



HAL
open science

Contribution à l'établissement de modèles et d'expérimentations électromagnétiques : Applications radar et de sécurité électromagnétique

Muriel Darces

► **To cite this version:**

Muriel Darces. Contribution à l'établissement de modèles et d'expérimentations électromagnétiques : Applications radar et de sécurité électromagnétique. Electronique. Sorbonne Université, 2022. tel-04559734

HAL Id: tel-04559734

<https://hal.science/tel-04559734>

Submitted on 27 Apr 2024

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

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

Habilitation à Diriger les Recherches

Muriel DARCES

Contribution à l'établissement de modèles et
d'expérimentations électromagnétiques :
Applications radar et de sécurité électromagnétique

soutenance prévue le 12 juillet 2022

Membres du jury

Mme. Geneviève MAZÉ MERCEUR <i>Directrice de Recherches au CEA CESTA</i>	Rapporteur
Mme. Françoise PALADIAN <i>Professeur à l'Université Clermont-Auvergne</i>	Rapporteur
Mme. Valérie VIGNERAS <i>Professeur à l'ENSCBP – INP Bordeaux</i>	Rapporteur
M. Philippe POULIGUEN <i>Responsable Innovation DGA-AID</i>	Examineur
Mme. Hélène ROUSSEL <i>Professeur à Sorbonne Université</i>	Examineur
M. Marc HÉLIER <i>Professeur à Sorbonne Université</i>	Examineur

Sommaire

Notice Individuelle	7
Projets de recherche	33
Synthèse des activités de recherche	39

PARTIE II

PROJETS DE RECHERCHE

A. Analyse et l'exploitation de la propagation des ondes dans une application de radar HF à ondes de surface

Depuis presque vingt ans, sous l'impulsion de Marc Hélier, et avec le soutien fort de l'Onera, des activités de recherche ont été menées à l'Université Pierre et Marie Curie puis à Sorbonne Université autour du rayonnement et de la propagation des ondes dans un contexte d'application particulier : celui des radars HF transhorizon à ondes de surface, outils de surveillance maritime.

Après avoir beaucoup travaillé sur des aspects théoriques fondamentaux, propres au rayonnement des ondes de surface et à leur propagation, nous disposons aujourd'hui, d'une technique robuste qui, à partir de données de champ proche (calculées ou mesurées), permet d'identifier un ensemble de sources équivalentes (dipôles élémentaires) modélisant le comportement de n'importe quel type d'antenne HF (y compris des antennes originales à métamatériau), en situation réelle de fonctionnement. Compte-tenu du rôle important joué par l'environnement proche des structures rayonnantes, dans cette bande de fréquences, cet outil permet de prédire le champ lointain dans une scène d'intérêt.

La volonté de valider expérimentalement ce modèle nous a conduits à développer deux types d'expérimentation. Un banc de mesure champ proche, utile pour la validation des concepts sur des maquettes à échelle réduite (bande UHF) a été conçu, développé et mis en œuvre au laboratoire. Par ailleurs, un système de mesure champ proche, embarqué sur drone, a été assemblé et a permis de mesurer le rayonnement d'antennes HF in-situ.

Aujourd'hui, notre intérêt se porte sur les cibles maritimes à détecter avec ce type de radar. Les travaux les plus récents que nous avons menés nous ont permis de conclure à la nécessité de réviser la définition de la Surface Équivalente Radar (SER) des bateaux. En effet, les propriétés particulières des ondes de surface font que, avec un calcul classique de la SER, on trouve une valeur non constante, qui dépend de la distance d'observation. Un facteur de correction a été proposé et permet

ainsi de continuer à disposer d'un indicateur, similaire à la SER mais constant avec la distance, et donc intrinsèque à la cible.

Aujourd'hui, l'objectif que nous nous sommes fixé est de vérifier expérimentalement la pertinence et l'efficacité de cette correction. Pour cela, le développement d'une méthode de caractérisation de cibles maritimes réelles est envisagé. Cette méthode sera empruntée à celle que nous avons développée pour la caractérisation d'antennes, et évoquée précédemment.

En effet, dans un contexte radar, une cible est assimilable à une structure rayonnante. Aussi, nous envisageons d'adapter le modèle de sources équivalentes, développé précédemment pour la caractérisation d'antennes HF, à la modélisation des cibles maritimes en environnement réel de travail. Les tout premiers résultats obtenus lors de la thèse de Quentin Herbette, sur ce sujet, sont très prometteurs. Ainsi, disposer d'un modèle de cible, pour toutes les incidences d'intérêt, permettra de prédire son champ diffracté à n'importe quelle distance, et dans n'importe quelle direction.

Ce point est particulièrement intéressant car il pourrait être valorisé au travers d'une suite à donner à un projet de construction de simulateur de radar HF (projet ANR ASTRID MATURATION SimROS), terminé en 2021, et auquel nous avons participé. Une des tâches sous notre responsabilité était de constituer une base de données de modèles d'antennes HF, dans laquelle l'utilisateur pioche pour fabriquer son scénario de simulation. Une amélioration de ce simulateur pourrait être de constituer une base de données de SER, calculées à partir des modèles équivalents de cibles.

En outre, l'utilisation d'un modèle équivalent pour la cible, à base de dipôles élémentaires, permet d'envisager l'identification de tous les types de couplage, au niveau de la cible, entre ondes de surface et ondes de ciel. Cela conduirait à l'élaboration d'une matrice SER dont les éléments pourraient fournir une analyse intéressante des mécanismes de conversion des types d'ondes sur la cible.

La démarche envisagée suit deux étapes importantes qui ont, par le passé, montré leur efficacité.

Dans une première étape, nous envisageons de travailler, à nouveau, à échelle réduite afin de pouvoir conduire des campagnes de mesures en laboratoire, dans le banc champ proche dont nous disposons. Ces mesures préliminaires, menées en environnement reconstituant les conditions réelles de fonctionnement, ont des intérêts multiples.

Tout d'abord, il s'agit de disposer d'un environnement de travail maîtrisé et reproductible. Cela permet de s'affranchir de la variabilité du canal de propagation réel, si complexe. En effet, on sait la difficulté de séparer, dans le signal radar, les contributions liées à l'écho de mer (fouillis de mer) ou à l'écho de ciel (fouillis ionosphérique), de celle propre à la cible.

Ainsi, dans un premier temps, il s'agit d'analyser le front d'onde illuminant la cible. En effet, si les antennes utilisées ont vocation à rayonner en ondes de surface, les ondes dites de ciel (somme d'une onde directe et d'une onde réfléchiée par l'interface) restent présentes. Il est alors nécessaire de pouvoir séparer leur contribution dans l'évaluation du champ diffracté.

Ensuite, il faut pouvoir définir clairement le protocole expérimental permettant d'exploiter les mesures du champ proche diffracté par la cible pour l'évaluation de sa SER. On pense, en particulier, à la distance antenne/cible ou encore à la distance de mesure à la cible, garantissant une SER indépendante de ces distances.

Dans une deuxième tape, le système de mesure, embarqué sur drone, évoqué précédemment pour la caractérisation d'antenne HF, sera adapté à la mesure du champ proche diffracté par une cible réelle. Ce système permet de mesurer le champ électrique, en amplitude et phase, rayonné par une source grâce à une sonde de champ électrique embarquée. La mesure de phase est nécessaire pour l'identification du modèle de sources équivalentes de la cible. Aujourd'hui, cette phase est obtenue car le signal du champ mesuré est synchronisé sur le signal de référence via une fibre optique qui renvoie le signal au sol, depuis le drone. Le contexte d'application de cette méthode de mesure impliquant une cible, potentiellement de très grandes dimensions et située en pleine mer, interdit la captivité du drone. Il s'agit donc ici, dans un premier temps, de travailler sur la récupération de la phase du champ mesuré. Deux approches sont envisageables : la première fait appel à des techniques de reconstruction de phase qu'il faudra adapter au problème et la seconde prévoit l'exploitation des données du système GPS différentiel RTK (Real Time Kinematic) utilisé pour le positionnement centimétrique du drone.

Par ailleurs, le protocole expérimental, évoqué plus haut, impose deux mesures de champ : une mesure du champ incident, donc sans la cible, et une mesure du champ total, en présence de la cible. Le calcul du seul champ diffracté par la cible, puis le calcul de sa SER n'est alors possible que si les conditions de mer sont identiques pour les deux mesures. Dans une expérimentation à échelle 1, l'état de mer n'est pas maîtrisable. Il conviendra donc de réfléchir à une solution permettant de tenir compte de cette variabilité. Une première piste serait de faire ces deux mesures simultanément. La mesure du champ incident serait effectuée dans la même case distance du radar que celle de la cible mais à suffisamment grande distance de la cible pour s'en affranchir.

Une dernière étape consiste à mettre à profit les résultats obtenus aux étapes précédentes pour analyser des données récoltées lors de campagnes radar. En particulier, les travaux de thèse de Quentin Herbette ont montré qu'une correction devait être apportée à l'équation radar pour tenir compte des effets spécifiques de la propagation en ondes de surface. Cette correction, appliquée dans un contexte opérationnel, devrait aider à une séparation de la signature de la cible de celle de la mer et donc à améliorer la capacité de détection du système.

Ce projet d'étude fait l'objet d'une demande de financement de thèse, déposée en avril 2022, auprès de la DGA, et co-financée par l'Onera. En cas d'accord, Antoine Lugand devrait commencer à travailler sur ce sujet à partir d'octobre 2022.

B. Sécurité électromagnétique des systèmes d'information

Depuis 2010, Sorbonne Université entretient une collaboration scientifique avec l'Agence Nationale de Sécurité de Systèmes d'Information (ANSSI), qui s'est matérialisée par l'encadrement de deux thèses : la thèse de Chaouki Kasmi (2010-2013) et celle de Valentin Houchouas (2017-2020).

L'objectif, commun à ces deux thèses, était de définir des méthodes d'étude, de mesure et de caractérisation des couplages intervenant entre équipements au sein d'un système complexe ou bien entre éléments au sein d'un équipement.

Il s'agit, ainsi, d'établir des recommandations permettant de guider les utilisateurs dans certains choix d'architecture de systèmes, de disposer d'outils permettant d'évaluer les risques de compromission et donc de décider des niveaux de protections à mettre en œuvre selon le risque maximal admis.

L'approche statistique est le point commun de ces deux études et se justifie par le fait que les systèmes en présence sont complexes et soumis à une forte variabilité.

Au cours de la thèse de Valentin Houchouas, un modèle statistique de couplages aléatoires (RCM en anglais pour Random Coupling Model) a été mis en œuvre pour rendre compte des couplages entre cartes électroniques à l'intérieur d'un boîtier d'ordinateur (reconstitué pour les besoins de la thèse). Les résultats obtenus ont montré qu'il était possible, ainsi, de prédire la statistique des courants induits sur les accès des cartes, à l'intérieur de la cavité réverbérante.

Depuis la soutenance de thèse de Valentin Houchouas, la collaboration avec l'ANSSI continue et nous travaillons sur l'étude de facteurs d'influence sur les couplages intra-équipements. Actuellement, une expérimentation spécifique est en cours pour caractériser l'impact de la présence d'absorbants à l'intérieur de la cavité réverbérante. L'objectif est d'identifier l'influence de ces absorbants (surface, position dans la cavité) sur l'évolution des quantiles extrêmes associés à l'observable.

L'arrangement des cartes à l'intérieur du boîtier et la position des ouvertures sont aussi des facteurs d'influence pour lequel une étude est envisagée, toujours pour rendre compte de leur effet sur les distributions de courants induits.

Des plans d'expérience seront mis en œuvre afin de hiérarchiser ces facteurs.

Par ailleurs, on sait que le modèle RCM est aussi applicable à l'étude des couplages inter-équipements. Aussi, nous envisageons de caractériser le couplage, au travers d'une ouverture, d'un champ électromagnétique externe avec les accès présents dans la cavité. Confiants des résultats obtenus avec ce modèle lors de l'étude des couplages intra-équipements, un protocole expérimental est à l'étude pour intégrer, au modèle circuit équivalent, l'impédance ramenée de l'ouverture.

Enfin, pour se rapprocher d'une mise en conditions opérationnelles, nous souhaitons faire évoluer nos méthodes en intégrant à ces études purement électromagnétiques une composante « signal » pour élaborer des modèles comportementaux de Compatibilité RadioÉlectrique (CRE). L'objectif est de caractériser les performances de dispositifs, victimes de perturbations

électromagnétiques extérieures, au travers de la définition d'indicateurs clés, comme le Taux d'Erreur Binaire, permettant ainsi de proposer une mise à jour des gabarits de susceptibilité des équipements.

PARTIE III

SYNTHESE DES ACTIVITES DE RECHERCHE

Sommaire

Période 1994-2002 : Activités de recherche antérieures au recrutement à Sorbonne Université.....	41
Période 2002-2005 : Activités d'intégration au laboratoire suite au recrutement à Sorbonne Université.....	55
Depuis 2005 : Synthèse des activités de recherche	65

Chapitre 3

Depuis 2005 : Synthèse des activités de recherche

Sommaire

Partie A : Le radar HF à ondes de surface	67
Partie B : Sécurité électromagnétique des systèmes d'information.....	125

Partie A : Le radar HF à ondes de surface

Amélioration des performances d'un outil de surveillance maritime

*« Il embrassa la mer d'un regard
et se rendit compte de l'infinie solitude où il se trouvait. »
- le vieil homme et la mer -
Ernest Hemingway.*

Table des matières

3.A.1 - Introduction	69
3.A.1.a Contexte général de la surveillance maritime	69
3.A.1.b Les radars HF transhorizons	70
3.A.2 – Concepts théoriques	72
3.A.2.a – Conditions de création d'une onde de surface	72
3.A.2.b – Etude de la transition métamatériau / sol reel	77
3.A.2.b.1 Effet de l'ordre de la condition d'impédance	78
3.A.2.b.2 Etude de la propagation du champ au-dessus d'une transition entre deux milieux	82
3.A.2.c – Détection de cible maritime en ondes de surface	87
3.A.2.c.1 Travail sur la SER adaptée à un mode de propagation en ondes de surface	87
3.A.2.c.2 Travail sur le gain des antennes adapté à un mode de propagation en ondes de surface	90
3.A.2.c.3 Correction de l'équation radar	91
3.A.2.d – Conclusion	93
3.A.3 – Modèle d'antennes HF	93
3.A.3.a – Transformation champ proche / champ lointain par modèle dipolaire équivalent	94
3.A.3.b – Description du modèle équivalent	94
3.A.3.c – Résolution du système linéaire : critère de puissance	96

3.A.3.d – Validation du modèle de sources équivalentes.....	97
3.A.3.e – Conclusion.....	100
3.A.4 – Maquettes, prototypes et validation expérimentale.....	100
3.A.4.a – Description du banc de caractérisation champ proche	101
3.A.4.b – Résultats de mesures sur maquettes UHF et calcul du rayonnement en champ lointain.....	102
3.A.4.c – Description du dispositif de mesure en champ proche adapté aux antennes HF	109
3.A.4.d – Résultats de mesures sur prototypes HF et calcul du rayonnement en champ lointain.....	112
Deux configurations ont été définies afin de.....	112
3.A.4.d –Conclusion	120
3.A.5 - Références bibliographiques.....	121

3.A.1 - INTRODUCTION

Cette activité autour du radar à ondes de surface constitue le sujet de recherche principal sur lequel je me suis investie depuis 2005. Elle a été initiée, au laboratoire, par Marc Hélier, au travers d'une collaboration avec l'unité RBF (Radars Basse Fréquence) du DEMR (Département ElectroMagnétisme et Radar) de l'Onera en 2002. Sur la période particulière allant de 2004 à 2017, l'interlocuteur principal et référent scientifique pour l'Onera était Florent Jangal, aujourd'hui ingénieur à la DGA. Actuellement, la collaboration se poursuit toujours et a connu, jusqu'à maintenant, un nombre important d'étudiants en thèse et chercheurs post-doctorants. Elle a, par ailleurs, fait l'objet de plusieurs contrats ANR ou DGA.

3.A.1.a Contexte général de la surveillance maritime

Depuis le 10 décembre 1982, le droit maritime international est régi par la Convention des Nations Unies sur le Droit de la mer (signée à Montego Bay, Jamaïque). Entrée en vigueur le 16 novembre 1994, cette Convention définit, en particulier, des espaces maritimes sous juridiction nationale. Sur ces zones, appelées Zones Economiques Exclusives (ZEE), qui s'étendent jusqu'à 200 miles (soit environ 370 km) de la ligne de base (figure 3.A.1), les Etats côtiers peuvent revendiquer leur souveraineté. Ils doivent aussi s'acquitter d'un devoir de surveillance, de contrôle du trafic et des activités d'exploitation sur cette zone.

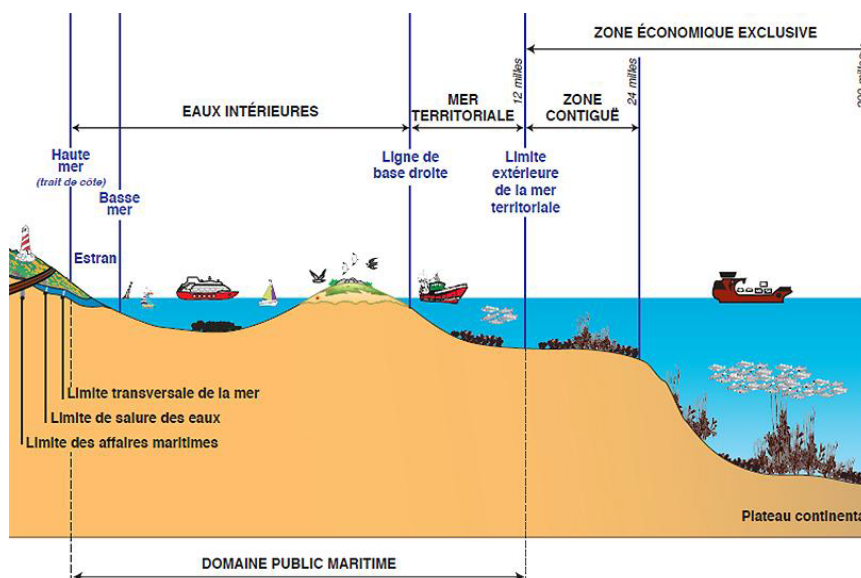


Figure 3.A.1: définition de la Zone Economique Exclusive (source site gouvernemental ecologie.gouv.fr)

La France possède la deuxième plus grande ZEE au monde après les Etats-Unis. Elle représente près de 11 millions de km² (figure 3.A.2). A ce titre, la France doit déployer des moyens de surveillance importants. Aujourd'hui, cette veille est

exercée par l'utilisation conjointe de systèmes d'intervention aériens et maritimes, et de surveillance radar.

Outre le suivi satellitaire AIS (Automatic Identification System) qui constitue aussi un système d'aide à la navigation, la surveillance est réalisée dans les CROSS (Centre Régional Opérationnel de Surveillance et de Sauvetage) au moyen de radars micro-ondes.

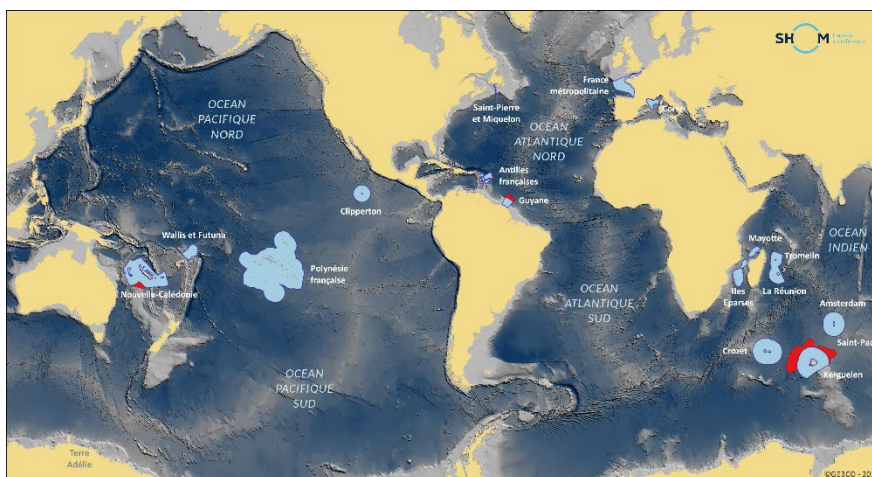


Figure 3.A.2 : Zone Economique Exclusive française (source : site gouvernemental <https://limitesmaritimes.gouv.fr>)

Ceux-ci sont assez simplement installés en haut de tours, hautes de plusieurs dizaines de mètres, mais présentent le désavantage d'avoir une portée limitée, par l'horizon radioélectrique, à quelques dizaines de kilomètres. Aussi, pour répondre au besoin de disposer d'un système de surveillance permettant de couvrir le plus largement possible la ZEE, de façon quasi-permanente et à moindre coût, la solution du radar transhorizon est envisagée, déjà, depuis de nombreuses années.

3.A.1.b Les radars HF transhorizons

Les radars transhorizons fonctionnent dans la bande HF, entre 3 et 30 MHz. Leur capacité à détecter des cibles au-delà de l'horizon radioélectrique repose sur les modes particuliers de propagation des ondes, associés à leur mise en œuvre (figure 3.A.3).

Il existe deux types de radar HF.

Le premier est le radar dit ionosphérique ou à ondes de ciel, qui se propagent à très grandes distances (jusqu'à quelques milliers de km) par réflexion sur l'ionosphère [BAZ-2006].

Le second est le radar dit à ondes de surface, qui se propagent à l'interface air-mer jusqu'à quelques centaines de km [MEN-2008].

Que ce soit pour le radar à ondes de ciel ou à ondes de surface, l'unicité du mode de propagation n'existe pas. En effet, les antennes classiquement utilisées pour les radars HF ne permettent pas d'exciter un mode unique. Dans les deux cas, les deux types d'ondes, de ciel et de surface, coexistent.

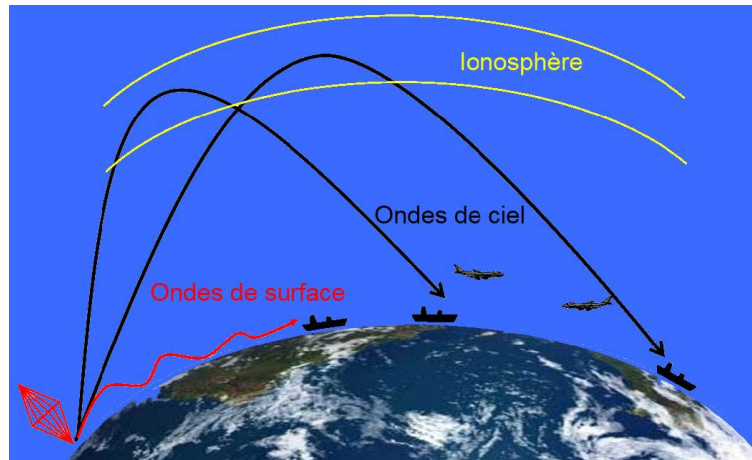


Figure 3.A.3 : modes de propagation des ondes associées aux radars à ondes de ciel et à ondes de surface (source : [BOU-2014])

Ceci est d'ailleurs à l'origine de la dégradation des performances des radars. En effet, la grande variabilité des milieux de propagation (ionosphère ou mer) est une source de bruits, appelés fouillis (*clutter*), conduisant souvent à un défaut de détection des cibles (masquage ou fausse alarme). Sur la figure 3.A.4 sont représentées des exemples d'images Doppler-distance (images radar), caractéristiques d'un écho ionosphérique (fig. 3.A.4.a) et d'un écho de mer (fig. 3.A.4.b).

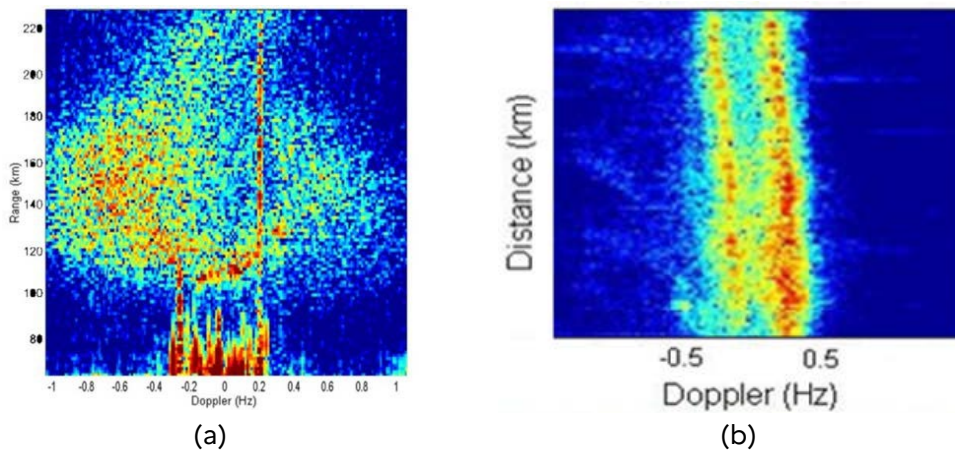


Figure 3.A.4 : images radar faisant apparaître les bruits liés aux milieux de propagation des ondes ([ABI-2017]). (a) écho ionosphérique. (b) écho de mer (Raies de Bragg)

Le travail, présenté dans ce document, mené en collaboration avec l'Onera depuis plus de quinze ans, concerne principalement le radar à ondes de surface, vu comme la meilleure solution pour répondre au besoin de surveillance de la ZEE.

De façon non nécessairement chronologique, le bilan de ces activités de recherche montre que les principales étapes suivies par le signal radar, depuis sa génération au niveau des antennes d'émission, jusqu'à la cible, et retour vers les antennes de réception, ont été étudiées, sinon envisagées.

Le sujet n'est, aujourd'hui, bien évidemment, pas traité dans sa totalité, mais la compréhension des phénomènes physiques mis en jeu a permis de poser et réaliser les conditions d'une amélioration des performances du radar.

Cette première partie fait la synthèse de la quasi-totalité des travaux conduits sur ce sujet depuis 2005.

Seront décrites, dans un premier temps, les différentes études théoriques réalisées qui ont permis de mieux comprendre les phénomènes physiques associés à la propagation en ondes de surface, dans un contexte de radar HF.

Une fois ces phénomènes identifiés, dans un deuxième temps, sera présenté le modèle numérique développé permettant de déterminer le rayonnement des antennes impliquées dans les radars HF.

Enfin, dans un dernier temps, seront décrites les expérimentations, réalisées à échelle réduite, puis à échelle 1, pour valider les concepts théoriques et modèles numériques.

