvement of a Balanced Miniature IFA-Inspired Circular Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1309-1312, 2017. doi: 10.1109/LAWP.2016.2633308
- [42] F. Sarrazin, S. Pflaum and C. Delaveaud, "Optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature chargée par une capacité", 20^{ème} Journées Nationales Microondes (JNM), May 2017, Saint-Malo, France.
- [43] C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, et A. Papiernik, "Antennes imprimées : Techniques et domaines d'applications", *Techniques de l'ingénieur. Electronique*, vol. 5, no E3311, 2007.
- [44] Y. Kawano, S. Hayashida, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A study on miniaturization of 900 MHz and 2 GHz band antennas utilizing magnetic material", 2005 *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington, DC, pp. 347-350 vol. 3B, 2005. doi: 10.1109/APS.2005.1552512
- [45] Y. Kawano, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A study on miniaturization of a handset antenna utilizing magnetic materials" *IWAT 2005. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, Singapore, pp. 129-132, March 2005. doi: 10.1109/IWAT.2005.1461025
- [46] S.-S. Zhong and J.-H. Cui, "Compact circularly polarized microstrip antenna with magnetic substrate," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No.02CH37313)*, San Antonio, TX, USA, pp. 793-796 vol.1, 2002.
doi:10.1109/APS.2002.1016462
- [47] P. Ikonen, S. Maslovski, and S. Tretyakov, "On artificial magneto-dielectric substrates with microstrip antennas: The role of frequency dispersion" *Re*, vol. 5, p.10. [Online]. Available: [http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BCDP.6\(0052\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BCDP.6(0052).pdf).
- [48] A. Kabalan, A. Sharaiha, A. Tarot, J. Mattei, D. Souriou and P. Queffelec, "Impact of magneto-dielectric materials on the miniaturization of UWB monopole antennas," 2018 *International Workshop on Antenna Technology (IWAT)*, Nanjing, 2018, pp. 1-3.
doi: 10.1109/IWAT.2018.8379224
-

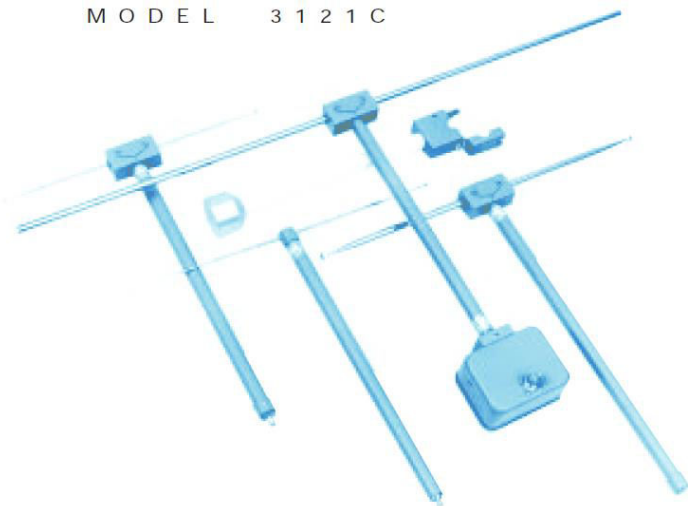
- [49] S. Villers, "Patch antenna with reduced size for 400MHz transmission in confined surroundings," *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, 2006, pp. 1-4.
- [50] J.-H. Lu and K.-L. Wong, "Slot-loaded, meandered rectangular microstrip antenna with compact dual frequency operation," in *Electronics Letters*, vol. 34, no. 11, pp. 1048-1050, 28 May 1998. doi: 10.1049/el:19980737
- [51] J.-S. Kuo and K.-L. Wong, "A compact microstrip antenna with meandering slots in the ground plane," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 29, no. 2, pp. 95–97, 2001.
- [52] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," in *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 3, pp. 225-232, June 1995. doi: 10.1049/ip-map:19951932
- [53] J. Huang, "Miniaturized UHF microstrip antenna for a Mars mission," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229)*, Boston, MA, USA, pp. 486-489 vol.4, 2001. doi: 10.1109/APS.2001.959504
- [54] M. Jeangeorges, "Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP", *Thèse de Doctorat de l'Université de Nice Sophia-Antipolis*, 2010.
- [55] M. Ali and S. S. Stuchly, "A meander-line bow-tie antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest*, Baltimore, MD, USA, 1996, pp. 1566-1569 vol.3.
- [56] H.-D. Chen, "Compact broadband microstrip-line-fed sleeve monopole antenna for dtv application and ground plane effect," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 497–500, 2008.
- [57] M. Mantash, S. Collardey, A.-C. Tarot, and A. Presse, "Dual-band wifi and 4g lte textile antenna," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, pp. 422–425.
- [58] D.-L. Paul, M. Paterson, and G. Hilton, "A low-profile textile antenna for reception of digital television and wireless communications," in *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2012 IEEE*, 2012, pp. 51–54.
- [59] D.-L. Paul, C. Jayatissa, G. Hilton, and C. Railton, "Conformability of a textile antenna for reception of digital television," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, 2010, pp. 225–228.
- [60] K. Furuya, Y. Taira, H. Iwasaki, S. Yamamoto, N. Tamaki, T. Harada, and A. Kuramoto, "Wide band wearable antenna for DTV reception," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, 2008*, pp. 1–4.
- [61] C. Y. Huang, B. M. Jeng and J. S. Kuo, "Grating Monopole Antenna for DVB-T Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1775-1776, June 2008.
- [62] C. Zebiri, M. Ney, R. A. Hameed, F. Benabdelaziz, M. Lashab and C.H. See, "Improved grating monopole antenna with zigzag for DVB-T application", in *Progress In Electromagnetics Research Letters Vol.41*, 39-49, 2013.
- [63] J. L. Buckley, D.Gaetano, K. G. McCarthy, L. Loizou, B. O'Flynn and C. O'Mathuna, "Compact 433 MHz antenna for wireless smart system applications", in *Electronics Letters*, vol.50, n°8, 2014.