3.A.2 – CONCEPTS THEORIQUES

3.A.2.a – Conditions de création d'une onde de surface

Les premiers travaux sur les ondes de surface datent du début du 20^e siècle. De nombreux et illustres auteurs se sont succédé pour formaliser l'écriture du champ se propageant à l'interface entre deux milieux. Parmi eux, et sans vouloir refaire l'histoire complète des ondes de surface, on peut citer Zenneck [ZEN-1907], Sommerfeld [SOM-1909][SOM-1926], Norton [NOR-1936] et Bannister [BAN-1984]. Leurs travaux ont permis de disposer de formulations analytiques simples des champs rayonnés par des sources élémentaires en présence d'une interface plane et homogène. D'autres auteurs ont proposé ensuite de prendre en compte des conditions de propagation plus réalistes en modélisant la sphéricité de la Terre (Fock [FOC-1972], Bremmer [BRE-1958], Rotheram [ROT-1981]), la rupture d'impédance de l'interface (transition mer/terre par exemple avec Millington [MIL-1948] et Bremmer, encore), la variation de l'indice de l'atmosphère au-dessus de la mer (Rotheram à nouveau). Le développement des méthodes numériques a permis, par la suite, de considérer d'autres éléments comme la rugosité des terrains et donc de prendre en compte une surface de mer réaliste, à partir de modèles statistiques de mer.

Dans nos travaux, le modèle de Norton, puis l'extension au champ très proche de Bannister, constitue le modèle de référence. Il permet d'écrire analytiquement le champ rayonné par un dipôle élémentaire (vertical ou horizontal) au-dessus d'une interface plane homogène (avec la condition que le module de l'indice du milieu inférieur soit grand devant 1, ce qui est le cas de la mer aux fréquences HF).

Le modèle de Norton propose une décomposition du champ total rayonné par un dipôle sous la forme de trois composantes : une onde directe (\mathbf{E}_{dw}), une onde réfléchie (\mathbf{E}_{rw} dépendant du coefficient de réflexion du milieu inférieur) et l'onde de surface (\mathbf{E}_{sw} issue d'un calcul de l'identité de Sommerfeld).

$$\mathbf{E}_{Norton} = \mathbf{E}_{dw} + \mathbf{E}_{rw} + \mathbf{E}_{sw} \quad (3.A.1)$$

Ce modèle permet de rendre compte, assez fidèlement et simplement, du comportement des antennes classiques, filaires, utilisées en HF pour des applications de radars transhorizons (antennes fouets ou bicônes).

Néanmoins, afin de définir les conditions de l'excitation d'une onde confinée à l'interface air/mer, le modèle de Kistovich a été préféré. Ceci a fait l'objet du travail de thèse de Luca Petrillo [PET-2011]. Le modèle de Kistovich a été établi en considérant une source virtuelle composée d'une ligne de courant horizontale infinie. Le champ alors rayonné est la somme d'une onde de Zenneck (\mathbf{E}_{zw}) et d'un continuum d'ondes dites de volume (\mathbf{E}_{bw} , bw pour « bulk waves »).

$$\mathbf{E}_{Kistovich} = \mathbf{E}_{zw} + \mathbf{E}_{bw} \quad (3.A.2)$$

Même si ce modèle fait appel à une source non réaliste, l'étude théorique de la solution s'est révélée fondamentale pour établir les conditions permettant de générer une onde de surface importante.

Par ailleurs, le travail de Luca Petrillo a permis de montrer que le résultat de la décomposition modale de Kistovich pouvait être reproduit en utilisant le modèle de Norton, appliqué à un grand nombre de dipôles élémentaires verticaux, formant alors une ligne de courant horizontale, certes tronquée, mais de grande dimension devant la longueur d'onde [PET-2010]. Ainsi, cela montre que la source virtuelle impliquée dans le modèle de Kistovich peut être modélisée par un ensemble de sources élémentaires réelles.

La figure 3.A.5 illustre la géométrie du problème. La densité de courant source, infinie dans la direction y , s'écrit :

$$\mathbf{J} = I(z)\delta(x)\hat{\mathbf{z}} \quad (3.A.3)$$

On pose $I(z) = \delta(z)$.

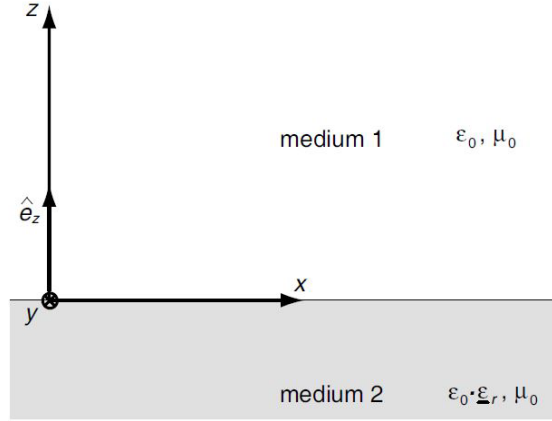


Figure 3.A.5 : géométrie du problème

L'application des conditions aux limites de Leontovich sur l'interface ($z=0$) permet d'écrire le champ magnétique résultant sous la forme

$$H_y(x, z = 0) = H_{Zw}(x) + H_{bw}(x) \quad (3.A.4)$$

avec

$$H_{Zw}(x) = -ik_z e^{ik_x x} \quad (3.A.5)$$

et

$$H_{bw}(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{p^2 e^{i\sqrt{k_0^2 - p^2} x}}{p^2 - k_z^2} dp \quad (3.A.6)$$

k_0 est le nombre d'onde dans l'air, k_z est le nombre d'onde dans la direction z et est lié à l'impédance de surface $Z_s = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r}}$ par la relation $k_z = -\omega \varepsilon_0 Z_s$, et k_x est

le nombre d'onde dans la direction x , donné par $k_x = \sqrt{k_0^2 - k_z^2}$.

L'intégrande de l'équation (3.A.6) fait apparaître un pôle $p_0 = -k_z$.

L'évaluation de l'intégrale se fait par application de la méthode du point selle qui nécessite de redéfinir un chemin d'intégration, appelé chemin de la plus grande pente (*SDP* pour *Steepest Descent Path*).

Par cette résolution asymptotique, on parvient alors à l'expression du continuum d'ondes de volume sous la forme

$$H_{bw}(x) = \frac{1}{\pi} \int_{SDP} \frac{p^2 e^{i\sqrt{k_0^2 - p^2} x}}{p^2 - k_z^2} dp - 2i \cdot \text{Res}(p_0) \quad (3.A.7)$$

Le terme $\text{Res}(p_0)$ est le calcul du résidu de la fonction intégrande au pôle p_0 et vaut

$$\text{Res}(p_0) = -\frac{1}{2} k_z e^{ik_x x} \quad (3.A.8)$$

L'équation (3.A.7) indique clairement que si le nouveau chemin d'intégration entoure le pôle de la fonction intégrande alors le continuum d'ondes de volume annulera l'onde de Zenneck.

La figure 3.A.6 représente, dans le plan complexe, le lieu des pôles p_0 , calculés à la fréquence de 10 MHz, dans le cas d'un sol naturel (à permittivité positive). Les pôles caractéristiques d'une eau de mer et d'un sable de côte sont positionnés pour l'exemple. La zone brune est une zone « interdite » car elle ne respecte pas la condition de Leontovich sur la valeur de la permittivité du milieu ($|\epsilon_{rr}| \gg 1$), condition imposée dans les modèles de Kistovich et Norton. Enfin, des lignes iso-valeurs de permittivité relative et iso-valeurs de conductivité sont aussi représentées.

La figure 3.A.7 représente, dans le plan complexe, le lieu des pôles p_0 , calculés à la fréquence de 10 MHz, dans le cas d'un sol artificiel (à permittivité négative). Les informations sur les lignes iso-valeurs et la zone brune restent valables.

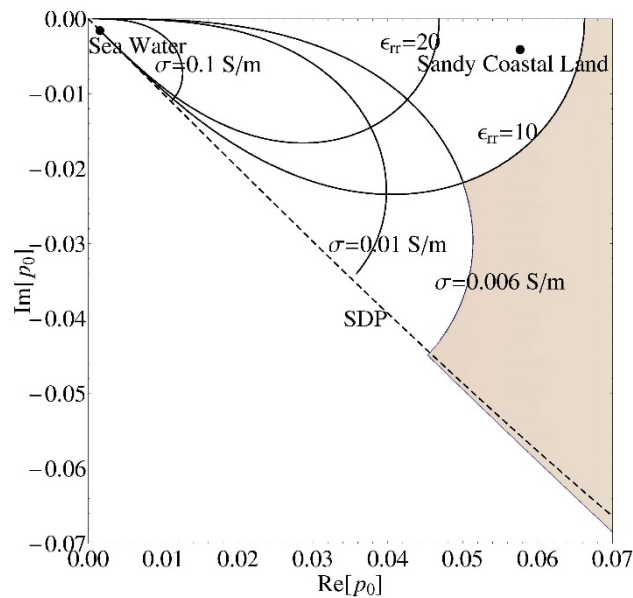


Figure 3.A.6 : lieu des pôles pour une interface à permittivité positive. Tous les pôles sont « à droite » du chemin d'intégration (*SDP en ligne pointillée*) [PET-2011]

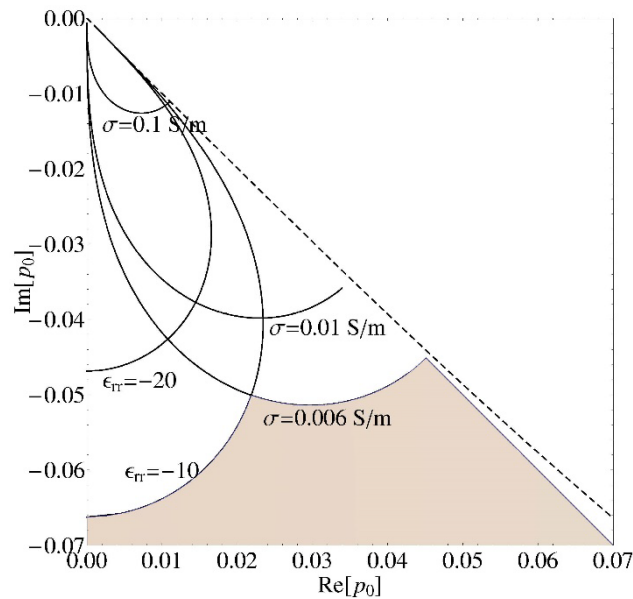


Figure 3.A.7 : lieu des pôles pour une interface à permittivité négative. Tous les pôles sont « à gauche » du chemin d'intégration (*SDP en ligne pointillée*) [PET-2011]

Ainsi pour générer une onde de Zenneck intense et peu atténuée (mais la conclusion reste vraie pour une onde de surface, plus réaliste, de type Norton), il faut respecter les conditions suivantes :

- le pôle p_0 doit se trouver à l'extérieur du contour d'intégration fermé, soit « à gauche » du chemin d'intégration SDP ;
- le module de k_z doit être maximisé ;
- la partie imaginaire de k_x doit être faible.

Ces conclusions fondatrices ont été publiées dans [PET-2011-b]. Elles posent des conditions sur les caractéristiques du sol sur laquelle l'antenne HF doit être posée.

Dans le cas d'une interface naturelle, de permittivité positive, le pôle p_0 est entouré par le chemin d'intégration. L'onde de Zenneck est annulée. Dans la pratique, cela correspond à une onde de surface (de type Norton) existante mais de faible amplitude et rapidement atténuée.

Dans le cas d'une interface artificielle, de permittivité négative (on parlera alors de matématériau), le pôle p_0 est à l'extérieur du contour d'intégration. L'onde de Zenneck existe. Dans la pratique, cela correspond à une onde de surface d'autant plus intense que la conductivité du milieu est faible et que sa permittivité relative est grande [PET-2011-b].

Cette dernière condition tend à contredire l'hypothèse de Leontovich, déjà évoquée précédemment. Une étude spécifique sur ce point est donc nécessaire et fera l'objet du prochain paragraphe.

En attendant, un premier optimum, à 10 MHz, a été trouvé pour définir les caractéristiques diélectriques du sol à proximité de la source : $\epsilon_{rr} = -10$ et $\sigma = 10^{-3} \text{S. m}^{-1}$. Dans ces conditions, le champ électrique rayonné par un dipôle vertical de Hertz (modèle de Norton), placé sur une telle interface, a été calculé en zone lointaine (distance de 10λ). La figure 3.A.8 montre une comparaison de ce champ lointain avec ceux rayonnés par le même dipôle au-dessus de deux milieux naturels :

la mer, pour laquelle : $\epsilon_{rr} = 81$ et $\sigma = 5 \text{S. m}^{-1}$ et
le sable, pour lequel : $\epsilon_{rr} = 10$ et $\sigma = 10^{-3} \text{S. m}^{-1}$.

La présence du métamatériau permet d'augmenter de 10dB la valeur du champ à l'interface et constitue, de ce fait, un excitateur d'ondes de surface.

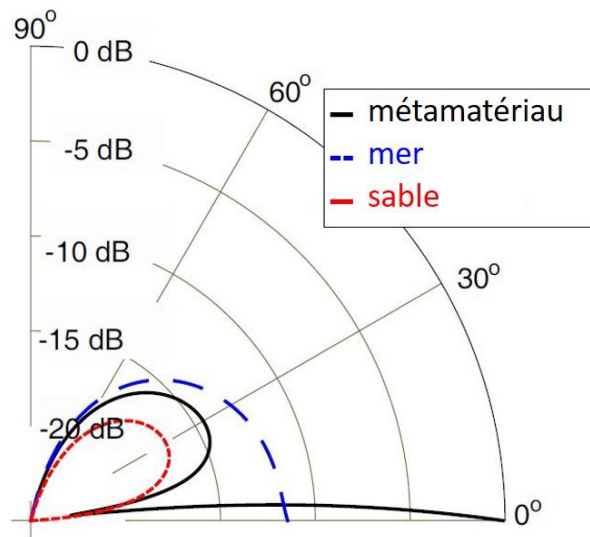


Figure 3.A.8 : lieu des pôles pour une interface à permittivité négative. Tous les pôles sont « à gauche » du chemin d'intégration (*SDP en ligne pointillée*)

Cependant, on comprend que la fabrication d'un milieu artificiel, interface homogène infinie, propice à l'existence d'une forte onde de surface n'est pas réalisable dans la pratique. En effet, dans l'application du radar HF, la mer reste le vecteur prépondérant de la propagation des ondes de surface. La rupture d'impédance de surface causée par les dimensions finies du métamatériau, placé à proximité de l'antenne d'émission doit être étudiée et fera aussi l'objet du prochain paragraphe.

3.A.2.b – Etude de la transition métamatériau / sol réel

Cette étude a fait l'objet de la thèse de Nicolas Bourey [BOU-2014] et visait à caractériser le comportement de l'onde de surface à la discontinuité entre la surface métamatériau, placée à proximité de l'antenne d'émission, et le milieu de propagation naturelle de l'onde de surface (ici la mer).

Outre la prise en compte de cette rupture d'impédance de surface, il a été question, en plus, de travailler à s'affranchir de la condition de Leontovich, évoquée précédemment, pour pouvoir prendre en compte des milieux de faible permittivité (en module), comme c'est le cas pour le métamatériau.

Mais ces deux notions sont en réalité liées puisque la condition de Leontovich n'est autre que l'expression d'une condition d'impédance de surface (au premier ordre) [LEO-1978][WAI-1990].

La condition d'impédance de surface permet de lier les composantes tangentielles des champs électrique et magnétique à l'interface considérée, et, ainsi, de ne réaliser le calcul des champs que dans un seul milieu; ici l'air, au-dessus de l'interface.

3.A.2.b.1 Effet de l'ordre de la condition d'impédance

Depuis les années 1930, de nombreux auteurs se sont succédé dans la résolution de problèmes électromagnétiques impliquant des conditions d'impédance de surface (milieux stratifiés à une ou plusieurs couches).

Leontovich est parmi les premiers et ses travaux s'imposent très largement puisque la restriction associée ($|\epsilon_{rr}| \gg 1$ caractéristique d'une interface entre un milieu plutôt bon conducteur et l'air) couvre, en réalité, la plupart des cas d'étude.

Néanmoins, quelques décennies plus tard, Kane et Karp [KAN- 1964] introduisent une impédance de surface au deuxième ordre pour étudier la réflexion d'une onde sur un sol de permittivité proche de l'unité.

La géométrie du problème est la même que celle relative au modèle de Kistovich et décrite dans la figure 3.A.5.

La condition d'impédance de surface du premier ordre, de Leontovich, sur le champ magnétique tangentiel H_y , s'écrit alors :

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} + \lambda_s\right)H_y(x, z = 0) = 0 \quad (3.A.9)$$

avec

$$\lambda_s = -ik_z = i\omega\epsilon_0 Z_s = ik_0 \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \quad (3.A.10)$$

La condition d'impédance du second ordre, introduite par Kane et Karal, permet de lever les hypothèses simplificatrices sur les variations au second ordre de H_y et s'écrit :

$$\left(\Lambda_{s2} \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial}{\partial z} + \lambda_s\right)H_y(x, z = 0) = 0 \quad (3.A.11)$$

où

$$\Lambda_{s2} = \frac{i}{2k_0 \sqrt{\epsilon_r}^3} \quad (3.A.12)$$

Ces deux conditions d'impédance de surface sont ensuite successivement utilisées pour calculer le champ rayonné par la même source virtuelle que celle utilisée dans

le modèle de Kistovich : une ligne de courant horizontale infinie de densité de courant $\mathbf{J} = \delta(z)\delta(x)\hat{z}$.

La résolution de l'équation de Helmholtz associée à la condition d'impédance du premier ordre, est réalisée facilement dans le domaine fréquentiel. En revanche, le problème associé à la condition d'impédance du second ordre nécessite, au préalable, de passer dans le domaine des fréquences spatiales pour parvenir à une écriture analytique de la solution.

Dans les deux cas, le champ magnétique obtenu s'exprime sous la forme de la somme de trois contributions : une onde directe, une onde réfléchie (forme intégrale à évaluer numériquement) et une onde de surface. Le détail des expressions associées, ainsi que les étapes de calcul pour y parvenir, peut être trouvé dans les références [BOU-2014] et [BOU-2018].

La figure 3.A.9 représente, pour une fréquence de 10 MHz, la décroissance du champ magnétique H_y , au niveau de l'interface, en fonction de la distance à la source, dans le cas où le milieu inférieur possède une permittivité grande devant 1 (cas de la mer). La condition d'impédance du premier ordre s'applique donc parfaitement ; la comparaison avec une simulation issue du logiciel commercial Feko est très satisfaisante. La composante en onde de surface est isolée, pour information.

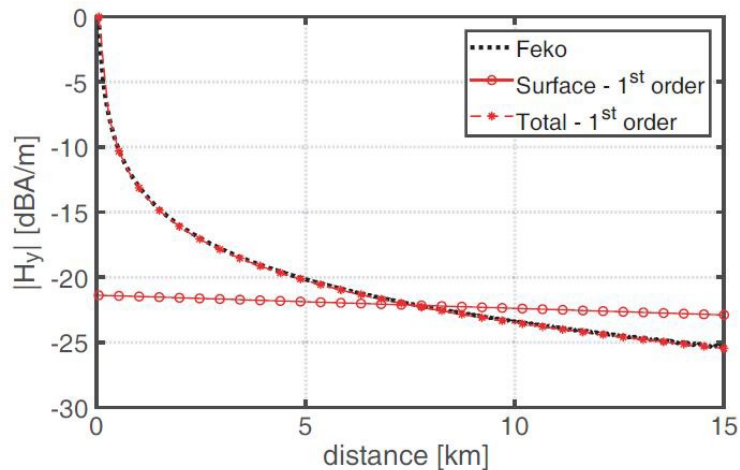


Figure 3.A.9 : décroissance du champ magnétique créé par une ligne de courant horizontale infinie, placée au-dessus de la mer, à 10 MHz – condition d'impédance de surface du premier ordre

La figure 3.A.10 représente la même grandeur dans le cas où le milieu inférieur est un métamatériau de caractéristiques : $\epsilon_{rr} = -2$ et $\sigma = 10^{-3}\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$.

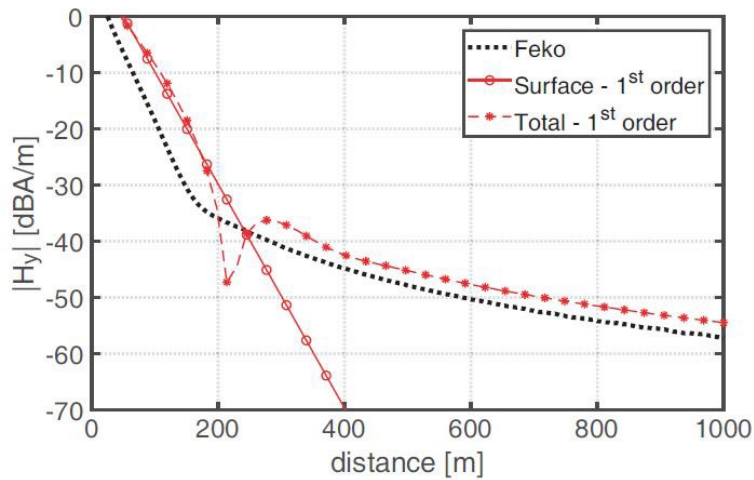


Figure 3.A.10 : décroissance du champ magnétique créé par une ligne de courant horizontale infinie, placée au-dessus d'un métamatériau ($\epsilon_{rr} = -2$ et $\sigma = 10^{-3} \text{S.m}^{-1}$), à 10 MHz - condition d'impédance de surface du premier ordre

La condition d'impédance du premier ordre est naturellement mise en défaut ; la comparaison avec le logiciel Feko montre une erreur maximale de 10dB sur le calcul du champ magnétique, pour ce cas de figure.

En revanche, la condition d'impédance du second ordre rétablit un champ magnétique, à l'interface, en parfait accord avec la simulation Feko, comme l'indique la figure 3.A.11.

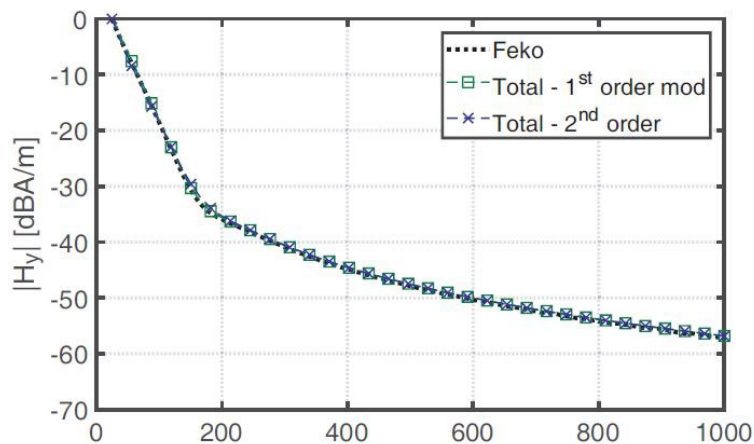
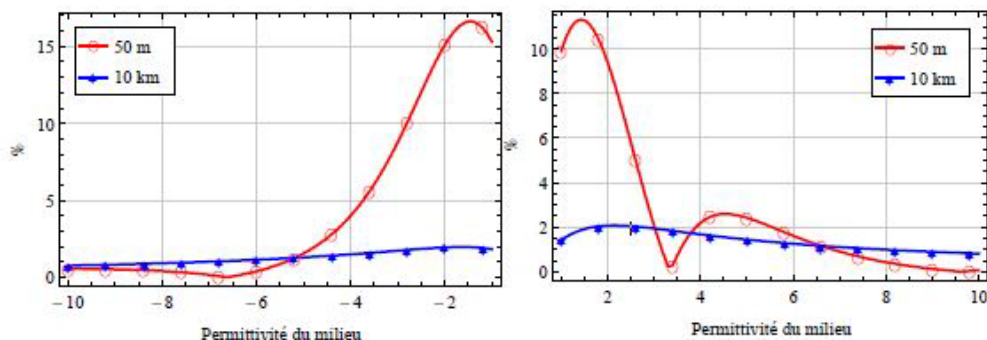


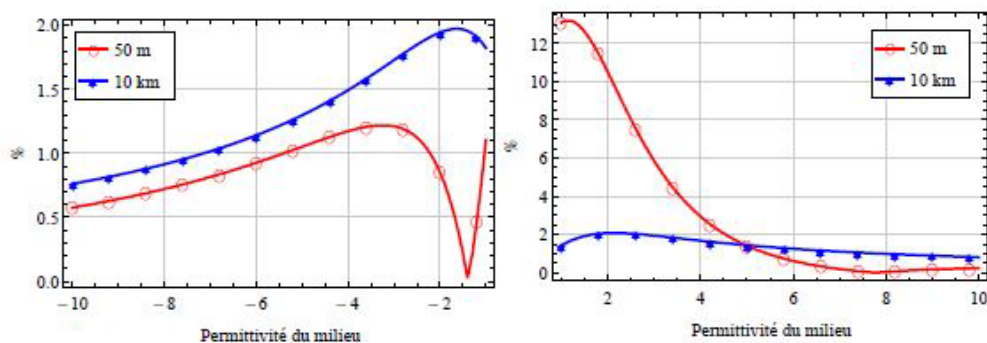
Figure 3.A.11 : décroissance du champ magnétique créé par une ligne de courant horizontale infinie, placée au-dessus d'un métamatériau ($\epsilon_{rr} = -2$ et $\sigma = 10^{-3} \text{S.m}^{-1}$), à 10 MHz - condition d'impédance de surface du second ordre et du premier ordre modifié (étendu)

L'effet de l'utilisation d'une condition d'impédance de surface inappropriée, sur l'évaluation du champ rayonné a été évalué. On définit ainsi l'erreur relative entre les champs calculés par chacune des conditions d'impédance de surface. Sur la

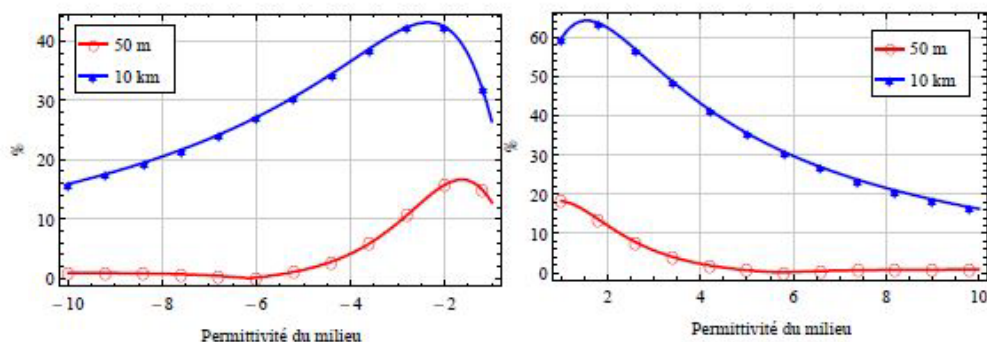
figure 3.A.12, ces erreurs sont représentées pour chacune des composantes du champ (onde de ciel, somme du champ incident et du champ réfléchi, et onde de surface) et sur le champ total. Pour une fréquence de 10 MHz, deux distances d'observation ont été considérées : une distance en champ proche (50 m) une distance champ lointain (10 km). Les permittivités explorées sont, en module, inférieures à 10. La conductivité de l'interface est fixée à $10^{-3} \text{S} \cdot \text{m}^{-1}$.



(a) Erreur du champ magnétique total



(b) Erreur du mode en ondes de ciel



(c) Erreur du mode en ondes de surface

Figure 3.A.12 : erreur relative entre les champs magnétiques calculés, au niveau de l'interface, via les conditions d'impédance de surface du premier et du second ordre ; interface de conductivité $10^{-3} \text{S} \cdot \text{m}^{-1}$, fréquence 10 MHz.

On constate que l'écart relatif entre le champ total calculé par la condition d'impédance du premier ordre et celui calculé par la condition d'impédance du second ordre est d'autant plus important que l'on est à une distance d'observation proche de la source et que la permittivité de l'interface est de module proche de 1.

La composante du champ la plus impactée est l'onde de surface. Et, de façon évidente, l'erreur relative est d'autant plus grande que la distance d'observation augmente. Ce comportement est indépendant du signe de la partie réelle de la permittivité de l'interface.

Enfin, concernant l'onde de ciel, comme on pouvait s'y attendre, celle-ci est très peu impactée, quelle que soit la distance, lorsque la permittivité est négative puisque la condition d'excitation d'une forte onde de surface est remplie. Ceci n'est plus vrai dans le cas d'une interface naturelle (partie réelle de la permittivité relative positive).

Néanmoins, le calcul numérique associé à la condition d'impédance du second ordre est lourd à réaliser. Aussi, une extension de la condition d'impédance du premier ordre, à des sols de permittivité faible (en module), a été entreprise pour pouvoir profiter de la rapidité de calcul de cette première méthode. Pour cela, l'impédance de surface a été modifiée, à partir de l'écriture, à l'interface, de la continuité des composantes tangentielles de l'onde de surface uniquement, au lieu des composantes tangentielles du champ total.

Cela a conduit à une nouvelle définition du paramètre λ_s , présent dans l'équation (3.A.10), qui s'écrit maintenant sous la forme

$$\lambda_s = ik_0 \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon_r}} \quad (3.A.13)$$

La figure 3.A.11 montre que cette impédance du premier ordre modifiée permet de rendre correctement compte de l'évolution du champ au-dessus d'un sol dont le module de la permittivité ne respecte pas la condition de Leontovich.

3.A.2.b.2 Etude de la propagation du champ au-dessus d'une transition entre deux milieux

La propagation des ondes au-dessus d'une interface hétérogène (présentant une discontinuité d'impédance) est un phénomène qui a été étudié par de nombreux auteurs, depuis le milieu du 20^e siècle (figure 3.A.13).

Le plus connu est sûrement Millington [MIL-1948][UIT-2010] qui propose un modèle, à grande distance d'observation, de propagation au-dessus d'une interface (surface de la Terre), permettant de prendre en compte des trajets hétérogènes (succession de milieux de natures différentes : trajet terre-mer-terre, par exemple).

Ce calcul, faisant l'hypothèse d'une faible rugosité de surface, est basé sur une combinaison des champs calculés, à diverses distances (correspondant aux ruptures d'impédance), au-dessus de chacun des milieux. Aujourd'hui, ce modèle sert encore de référence pour l'Union Internationale des Télécommunications.

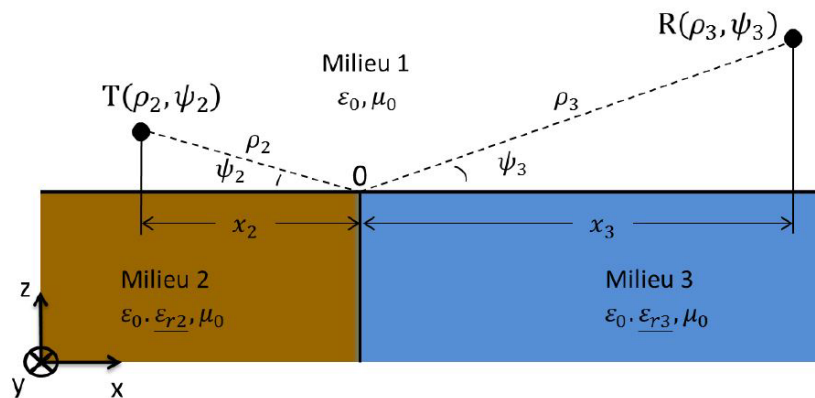


Figure 3.A.13 : vue, dans un plan vertical, de la rupture d'impédance d'une interface plane.

Pour observer le comportement du champ à proximité des lieux de rupture d'impédance, nous avons choisi de travailler avec le modèle de Clemmow [CLE-1953], qui, à partir d'une hypothèse d'émission en onde plane, sous un angle d'incidence égal à l'angle de Brewster, détermine une fonction d'atténuation de l'onde de surface se propageant entre deux antennes. Cette fonction prend en compte les discontinuités de milieux le long du trajet et pondère le champ rayonné en espace libre. Clemmow montre, par ailleurs, que l'approche proposée peut être étendue à une source virtuelle (déjà évoquée précédemment) constituée d'une ligne source de courant. Enfin, la procédure de calcul reste valable pour un dipôle source.

La figure 3.A.14 montre, pour une fréquence de 10 MHz, la décroissance du champ électrique rayonné par un dipôle de Hertz vertical, posé sur une interface présentant une transition sol sableux/mer, localisée à 400 m de l'antenne d'émission.

Ce champ est comparé à celui qui se propage sur le sol sableux seul ($\epsilon_{rr} = 10$ et $\sigma = 2 \cdot 10^{-3} \text{ S} \cdot \text{ m}^{-1}$) et à celui se propageant sur la mer seule ($\epsilon_{rr} = 81$ et $\sigma = 5 \text{ S} \cdot \text{ m}^{-1}$). Enfin, le modèle de Millington est aussi représenté.

On constate une bonne concordance entre le modèle de Clemmow et celui de Millington.

La figure 3.A.15 montre, à la même fréquence, la décroissance du champ au-dessus d'une interface présentant une transition métamatériau/mer, localisée à 200 m de l'antenne d'émission.

Ce champ est comparé à celui qui se propage sur le métamatériau seul ($\epsilon_{rr} = -1,5$ et $\sigma = 0 \text{ S} \cdot \text{ m}^{-1}$) et à celui se propageant sur le sol sableux seul ($\epsilon_{rr} = 10$ et $\sigma = 2 \cdot 10^{-3} \text{ S} \cdot \text{ m}^{-1}$). À nouveau, le modèle de Millington est représenté.

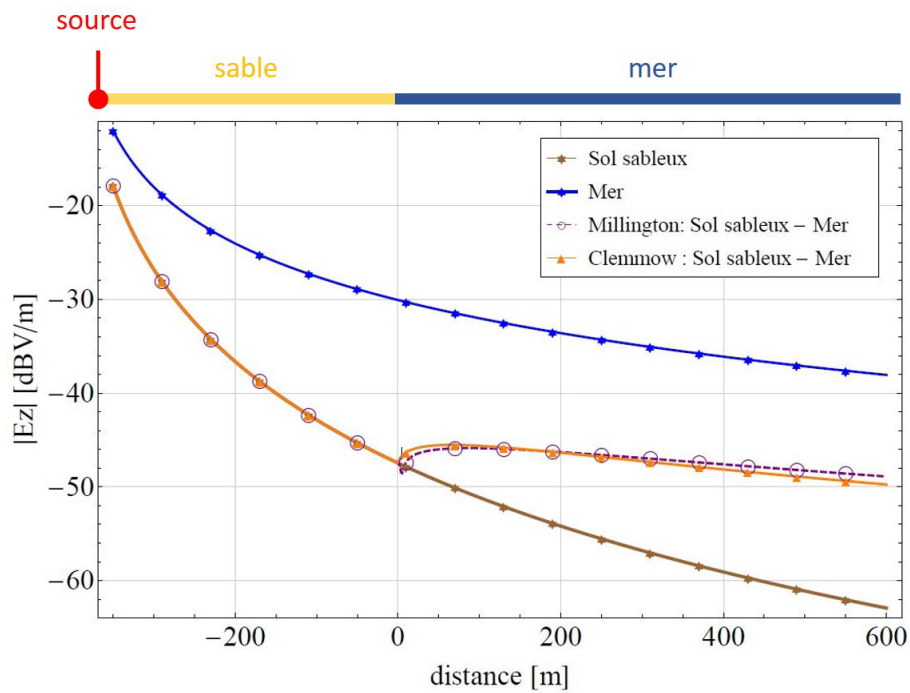


Figure 3.A.14 : décroissance du champ le long d'un trajet sable/mer ; la transition d'impédance est à 400 m de la source ; fréquence de 10 MHz.

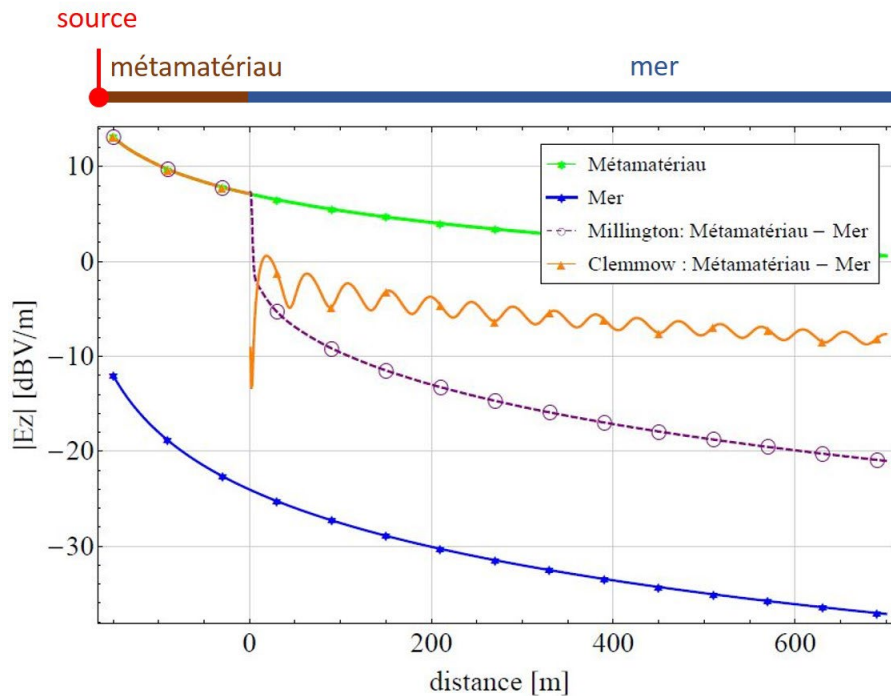


Figure 3.A.15 : décroissance du champ le long d'un trajet métamatériau/mer ; la transition d'impédance est à 200 m de la source ; fréquence de 10 MHz.

Dans ce deuxième exemple, représentatif de la configuration finale recherchée pour le radar, le comportement du champ, à grande distance de la transition, obtenu avec le modèle de Clemmow n'est pas du tout en accord avec le modèle de Millington. Ceci est dû au contraste d'impédance fort entre les deux milieux considérés.

En conséquence, une correction au modèle de Clemmow a été apportée, permettant de décrire la transition métamatériau/mer de façon graduelle. Wait, en 1964 a proposé une telle approche afin de décrire la propagation d'une onde perpendiculairement à la ligne de côte [WAI-1964] (figure 3.A.16). Ce modèle caractérise la variation progressive d'impédance entre deux milieux par une fonction de transition $Q(x)$, fonction continue (ou par morceaux) de la variable d'espace. Cette fonction est associée à un contraste d'impédances Δ caractéristique des deux milieux en présence. Bien entendu, pour le calcul de Δ , le modèle d'impédance utilisé pour le métamatériau est celui de l'impédance du premier ordre modifiée, décrit précédemment.

Le champ électrique s'écrit alors de la façon suivante :

$$E_z(x) = E_0(x)[1 + \Delta \cdot Q(x)] \quad (3.A.14)$$

Le champ $E_0(x)$ est le champ au point d'observation (R), dans le cas où l'interface est homogène.

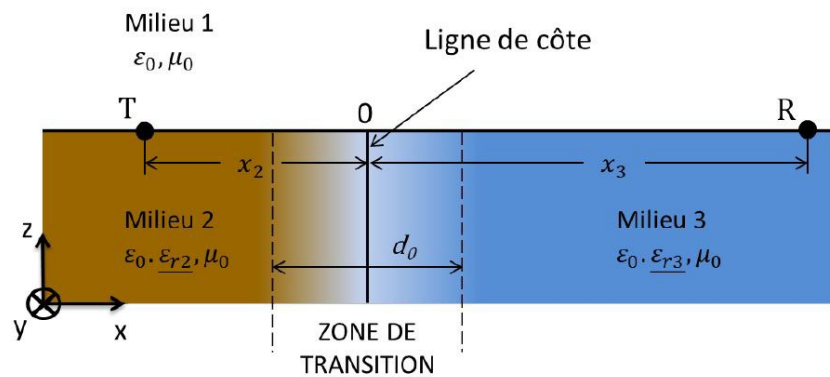


Figure 3.A.16 : vue, dans un plan vertical, de la rupture d'impédance graduelle d'une interface plane.

Le modèle de Clemmow a ainsi été enrichi par le modèle de Wait.

Une première application a permis de valider cette approche, dans le cas d'une transition sable/mer, pour laquelle, le modèle de Clemmow, seul, donnait déjà de bons résultats. La figure 3.A.17 rend compte des résultats obtenus pour une longueur de transition $d_0 = 100$ m.

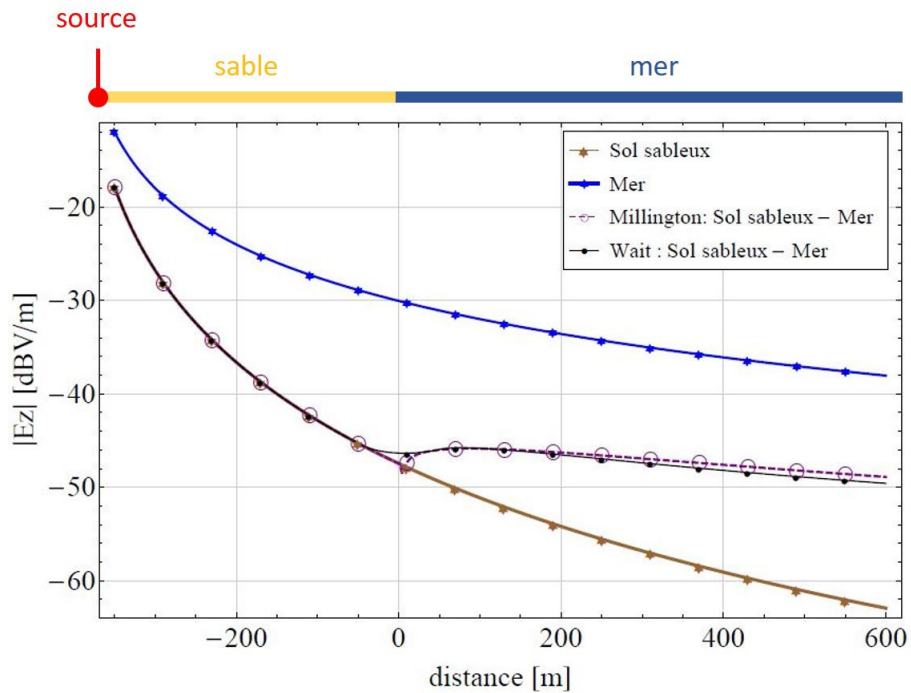


Figure 3.A.16 : décroissance du champ le long d'un trajet sable/mer ; la transition d'impédance est à 400 m de la source ; fréquence de 10 MHz – modèle Wait + Clemmow – transition de longueur $d_0 = 100$ m.

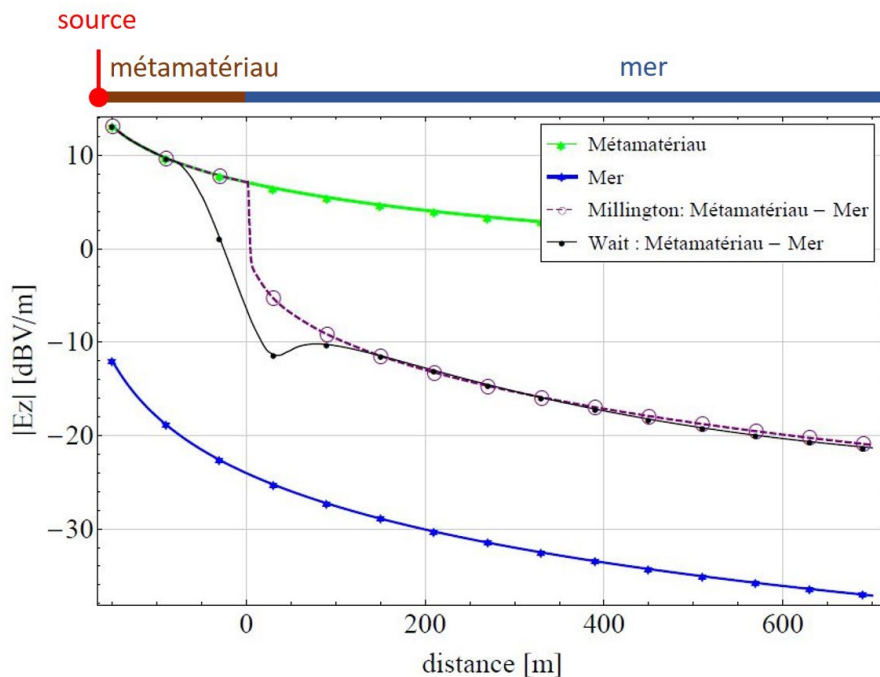


Figure 3.A.17 : décroissance du champ le long d'un trajet métamatériau/mer ; la transition d'impédance est à 200 m de la source ; fréquence de 10 MHz – modèle Wait + Clemmow – transition de longueur $d_0 = 100$ m.

La figure 3.A.17 présente les nouveaux résultats obtenus dans le cas de la transition métamatériau/mer, pour une même longueur de transition $d_0 = 100$ m.

On constate que la variation du champ à grande distance de la transition est conforme au comportement donné par le modèle de Millington. En outre, l'association du modèle de Wait au modèle de Clemmow permet de vérifier, qu'au passage d'une transition métamatériau/mer, l'onde de surface ne subit pas de phénomènes de diffraction. Aussi, à ce stade, il est permis d'envisager que le gain de 10dB, en champ électrique, observé lorsqu'une surface métamatériau est placée à proximité de l'antenne d'émission (cf fig. 3.A.8), devrait être conservé tout au long de la propagation sur la mer.

3.A.2.c – Détection de cible maritime en ondes de surface

Une fois étudiées les conditions de génération d'une forte onde de surface ainsi que sa propagation le long d'un trajet impliquant plusieurs milieux successifs, l'étape suivante dans le fonctionnement du radar de surveillance concerne la détection de cibles maritimes. Elle est associée à l'équation radar permettant d'établir un bilan de liaison.

On rappelle l'expression de l'équation radar (dans un cas monostatique):

$$W_r = \frac{W_t G_t}{4\pi R^2 L_A} \frac{1}{4\pi R^2 L_B} \frac{\sigma}{4\pi} \frac{1}{4\pi} \lambda^2 G_r \quad (3.A.15)$$

W_t et W_r sont respectivement la puissance d'alimentation des antennes d'émission (supposées adaptées) et la puissance reçue par les antennes de réception ;

L_A et L_B sont respectivement les pertes de propagation durant le trajet aller (des antennes d'émission à la cible) et le trajet retour (de la cible aux antennes de réception) ;

G_t et G_r sont respectivement le gain des antennes d'émission et le gain des antennes de réception ;

R est la distance d'observation (distance antennes/cible), λ est la longueur d'onde ;
 σ est la Surface Équivalente Radar (SER) de la cible, indicateur caractéristique de sa réflectivité.

3.A.2.c.1 Travail sur la SER adaptée à un mode de propagation en ondes de surface

Classiquement, la SER, d'une cible est définie sous la double condition d'espace libre et d'illumination en onde plane. Son expression est donnée par :

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_d|^2}{|E_i|^2} \quad (3.A.16)$$

Les champs E_i et E_d représentent respectivement le champ incident sur la cible et le champ diffracté. La grandeur R est la distance à la cible. La loi de décroissance

du champ en espace libre étant inversement proportionnelle à R , la SER est donc un paramètre indépendant de la distance.

Les hypothèses énoncées précédemment ne sont pas du tout respectées dans le cas du radar HF à ondes de surface.

Ainsi, une partie du travail de thèse de Quentin Herbette [HER-2021] a consisté à revoir la définition de la Surface Équivalente Radar (SER) de bateaux, dans un contexte d'illumination en ondes de surface.

On trouve quelques publications traitant du calcul de la réflectivité de cibles, pour des applications de surveillance maritime.

Sevgi [SEV- 2001], en 2001, propose une double approche numérique, par FDTD et méthode de moments, permettant le calcul de la SER de cibles ou d'ensemble de cibles. Cependant, la limitation majeure de ce travail est que les cibles sont supposées en espace libre. L'auteur insiste d'ailleurs sur la complexité du problème lorsqu'il faudra tenir compte de la conductivité de la mer et de sa rugosité.

En 2005, Fabbro [FAB-2005] propose une approche hybride (mêlant un calcul de propagation par la résolution de l'équation parabolique et un calcul de diffraction par méthode de moments) pour estimer une fonction de correction de la SER classique.

La difficulté liée à la détermination de la SER d'une cible en ondes de surface tient à la fonction de propagation particulière (fonction d'atténuation de Sommerfeld) des ondes qui n'évolue pas de manière inversement proportionnelle à la distance. On montre alors, qu'un calcul classique de cette SER (via l'équation (3.A.14)), dans une configuration d'ondes de surface dépend de la distance à laquelle l'évaluation est réalisée. L'indicateur censé être caractéristique de la cible n'est alors plus une constante.

Nous prenons l'exemple d'un bateau de pêche (environ 30 m de long et 13 m de tirant d'air) éclairé, à tribord, par une antenne dipôle située à 50 km de la cible (cf figure 3.A.18). Une simulation numérique est conduite avec le logiciel Feko avec les paramètres suivants : fréquence égale à 10 MHz, mer de permittivité $\epsilon_{rr} = 81$ et de conductivité $\sigma = 5 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$.

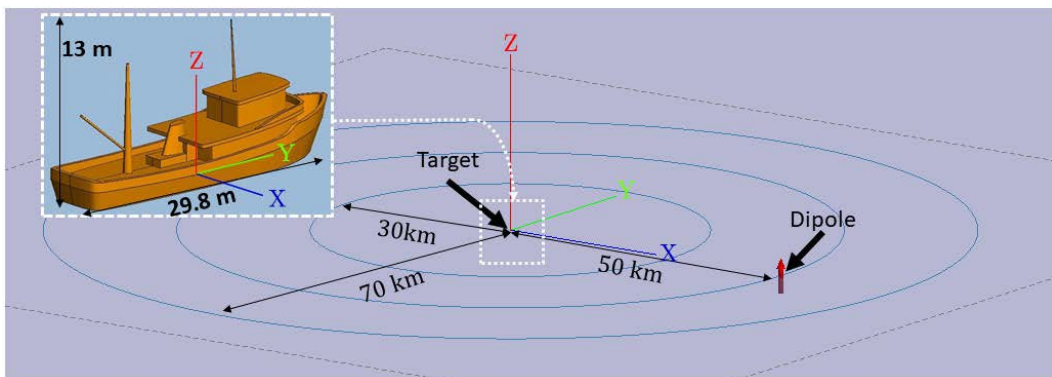


Figure 3.A.18 : scène de simulation de la diffraction d'un bateau de pêche au-dessus de la mer

La SER bistatique est alors calculée en utilisant la formule classique, pour trois distances d'observation du champ diffracté : $R = 30$ km, $R = 50$ km et $R = 70$ km. Elle est représentée sur la figure 3.A.19.

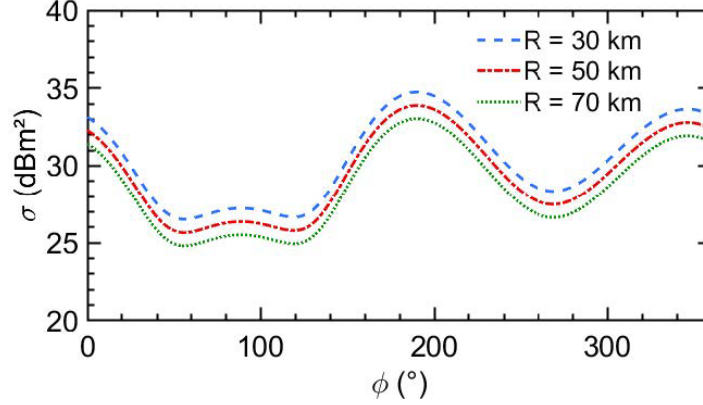


Figure 3.A.19 : SER bistatique d'un bateau de pêche, calculée selon la formule classique (équ. (3.A.16))

La solution proposée pour s'affranchir de cette dépendance à la distance a été d'introduire, dans l'expression de la SER classique, un terme correctif prenant en compte la fonction de propagation particulière de l'onde de surface [HER-2021][HER-2022].

Ce terme correctif a été identifié à partir des formulations analytiques du champ rayonné par un dipôle élémentaire, proposées par Norton [NOR-1936]. Il dépend de la distance à la cible du point d'observation (contenue notamment dans la distance numérique w), du coefficient de réflexion $\Gamma_{||}$ de l'interface en polarisation verticale et de la fonction d'atténuation de Norton $F(w)$. Son expression est donnée par :

$$C(\Gamma_{||}, F(w)) = |1 + \Gamma_{||} + (1 - \Gamma_{||})F(w)|^2 \quad (3.A.17)$$

Cette correction amène aussi à s'interroger sur le terme du champ incident sur la cible. Le front d'onde généré par la source n'est plus celui d'une onde plane (permettant de travailler avec un vecteur \mathbf{E}_i constant). Il faut donc pouvoir évaluer le champ incident le long d'une ligne verticale, au niveau de la cible.

Cela conduit alors à la nouvelle expression de la SER σ_{sw} , dite SER en ondes de surface puisqu'adaptée à ce mode de propagation, et donnée par :

$$\sigma_{sw} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{1}{C(\Gamma_{||}, F(w))} \frac{|\mathbf{E}_{zd}|^2}{h_{cible} \int_0^{h_{cible}} |\mathbf{E}_{zi}|^2 dz} \quad (3.A.18)$$

\mathbf{E}_{zi} est le champ vertical incident sur la cible, h_{cible} est la hauteur de la cible et \mathbf{E}_{zd} le champ diffracté par la cible à l'interface.

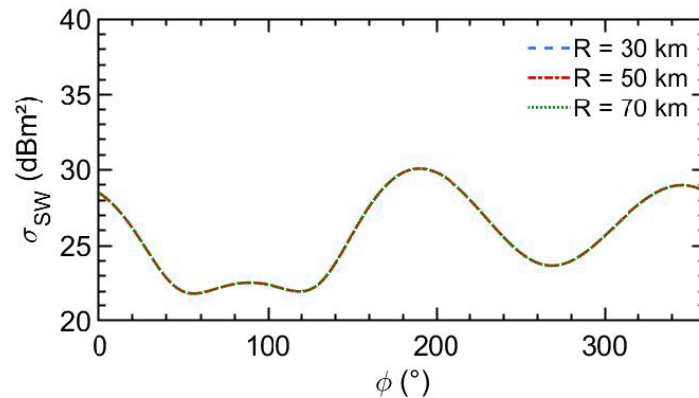


Figure 3.A.20 : SER bistatique d'un bateau de pêche, calculée selon la nouvelle formule (équ. (3.A.18))

La figure 3.A.20 montre qu'avec cette nouvelle définition, la SER σ_{sw} redevient un indicateur, caractéristique de la cible, indépendant de la distance d'observation.