- [64] J. L. Buckley, K. G. McCarthy, L. Loizou, B. O'Flynn and C. O'Mathuna, "A Dual-ISM-Band Antenna of Small Size Using a Spiral Structure With Parasitic Element," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 630-633, 2016.
- [65] M. S. Islam, K. P. Esselle and L. Matekovits, "Implantable 400MHz PIFA for bio-telemetry system", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2015*, Turin, 2015, pp. 537-540.
- [66] M. S. Islam; K. P. Esselle; S. Sabrin; K. M. Morshed, L. Matekovits, "A serpentine PIFA antenna for implantable RFID tag", *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2015.
- [67] L. J. Xu; Z. Duan; Y. M. Tang; M. Zhang, "A Dual-band On-Body Repeater Antenna for Body Sensor Network," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* , vol.15, pp.1649-1652, 2016.
- [68] S. W. Schneider, J. Kemp, E. Georget, R. Abdeddaim and P. Sabouroux, "A new method to design a multi-band flexible textile antenna [AMTA corner]," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 56, no. 3, pp. 240-248, June 2014. doi: 10.1109/MAP.2014.6867723
- [69] T. G. Spence and D. H. Werner, "A Novel Miniature Broadband/Multiband Antenna Based on an End-Loaded Planar Open-Sleeve Dipole," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3614-3620, Dec. 2006. doi: 10.1109/TAP.2006.886493
- [70] Q.-X.Chu and L.-H.Ye. "Design of Compact Dual-Wideband Antenna With Assembled Monopoles," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4063-4066, Dec. 2010. doi: 10.1109/TAP.2010.2078451
- [71] J. Gemio, G. Junkin, J. Parron and R. Villarino, "Resonator-Loaded Dual-Band Monopole for Universal WLAN," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 736-739, 2009. doi: 10.1109/LAWP.2009.2024967
- [72] H. Y. Huang, B. Z. Wang, R. Zang, M. S. Liang, Z. Wang and M. T. Tan, "A novel printed dipole UHF RFID reader antenna," *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Memphis, TN, pp. 1845-1846, 2014. doi: 10.1109/APS.2014.6905249
- [73] H. Saghlatoon, T. Björninen, L. Sydänheimo, M. M. Tentzeris and L. Ukkonen, "Inkjet-Printed Wideband Planar Monopole Antenna on Cardboard for RF Energy-Harvesting Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 325-328, 2015. doi: 10.1109/LAWP.2014.2363085
- [74] <https://fr.rs-online.com/web/p/adhesifs-conducteur/1863593/>
- [75] J. M. Floc'h and I. Ben Trad, "Design of mechanically reconfigurable meander antenna using the Galinstan liquid metal," *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC 2017)*, Loughborough, pp. 1-4, 2017. doi: 10.1049/cp.2017.0313
- [76] M. Ali and S. S. Stuchly, "A meander-line bow-tie antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. AP-S Digest*, Baltimore, MD, USA, 1996, pp. 1566-1569 vol.3, 1996. doi: 10.1109/APS.1996.549897
- [77] H.T.Chen, K.L.Wong and T.W.Chiou, "PIFA with a meandered and folded patch for the dual-band mobile phone application," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 9, pp. 2468-2471, Sept. 2003. doi: 10.1109/TAP.2003.816346

- [78] C.A.Balanis : "Antenna theory analysis and design", John Wiley, 1982.
- [79] R.S. Elliott : "Antenna theory and design", Prentice-Hall of India, 1985.
- [80] CST Microwave Studio, <http://www.cst.com>.
- [81] NEC-www.net/4nec2
- [82] B. Long, P.Werner, and D.Werner, "A simple broadband dipole equivalent circuit model", *Proc.Int. IEEE AP-S Symp.*, Jul. 2000, pp. 1046–1049.
- [83] L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas", *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163–1175, 1948.
- [84] G. W. Streable and L. W. Pearson, "A numerical study on realizable broad-band and equivalent admittances for dipole and loop antennas", *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. AP-29, no. 5, pp. 707–717, Sep.1981.
- [85] T. G. Tang, Q. M. Tieng, and M. W. Gunn, "Equivalent circuit of a dipole antenna using frequency-independent lumped elements", *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. 41, no. 1, pp. 100–103, Jan. 1993.
- [86] Y. Liao, T. H. Hubing, and D. Su, "Equivalent circuit for dipole antennas in a lossy medium", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60,no. 8, pp. 3950-3953, 2012.
- [87] Y. Liao, K. Cai, T. H. Hubing, and X. Wang, "Equivalent circuit of normal mode helical antennas using frequency-independent lumped elements", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 62, no. 11,pp.5885-5888, Nov. 2014.
- [88] <https://www.ietr.fr/spip.php?article62>
- [89] G. le Fur "Contribution aux méthodes de mesure de rendement d'antenne. Caractérisation par "ULB Wheeler Cap" et via le retournement temporel en chambre réverbérante", M.S thesis, IETR, University of Rennes 1, France, 19th November 2009
- [90] Smith Chart <http://www.fritz.dellsperger.net/smith.html>
- [91] Data Sheet AS179-92LF: 20 MHz-3.0 GHz GaAs SPDT Switch, Skyworks.
- [92] J. D. Kraus, "Helical Beam Antennas", *Electronics*, vol. 20, April1947, pp. 109-111.
- [93] J. D. Kraus, "the Helical Antenna", *Antennas*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1950, chap. 7.
- [94] C.A. Balanis,"Antenna theory" ,3^{ed},
- [95] J. D. Kraus, "The Helical Antenna," *Proc. IRE*, vol. 37, no. 3, pp. 263–272, Mar. 1949.
- [96] H. E. King and J. L. Wong, Characteristics of 1 to 8 wavelength uniform helical antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 28, No. 2, pp. 291–296, March 1980.

La documentation technique du dipôle EMCO 3121C peut être téléchargée à l'adresse suivante : http://www.testequipmentdatasheets.com/index_cards/E/ETS_Lindgren/3121C.pdf

MODEL 3121C



Model 3121C
30 MHz - 1 GHz

- FCC Design
- Low VSWR and Balun Loss
- Appropriate for EMI Testing and Site Attenuation
- Quality Construction Complete with Accessories



Tuned Dipole

EMCO'S MODEL 3121C TUNED DIPOLE ANTENNA is virtually identical to the optimally matched, compensated balun design used by Willmar K. Roberts while he was Assistant Chief Engineer at the FCC laboratory. EMCO has made select physical improvements to the original design assuring optimal performance and years of trouble-free use. For example, Type N connectors are used for both balun and cable connections instead of less secure BNC connectors.

EMCO's dipole offers an accurate standard for precise EMI measurements including FCC and EN compliance testing, site attenuation as described in EN55022 and ANSI C63.4, and antenna calibration as described in ANSI C63.5. The Model 3121C tuned dipole antenna covers a frequency range of 30 MHz to 1 GHz and its behavior approaches to the theoretically perfect lossless half-wavelength resonant dipole.

Each EMCO dipole is individually calibrated at 3 and 10 meters per ANSI C63.5, using the preferred three antenna method. All measurement equipment used is NIST traceable. These measurements are made without the use of attenuators, so antenna factors are a true presentation of actual performance. A printout of the calibration data of each antenna is included with the Manual and is also archived. Individual calibration and actual antenna factors are preferred over typical or theoretical factors and provide confidence of test data.

EMCO Tuned Dipole Antenna Features

FCC Design

EMCO has incorporated contemporary materials, precision manufacturing and select improvements (such as Type N connectors for balun and cable connections) to the optimally matched, compensated balun design used by Willmar K. Roberts at the FCC laboratory. The result is a quality product that provides years of use.

Low VSWR and Balun Loss

The Model 3121C tuned dipole antenna has an average VSWR of less than 1.6:1 and a balun loss of less than .5 dB throughout its frequency range of 30 MHz to 1 GHz.

Appropriate for EMI Testing and Site Attenuation

EMCO's tuned dipole antenna is suitable for both commercial and military EMI emissions and immunity testing. The Model 3121 also can be used to perform site attenuation per EN55022 and ANSI C63.4.

Quality Construction Complete with Accessories

EMCO's tuned dipole is constructed of lightweight corrosion-resistant elements, providing years of trouble-free indoor and outdoor service. A clamp block, delrin support rod, and aluminum mounting base are included in the set. The aluminum mounting base accepts standard 1/4 in x 20 threads from an EMCO tripod or most other tripods. All components, including a tape measure, and ruler which shows corresponding frequency, are included in a shock-resistant carrying case.

Standard Configuration

- ▶ Four element extension rods
- ▶ Two low-frequency adjustable elements
- ▶ Two medium frequency adjustable elements
- ▶ Four baluns: DB1 - 4 (*Orders for individual balun models include elements. Mounting assembly PN 101947 must be ordered separately for tripod mounting.*)
- ▶ Clamp block
- ▶ Support rod
- ▶ Base drilled to accept EMCO or other tripod mount with standard 1/4 in x 20 threads
- ▶ One 5 meter tape measure
- ▶ One high frequency ruler for DB4
- ▶ 7.6 m cable (25 ft) with Type N connectors
- ▶ Actual individual calibration factors and signed Certificate of Conformance included in a user manual
- ▶ Carrying case

tech

Tunable dipole antennas are the reference antenna for E-Field measurements, since the amplitude and pattern are fully calculable under controlled conditions such as use over a ground plane. A tunable dipole antenna is used to make the most precise measurements and is the antenna of choice for reference measurements.

Dipole input impedance is dependent on the length-to-diameter ratio of the elements. For accurate and repeatable results, maintain a consistent length-to-diameter ratio of the elements at their tuned frequency. Always fully extend the telescoping elements then retract the inner (or smallest diameter) elements first, following EMCO calibration practice.