3.A.2.c.2 Travail sur le gain des antennes adapté à un mode de propagation en ondes de surface

Un même travail de correction doit être apporté sur les termes de gain des antennes de l'équation radar (équ. (3.A.15)) [HER-2022]. En effet, dans une propagation en ondes de surface, la fonction caractéristique de rayonnement des antennes dépend de la distance.

Nous prenons l'exemple d'une antenne constituée d'un réseau linéaire de trois monopôles accordés (figure 3.A.21). Une simulation numérique est conduite avec le logiciel Feko avec les paramètres suivants : fréquence égale à 10 MHz, mer de permittivité $\epsilon_{rr} = 81$ et de conductivité $\sigma = 5 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$.

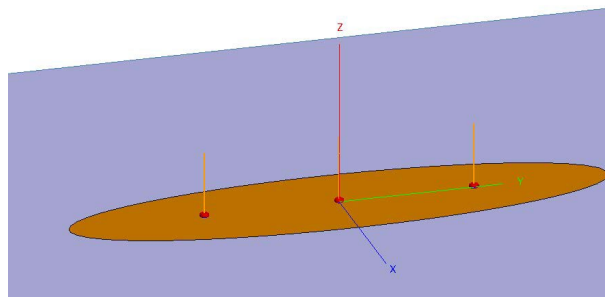


Figure 3.A.21 : scène de simulation du rayonnement d'une antenne réseau

Partant de sa définition, le gain, au niveau de l'interface, a été calculé, en fonction de l'angle d'azimut d'observation, pour trois valeurs de distances: $R = 30 \text{ km}$, $R = 50 \text{ km}$ et $R = 70 \text{ km}$.

Celui-ci est présenté sur la figure 3.A.22.

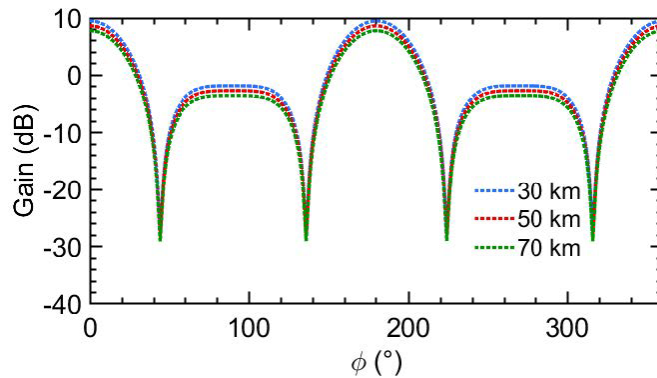


Figure 3.A.22 : gain de l'antenne réseau, au niveau de l'interface

La solution apportée pour corriger cette dépendance du gain à la distance s'inspire de l'approche suivie pour corriger la SER.

Le même facteur de correction est utilisé pour à nouveau prendre en compte le mode particulier de propagation en ondes de surface. Le gain des antennes, pour une propagation en onde de surface, s'écrit alors :

$$G_{sw} = \frac{G}{C(\Gamma_{||}, F(w))} \quad (3.A.19)$$

Où G est le gain de l'antenne, classiquement défini, en champ lointain.

La figure 3.A.23 montre qu'avec cette nouvelle définition, le gain G_{sw} redevient un indicateur, caractéristique de l'antenne, indépendant de la distance d'observation.

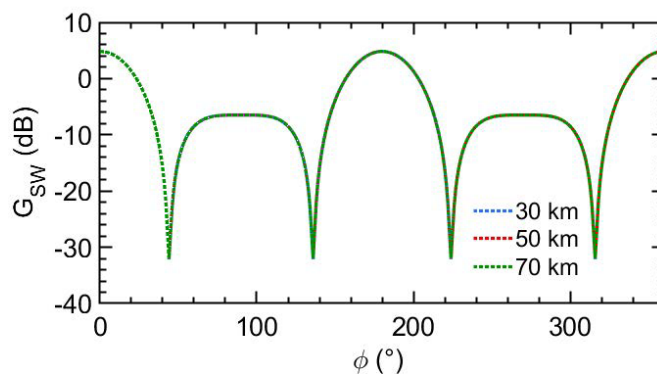


Figure 3.A.23 : gain de l'antenne réseau, au niveau de l'interface, calculé selon la nouvelle formule (équ.(3.A.19))

3.A.2.c.3 Correction de l'équation radar

Finalement, une validation de cette double correction a été menée sur un scénario numérique complet (via le logiciel Feko), aussi réaliste que possible, décrit par la figure 3.A.24 [HER-2022].

L'antenne d'émission est constituée d'un réseau linéaire de trois monopôles. L'antenne de réception est un réseau linéaire de 8 monopôles. La cible est un porte-conteneurs de grandes dimensions (longueur 170 m et tirant d'air 34 m). Elle est

située à une distance $R_A = 50$ km de l'émission et est éclairée à bâbord (correspondant à un angle d'azimut $\varphi = 0^\circ$). Le réseau de réception est situé à $R_B = 70$ km de la cible, et l'« observe » avec un angle $\varphi_s = 15^\circ$.

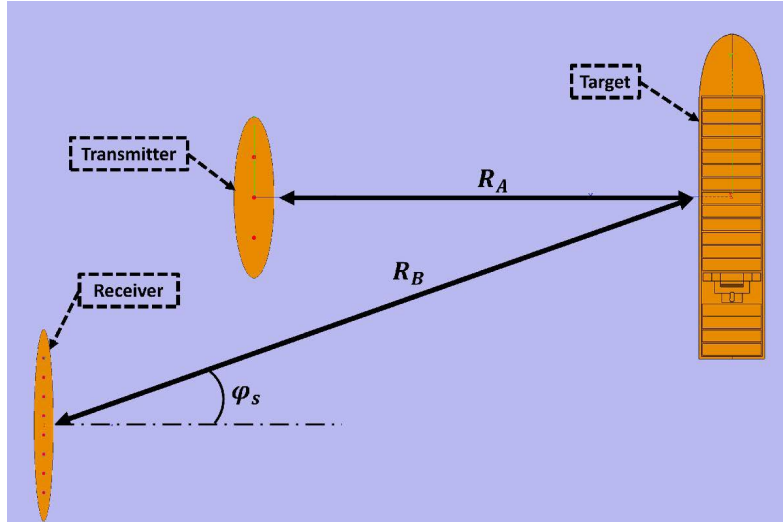


Figure 3.A.24 : scène de simulation de l'application de l'équation radar

Le logiciel Feko permet de calculer un certain nombre de grandeurs directement utilisables dans l'équation radar comme :

la puissance totale reçue sur les antennes de réception : $W_r = -110,74$ dBm et les pertes de propagation $L_A = -4,26$ dB et $L_B = -2,97$ dB.

Des grandeurs intermédiaires, comme les densités de puissance surfacique, sont aussi accessibles et permettent un calcul, a posteriori, des gains des antennes, de la SER. Il est, alors, possible d'estimer le bilan de liaison du problème en calculant la puissance reçue au niveau des antennes.

Le tableau I regroupe les informations données directement par Feko.

L_A	-4,26 dB
L_B	-2,97 dB
W_{r_Feko}	-110,74 dBm

Tableau I : grandeurs de sortie directement calculées pas Feko

Le tableau II donne les informations calculées, a posteriori, à partir des formules classiques de la SER et du gain des antennes.

$G_t(\varphi = 0^\circ)$	9,06 dB
$G_r(\varphi_s = 15^\circ)$	11,16 dB
σ_{class}	34,63 dB. m ²
W_{r_class}	-100,59 dBm

Tableau II : grandeurs obtenues par calcul, en utilisant les formules classiques du gain des antennes et de la SER

Le tableau III donne les mêmes informations calculées cette fois à partir des formules corrigées de la SER et du gain des antennes.

$G_{t_sw}(\varphi = 0^\circ)$	4,83 dB
$G_{r_sw}(\varphi_s = 15^\circ)$	8,21 dB
σ_{sw}	31,55 dB.m ²
W_{r_sw}	-110,84 dBm

Tableau III : grandeurs obtenues par calcul, en utilisant les formules corrigées du gain des antennes et de la SER

Outre une différence sur la valeur du gain des antennes et de la SER de la cible, on constate que l'application de la double correction sur l'équation radar permet de combler les 10dB d'écart que l'utilisation des formulations classiques induisait sur l'estimation de la puissance reçue.

3.A.2.d – Conclusion

L'ensemble de ces travaux théoriques, menés durant les thèses de Luca Petrillo [PET-2011], Nicolas Bourey [BOU-2014] et Quentin Herbette [HER-2021], ont permis

- de poser la condition de la génération d'une onde de surface intense ;
- de proposer une extension de la condition d'impédance de surface de Leontovich, adaptée aux milieux de faible permittivité ;
- de montrer que l'onde de surface ne subissait pas de modification lors de trajets mixtes (transitions entre milieux) ;
- de montrer que les définitions classiques du gain des antennes et de la SER des cibles, en ondes de surface, n'étaient plus valides ;
- de proposer une correction à ces définitions, impliquant un coefficient de compensation lié à la loi de propagation particulière de l'onde de surface.

3.A.3 – MODELE D'ANTENNES HF

On connaît la difficulté de caractériser le rayonnement d'une antenne HF en situation de fonctionnement. La complexité géométrique de certaines structures (comme les antennes bicônes), leur utilisation en réseaux (à l'émission et à la réception), la nécessité de devoir simuler aussi l'environnement de travail des antennes (présence d'une interface présentant potentiellement des ruptures d'impédance), les distances d'observation très importantes associées à l'application de surveillance transhorizon sont autant d'éléments qui rendent difficile un calcul de bout en bout d'une configuration radar HF. Cette difficulté a

été notamment abordée dans le cadre du projet ANR ASTRID MATURATION SimROS (2018-2020) dans lequel le GeePs était partenaire.

Une façon de réduire cette complexité est de disposer d'un modèle équivalent d'antenne HF, tenant compte de son environnement proche, qui permet, ensuite, de n'avoir qu'à appliquer un modèle de propagation adapté pour calculer le champ en tout point de la scène d'intérêt. Au sein du projet SimROS, le GeePs avait la responsabilité de cette tâche.

3.A.3.a – Transformation champ proche / champ lointain par modèle dipolaire équivalent

La transformation champ proche / champ lointain (TF CP/CL) est une alternative bien connue au calcul direct du diagramme de rayonnement d'une antenne.

Le calcul direct peut se faire soit analytiquement, si la structure est simple ou supporte des hypothèses simplificatrices, soit numériquement, en mettant en œuvre des modèles « exacts » de type éléments finis, différences finies, méthode de moments, etc. Selon la bande de fréquence concernée (et donc la taille des antennes) et la configuration de la scène considérée, ces calculs directs peuvent être, soit impossibles, soit très gourmands en temps d'exécution.

La TF CP/CL est une méthode largement éprouvée dans le cas où l'antenne est en espace libre [BRO-1961][LUD-1971]. En revanche, toujours peu de résultats sont présents dans la littérature pour des antennes au-dessus d'un sol parfaitement conducteur [CAM-2009] et a fortiori un sol réel [SCH-2009].

En particulier, la TF CP/CL basée sur le développement modal du champ n'est pas adaptée dans le cas présent. En effet, le coefficient de réflexion, en polarisation verticale, étant égal à -1 au sol, de façon intrinsèque, l'onde de surface n'est pas prise en compte [PAY-2012].

Ainsi, lors du travail de thèse de Nicolas Payet [PAY-2013], une méthode originale basée sur l'identification de sources équivalentes a été proposée. Il s'agit de déduire, de valeurs de champ en zone proche, la répartition du champ rayonné en zone plus lointaine. Aucune hypothèse simplificatrice n'est faite sur l'environnement proche de l'antenne, qui peut être considérée dans ses conditions réelles de fonctionnement.

3.A.3.b – Description du modèle équivalent

La méthode est basée sur une identification de sources et repose sur le principe d'équivalence [SAR-1999][REG-2005][FAN-2009]. Ainsi, l'Antenne Sous Test (AST) peut être remplacée par un jeu de dipôles électriques, rayonnant le même champ lointain que l'AST. L'utilisation des formulations de Norton [NOR-1936], étendues au champ très proche par Bannister [BAN-1984], permet de rendre compte des différentes contributions du champ total rayonné : l'onde de ciel, somme de l'onde directe et de l'onde réfléchie, et l'onde de surface.

On considère une AST placée au sol. Dans un système de coordonnées cylindriques (ρ, φ, z) , on suppose connues les composantes du champ électromagnétique en zone proche de l'AST sur une surface virtuelle S_M entourant l'antenne. Pour simplifier, on choisit une surface cylindrique de rayon r_{SM} et de hauteur h_{SM} centrée sur l'AST (figure 3.A.25).

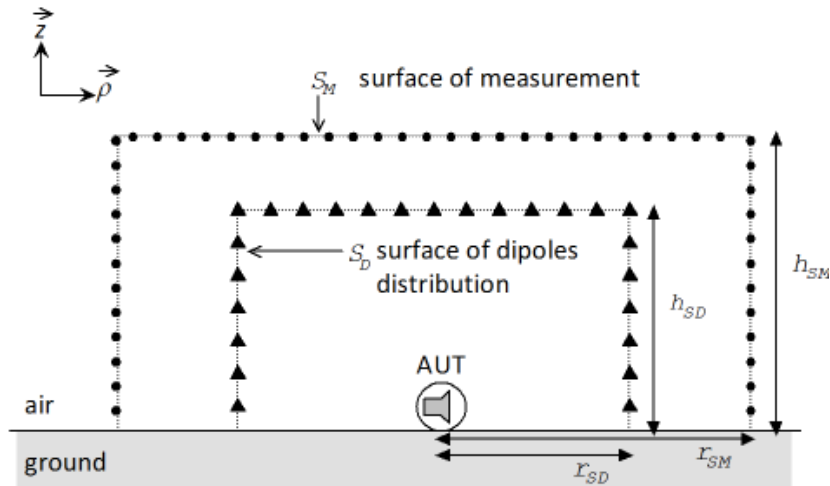


Figure 3.A.25 : géométrie définissant le modèle équivalent

Ces composantes sont, préalablement, calculées ou mesurées, afin de caractériser le champ proche de l'antenne in-situ. De façon virtuelle, la surface S_M est décrite en respectant un pas de maillage spatial maximal égal à $\frac{\lambda}{2}$. On définit alors un nombre de points N_M .

On considère ensuite une seconde surface virtuelle, appelée S_D , contenue dans la surface S_M . Également pour simplifier, cette surface S_D est considérée cylindrique de rayon r_{SD} et de hauteur h_{SD} . Elle est aussi décrite avec un pas de maillage spatial égal à $\frac{\lambda}{2}$. On appelle, alors, N_D le nombre de points associés. Sur chacun de ces points, trois dipôles électriques élémentaires forment, virtuellement, une base orthogonale, alignée avec les vecteurs de base du système de coordonnées cylindriques (figure 3.A.26).

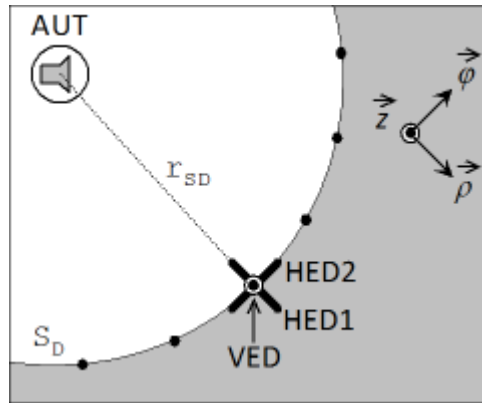


Figure 3.A.26 : arrangement de deux dipôles horizontaux (HED1 et HED2) et d'un dipôle vertical (VED) à chaque point de maillage de la surface S_D

La méthode, utilisant le principe d'équivalence, pose qu'à chaque point de la surface S_M , le champ électromagnétique est égal à la somme de toutes les contributions issues des $3N_D$ dipôles répartis sur la surface S_D . On parvient alors à l'écriture d'un système linéaire caractérisé par les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} E_{SM} \\ H_{SM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \overline{\overline{D_E}} \\ \overline{\overline{D_H}} \end{pmatrix} \cdot P_{SD} \quad (3.A.20)$$

- où E_{SM} et H_{SM} sont, respectivement, les vecteurs champ électrique et champ magnétique, de taille $3N_M$, connus en chaque point de la surface S_M ,
 $\overline{\overline{D_E}}$ et $\overline{\overline{D_H}}$ sont, respectivement, les matrices de rayonnement électrique et magnétique (issues des fonctions analytiques de Norton/Bannister), connues et associant chaque point source de la surface S_D à un point d'observation de la surface S_M , et de taille $3N_M \times 3N_D$.
 P_{SD} est le vecteur inconnu, de taille $3N_D$, contenant les moments dipolaires associés à chaque dipôle élémentaires.

La connaissance du vecteur P_{SD} permet, alors, de calculer le rayonnement de l'antenne équivalente en tout point de l'espace situé en dehors du volume défini par la surface S_M .

3.A.3.c – Résolution du système linéaire : critère de puissance

L'inversion de la matrice $\begin{pmatrix} \overline{\overline{D_E}} \\ \overline{\overline{D_H}} \end{pmatrix}$ permet de déterminer le vecteur P_{SD} . La sensibilité du système linéaire repose sur son conditionnement. Une technique de régularisation a donc été proposée afin de rendre la solution plus stable. Celle-ci est basée sur une décomposition en valeurs singulières (SVD), de la matrice,

associée à un critère physique permettant de définir le nombre adéquat de valeurs singulières à sélectionner.

Ainsi, le critère physique choisi est celui de la puissance totale rayonnée par l'ensemble des $3N_D$ dipôles élémentaires au travers de la surface S_M , comparée à la puissance totale rayonnée au travers de la même surface, par l'AST, et calculée à partir des vecteurs E_{SM} et H_{SM} . On procède donc à une élimination successive des valeurs singulières de plus faible valeur jusqu'à ce que les puissances rayonnées par l'antenne équivalente et l'AST soient égales (figure 3.A.27). Les valeurs singulières restantes sont une image des dipôles, de l'antenne équivalente, les plus contributifs au champ rayonné.

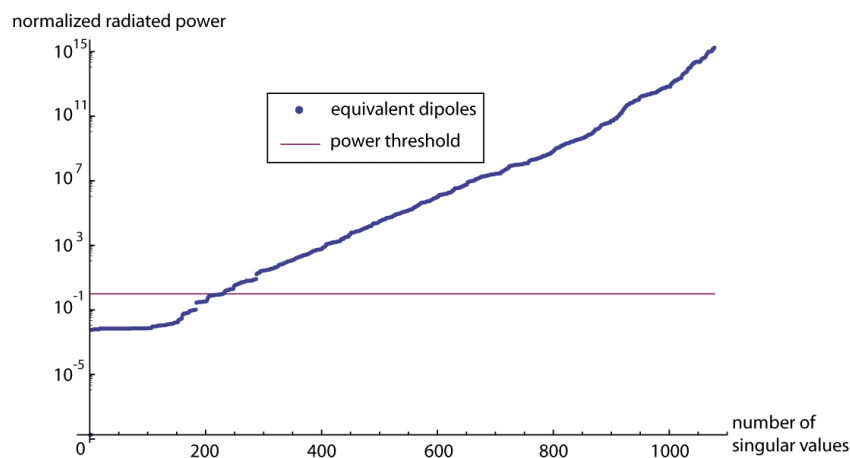


Figure 3.A.27 : puissance totale rayonnée par l'antenne équivalente en fonction du nombre de valeurs singulières – comparaison à la puissance totale rayonnée par l'AST

3.A.3.d – Validation du modèle de sources équivalentes

De nombreuses configurations, caractéristiques d'une application radar HF, ont été testées numériquement afin de valider la méthode. On prend le cas, par exemple, d'une antenne monopôle quart-d'onde, travaillant à 10 MHz, et placée sur un sol humide caractérisé par une permittivité relative $\epsilon_{rr} = 15$ et une conductivité $\sigma = 0,05 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$.

Sur les figures 3.A.28 et 3.A.29, respectivement, on représente les composantes cylindriques radiale et verticale du champ électrique, en amplitude et phase, calculées par le modèle de sources équivalentes, en zone proche de l'AST, à une distance radiale égale à 1λ , le long d'une ligne verticale de longueur 10λ . Elles sont comparées à un calcul direct du rayonnement de la structure via le logiciel électromagnétique libre NEC.

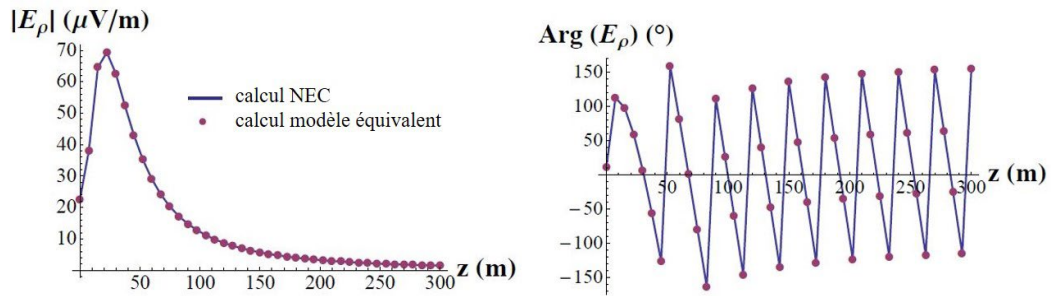


Figure 3.A.28 : monopôle quart-d’onde (à 10 MHz) sur sol humide – composante radiale du champ électrique proche- comparaison d’un calcul issu d’une simulation NEC et d’un calcul issu du modèle équivalent (distance radiale égale à 1λ)

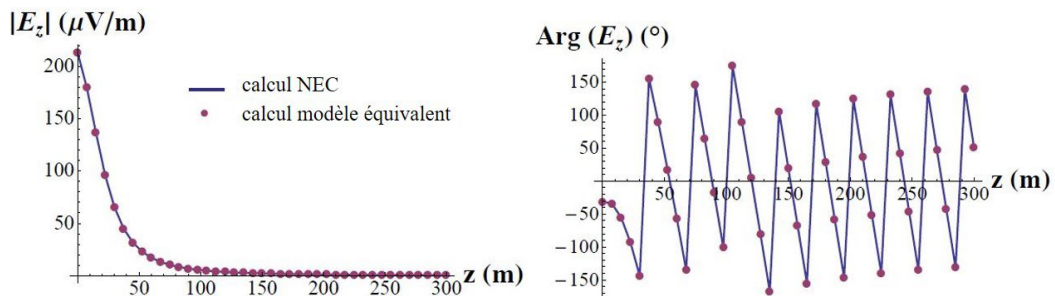


Figure 3.A.29 : monopôle quart-d’onde (à 10 MHz) sur sol humide – composante verticale du champ électrique proche- comparaison d’un calcul issu d’une simulation NEC et d’un calcul issu du modèle équivalent (distance radiale égale à 1λ)

On constate un très bon accord entre les résultats obtenus avec le modèle de sources équivalentes et ceux donnés par un logiciel de simulation électromagnétique de référence.

Sur les figures 3.A.30 et 3.A.31, respectivement, on représente les composantes sphériques radiale et verticale du champ électrique, en amplitude et phase, calculées par le modèle de sources équivalentes, en zone plus lointaine de l’AST, à une distance radiale égale à 33λ , en fonction de l’angle de co-latitude θ . Elles sont à nouveau comparées à un calcul direct du rayonnement de la structure via le logiciel électromagnétique libre NEC.

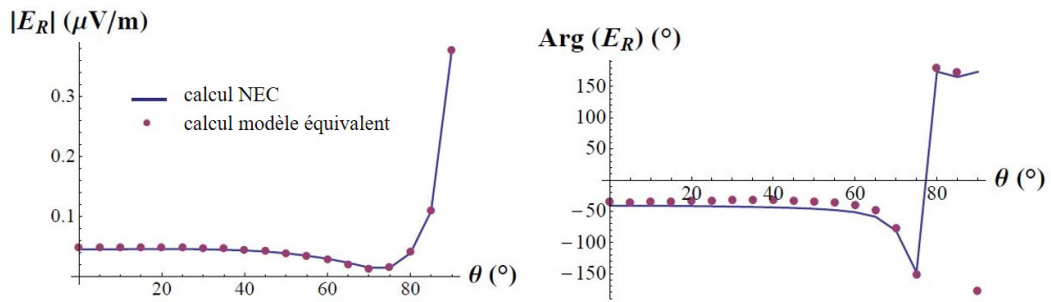


Figure 3.A.30 : monopôle quart-d’onde (à 10 MHz) sur sol humide – composante radiale du champ électrique lointain- comparaison d’un calcul issu d’une simulation NEC et d’un calcul issu du modèle équivalent (distance radiale égale à 33λ)

À nouveau, une très bonne correspondance, tant du point de vue de l’amplitude que de la phase, existe entre les deux méthodes de calcul. Ceci permet de valider l’utilisation du modèle de sources équivalentes pour calculer le champ lointain rayonné par une antenne filaire simple, en situation réelle de fonctionnement, et permettant surtout de prédire son rayonnement en onde de surface.

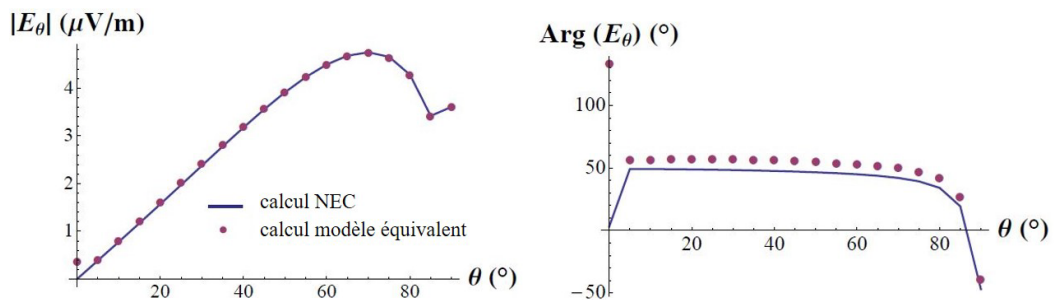


Figure 3.A.31 : monopôle quart-d’onde (à 10 MHz) sur sol humide – composante verticale du champ électrique lointain- comparaison d’un calcul issu d’une simulation NEC et d’un calcul issu du modèle équivalent (distance radiale égale à 33λ)

Des essais sur des structures d’antennes plus complexes, comme des antennes bicônes (classiquement utilisées dans les radars HF transhorizons) ou des antennes monopôles en réseau (également très présentes) ont été aussi validés.