Options

None

Applications

| MODEL | FCC-15 | FCC-18 | IEC/CISPR/EN | SAE J551 | MIL-STD-1541 | MIL-STD-285 | IEEESTD 299 | NACSIM | VCCI |
|--------------|--------|--------|--------------|----------|--------------|-------------|-------------|--------|------|
| 3121C | RE | RE | RE | RE | RE | PW | PW | RE | RE |

RE = Radiated Emissions PW = Plane Wave Other: Site attenuation per EN 55022 and ANSI C63.4

Electrical Specifications

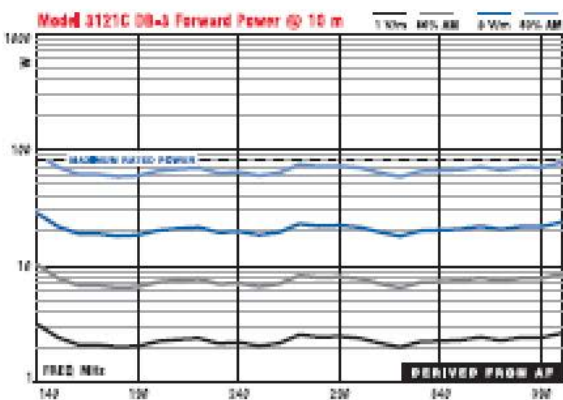
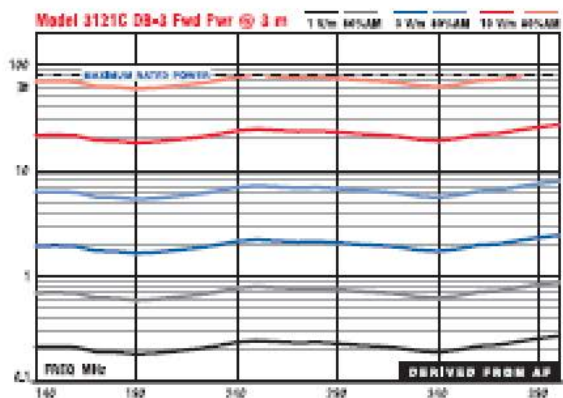
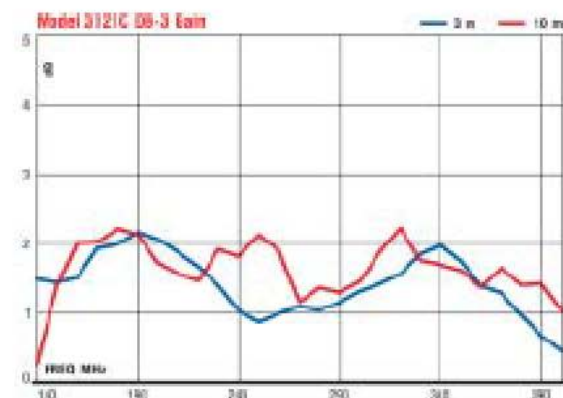
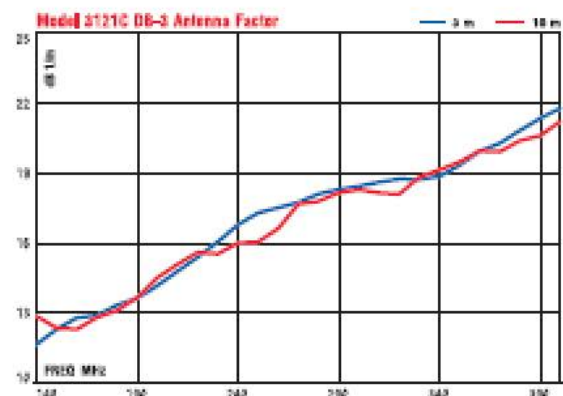
| MODEL | FREQUENCY RANGE | VSWR RATIO (AVG) | MAXIMUM CONTINUOUS POWER | IMPEDANCE (NOMINAL) | CONNECTOR |
|----------------|--------------------------------|------------------|--------------------------|---------------------|---------------|
| 3121C | 30 MHz – 1000 MHz ¹ | < 1.6:1 | | 50 Ω | Type N female |
| Balun 1 | 30 MHz – 60 MHz | | 260 W | | Type N female |
| Balun 2 | 60 MHz – 140 MHz | | 160 W | | Type N female |
| Balun 3 | 140 MHz – 400 MHz | | 80 W | | Type N female |
| Balun 4 | 400 MHz – 1000 MHz | | 50 W | | Type N female |

¹Special calibrations available to 25 MHz.

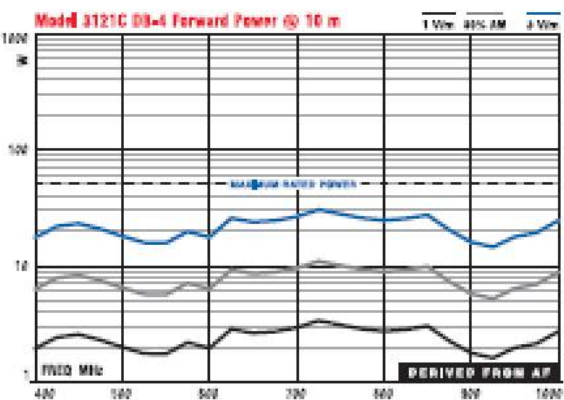
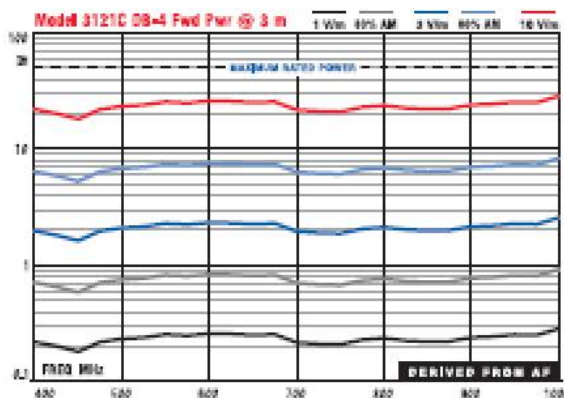
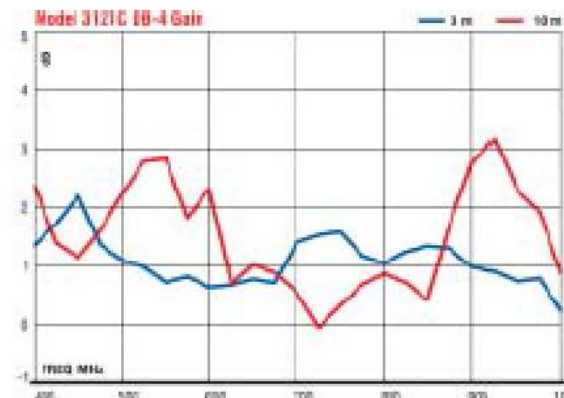
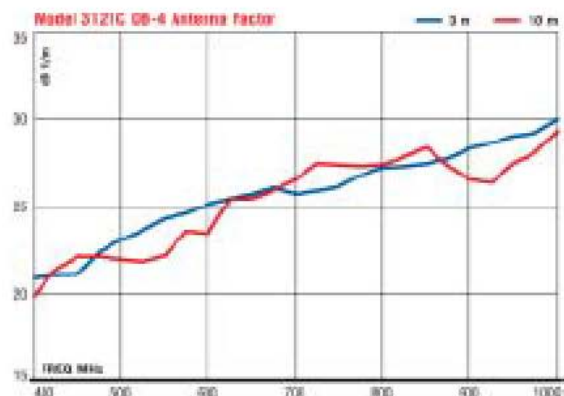
Physical Specifications

| MODEL | WIDTH ² | DEPTH | BALUN THICKNESS | BOOM THICKNESS | WEIGHT |
|--------------|--------------------|--------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 3121C | 5.2 m 17.0 ft | 55.0 cm 21.6 in | 7.0 cm 2.75 in | 3.5 cm 1.38 in | 9.5 kg 21.0 lb |

Model 3121C DB-3 Technical Data



Model 3121C DB-4 Technical Data



La balise "SIMY My-AIS", commercialisée depuis Mai 2017, intègre l'antenne hélice conique développée durant cette thèse, dans le cadre du projet FUI FlexBea. Un extrait du manuel d'utilisation est présenté dans cette Annexe, le document complet peut être téléchargé à l'adresse suivante : https://www.simy-beacons.com/Files/124106/manuel_utilisation_simy_my-ais.pdf.



Important : Si la balise est désactivée après une durée d'activation prolongée (au-delà de 30 minutes), la pile devra être remplacée de façon à garantir son fonctionnement nominal lors d'une nouvelle activation. Veuillez contacter le service Clients SIMY si ce cas se présente pour procéder au remplacement de la pile.

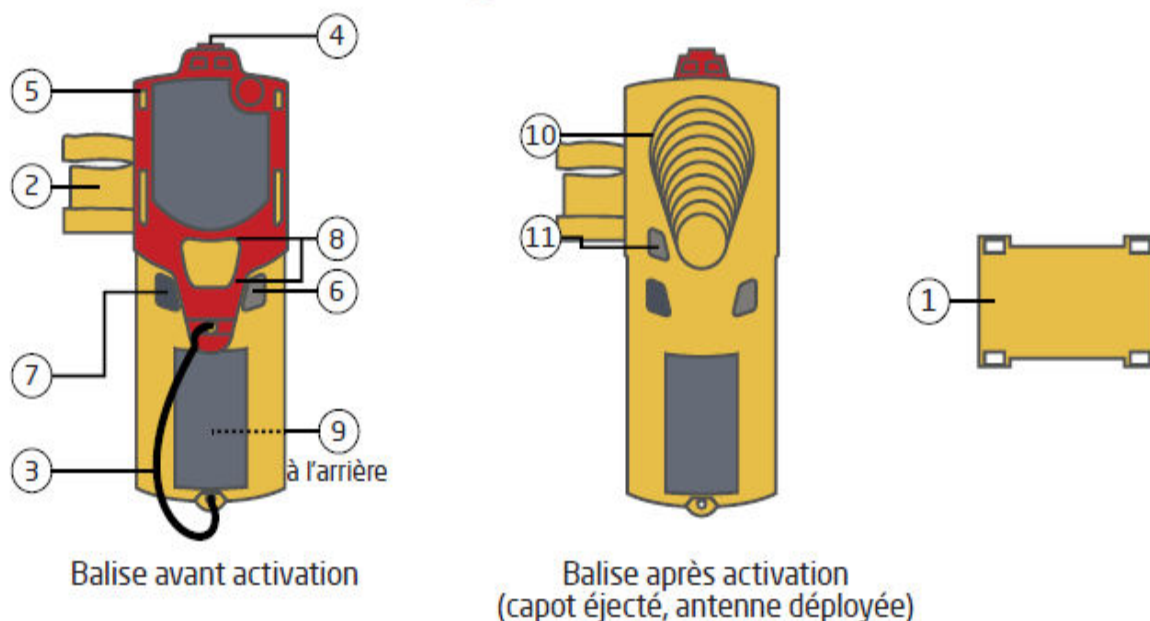
My-AIS© contient un récepteur GPS. N'obstruez pas la zone marquée sur la balise de façon à ce que l'acquisition de la position GPS se déroule correctement.

My-AIS© est un produit fonctionnant par ondes radio de faible puissance, uniquement lorsque la balise est activée. Ne touchez pas l'antenne lorsque la balise est activée.

My-AIS© contient une antenne ressort hélicoïdale repliée sous le capot antenne. Lors de l'activation, prenez garde et écartez le produit à une distance d'environ 30cm de votre tête et fermez/protégez vos yeux. Une fois déployée, l'antenne mesure environ 14cm de haut.