Un important travail d’optimisation des paramètres caractéristiques de cette transformation champ proche/champ lointain a été réalisé au cours de deux projets ANR ASTRID (Prophete 2013-2015) [DJO-2015] et ASTRID MATURATION (SimROS 2018-2020), pour lesquels le laboratoire était partenaire (coresponsabilité scientifique de Marc Hélier et moi-même).

Cela a permis notamment de définir les recommandations à suivre en termes de dimensions des surfaces S_M et S_D impliquées dans le modèle.

Par ailleurs, une étude de la sensibilité du modèle à des erreurs sur la position des points de calcul/mesure de la surface S_M ou des erreurs sur le champ

électromagnétique aux points de la surface S_M a été menée. Les résultats ont montré une bonne robustesse du modèle. En particulier, en vue d'une application de cette méthode à des données mesurées sur de véritables antennes HF en situation réelle de fonctionnement, nous avons pu montrer que la précision des capteurs de champ et des capteurs de positions envisagés était largement supérieure aux limites imposées par le modèle.

3.A.3.e – Conclusion

Dans le cadre de ses activités sur les radars transhorizon, le GeePs dispose donc aujourd'hui d'un modèle numérique qui permet de prédire le champ électrique rayonné par une antenne HF dans des conditions de fonctionnement réalistes. Limité par une hypothèse d'interface plane et homogène, ce modèle de rayonnement peut être couplé à un modèle de propagation permettant de tenir compte de la courbure terrestre, de ruptures d'impédance le long de trajets complexes, de la rugosité des interfaces (état de mer, par exemple). Ce travail d'association de modèles a été réalisé dans le cadre du projet ANR ASTRID MATURATION SimROS (2018-2020), déjà évoqué précédemment, et a conduit à la mise en œuvre d'une première version d'un simulateur de radar à ondes de surface.

Dans une dernière partie, les aspects expérimentaux ayant conduit à une validation complète des concepts théoriques précédents (présentés aux paragraphes 3.A.2 et 3.A.3) et à la proposition d'un prototype d'antennes HF à métamatériau seront détaillés.

3.A.4 – MAQUETTES, PROTOTYPES ET VALIDATION EXPERIMENTALE

Compte tenu de la dimension des antennes des radars transhorizon et de la difficulté de disposer d'un terrain d'essai aux fréquences HF, le parti a été pris de systématiquement proposer une validation expérimentale sur maquette à échelle réduite avant d'établir un protocole de mesures à échelle 1.

Afin de pouvoir profiter des matériels classiquement disponibles en laboratoire, nous avons opté, à partir de 2015, pour le montage d'un banc de caractérisation en champ proche, en bande UHF, de maquettes, à échelle réduite (1/100^e).

Les mesures obtenues en champ proche pourront alors être utilisées comme données d'entrée du modèle de sources équivalentes, décrit précédemment, ce qui permettra d'en déduire le champ lointain rayonné par l'AST.

Le développement de ce moyen de mesure a été initié dans le cadre du projet ANR ASTRID Prophete (2015-2018). Il a été, ensuite, sans cesse, amélioré et enrichi grâce à la participation du GeePs au projet ANR ASTRID MATURATION SimROS et au projet DGA RAPID AC3M (2017-2021).

Le montage mécanique du banc a entièrement été réalisé par Monsieur Yves Chatelon, assistant ingénieur au GeePs et responsable de la plateforme expérimentale du site Pierre et Marie Curie du laboratoire.

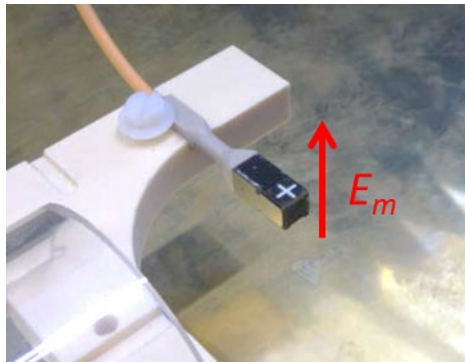
3.A.4.a – Description du banc de caractérisation champ proche

Le banc de caractérisation champ proche est constitué des éléments principaux suivants.

Une sonde électro optique (figure 3.A.32) mesure l'amplitude et la phase de la composante E_m du champ électrique parallèle à l'axe principal de la sonde (cf. figure 3.A.32.b).



(a) conditionneur de signal de la sonde (enprobe®)



(b) tête de la sonde

Figure 3.A.32 : sonde électro optique de champ électrique

Un système de positionnement mécanique permet de modifier cet axe afin de mesurer successivement les trois composantes du champ. La sonde est mobile autour de l'AST, dans le volume de travail, grâce à un système de déplacement motorisé tri axial (figure 3.A.33).

L'AST est placée sur une interface plane horizontale dont les propriétés diélectriques sont choisies (métal, sol à pertes, métasurface, etc.). Le volume de mesure est délimité par des absorbants électromagnétiques. Un analyseur de réseau vectoriel alimente l'AST et collecte la sortie de la sonde de champ (figure 3.A.34). Le coefficient de transmission ainsi mesuré est une image du champ électrique complexe.

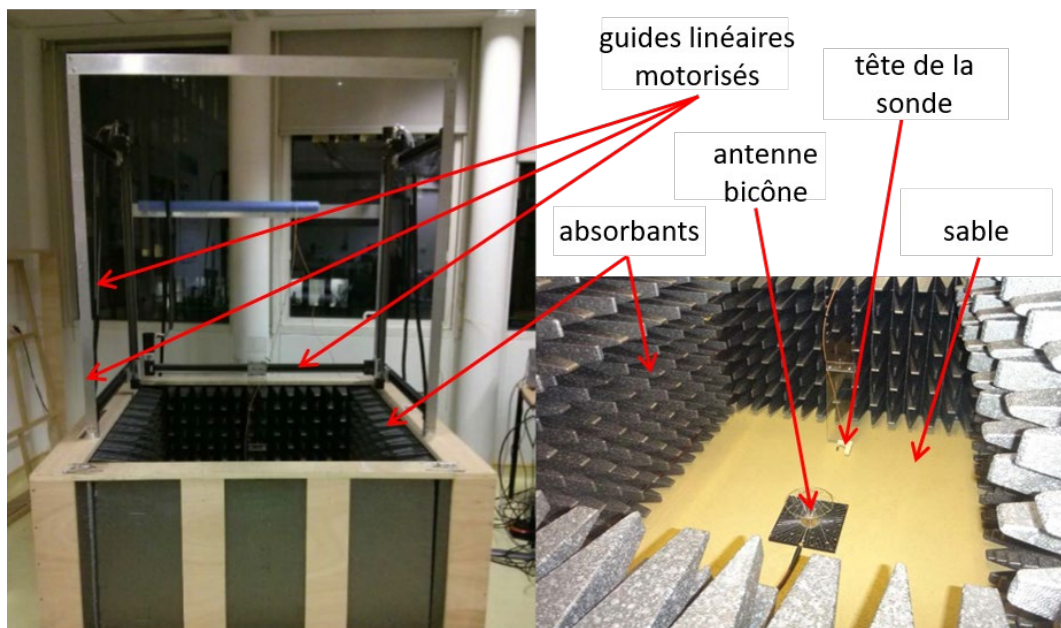


Figure 3.A.33 : vue d'ensemble du dispositif de mesure

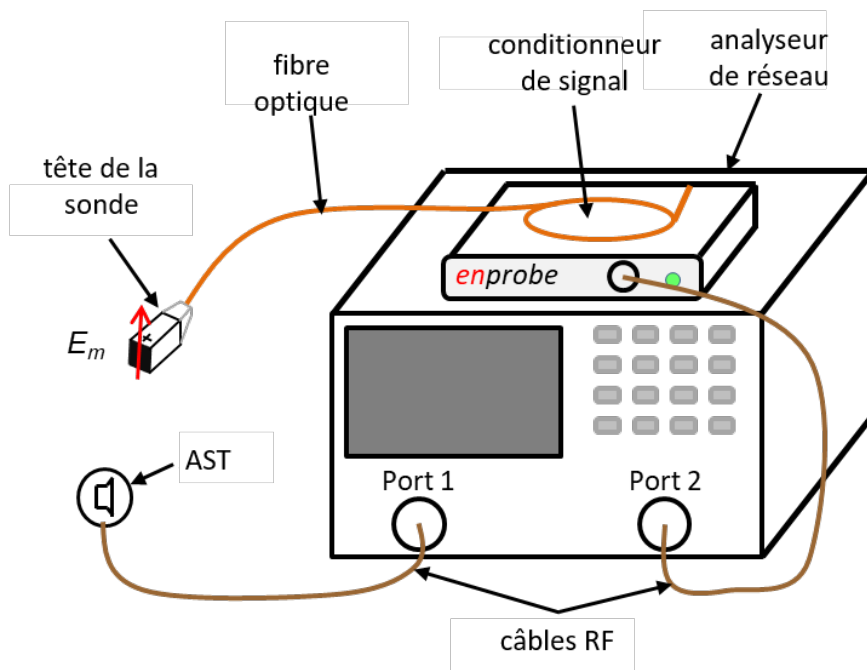


Figure 3.A.34 : vue d'ensemble du dispositif de mesure

3.A.4.b – Résultats de mesures sur maquettes UHF et calcul du rayonnement en champ lointain

Plusieurs configurations représentatives sont présentées afin de

- montrer les capacités du banc,
- confirmer la validité des mesures en champ proche réalisées,
- valider le modèle de sources équivalentes.

Toutes les mesures sont réalisées à la fréquence de 1 GHz.

Réseau de trois monopôles quart-d'onde sur plan de masse métallique

L'AST est constituée de trois monopôles quart-d'onde (fréquence égale à 1 GHz) alignés, distants de $\frac{\lambda}{2}$ deux à deux, placés sur une interface plane en laiton (figure 3.A.35).

La surface de mesure S_M , décrite plus haut, est telle que $r_{SM} = h_{SM} = 1.5\lambda$ et le nombre de points de mesure est $N_M = 681$. La surface S_D possède les caractéristiques suivantes $r_{SD} = h_{SD} = \lambda$ et le nombre de points où sont localisés les dipôles est $N_D = 482$.

Les mesures en champ proche ont été comparées à des simulations réalisées avec le logiciel FEKO, sous la condition que les trois monopôles soient alimentés avec le même courant.

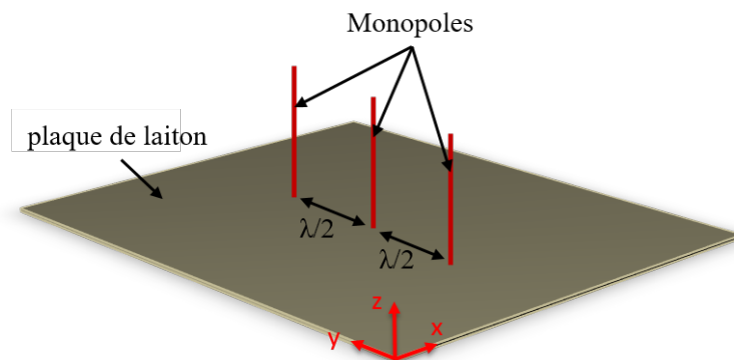
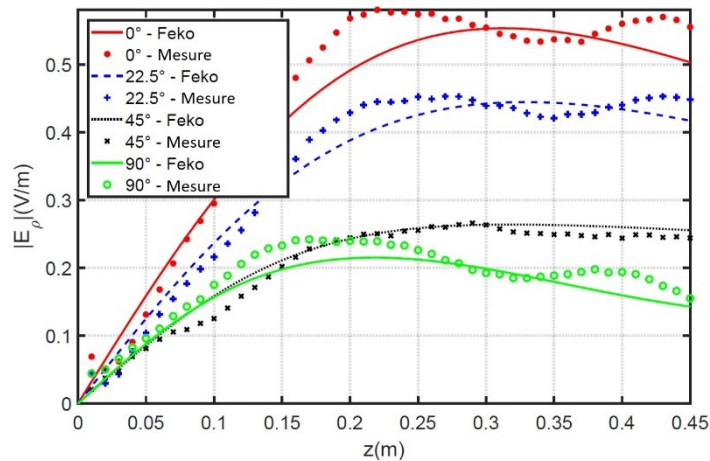
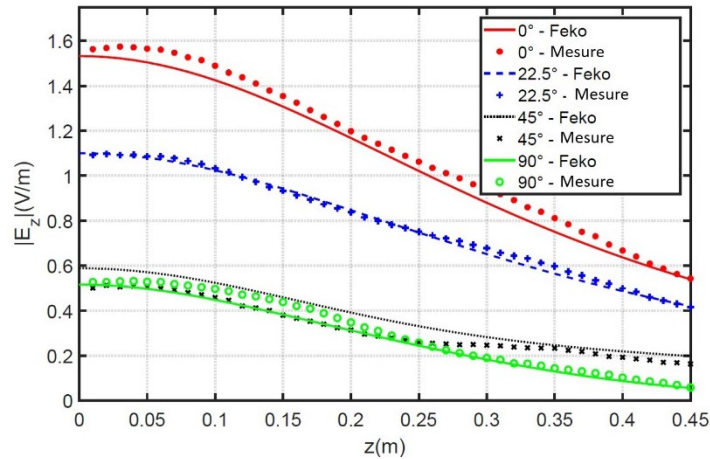


Figure 3.A.35 : réseau d'antennes sur un plan métallique

La figure 3.A.36 donne la variation le long d'une ligne verticale, à la distance r_{SM} , des amplitudes des composantes radiale E_ρ et verticale E_z du champ électrique pour différents angles d'azimut. On constate une très bonne concordance entre les grandeurs mesurées et les grandeurs calculées, en particulier sur la composante verticale, qui est la plus forte.



(a) Composante radiale E_ρ



(b) Composante verticale E_z

Figure 3.A.36 : réseau de monopôles - comparaison mesures et simulations en champ proche – distance r_{SM} – fréquence 1 GHz

À partir de ces mesures en champ proche, le jeu de sources équivalentes à l'AST a été identifié (i.e. les moments dipolaires de chaque dipôle élémentaire). Puis, la TF CP/CL a été appliquée et comparée à une simulation en champ lointain directement calculée par FEKO.

La figure 3.A.37 donne l'évolution de l'amplitude de la composante sphérique verticale E_θ du champ électrique à la distance $R = 10\lambda$, en fonction de l'angle θ , pour différentes valeurs de l'angle d'azimut. À nouveau, il apparaît une très bonne concordance entre les résultats de la TF CP CL et ceux du calcul avec FEKO.

Cette première configuration illustre le fait que la méthode développée est bien adaptée et fiable pour la caractérisation d'antennes directionnelles.

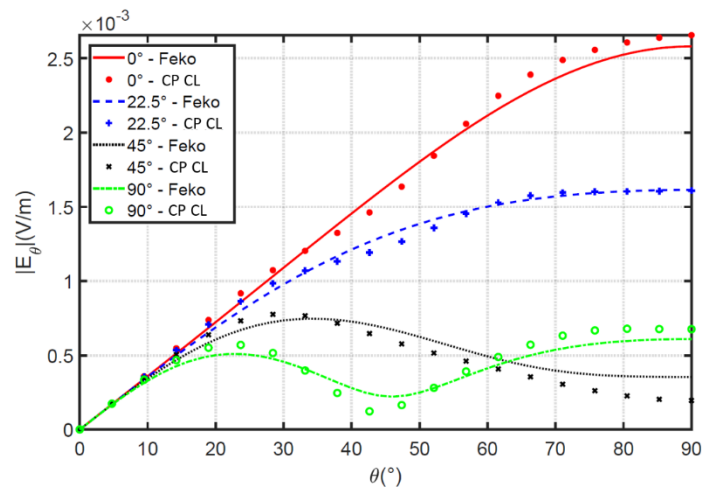


Figure 3.A.37 : réseau de monopôles - comparaison TF CP/CL et simulations en champ lointain – distance $R = 10\lambda$ – fréquence 1 GHz

Antenne bicône sur sable conducteur

L'AST est maintenant constituée d'une antenne bicône placée sur un sol plan réalisé à partir d'un mélange de sable, d'eau et de sulfate de cuivre (figure 3.A.38). La proportion des constituants est définie pour reproduire, en bande UHF, grâce au principe de similitude, les propriétés diélectriques d'une Terre sèche en bande HF [FANo-2001]. Les propriétés diélectriques du milieu ont été mesurées [BEL-1997] et sont les suivantes : permittivité relative $\epsilon_{rr} = 4$ et une conductivité $\sigma = 0,14 \text{ S.m}^{-1}$.

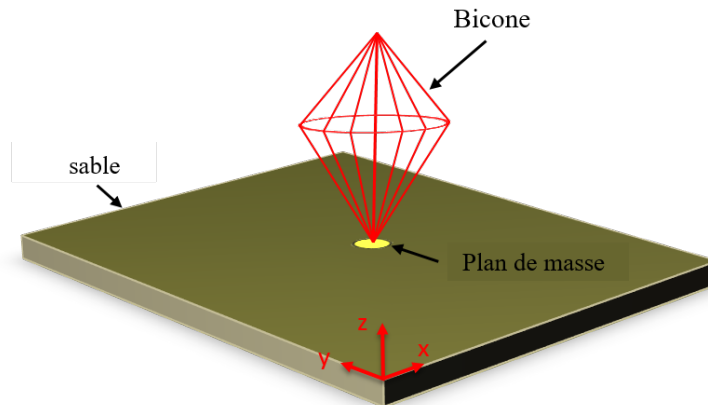
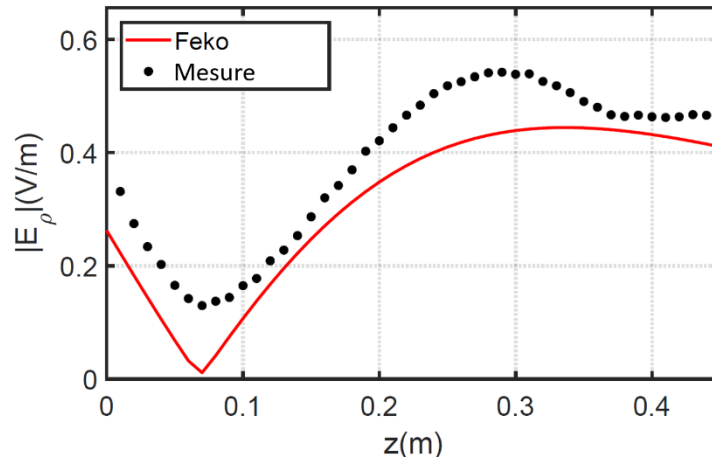


Figure 3.A.38 : antenne bicône sur sol sableux

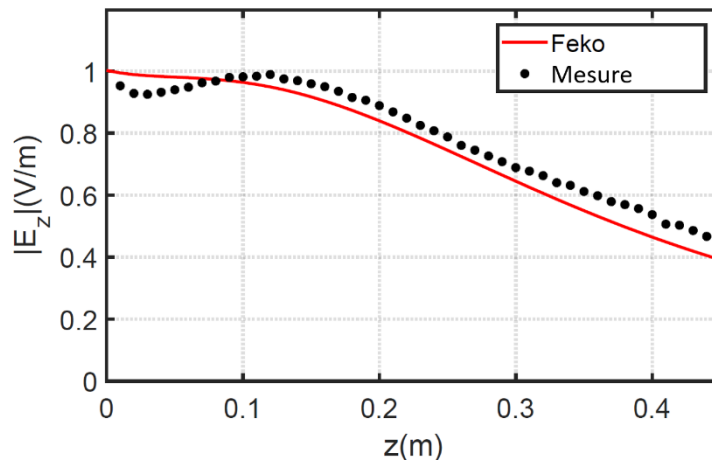
Une procédure identique à celle décrite précédemment a été suivie. Pour cela, la surface de mesure S_M est telle que $r_{SM} = 1.4\lambda$, $h_{SM} = 1.5\lambda$ et le nombre de points de mesure est $N_M = 2017$. La surface S_D possède les caractéristiques suivantes : $r_{SD} = h_{SD} = \lambda$ et le nombre de points où sont localisés les dipôles est $N_D = 482$.

L'antenne est à rayonnement isotrope dans le plan horizontal. Aussi, une seule direction d'observation en azimut sera représentée.

La figure 3.A.39 donne la variation le long d'une ligne verticale, à la distance r_{SM} , des amplitudes des composantes radiale E_ρ et verticale E_z du champ électrique.



(a) Composante radiale E_ρ



(b) Composante verticale E_z

Figure 3.A.39 : antenne bicône - comparaison mesures et simulations en champ proche – distance r_{SM} – fréquence 1 GHz

À nouveau, les grandeurs mesurées et les grandeurs calculées sont en très bon accord, en particulier sur la composante verticale, qui est aussi la plus importante.

Les résultats de la TF CP CL appliquée aux mesures champ proche ont été comparés aux calculs en champ lointain directement obtenus avec FEKO. La figure 3.A.40 donne l'évolution de l'amplitude de la composante sphérique verticale E_θ du champ électrique à deux distances, $R = 3\lambda$ et $R = 10\lambda$, en fonction de l'angle θ .

Encore une fois, la comparaison est très satisfaisante et indique que la méthode permet de prédire la répartition spatiale du champ électrique lointain rayonné par

une antenne, en environnement opérationnel (i.e. placée sur un sol diélectrique à pertes). On remarque particulièrement la décroissance de l'amplitude de l'onde de surface (visible à $\theta = 90^\circ$) avec la distance d'observation.

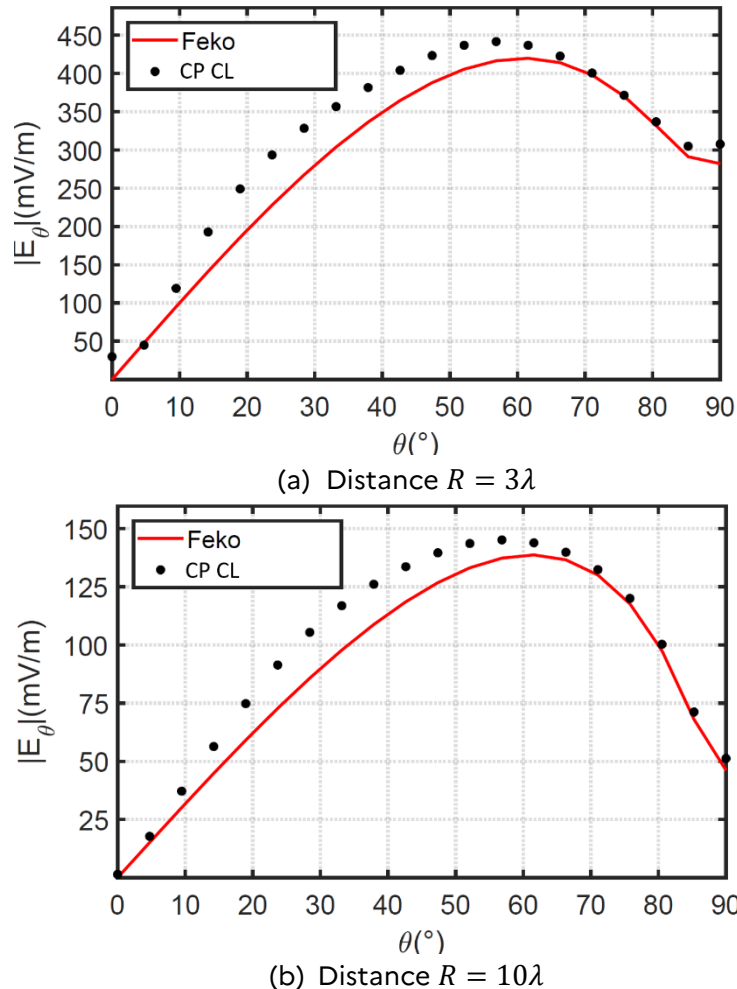


Figure 3.A.40 : antenne bicône - comparaison TF CP/CL et simulations en champ lointain – distance R – fréquence 1 GHz

Antenne à métamatériau

La dernière antenne présentée est une antenne qui répond au besoin de l'application radar, qui doit exciter une forte onde de surface. À partir des travaux de thèse de Luca Petrillo, présentés précédemment, celle-ci a été dimensionnée par Nicolas Bourey, durant le projet DGA RAPID AC3M (2017-2021).

Le choix de la structure à métamatériau repose sur un travail préliminaire, réalisé durant la thèse de Luca Petrillo [JAN-2014] qui a permis de dimensionner une surface corruguée, placée à proximité d'une source, constituée d'un monopôle quart d'onde. La photographie de la structure obtenue est présentée sur la figure 3.A.41. Ses dimensions caractéristiques (hauteur, longueur, distance entre

éléments...) ont été déterminées afin de créer les conditions de la génération d'une onde de surface par la structure [ROTm-1951][GAR-2005][HER-2021-b]. à la fréquence d'intérêt (ici 1 GHz). De nombreuses simulations électromagnétiques (utilisant les logiciels CST MWS et FEKO), prenant en compte l'environnement de l'antenne, ont permis l'ajustement de ces paramètres. Le critère d'optimisation a porté sur la valeur du champ électrique vertical rayonné à la sortie du métamatériau, au niveau du sol. Celui-ci devait être de 10 dB supérieur au champ électrique rayonné par le monopôle seul. Cette contrainte répond aux résultats mis en évidence par Luca Petrillo à la fin de sa thèse (cf figure 3.A.8)



Figure 3.A.41 : maquette de métamatériau – fréquence 1 GHz

Une fois réalisée, la maquette de la surface métamatériau a été testée dans le banc de mesure en champ proche.

La composante verticale du champ électrique a été mesurée, le long d'une ligne verticale \mathcal{L} , avec et sans le métamatériau, à une distance de 745 mm ($2,5\lambda$) du monopôle d'émission, dans l'axe principal de la structure (cf. figure 3.A.42).

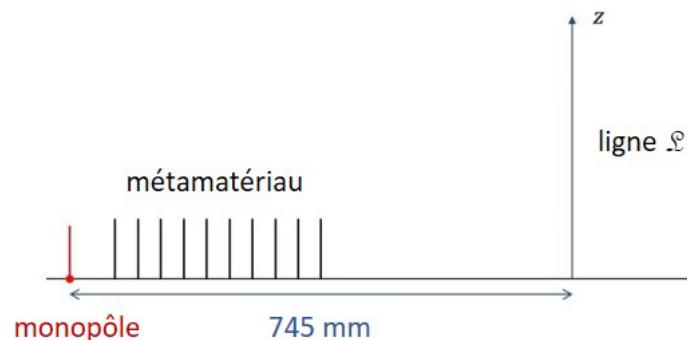


Figure 3.A.42 : ligne \mathcal{L} de mesure du champ proche– fréquence 1 GHz

La figure 3.A.43 présente le gain en champ électrique, le long de la ligne \mathcal{L} , calculé, à partir des données mesurées, comme le rapport du module du champ rayonné en sortie de la structure métamatériau sur le module du champ rayonné par le monopôle seul, au même emplacement. Le gain au sol ($z = 0$) est supérieur à 10 dB, ce qui dépasse les objectifs initiaux et valide le comportement attendu de la structure.

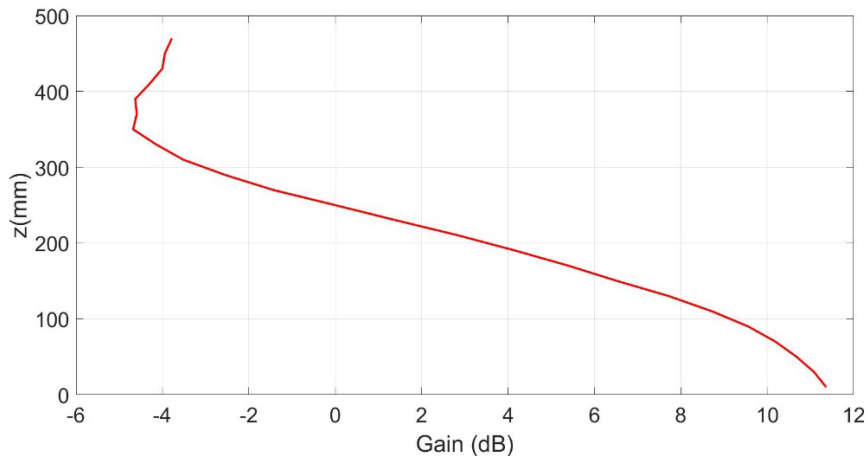


Figure 3.A.43 : gain en champ électrique en sortie du métamatériau, le long de la ligne verticale \mathcal{L} – fréquence 1 GHz

Des mesures et des optimisations sont en cours afin de pouvoir ajuster les paramètres du modèle de sources équivalentes adapté à l'antenne à métamatériau.

Les mesures à échelle réduite ayant permis de valider le choix de la géométrie des antennes, le passage à échelle 1 a donc pu être envisagé.

3.A.4.c – Description du dispositif de mesure en champ proche adapté aux antennes HF

Afin de pouvoir caractériser en situation réelle de fonctionnement les antennes HF (sur le site Onera de NOSTRADAMUS), le choix s'est porté sur une solution impliquant un drone. Celui-ci permet, notamment, d'embarquer la sonde électro optique, évoquée précédemment, mesurant, en amplitude et en phase, le champ électrique rayonné par l'AST.

La trajectoire du drone est entièrement prédéfinie pour répondre au besoin de la mesure. Une précision centimétrique sur la position du drone est garantie par l'utilisation d'un système GPS RTK. Celui-ci est déjà intégré au drone, et n'a pas fait l'objet d'un développement spécifique.

En revanche, ce qui a été réalisé durant la thèse de Quentin Herbette [HER-2021] et le projet DGA RAPID AC3M [2018-2021] concerne la conception de la charge utile du drone et du système d'acquisition des mesures.

Ce travail a été mené en étroite collaboration avec l'Onera, qui a loué le porteur et les services d'un droniste et grâce auquel le site d'expérimentation de NOSTRADAMUS a pu être accessible.

Charge utile du drone

La charge utile du drone comporte

- un bras en plexiglas qui permet de déporter la tête active de la sonde à une distance suffisante du drone pour pouvoir négliger les couplages entre le capteur et le porteur (figure 3.A.44),
- le boîtier de la sonde électro optique,
- un convertisseur électro optique permettant de redescendre au sol, via une fibre optique, le signal électrique récupéré en sortie du boîtier électronique de la sonde,
- une fibre optique de 75 m, longueur qui répond aux besoins définis dans la planification du vol du drone, et, enfin
- des batteries permettant d'alimenter tous les équipements avec une autonomie très supérieure à l'autonomie propre du drone.

La masse totale de la charge utile est égale à 4,6 kg ce qui correspond à une autonomie de vol du drone comprise entre 15 et 20 minutes.

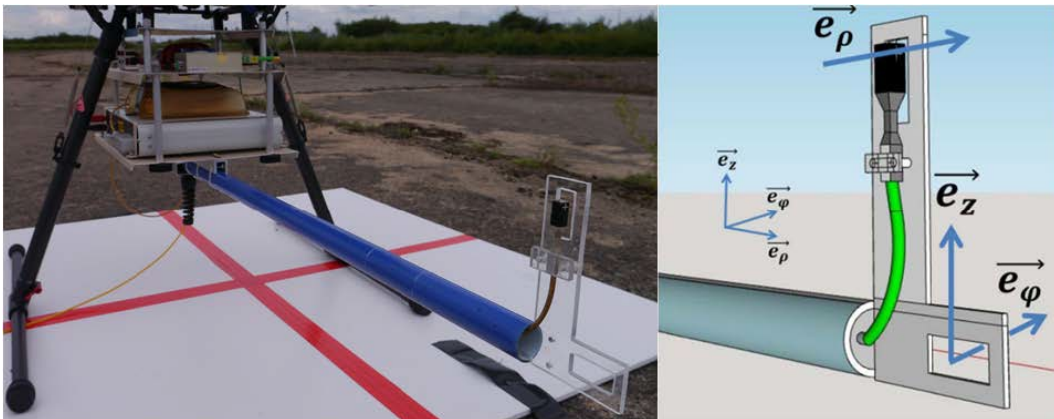


Figure 3.A.44 : positionnement de la tête active de la sonde au bout d'un bras de déport en plexiglas [HER-2021]

La figure 3.A.45 montre une photographie du drone équipé du système de mesure.

Les numérisations des signaux de référence et de sortie sont synchronisées par rapport à une horloge externe. Ainsi, les informations d'amplitude et, surtout, de phase du champ électrique, contenues dans le signal de sortie sont pleinement exploitables.



Figure 3.A.45 : drone équipé du système de mesure [HER-2021]

Systeme d'acquisition

Un générateur de signal amplifié alimente l'AST. Via un coupleur, une partie de ce signal d'excitation est numérisée (constituant ainsi le signal de référence) au travers d'une carte d'acquisition de la marque National Instruments (NI).

Le signal en sortie du boîtier de sonde, et ramené au sol via la fibre optique, est à nouveau passé dans un convertisseur optoélectronique avant d'être numérisé par le même dispositif d'acquisition NI.

Les numérisations des signaux de référence et de sortie sont synchronisées par rapport à une horloge externe. Ainsi, les informations d'amplitude et, surtout, de phase du champ électrique, contenues dans le signal de sortie sont pleinement exploitables.

La figure 3.A.46 présente un schéma du système d'acquisition.

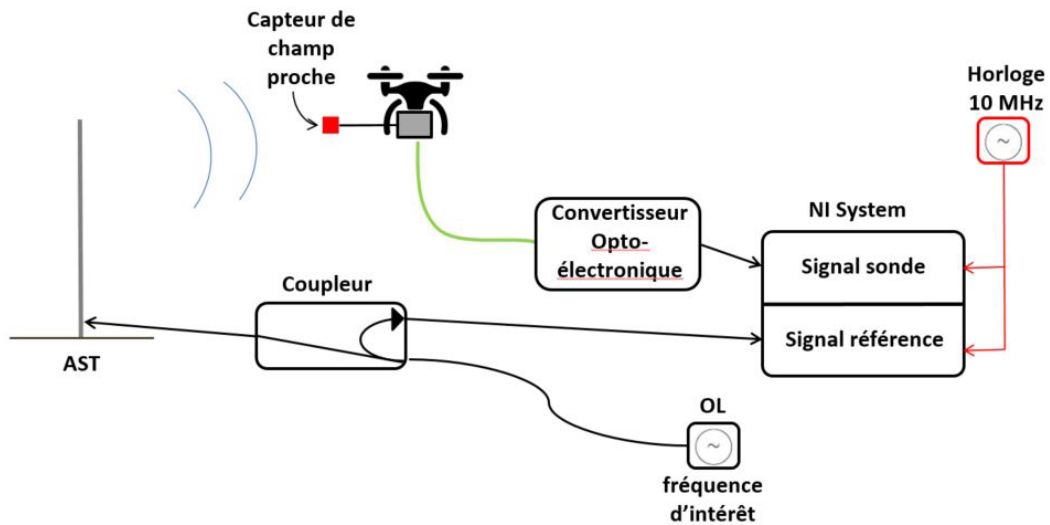


Figure 3.A.46 : représentation schématique du système d'acquisition [HER-2021]

3.A.4.d – Résultats de mesures sur prototypes HF et calcul du rayonnement en champ lointain

Deux configurations ont été définies afin de

- montrer les capacités du banc,
- confirmer la validité des mesures en champ proche réalisées,
- valider le modèle de sources équivalentes.

Toutes les mesures sont réalisées autour de la fréquence 10 MHz.

Antenne monopôle seule à 13,5 MHz

Sur la figure 3.A.47, on peut voir l'antenne monopôle, accordée à la fréquence de 13,5 MHz, et installée sur le site de NOSTRADAMUS. Apparaît aussi en ligne pointillée une image de la trajectoire du drone, suivie pour caractériser l'antenne en champ proche.



Figure 3.A.46 : trajectoire du drone pour la caractérisation en champ proche du monopôle en situation (en bas, à gauche) [HER-2021]

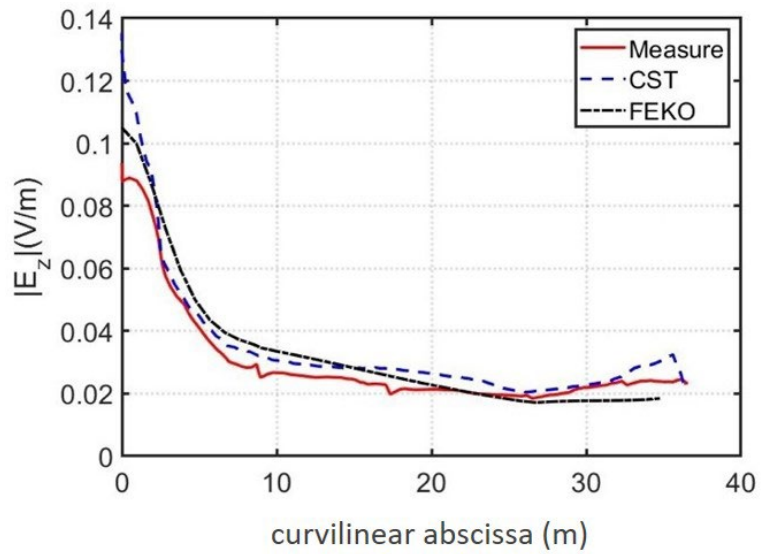
De nombreux essais de répétabilité et de reproductibilité ont été réalisés afin de valider le protocole de mesures. Ils ne seront pas présentés ici.

On définit l'abscisse curviligne décrivant la trajectoire du drone :

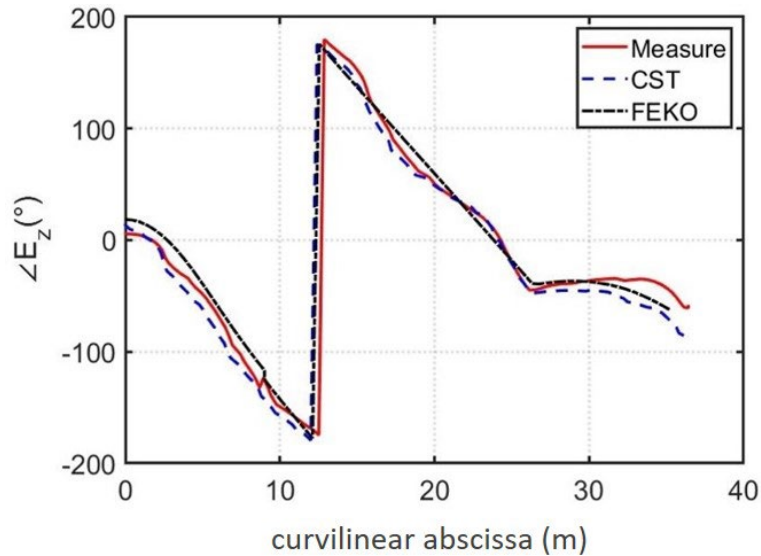
- entre 0 et 9 m, le drone se déplace verticalement, décrivant ainsi une génératrice verticale caractéristique de la surface de mesure S_M , évoquée précédemment, et telle que $r_{SM} = 27$ m et $h_{SM} = 9$ m.
- entre 9 m et 36 m, le drone se déplace à altitude constante, décrivant la génératrice radiale caractéristique aussi de la surface S_M .

Sur la figure 3.A.47, on présente les résultats de la mesure, en amplitude et en phase, de la composante verticale du champ électrique rayonnée par l'AST. Ceux-ci sont comparés aux résultats obtenus avec deux logiciels commerciaux de simulation électromagnétique (CST et FEKO) : un très accord tant sur l'amplitude que la phase permet de valider les mesures réalisées.

Un travail bibliographique sur les propriétés diélectriques du béton, constitutif du sol du site de NOSTRADAMUS, a été conduit pour ajuster les paramètres des simulations [LOE-2016].



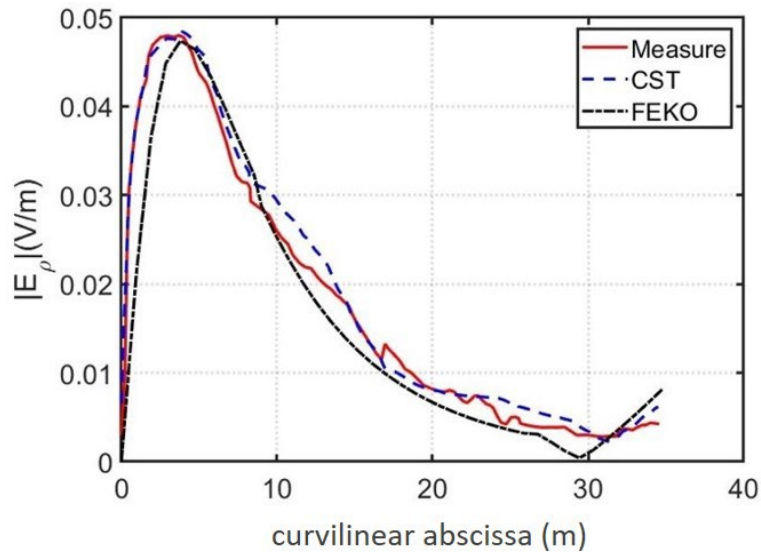
(a) module du champ vertical E_z



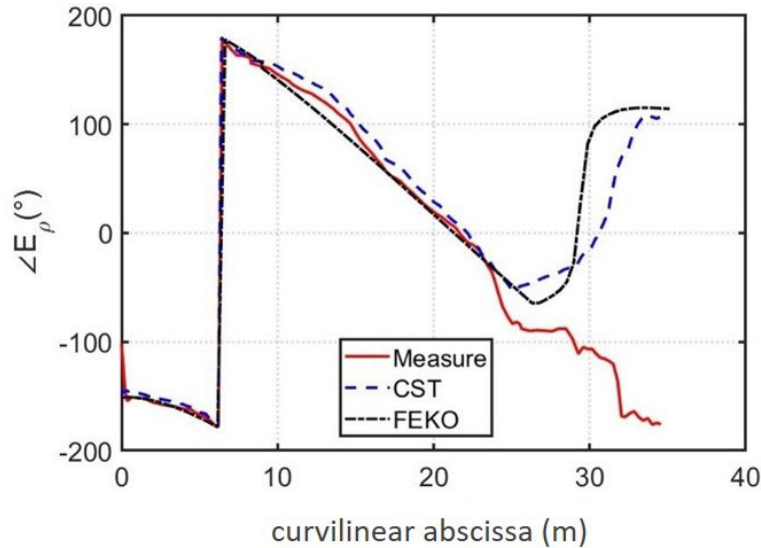
(b) phase du champ vertical E_z

Figure 3.A.47 : monopôle – composante verticale - comparaison mesures et simulations en champ proche – fréquence 13,5 MHz

Une même comparaison est faite avec la composante radiale du champ proche et est présentée figure 3.A.48.



(a) module du champ radial E_ρ



(b) phase du champ radial E_ρ

Figure 3.A.48: monopôle – composante radiale - comparaison mesures et simulations en champ proche – fréquence 13,5 MHz

À nouveau, les résultats de mesure sont en très bon accord avec ceux donnés par les logiciels de simulation.

À partir de ces mesures en champ proche, le modèle équivalent de l'AST a été déterminé. Les moments dipolaires de l'ensemble des dipôles électriques élémentaires représentatif de l'antenne ont été calculés.

Le champ lointain a été calculé à plus grande distance du monopôle, à 300 m, et comparé à une simulation numérique réalisée avec le logiciel CST.

La figure 3.A.49 donne les résultats de cette comparaison sur l'amplitude de la composante verticale du champ, composante prépondérante en champ lointain, en fonction de l'angle de co-latitude.

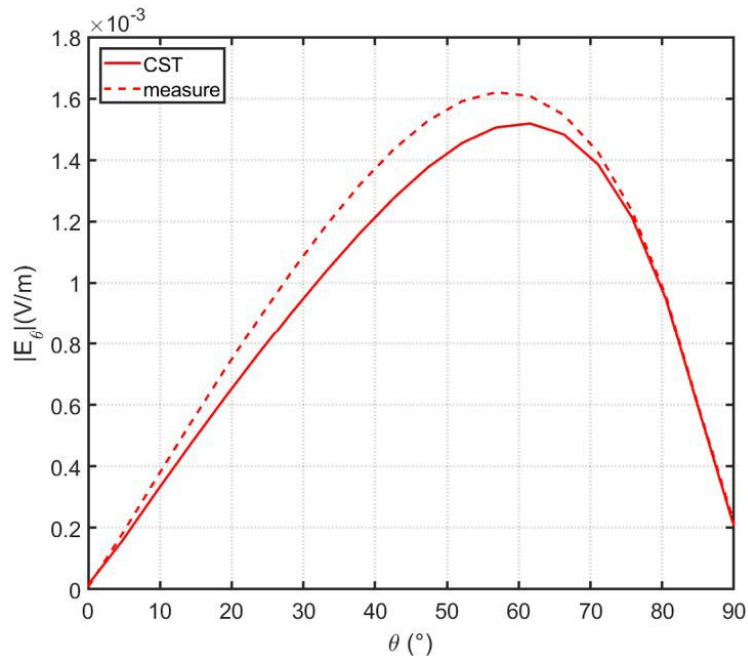


Figure 3.A.49 : monopôle – composante verticale - comparaison mesures et simulations en champ lointain à une distance de 300 m – fréquence 13,5 MHz [HER-2021]

L'estimation du champ lointain par le modèle de sources équivalentes est plutôt satisfaisante vis-à-vis d'une prédiction par simulation numérique. On observe un décalage de 5° sur la position du maximum de rayonnement et une erreur maximum relative d'environ 6% sur la valeur du champ électrique.

Ainsi, le protocole de mesure complet a pu être validé et montre la capacité du dispositif à réaliser la mesure en champ proche, en environnement réel de fonctionnement, d'une antenne HF. Par ailleurs, le modèle équivalent de l'antenne, certes simple dans cette première configuration, a montré qu'il s'appliquait aussi avec de bons résultats.

Antenne à métamatériau à 15 MHz

L'antenne à métamatériau, dont la maquette à échelle 1/100^e a été présentée au paragraphe 3.A.4.b, a été réalisée à échelle 1 par le partenaire Tonna Access (dans le cadre du projet RAPID AC3M) et installée sur le site de NOSTRADAMUS (figure 3.A.50).



Figure 3.A.50 : antenne HF à métamatériau : monopôle et structure périodique [HER-2021]

Un premier type de mesures en champ proche a été conduit afin de vérifier le gain en champ électrique apporté par la présence de la structure métamatériau.

La figure 3.A.51 décrit la trajectoire suivie par le drone, le long de laquelle la composante verticale du champ électrique a été mesurée, à la fréquence de 15 MHz.

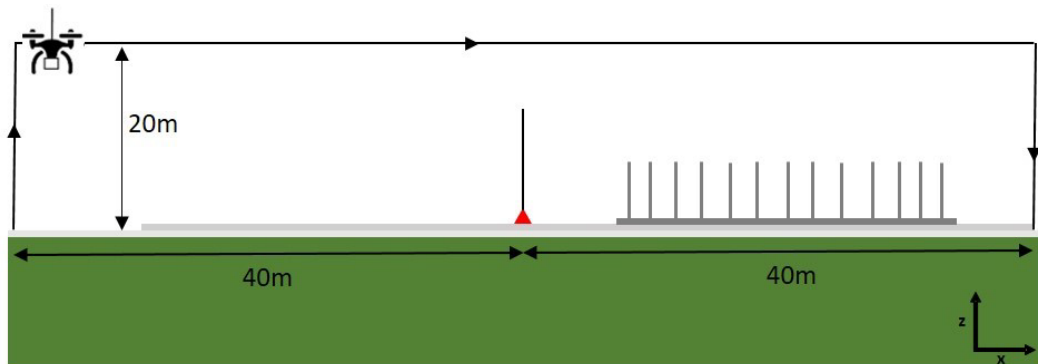


Figure 3.A.51 : trajectoire suivie par le drone pour les premières mesures en champ proche sur l'antenne à métamatériau – fréquence 15 MHz

La figure 3.A.52 présente les valeurs de la composante verticale du champ électrique, en fonction de l'abscisse curviligne s , matérialisant la trajectoire du drone.

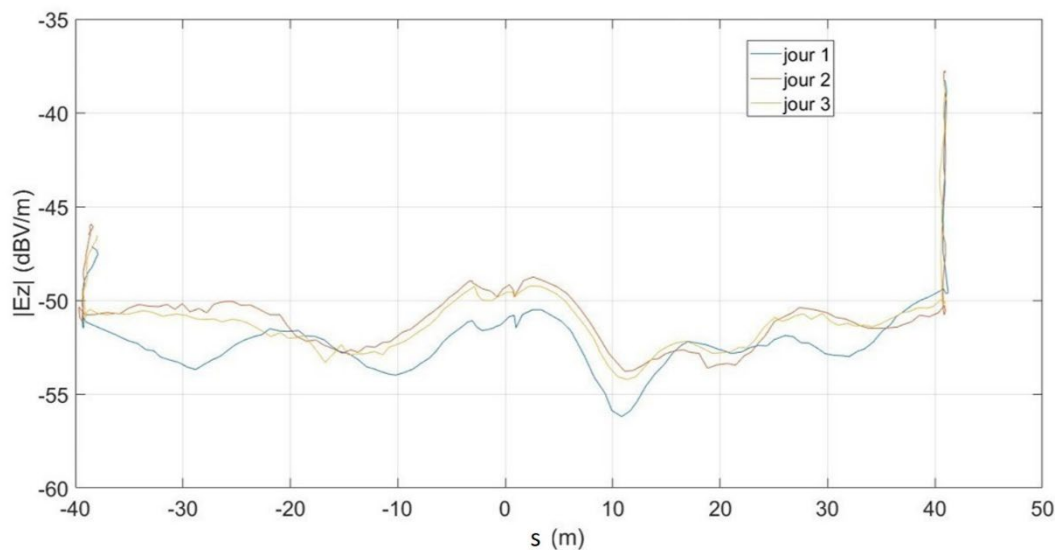


Figure 3.A.52 : Mesure du champ électrique rayonné par l’antenne le long de la trajectoire du drone – fréquence 15 MHz

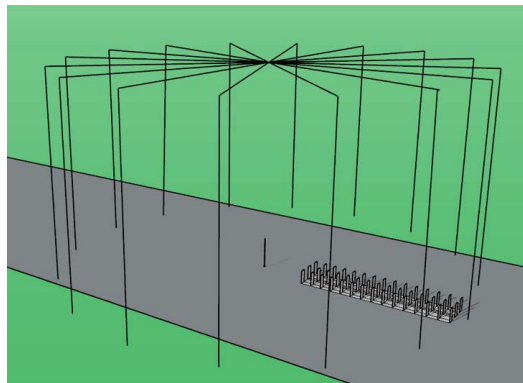
Ces mesures ont été réalisées à trois reprises afin de vérifier la reproductibilité des résultats. Il apparaît aussi, clairement, que la valeur du champ électrique mesuré en sortie du métamatériau ($s = 40 \text{ m}$) est supérieure de près de 10 dB à celle du champ électrique rayonné à l’opposé du métamatériau ($s = -40 \text{ m}$), ce qui répond au comportement attendu.

Une seconde série de mesures en champ proche a été réalisée, permettant d’identifier le modèle équivalent de la nouvelle antenne à métamatériau, en environnement réel de travail. La figure 3.A.53 présente la trajectoire suivie par le drone (a) et les points de mesure sur la surface fermée englobant l’antenne à métamatériau (b). Ceux-ci décrivent une surface cylindrique de rayon et hauteur identiques, tels que $r_{SM} = h_{SM} = 40 \text{ m}$ (2λ à 15 MHz). Cette trajectoire, bien que complexe, est répétée pour chaque composante de champ à mesurer.

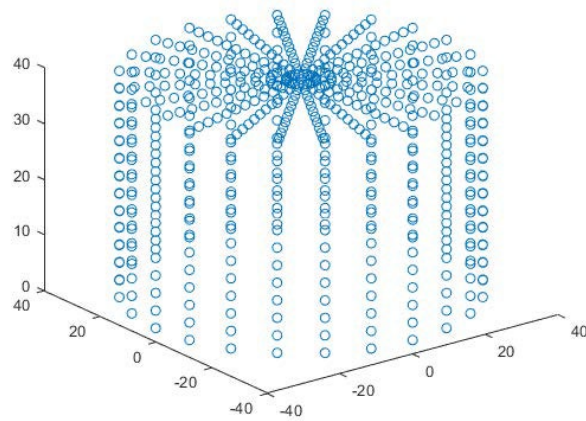
À partir de ces données d’entrée, la transformation champ proche champ lointain associée au modèle équivalent est appliquée pour prédéterminer le champ électrique vertical rayonné par l’antenne à métamatériau à plus grande distance. Sur la figure 3.A.54, le module du champ vertical E_θ est représenté, en fonction de l’angle d’azimut φ , à l’altitude $z = 0$, à une distance de 300 m de l’antenne (15λ à 15 MHz).

L’angle $\varphi = 0^\circ$ correspond à l’axe principal de la structure de l’antenne.

Ces valeurs calculées ont été comparées à celles obtenues directement par simulation numérique avec le logiciel commercial FEKO. Par ailleurs, le logiciel CST a permis de simuler les valeurs du champ proche correspondant à la figure 3.A.53.b. et la transformation champ proche champ lointain a ensuite aussi été appliquée à ces données.