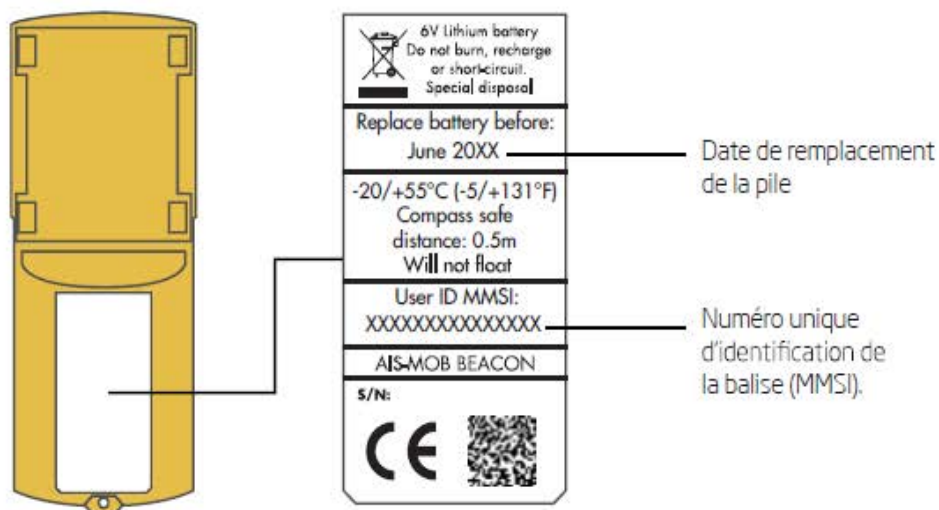
My-AIS© est une balise uniquement destinée à transmettre une alerte locale et de l'ordre de quelques miles nautiques. Cette balise n'est pas une EPIRB (Cospas-Sarsat).

Vues d'ensemble de My-AIS©



- 1- Clip sangle
- 2- Clip embout buccal
- 3- Garcettes (cordelettes)
- 4- Bouton d'armement
- 5- Capot antenne
- 6- Bouton arrêt et self-test «OFF/TEST»

- 7- LED (flash blanche/rouge/verte)
 - 8- Zone GPS
 - 9- Étiquette arrière
 - 10- Antenne dépliée
 - 11- Bouton ON
- Et le présent manuel utilisateur.



Installation de la balise dans votre gilet de sauvetage

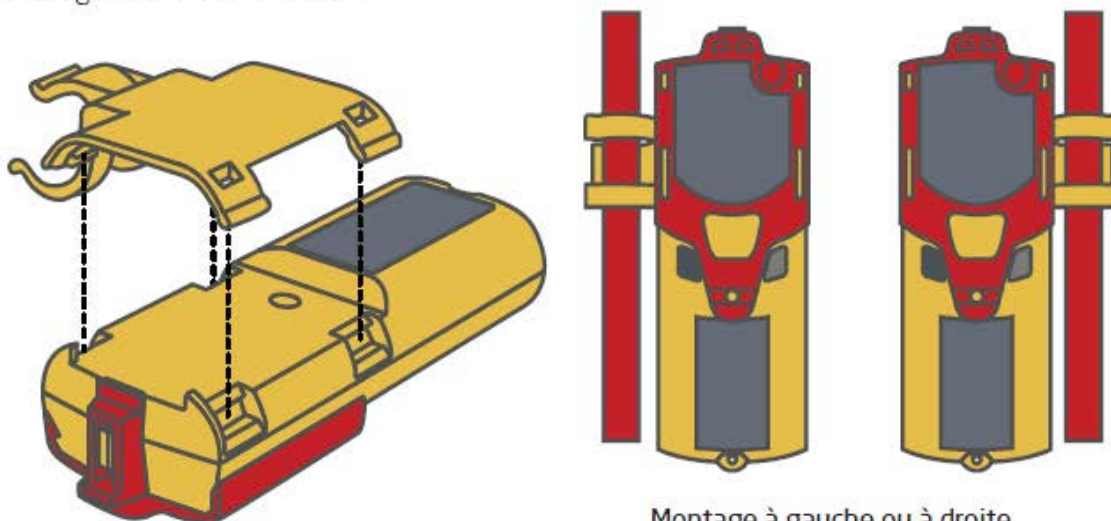
La balise My-AIS® peut être fixée au gilet en utilisant 2 types de montage :

- avec le clip embout buccal ;
- avec le clip sangle.

Fixation avec le clip «embout buccal»

L'embout buccal est pré-monté en usine et est clipsé à la balise avant sa mise sous emballage. Suivant l'emplacement de l'embout buccal de votre gilet, vous pouvez monter l'embout vers la gauche ou vers la droite.

Une fois la direction du clip embout buccal choisi, vérifiez bien que les 4 points de fixation soient bien fixés à la balise. Insérer alors le clip buccal de la balise autour de l'embout buccal de votre gilet. La balise est fixée.

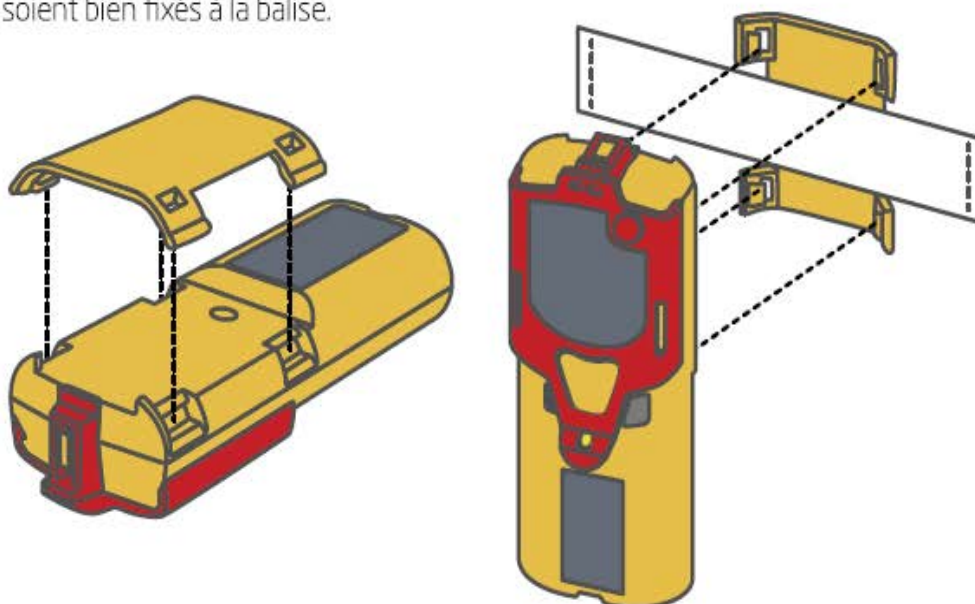


Montage à gauche ou à droite

Fixation avec le clip «sangle»

Démontez le clip embout buccal fixé à la balise. Prenez en main le clip sangle et passez la sangle de maintien entre les points de fixation du clip sangle. La sangle peut passer horizontalement ou verticalement par rapport au clip suivant la configuration de votre gilet.

Fixez alors le clip sangle au dos de la balise. Vérifiez bien que les 4 points de fixation du clip sangle soient bien fixés à la balise.



Comment activer votre balise ?

Attention, ne jamais activer la balise si vous n'êtes pas en situation de détresse.

My-AIS© est activable manuellement ou automatiquement.

Lorsque la balise est activée manuellement, son activation est indépendante du gonflement du gilet. C'est à vous ou à l'utilisateur de la balise qu'il revient de l'activer en cas de détresse.

Activation manuelle

L'activation manuelle se déroule en deux étapes :

État initial de la balise

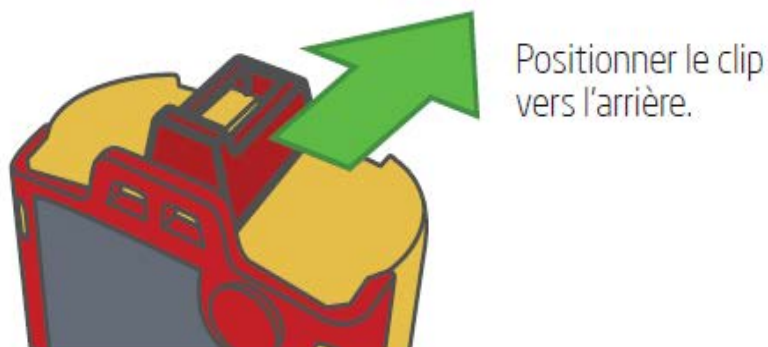
Lorsque la balise n'est pas utilisée, le clip d'armement doit être positionné vers l'avant de façon à bloquer le capot antenne.



Positionner le clip vers l'avant.

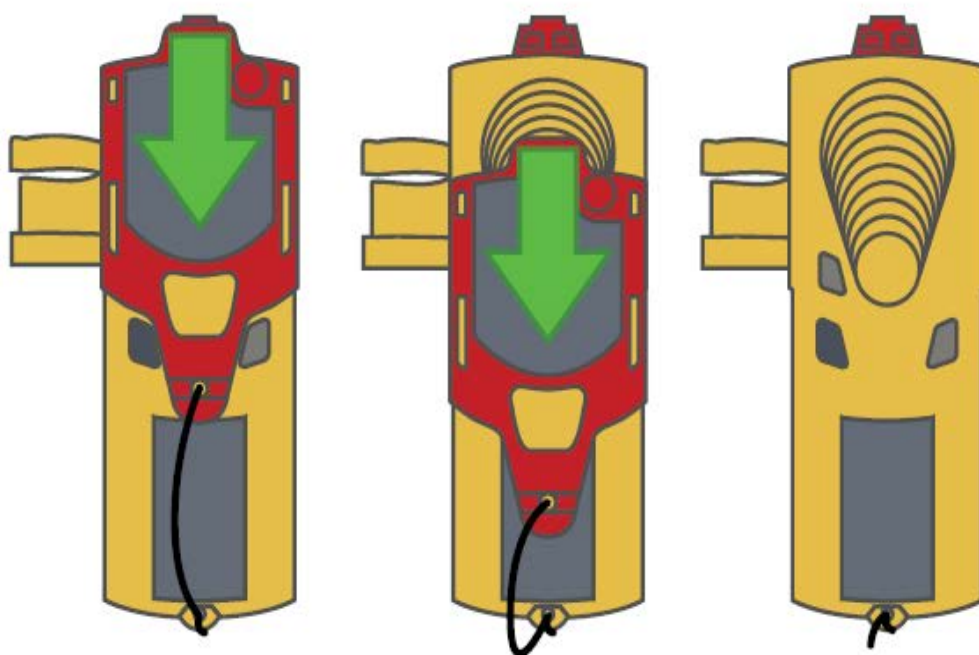
Armement de la balise

Pour armer la balise, pousser le clip d'armement en position arrière, de façon à libérer le capot.