(a) trajectoire du drone



(b) points de mesure

Figure 3.A.53: surface de mesure en champ proche pour l'acquisition des données d'entrée du modèle de sources équivalentes de l'antenne à métamatériau

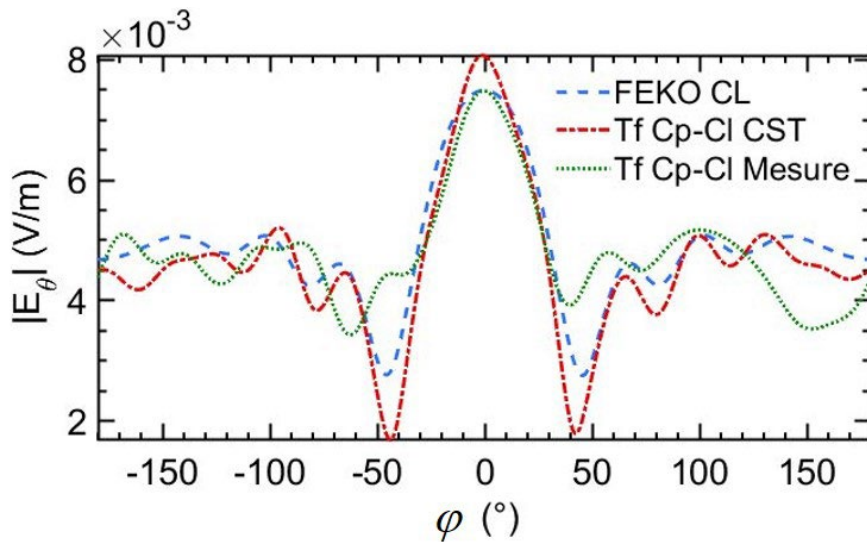


Figure 3.A.54: antenne à métamatériau – composante verticale du champ lointain dans l'axe principal de la structure – distance 300 m – fréquence 15 MHz

3.A.4.d –Conclusion

Le bilan de cette description des compétences expérimentales développées au GeePS, dans le cadre de cette longue étude sur les radars HF, montre que

- le laboratoire dispose d'un banc de caractérisation champ proche fonctionnel, qui permet, sur des maquettes à échelle réduite, de valider des concepts théoriques nouveaux et le dimensionnement de structures originales. Ces expérimentations sont un préalable indispensable à la réalisation des prototypes à échelle 1;
- fort de sa collaboration avec l'Onera, le laboratoire sait mettre en œuvre une technique originale, basée sur l'utilisation d'un drone, pour la caractérisation d'antennes HF, en environnement réel de travail ;
- le laboratoire a ainsi pu valider un modèle d'antennes, adapté au problème de la propagation des ondes de surface.

3.A.5 - REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[ABI-2017] M.J. Abi-Akl, « Propagation dans l'ionosphère en présence de turbulences : applications aux radars HF », *Thèse de doctorat*, Université Pierre et Marie Curie, 2017.

[BAN-1984] P.R. Bannister, « New formula as that extend Norton's far field elementary dipole equations to the quasi-near field range », *NUSC, Technical Report*, No. ADA139057, 1984.

[BAZ-2006] V. Bazin, J. Molinie, J. Munoz, P. Dorey, S. Saillant, G. Auffray, V. Rannou, and M. Lesturgie, « A general presentation about the OTH-Radar NOSTRADAMUS », in 2006 IEEE Conference on Radar, vol. 17, pp. 634-642, Apr. 2006.

[BEL-1997] N. Belhadj-Tahar, O. Meyer and A. Fourier-Lamer, « Broad-band microwave characterization of bilayered materials using coaxial discontinuities with applications for thin conductive films for microelectronics and material airtight cell », in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 2, pp. 260-267, Feb. 1997.

[BOU-2014] N. Bourey, « Transition métamatériau/sol réel pour radar HF à ondes de surface », *Thèse de doctorat*, Université Pierre et Marie Curie, 2014.

[BOU-2018] N. Bourey, F. Jangal, M. Darces, M. Hélier, and P. Pouliguen, "Suitable Impedance Boundary Condition Applied to the Enhancement of the Electric Field Radiated by a High Frequency Surface Wave Radar", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 85, 117-128, 2018.

[BRE-1958] H. Bremmer, « Applications of operational calculus to ground-wave propagation, particularly for long waves », *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, pp. 267-272, July 1958.

[BRO-1961] Brown and E. Jull, « The prediction of aerial radiation patterns from near-field measurements », *Proceedings of the IEE-Part B : Electronic and Communication Engineering*, vol. 108, no. 42, pp. 635-644, 1961.

[CAM-2009] P. M.-V. J. R. Camacho-Perez, « Spherical near-field to far-field transformation for the half-space problem with a PEC boundary », *Proceeding IEEE MTT-S, IMWS*, pp.105-108, 2009.

[CLE-1953] P. C. Clemmow, « Radio propagation over a flat earth across a boundary separating two different media », *Philosophical Transactions of the Royal*

Society of London Series A, Mathematical and Physical Sciences, vol. 246, no. 905, pp. 1–55, June 1953.

[DJO-2015] Christopher Djoma, Muriel Darces, Marc Hélier. « Prediction of Sky and Surface Wave Radiation of a Wideband HF Antenna », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, Volume : 14, pp.1149 - 1152.

[FANo-2001] W. G. Fano and V. Trainotti, "Dielectric properties of soils," 2001 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (Cat. No.01CH37225), 2001, pp. 75-78

[FAN-2008] Fan, F.; Schlagenhauser, F., « Source identification and correlation between near field-far field tolerances when applying a genetic algorithm », Electromagnetic Compatibility - EMC Europe, 2008 International Symposium on, vol., no., pp.1-6, 8-12 Sept. 2008.

[FOC-1972] V. Fock, « Diffraction of Radio Waves Around the Earth's Surface », DRIC, Technical Report, No. AD074210, 1972.

[GAR-2005] F J Garcia-Vidal et al., « Surfaces with holes in them: New plasmonic metamaterials », 2005 J. Opt. A: Pure Appl. Opt. 7 S97.

[HER-2021] Q. Herbette, « Gain des antennes et réflectivité des cibles en ondes de surface », *Thèse de doctorat*, Sorbonne Université, 2021.

[HER-2021-b] Quentin Herbette, Nicolas Bourey, Michel Menelle, Muriel Darces, Stéphane Saillant, Yves Chatelon, and Marc Hélier, "Using a 3D Metamaterial to Enhance the Surface Wave Propagation for High Frequency Over -the-Horizon Radars: from Simulation to Outdoor Measurements," Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 115, 81-93, 2021.

[HER-2022] Quentin Herbette, Muriel Darces, Nicolas Bourey, Stéphane Saillant, Florent Jangal, and Marc Hélier, "Redefining of the Radar Cross Section and the Antenna Gain to Make Them Suitable for Surface Wave Propagation," Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 119, 1-16, 2022.

[JAN-2014] Florent Jangal, Luca Petrillo, Muriel Darces, Marc Hélier, Jean-Louis Montmagnon, « Inductive Surface Element », Brevet WO2014029947 (A1), FR 2994773 (A1). 27 février 2014.

[KAN-1964] J. Kane and S. N. Karp, « Simplified theory of diffraction at an interface separating two dielectrics », J. Res. Natl. Bur. Stand., Sec. D : Radio Sci., vol. 68D, no. 3, pp. 303–310, 1964

[LEO-1978] M. A. Leontovich, « Approximate boundary conditions for the electromagnetic field on the surface of a good conductor », Investigations Radiowave Propagation Part II, Academy of Sciences, 1978.

[LOE-2016] Loewer, M., J. Igel, C. Minnich, and N. Wagner, « Electrical and dielectric properties of soils in the mHz to GHz frequency range », Proceedings of the 11th International Conference on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances (ISEMA), 247{254, 2016.

[LUD-1971] J.A. Ludwig, « Near-field far-field transformations using spherical-wave expansions, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 19, no. 2, pp. 214-220, 1971.

[MEN-2008] M. Menelle, G. Auffray, and F. Jangal, « Full digital High Frequency Surface Wave, Radar: French trials in the Biscay bay », in 2008 International Conference on Radar », pp. 224–229, Sept. 2008.

[MIL-1948] G. Millington, « Fundamental principles of inospheric transmission », Inter-Service Ionosphere Bureau at the Great Baddow Research Laboratories of the Marconi Wireless Telegraph Company, 1948.

[NOR-1936] K. Norton, « The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere », Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 24, no. 10, pp. 1367–1387, 1936.

[PAY-2012] Payet, Nicolas; Darces, Muriel; Hélier, Marc; Montmagnon, Jean-Louis; Jangal, Florent, « Cylindrical near-field far-field transformation in a half-space with conditions of dielectric and lossy ground », International Journal of Microwave and Wireless Technologies, (2012) 4, pp 45-50

[PAY-2013] N. Payet, « Caractérisation d'antennes HF par mesures en champ proche », *Thèse de doctorat*, Université Pierre et Marie Curie, 2013.

[PET-2010] Luca Petrillo, Florent Jangal, Muriel Darces, Jean-Louis Montmagnon, and Marc Hélier, « Towards a Better Excitation of the Surface Wave », Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 13, 17-28, 2010.

[PET-2011] L. Petrillo, « Plasmonique pour radar HF », *Thèse de doctorat*, Université Pierre et Marie Curie, 2011.

[PET-2011-b] Luca Petrillo, Florent Jangal, Muriel Darces, Jean-Louis Montmagnon, and Marc Hélier, « Negative Permittivity Media Able to Propagate a Surface Wave », Progress In Electromagnetics Research, Vol. 115, 1-10, 2011

[REG-2005] Regue, J.-R.; Ribo, M.; Gomila, J.; Perez, A.; Martin, A., « Modeling of radiating equipment by distributed dipoles using metaheuristic methods », *Electromagnetic Compatibility*, 2005. EMC 2005. 2005 International Symposium on, vol.2, no., pp.596-601, 12-12 Aug. 2005

[ROTm-1951] Rotman, W., « A study of single-surface corrugated guides », *Proceedings of the IRE*, Vol. 39, 952-959, Aug. 1951.

[ROT-1981] S. Rotheram, « Ground-wave propagation. Part 2: Theory for medium and long distances and reference propagation curves », *IEE Proceedings F (Communications, Radar and Signal Processing)*, vol. 128, pp. 285–295, Oct. 1981.

[SAR-1999] T. K. Sarkar, « Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry utilizing an equivalent electric current and mom », *IEEE Transaction on antennas and propagation*, vol. Vol. 47, NO 3, pp. 566-573, 1999.

[SCH-2009] C. H. Schmidt and T. F. Eibert, « Multilevel plane wave based near-field to far-field transformation for electrically large antennas in free-space or above material halfspace », *IEEE Transaction on antennas and propagation*, vol. Vol. 57, NO 5, pp.1382-1390, 2009.

[SOM-1909] A. Sommerfeld, « Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie », *Annalen der Physik*, vol. 333, no. 4, pp. 665–736, 1909.

[SOM-1926] A. Sommerfeld, « Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie », *Annalen der Physik*, vol. 386, no. 25, pp. 1135–1153, 1926.

[UIT-2010] Recommandation UIT-R P.368-9, « courbes de propagation de l'onde de sol entre 10kHz et 30MHz », 2010.

[WAI-1964] J. Wait and K. Spies, "Propagation of radio waves past a coast line with a gradual change of surface impedance," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 5, pp. 570–575, September 1964.

[WAI-1990] J. R. Wait., « The scope of impedance boundary conditions », *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 28, no. 4, pp. 721–723, July 1990

[ZEN-1907] J. Zenneck, « Über die Fortpflanzung ebener elektromagnetischer Wellen längs einer ebenen Leiterfläche und ihre Beziehung zur drahtlosen Telegraphie », *Annalen der Physik*, vol. 328, no. 10, pp. 846–866, 1907.

Partie B : Sécurité électromagnétique des systèmes d'information
Approches statistiques pour l'établissement de recommandations de
protection

Table des matières

3.B.1 - Introduction.....	127
3.B.2 – Etude statistique des perturbations conduites au sein du réseau énergétique basse tension	128
3.B.2.a – Description du réseau électrique basse tension	128
3.B.2.b – Caractérisation des charges connectées au réseau électrique	129
3.B.2.c – Description du cas d'étude	133
3.B.2.d – Outils statistiques	134
3.B.2.e – Conclusion	139
3.B.3 – Etude statistique des couplages dans un milieu réverbérant	139
3.B.3.a – Evaluation des couplages en milieu réverbérant.....	141
3.B.3.b – Le modèle de couplages aléatoires (RCM).....	142
3.B.3.c – Configuration d'intérêt, maquette de test associée et mesures	143
3.B.3.d –Mise en œuvre du modèle et résultats.....	147
3.B.3.e – Conclusion	148
3.B.4 – Références bibliographiques	149

3.B.1 - INTRODUCTION

La sécurité d'un système d'information s'évalue au travers de sa résilience vis-à-vis de menaces extérieures. Ces menaces sont de deux types.

Le premier définit celui des menaces volontaires qui ont pour conséquence une perte de la disponibilité du système ou bien de l'intégrité de l'information portée par ce système. On parlera, alors, d'AGression ElectroMagnétique Intentionnelle (AGREMI ou IEMI, en anglais, pour Intentional ElectroMagnetic Interference).

Le second type définit celui des menaces involontaires qui ont pour conséquence une perte de la confidentialité de l'information transitant au sein du système. On parle alors de menace TEMPEST.

On peut établir un lien entre la sécurité des systèmes d'information et la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM). La susceptibilité et l'émissivité d'un équipement sont des indicateurs des niveaux de tolérance qui garantissent la protection et le fonctionnement de ce système, et des informations qu'il porte, au regard d'un risque limité.

Les normes internationales et les techniques de protection définissent, dans ce contexte, la sécurité électromagnétique des systèmes d'information.

Les travaux réalisés autour de ce thème s'inscrivent dans le cadre d'une collaboration avec l'Agence Nationale de la Sécurité des Systèmes d'Information (ANSSI). L'objectif est de définir des méthodes d'étude, de mesure et de caractérisation des couplages intervenant entre équipements au sein d'un système complexe ou bien entre éléments au sein d'un équipement.

L'objectif final est d'établir des recommandations permettant de guider les utilisateurs dans certains choix d'architecture de systèmes, de disposer d'outils permettant d'évaluer les risques de compromission et donc de décider des niveaux de protections à mettre en œuvre selon le risque maximal admis.

Deux cas d'étude ont été définis en support de cet objectif.

Le premier concerne le réseau de distribution de l'énergie électrique, auquel peuvent être raccordés des systèmes d'information, et qui devient ainsi un canal de couplage et de propagation pour les interférences électromagnétiques. Il s'agit alors d'évaluer les perturbations liées à la faible immunité des équipements et de définir des techniques de câblage réduisant la propagation de ces interférences.

Le second concerne les châssis métalliques dans lesquels sont placés certains équipements électroniques. Ces boîtiers ont un rôle de blindage électromagnétique, réduisant, alors, la susceptibilité et l'émissivité des équipements. Mais ils peuvent aussi se comporter comme des cavités réverbérantes au sein desquelles des phénomènes de résonance apparaissent. Il

s'agit alors d'évaluer les couplages entre éléments au sein du châssis et de proposer une méthode de réduction des interférences.

3.B.2 – ETUDE STATISTIQUE DES PERTURBATIONS CONDUITES AU SEIN DU RESEAU ENERGETIQUE BASSE TENSION

Le travail décrit dans cette partie s'inscrit dans le cadre de la thèse de Chaouki Kasmi [KAS-2013].

S'il existe de grands principes régissant la conception et la réalisation des réseaux d'énergie électrique basse tension (norme électrique française NF C 15-100, par exemple), il n'en demeure pas moins que, d'une installation à l'autre, l'architecture du réseau peut être très variable : longueur, nombre et disposition des câbles au sein de l'infrastructure, nombre et types de charges connectées...

Aussi, pour aborder la question de la propagation des interférences électromagnétiques au sein de ces réseaux [MAoN-2008], une approche statistique a été privilégiée afin d'estimer l'effet de certaines variables aléatoires (position des câbles, type de charge ...) sur la grandeur physique observée (tension ou courant induit, par exemple).

Il existe de nombreuses méthodes permettant de prendre en compte la variabilité de paramètres dans la modélisation de grandeurs électromagnétiques. Parmi elles, on peut citer le chaos polynomial [MAN-2012], la colocation stochastique [LAL-2011], le krigeage [RAN-2002] et la plus répandue, la méthode de Monte-Carlo. C'est cette approche qui a été choisie pour cette étude. Elle est basée sur le calcul (ou la mesure) d'un très grand nombre de réalisations de l'observable afin d'identifier ses lois statistiques comportementales.

3.B.2.a – Description du réseau électrique basse tension

La topologie électromagnétique [PAR-1992] permet de modéliser des réseaux de câbles non uniformes. Elle fait appel à une décomposition de la structure en tubes et jonctions élémentaires, permettant ainsi de prendre en compte les variations géométriques ou les modifications électriques caractéristiques du réseau à modéliser. La théorie des lignes de transmission multi-conducteurs est utilisée, dans ce cadre, et permet alors d'écrire le problème général sous la forme d'un système linéaire appelé équation BLT (pour Baum, Liu et Tesche, à l'origine de cette équation) [BAU-1978].

Une résolution de cette équation a notamment été proposée par l'Onera, au travers d'un outil logiciel commercial appelé CRIPTE.

Il permet, alors, la construction du réseau électrique à étudier

- en définissant chaque tronçon (ou tube) qui le compose grâce aux paramètres linéiques des câbles des tronçons, et
- en définissant les interconnexions (ou jonctions) reliant un tronçon à ses voisins au travers d'une impédance équivalente.

L'intérêt majeur de cette méthode, et donc de l'outil, est qu'elle permet le calcul de structures multiconducteurs, avec prise en compte de la position de chaque conducteur dans le câble.

Dans le cadre de cette étude, l'ANSSI a fait l'acquisition de cet outil permettant ainsi le calcul de structures représentatives de tronçons de réseaux électriques.

L'outil de modélisation CRIPTE a été validé sur une configuration simple représentée par un câble cuivre dans une gaine PVC, de longueur égale à 1 m, placée à une hauteur de 35 mm au-dessus d'un plan de masse métallique (cf figure 3.B1A).

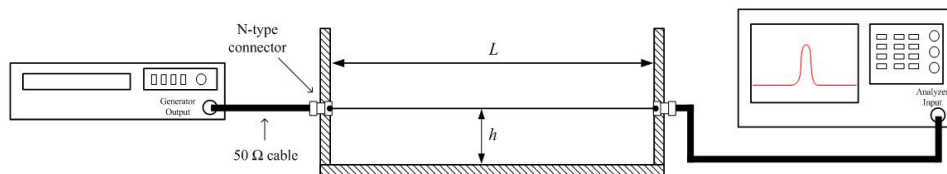


Figure 3.B.1 : caractérisation d'une ligne simple au-dessus d'un plan de masse

Alimenté à une extrémité par un générateur sinusoïdal et connecté, à l'autre extrémité à un analyseur de spectre, la fonction de transfert en tension (différence de potentiel entre le conducteur et la masse) a été mesurée puis comparée au calcul CRIPTE, et à une simulation réalisée avec le logiciel CST. Sur la bande de fréquence observée (1 MHz à 200 MHz), les résultats de simulation sont en très bon accord avec ceux obtenus par la mesure (figure 3.B.2).

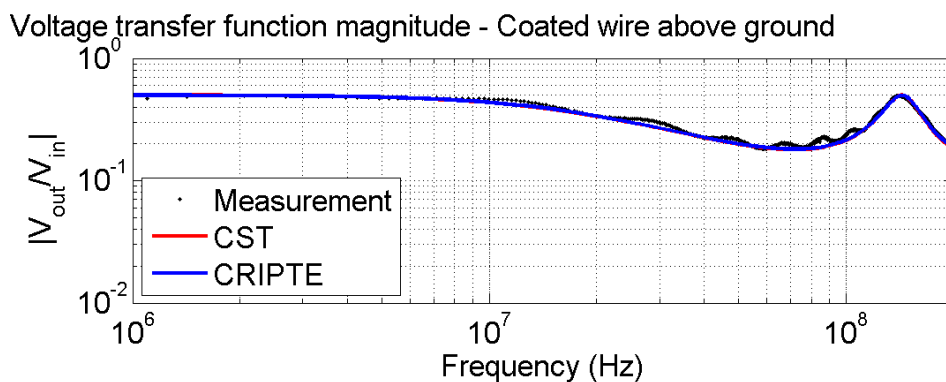


Figure 3.B.2 : Amplitude de la fonction de transfert d'une ligne simple au-dessus d'un plan de masse

3.B.2.b – Caractérisation des charges connectées au réseau électrique

On sait que la présence de charges modifie les caractéristiques propres du réseau électrique auquel elles sont connectées [HIR-2005]. Pour prendre en compte cette dépendance, différentes charges, communes dans un environnement de type « bureau », ont été envisagées pour décrire un réseau électrique basse tension standard.

Afin de les intégrer à l'outil de modélisation CRIPTE, une expérimentation spécifique a été développée pour mesurer leurs caractéristiques.

Pour pouvoir connecter la charge, pourvue d'une prise électrique tri-filaire mâle, aux appareils de mesure (analyseur de réseau vectoriel), un adaptateur a été fabriqué (figure 3.B.3). Il est constitué d'une ligne tri-filaire reliant une prise électrique femelle à un connecteur micro-onde (de type N).

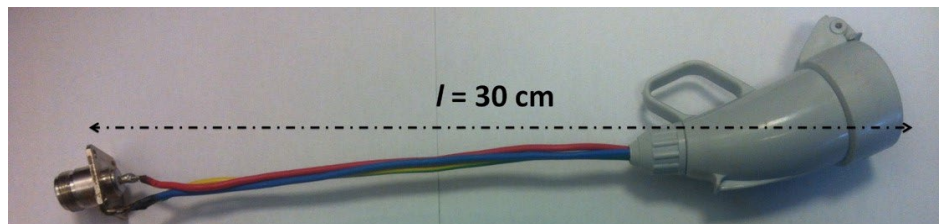


Figure 3.B.3 : adaptateur tri-filaire pour la caractérisation des charges de réseau

En conséquence, une procédure de correction (« de-embedding ») est nécessaire afin de retirer, des résultats de mesure, les effets de la présence de l'adaptateur.

Deux techniques ont été testées pour cette correction.

La première est réalisée expérimentalement et repose sur la fabrication d'un second adaptateur, jumeau du premier et, pourvu, cette fois, d'une prise électrique mâle (figure 3.B.4).

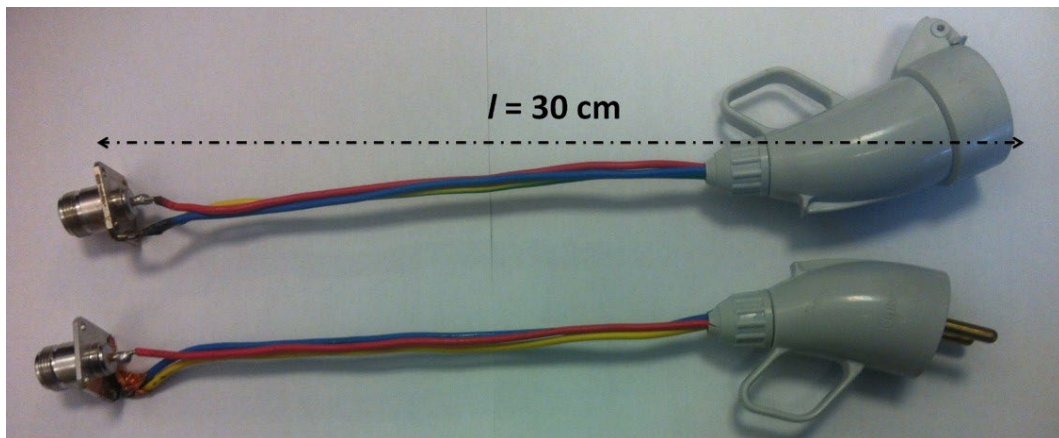


Figure 3.B.4 : adaptateur tri-filaire et jumeau

On peut représenter l'association de ces deux coupleurs par la mise en cascade de leurs matrices de répartition propres, notées respectivement $[S^A]$ et $[S^B]$. L'ensemble est alors caractérisé par une matrice globale notée $[S]$.

La mesure de cette matrice $[S]$ de répartition des deux éléments chaînés est possible. Couplée à la mesure des coefficients de réflexion de chaque adaptateur, en circuit ouvert et en court-circuit, on peut, en utilisant les propriétés des matrices

chaînes associées [HEL-2001], déterminer, individuellement, chaque élément de la matrice de répartition de chaque adaptateur [KAS-2013].

Ensuite, la procédure de « de-embedding » permet de calculer le coefficient de réflexion S_{11}^{EST} de la charge testée, au moyen de l'expression suivante :

$$S_{11}^{EST} = \frac{S_{11}^{mesuré} - S_{11}^A}{S_{12}^A + S_{22}^A(S_{11}^{mesuré} - S_{11}^A)} \quad (3.B.1)$$

où $S_{11}^{mesuré}$ est le coefficient de réflexion de la charge, mesuré avec l'adaptateur ;
 S_{11}^A et S_{22}^A sont les éléments diagonaux de la matrice de répartition de l'adaptateur, déduits de la mesure effectuée sur les deux adaptateurs.

La seconde technique est une technique purement numérique et consiste, dans le modèle CRIPTE, à compenser la présence de l'adaptateur en insérant dans le modèle un adaptateur similaire de longueur négative.

Les deux méthodes de correction ont été mises en application pour mesurer l'impédance d'une charge étalon de 75 Ω.

La figure 3.B.5 montre une comparaison des résultats obtenus, en fonction de la fréquence [KAS-2013-b].

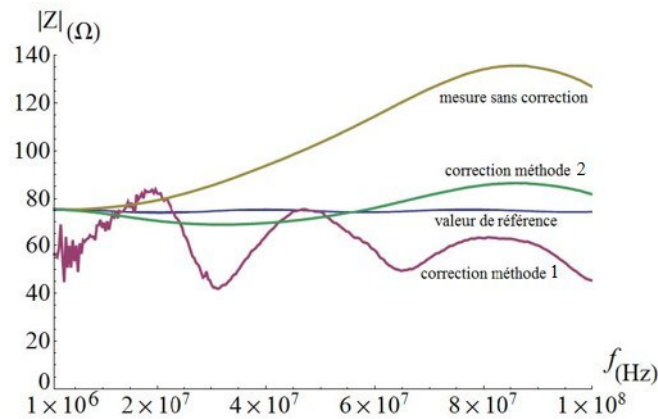


Figure 3.B.5 : mesure de l'impédance d'une charge étalon de 75 Ω

Un calcul sur la bande de fréquence testée indique

- sans correction, une erreur moyenne de près de 30% sur la valeur de l'impédance,
- avec la première méthode de correction (issue de la mesure des deux adaptateurs chaînés), une erreur réduite de moitié (environ 14%),

- avec la seconde méthode de correction (purement numérique), une erreur ramenée à 5%.

Les résultats mitigés, obtenus avec la première méthode de correction issue de l'expérience, nous ont conduits à nous intéresser à la prise en compte des erreurs de mesure dans la détermination de l'impédance de charge. Ainsi, pour tester la robustesse de la correction, une méthode de Monte-Carlo a été appliquée introduisant un bruit sur la valeur de la grandeur mesurée ($S_{11}^{mesuré}$). Une loi uniforme a été choisie pour estimer ce niveau de bruit : $\pm 5\%$ autour de la valeur mesurée pour l'amplitude et $\pm 5^\circ$ autour de la valeur mesurée pour la phase.

10 000 tirages ont conduit aux résultats présentés sur la figure 3.B.6.