Activation de la balise

Pour activer/déclencher la balise, faire glisser le capot antenne vers le bas. Le capot est alors éjecté et l'antenne se déploie. La balise est activée et le signal de détresse est transmis.



Important : Cinq secondes après l'activation, un premier signal sonore (buzzer) retentit pendant deux secondes.

La LED blanche de signalisation clignote alors lentement pendant douze secondes. Cette période peut être utilisée pour éteindre la balise si elle a été activée involontairement ou accidentellement.

Au delà de ces douze secondes, la balise transmet le signal de détresse AIS-MOB par ondes radio.

Utilisation avec «déclenchement automatique»

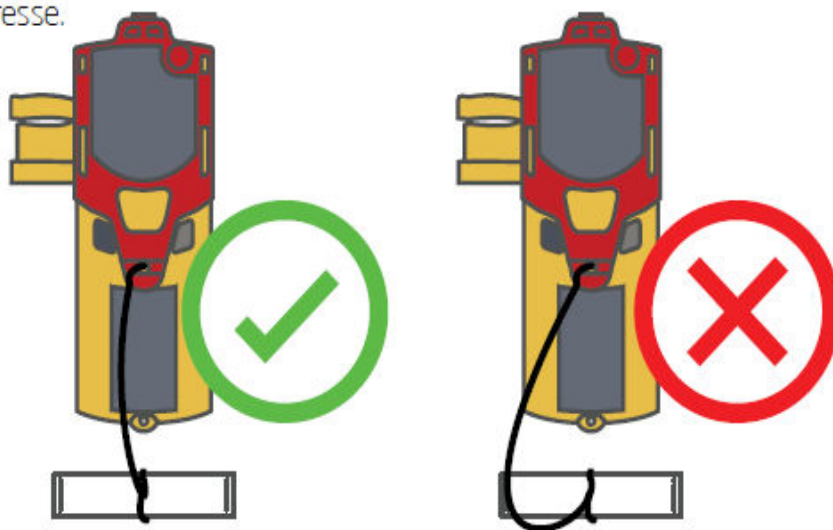
Pour utiliser la balise en mode «déclenchement automatique», suivez les instructions ci-dessous :

1. Placer la balise sur le gilet en utilisant le clip sangle ou l'embout buccal (cf. page 6-7) ;
2. Attachez un bout de la garcette dans l'orifice prévu à cet effet sur le capot de la balise ;
3. Attachez l'autre bout de la garcette à une sangle située vers le bas du gilet.
La garcette doit alors être impérativement tendue et placée dans l'axe vertical de la balise ;
4. Armez la balise et refermez le gilet.

Attention : Avant de refermer le gilet, positionnez le clip d'armement vers le haut (capot bloqué) pour éviter tout risque de déclenchement accidentel de la balise lorsque vous refermerez votre gilet. Également, la garcette doit être tendue mais sans excès pour éviter un déclenchement intempestif lorsque vous armerez la balise une fois montée dans le gilet et le gilet replié.

En cas de situation d'homme à la mer, le gilet se gonflera en quelques secondes. La garcette se tendra et fera coulisser le capot de la balise vers le bas.

Le capot sera éjecté après une course d'un centimètre environ et la balise commencera à émettre la détresse.



Que se passe-t-il lorsque la balise fonctionne

Le buzzer émet un signal sonore dès qu'un message AIS-MOB est transmis par la balise. La balise émet 8 messages AIS-MOB par minute.

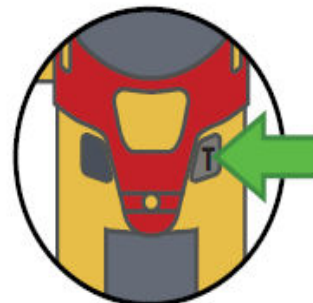
Pendant l'activation :

- La LED Flash clignote 3 fois toutes les 2 secondes ;
- La LED rouge clignote 2 fois toutes les 2 secondes uniquement lorsque la position GPS n'est pas encore acquise par la balise ;
- Lorsque la position GPS est acquise, la LED rouge cesse de clignoter ;
- Si la position GPS est perdue, la LED rouge clignotera à nouveau 1 fois toutes les 2 secondes jusqu'à la prochaine acquisition du signal GPS.

Désactivation de votre balise

À tout moment, lorsque la balise My-AIS© est activée, il est possible d'annuler l'activation en maintenant le bouton « T » appuyé longuement.

Important : L'appui long doit être maintenu pendant au moins 3 secondes, jusqu'à ce que la LED rouge clignote 5 fois. Dès que le clignotement rouge apparaît, vous pouvez alors retirer votre doigt et la balise s'éteint. Le signal de détresse n'est plus transmis.



Pour replacer l'antenne sous le capot

Si la balise a été activée involontairement, et après avoir éteint la balise, veuillez suivre les instructions ci-dessous pour replier l'antenne et remettre le capot de la balise en place.

1. Pousser l'antenne vers le bas et verticalement ;
2. Tout en maintenant l'antenne à plat et repliée, déplacez le capot vers le haut de la balise dans sa position initiale ;
3. Désarmez la balise en bloquant le capot avec le clip armement.

Attention : Compte tenu de la présence de l'aimant d'activation dans le capot de la balise, il est possible que la balise se réactive une fois le capot remis en place. Dans ce cas, maintenez appuyé le bouton OFF/TEST jusqu'à ce que la LED rouge clignote 5 fois, puis relâchez le bouton OFF/TEST.