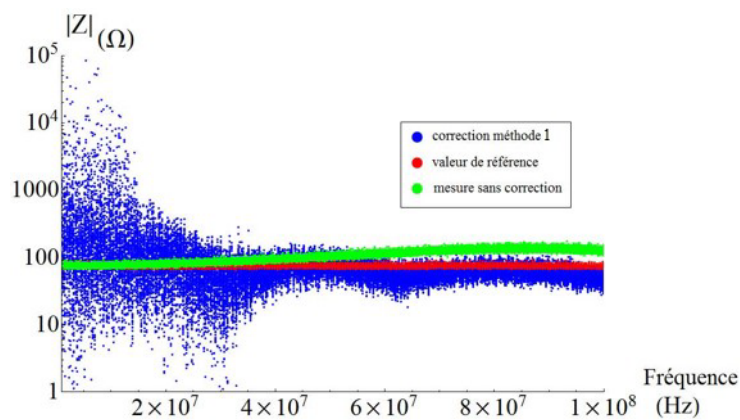


Figure 3.B.6 : méthode de Monte-Carlo appliquée à la correction de la mesure de l'impédance de charge 75Ω

La prise en compte des erreurs de mesure induit peu de changement sur la valeur de l'impédance lorsqu'on n'applique pas de correction (environ 10% autour de la valeur moyenne, à chaque point de fréquence).

En revanche, la méthode de correction est y est beaucoup plus sensible, et particulièrement à basse fréquence (comme cela était déjà observable sur la figure 3.B.5). Ceci incite à conclure que l'effet des adaptateurs est négligeable jusqu'à environ 30 MHz, et amène à la recommandation de devoir corriger la mesure d'impédance seulement à partir de cette fréquence.

Puis, à partir des 10 000 courbes de la figure 3.B.6, un calcul des moments d'ordre 1 (moyenne) et 2 (écart-type) a été fait sur les trois grandeurs. Ces moments sont tracés sur la figure 3.B.7.

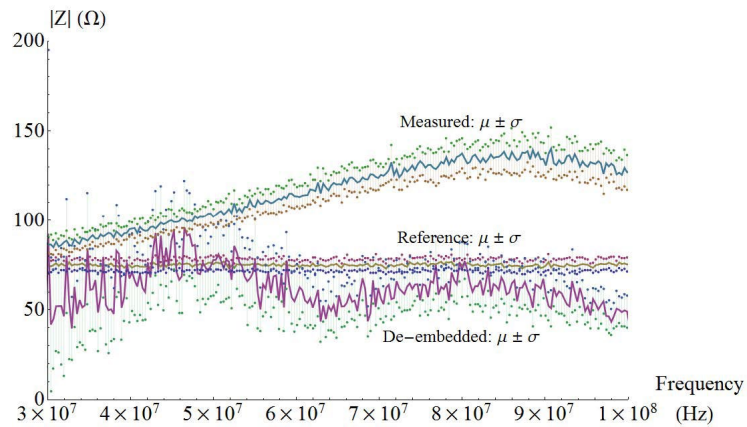


Figure 3.B.7 : moyenne et écart-type des impédances générées par une méthode de Monte-Carlo

Les zones de recouvrement existant entre la courbe de référence et la courbe issue de la procédure de « de-embedding » confirment l'avantage à utiliser cette correction à partir de 30 MHz.

Plusieurs équipements caractéristiques d'un environnement de type « bureau » (ordinateur portable, lampe...) ont ainsi été caractérisés sur la bande de fréquence 1 MHz-100 MHz et ont permis de constituer, par application de la méthode de Monte-Carlo, une importante bibliothèque de charges pour le logiciel CRIPTE.

3.B.2.c – Description du cas d'étude

Le cas d'étude représentatif sur lequel le travail a porté est décrit sur la figure 3.B.8.

Il s'agit d'une portion de réseau monophasé composé de trois tronçons tri-filaires de cuivre, interconnectés par des prises électriques sur lesquelles des charges peuvent être branchées. L'arrangement des conducteurs dans chaque faisceau de câbles est tiré aléatoirement à chaque réalisation tout comme le choix des charges connectées sur les prises.

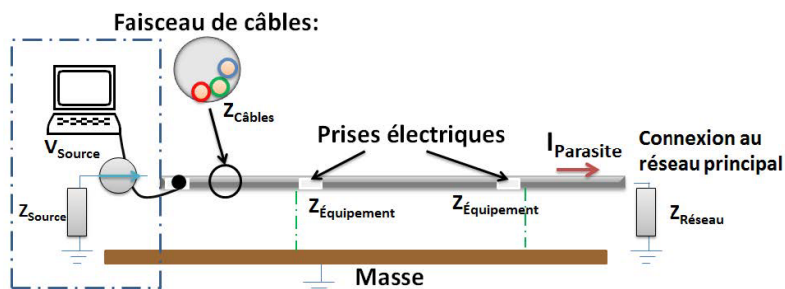


Figure 3.B.8 : cas d'étude : portion de réseau électrique chargé

On définit la source d'excitation du problème par la tension, signal compromettant, générée par un ordinateur connecté au réseau au travers de son impédance caractéristique.

On définit l'observable comme le courant parasite de mode commun induit à l'extrémité du réseau.

3.B.2.d – Outils statistiques

De façon classique, en CEM, la variabilité des grandeurs d'intérêt ou l'incertitude sur leur valeur est représentée par des distributions gaussiennes, qui ne donnent qu'une analyse des contributions moyennes de ces observables. Ainsi, implicitement, ce modèle exclut une représentation des valeurs extrêmes, caractéristiques d'évènements rares mais de très forte amplitude.

Dans l'application visée ici, qui consiste à caractériser la probabilité d'occurrence d'un phénomène non envisagé dans le gabarit d'utilisation classique d'un équipement, il est nécessaire d'avoir recours à des outils statistiques permettant de prédire ces évènements extrêmes.

Parallèlement, il est intéressant de pouvoir hiérarchiser les facteurs responsables de la variabilité d'une observable afin de déterminer le(s) facteur(s) le(s) plus influent(s).

Des outils statistiques sont à notre disposition pour répondre à ces questions.

Plans d'expériences

Les plans d'expériences, introduits par Fischer en 1935 [FIS-1935] définissent une méthode qui permet de lier les valeurs prises par une variable aléatoire (pour chaque tirage d'un jeu de facteurs) à un ensemble de facteurs responsables de sa variabilité. Cette relation est modélisée par un polynôme dont les coefficients sont les inconnues à déterminer.

De façon générale, on peut écrire [GOU-2001] :

$$[Y] = [X].[a] + [\varepsilon] \quad (3.B.2)$$

où

[Y] est le vecteur des réponses contenant les valeurs de l'observable pour chaque expérience ;

[X] est la matrice du modèle, qui dépend des points expérimentaux choisis (valeurs des facteurs) pour exécuter le plan ;

[a] est le vecteur inconnu des coefficients ;

[ε] est le vecteur des écarts, traduisant les erreurs de mesure ou de reproductibilité de l'expérience.

Dans notre cas, afin de faire une analyse de sensibilité, nous avons identifié deux facteurs à l'origine de l'incertitude sur les paramètres caractéristiques de modélisation du réseau électrique basse tension chargé.

Il s'agit de la position des conducteurs dans les goulottes électriques composant le réseau et de la nature des charges connectées à ce réseau.

Nous avons donc défini un plan d'expériences à deux facteurs (figure 3.B.9).

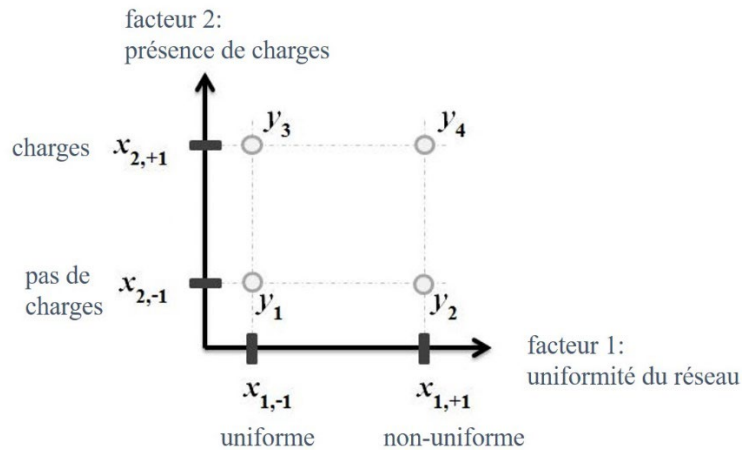


Figure 3.B.9 : plan d'expérience à deux facteurs pour l'étude du réseau électrique

Le premier facteur x_1 caractérise l'uniformité du réseau, réalisé par l'assemblage des trois tronçons. Pour $x_1 = -1$, le réseau est uniforme (les trois tronçons sont identiques) et non-uniforme (les trois tronçons ne sont pas identiques) pour $x_1 = 1$.

Le second facteur caractérise la présence de charges sur les prises électriques ou non. Pour $x_2 = -1$, il n'y a pas de charges connectées sur les deux prises du réseau et pour $x_2 = 1$, des charges sont connectées sur les deux prises électriques.

Dans ces conditions, à partir de l'équation (3.B.2), l'observable s'écrit comme :

$$y = a_0 + a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 + a_{12} \cdot x_1 \cdot x_2 + \varepsilon \quad (3.B.2)$$

Des simulations Monte-Carlo ont été réalisées à partir du calcul

- de 200 arrangements de conducteurs dans un tronçon pour le facteur x_1 ce qui conduit à $C_3^{200} = 1,3 \cdot 10^6$ configurations de géométrie de réseau et
- de 71 types de charges pour le facteur x_2 , ce qui conduit à $C_3^{71} = 2,4 \cdot 10^3$ configurations de charges.

Les observables étudiées sont la valeur moyenne ou l'écart-type du courant parasite à l'extrémité du réseau. Sur la figure 3.B.10, on représente, par exemple,

en fonction de la fréquence, l'évolution de l'écart-type du courant parasite pour les quatre expériences.

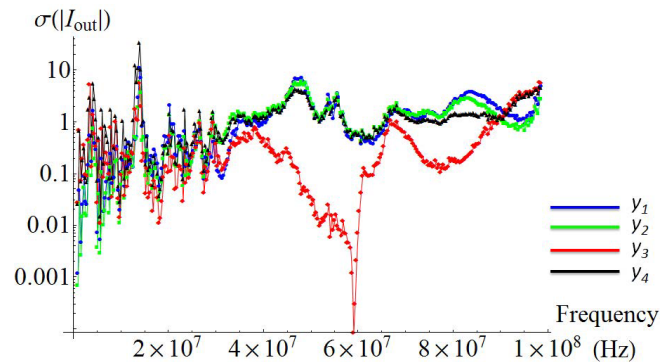


Figure 3.B.10 : écart-type du courant parasite en fonction de la fréquence pour les quatre expériences

On constate, pour ce cas particulier, qu'au-delà de 40 MHz, la présence de charges connectées au réseau a une influence nette sur la valeur de l'observable (expérience y_3).

Pour les deux types d'observables définis, il est possible alors de calculer, à chaque point de fréquence, les coefficients du modèle polynomial de l'équ. (3.B.2.).

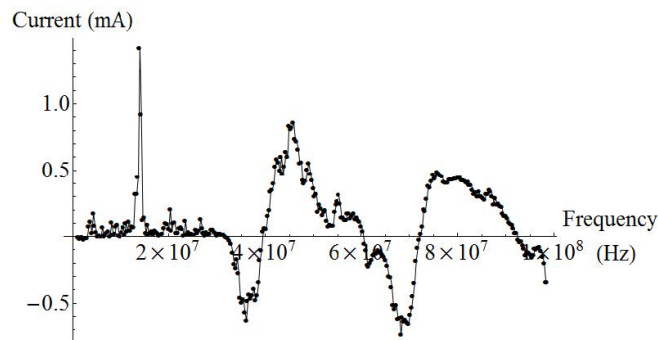


Figure 3.B.11 : coefficient $a_{1,\mu}$ intervenant dans le modèle de la valeur moyenne du courant parasite

Sur la figure 3.B.11, à titre d'exemple, on représente le coefficient $a_{1,\mu}$ impliqué dans le modèle de la valeur moyenne du courant de sortie, en fonction de la fréquence.

Puis, en considérant la fréquence elle-même comme une variable aléatoire, on peut calculer les moyennes et écart types des divers coefficients. Le calcul de ces diverses grandeurs et une analyse de sensibilité complète ont été publiés dans la référence [KAS-2013-c]. Celle-ci montre que c'est la présence de charges connectées au réseau qui influence majoritairement l'observable.

Théorie des valeurs extrêmes

La théorie des valeurs extrêmes permet de modéliser les queues de distribution caractéristiques d'évènements de forte amplitude. Il a été montré par plusieurs auteurs [FIS-1928][PIC-1975] que les familles de distributions auxquelles il était possible de faire appel pour cela appartenaient à la famille des fonctions de distributions GEV (pour Generalized Extreme Value) ou à la famille des fonctions GPD (pour Generalized Pareto Distribution).

Dans le cas des lois de distributions GEV, l'ajustement suit la méthode des « maxima par bloc ». Cela signifie que l'identification des paramètres de la loi des valeurs extrêmes se fait sur les maxima de chaque sous-groupe, soit un seul échantillon par bloc [FIS-1928].

Dans le cas des lois de distributions GPD, l'ajustement suit la méthode des « excès ». Cela signifie que l'identification des paramètres de la loi des valeurs extrêmes se fait sur l'ensemble des échantillons dépassant un seuil fixé [PIC-1975].

C'est cette seconde famille de fonctions que nous avons décidé d'utiliser pour modéliser les valeurs extrêmes du problème. La fonction de répartition associée peut s'écrire sous la forme :

$$F_{\beta,\xi}(x) = \begin{cases} 1 - \left(1 + \frac{\xi}{\beta}x\right)^{-\frac{1}{\xi}} & \xi \neq 0 \\ 1 - \exp\left(-\frac{x}{\beta}\right) & \xi = 0 \end{cases} \quad (3.B.3)$$

Où β représente le paramètre d'échelle et ξ le paramètre de forme.

Par un calcul de quantiles [TAJ-1996], nous déterminons le seuil définissant les échantillons à conserver pour réaliser l'ajustement. De façon courante, des quantiles entre 90% et 95% seront choisis.

Enfin, une méthode classique de maximum de vraisemblance a été utilisée pour identifier les paramètres β et ξ du modèle.

Ainsi, cette approche a été appliquée au cas de la portion de réseau électrique chargé (figure 3.B.8). Les résultats obtenus ont fait l'objet de deux publications en revues internationales [KAS-2013-d][KAS-2014].

À partir des très nombreuses réalisations effectuées par la méthode Monte-Carlo dans l'expérience y_4 définie précédemment, nous représentons, sur la figure 3.B.12, pour une fréquence d'intérêt donnée (ici 95,7 MHz), l'ensemble des échantillons calculés (au total 10^5) et représentant le module du courant parasite. Le quantile à 90%, utilisé comme seuil, apparaît aussi sur la figure, en trait rouge..

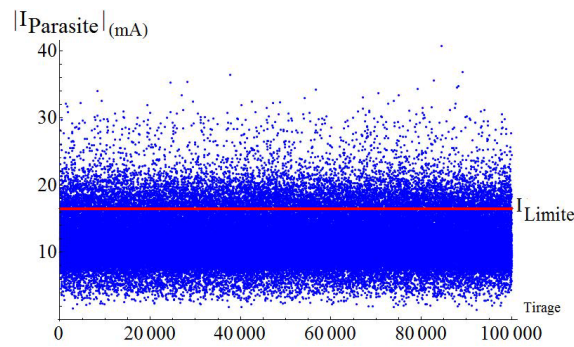


Figure 3.B.12 : module du courant pour toutes les configurations calculées à 95,7 MHz

Sur la figure 3.B.13, on représente l'histogramme des valeurs extrêmes restantes. On superpose une distribution gaussienne ajustée sur l'ensemble des échantillons et une distribution de Pareto généralisée, ajustée sur les valeurs extrêmes.

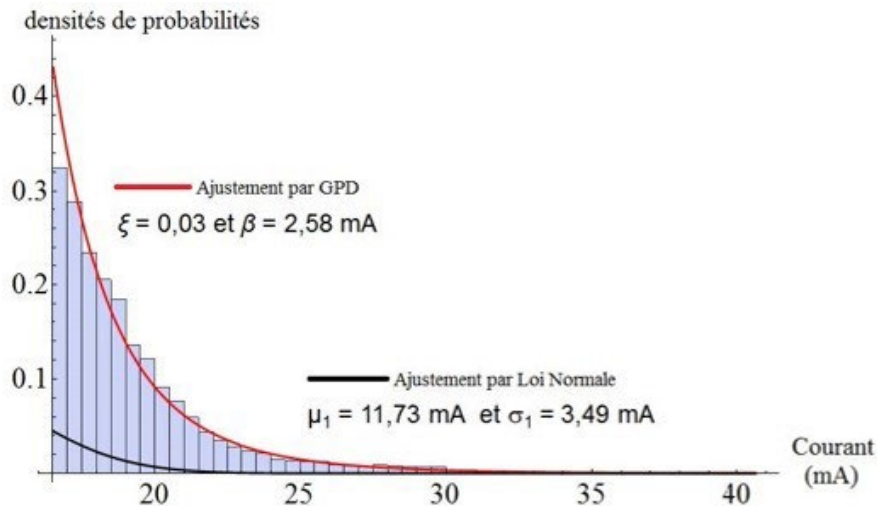


Figure 3.B.13 : histogramme des valeurs extrêmes, ajustement par loi normale et Pareto généralisée

Il apparaît, de façon évidente, que le courant de mode commun parasite est largement sous-estimé si l'on utilise une loi de distribution normale, alors que l'ajustement par loi de Pareto suit la tendance des valeurs extrêmes.

Pour pousser plus loin l'utilisation de la théorie des valeurs extrêmes, ces mêmes lois d'ajustement sont employées pour calculer des quantiles supérieurs au seuil de 90%. Ils sont ensuite comparés aux quantiles calculés à partir des données issues de la méthode de Monte-Carlo (figure 3.B.14).

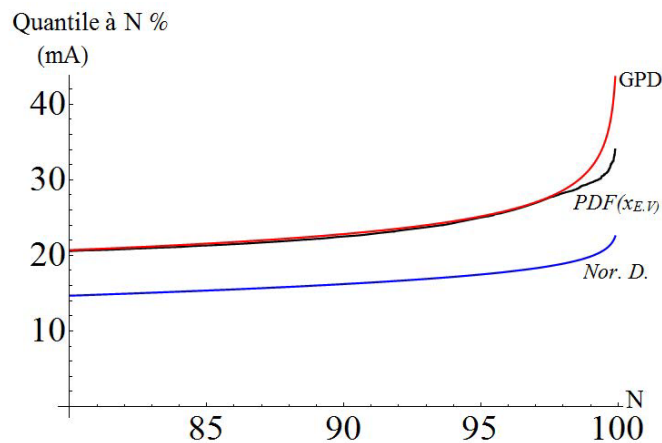


Figure 3.B.14 : module du courant pour toutes les configurations calculées à 90,7 MHz

À nouveau, la loi de Pareto montre une plus grande fidélité aux quantiles empiriques que le modèle Gaussien.

3.B.2.e – Conclusion

Du point de vue de la sécurité des systèmes d'information, le réseau électrique est un milieu à risque puisqu'il est le lieu d'interconnexion de nombreux dispositifs.

La topologie électromagnétique mise en œuvre dans le logiciel CRIPTE a permis de modéliser de façon réaliste un tel environnement et d'envisager un traitement statistique de la grande variabilité de ces caractéristiques.

Un protocole expérimental original a été mis en œuvre pour mesurer l'impédance des charges connectées au réseau. Cela a permis d'alimenter une bibliothèque d'impédances réutilisable dans CRIPTE.

Un cas d'étude réaliste a été défini. Une approche statistique, basée sur une méthode de Monte-Carlo, a permis, par la mise en place d'un plan d'expériences, de montrer que le réseau était particulièrement sensible à la présence de charges connectées.

Une distribution de Pareto a été identifiée, à partir d'un calcul de quantile, pour représenter la queue de distribution d'une observable. Cette méthode a montré son aptitude à modéliser le comportement d'un système complexe

Utilisé comme un outil de prédiction, il est possible de dimensionner des protections (filtres, écrans...) permettant de garantir des niveaux d'interférences compatibles avec la susceptibilité des équipements.

3.B.3 – ÉTUDE STATISTIQUE DES COUPLAGES DANS UN MILIEU REVERBERANT

Le travail décrit dans cette partie s'inscrit dans le cadre de la thèse de Valentin Houchouas [HOU-2020].

Il existe une littérature abondante depuis le milieu des années 1980 mettant en évidence les menaces liées à l'émissivité ou la susceptibilité des systèmes d'information. De nombreuses configurations, mettant en œuvre tout type d'équipement allant du simple composant électronique jusqu'à des systèmes très complexes comme un bâtiment, ont été étudiées.

Certaines tendent à montrer que l'analyse des émissions rayonnées par le dispositif, émissions fortuites mais parfois aussi provoquées de façon malveillante, permet de retrouver l'information véhiculée.

On peut citer, par exemple:

- [VAN-1985] où l'image affichée sur l'écran d'un ordinateur (à tube cathodique, à cette date) a été reconstituée à partir du rayonnement de cet écran ;

- [VUA-2009] où l'analyse du rayonnement provenant d'un clavier d'ordinateur a permis de remonter aux données de frappe ;

- [GUR-2016] où il est possible d'utiliser une clé USB comme émetteur RF au moment de l'enregistrement de données depuis un ordinateur ;

De tels évènements s'inscrivent alors dans le cadre de la menace TEMPEST.

D'autres étudient l'effet d'une agression électromagnétique sur l'équipement lui-même (destruction) ou sur la disponibilité et l'intégrité de l'information véhiculée.

On peut citer, par exemple :

- [BAC-2004] où les auteurs montrent qu'un rayonnement micro-onde de puissance peut se coupler à une infrastructure aussi bien via des antennes ou des capteurs que via des câbles ou des boîtiers non blindés, conduisant ainsi à une indisponibilité de l'information ;

- [SEL-2018] dans lequel les auteurs démontrent que les signaux en entrée et sortie d'un système embarqué sont vulnérables à la manipulation, par injection de données corrompues, utilisant une perturbation électromagnétique se couplant aux couches physiques du système.

Ces cas de figure définissent les menaces de type AGREMI.

Si, quel que soit le type de menaces, les exemples traités sont nombreux, peu finalement abordent la question de systèmes d'information placés à l'intérieur de boîtiers métalliques, dont la fonction principale bien connue est de réaliser le blindage électromagnétique du dispositif.

Ces boîtiers peuvent néanmoins être le siège de couplages intra-équipements et, puisqu'ils possèdent des ouvertures, être aussi acteurs dans les couplages inter-équipements.

On comprend donc la nécessité de définir une méthode d'étude qui intègre toutes les propriétés du boîtier dans l'évaluation du risque, vis-à-vis de la sécurité du système d'information étudié.

Les éléments majeurs définissant ces propriétés, qui ont été identifiés pour cette étude, sont les suivants :

- les boîtiers peuvent se comporter comme des cavités réverbérantes et cela rend plus difficile l'évaluation des couplages ;
- la diversité des configurations envisageables pour l'intégration d'un équipement dans un boîtier (variabilité de la position des câbles dans le boîtier, de la position de certains sous-équipements, des dimensions du boîtier...) impose d'adopter un traitement statistique du problème.

3.B.3.a – Evaluation des couplages en milieu réverbérant

À nouveau, il existe une littérature abondante sur l'étude et la modélisation des couplages au travers d'ouvertures et à l'intérieur de cavités. Une synthèse permet de faire apparaître quelques grandes familles et leur domaine d'application.

Les modèles de couplages champ-câble

Une configuration basique, préliminaire à l'étude des couplages intra-équipements, consiste à modéliser le courant ou la tension induite sur un câble illuminé par une onde. Ce problème est traité dans [AGR-1980] ou [RAC-2012].

Les modèles de type circuit

Les modèles de type circuit sont assez courants. Le point de départ consiste à considérer la cavité comme un guide en court-circuit, que l'on peut représenter par son impédance caractéristique. Pour prendre en compte les couplages par les ouvertures, celles-ci sont, à leur tour, représentées par une impédance équivalente propre [ROB-1998]. Des auteurs ont proposé de tenir compte des pertes dans les parois du boîtier, à partir d'une condition d'impédance de surface et menant à une modification de l'impédance caractéristique [RAB-2018].

D'autres auteurs proposent des approches hybrides pour lesquelles l'ouverture est représentée, selon le principe d'Huygens, par des dipôles élémentaires, permettant ainsi le calcul du champ dans le boîtier grâce ses fonctions de Green propres. Le couplage du champ sur une structure de type ligne de transmission, à l'intérieur du boîtier, est envisagé. Il conduit à un modèle circuit équivalent global permettant l'évaluation, par exemple, du courant induit à une extrémité de la ligne de transmission [BOU-2015].

Les modèles de type « Power Balance » (PWB)

Le formalisme associé est basé sur des considérations énergétiques et macroscopiques des interactions au sein de l'équipement. Il suppose une cavité de dimensions telles que le champ présent soit uniformément réparti, en polarisation et phase (densité de modes importante dans la cavité).

Dans [FLI-2016], un calcul d'efficacité de blindage est proposé, en définissant des surfaces d'absorption associées aux éléments constitutifs du boîtier (parois à pertes, PCB, antennes...). Reposant sur une approche expérimentale, un traitement statistique des données est envisagé par l'insertion d'un brasseur de modes dans le boîtier.

Dans [KOV-2014], l'approche PWB est associée à la théorie des matrices aléatoires (RMT) pour caractériser, statistiquement, les couplages entre deux cavités.

Les modèles topologiques

La représentation topologique est basée sur le formalisme dit « BLT » (pour Baum, Liu et Tesche) déjà présenté dans l'étude précédente (partie 3.B.2).

Dans [JUN-2010], le formalisme BLT est associé au formalisme PWB pour déterminer les niveaux de puissance moyenne dans des environnements complexes (bâtiments...). Un traitement statistique du problème est réalisé.

Les modèles statistiques

Le modèle de couplage aléatoire est un modèle qui permet de traiter le couplage d'une onde électromagnétique dans une enceinte de grandes dimensions (devant la longueur d'onde) et chaotique (densité de modes importante). Cela signifie que les propriétés des ondes dépendent fortement des petites perturbations. Les fluctuations du champ dans la cavité sont statistiquement décrites par la théorie des matrices aléatoires, sous la condition qu'elles ne dépendent que d'un unique paramètre de pertes dans la cavité. Depuis plus de quinze ans, la communauté des électromagnéticiens [ZHE-2006][CAU-2010][HEM-2012][GRA-2014] s'est emparée de cette méthode, initialement mise en œuvre pour résoudre des problèmes de physique nucléaire.

C'est ce modèle qui a été choisi pour étudier les couplages dans un milieu réverbérant courant : un boîtier d'ordinateur. Il est décrit dans le paragraphe qui suit.

3.B.3.b – Le modèle de couplages aléatoires (RCM)

Le modèle de couplages aléatoires est un modèle circuit équivalent statistique à partir duquel les couplages entre accès d'une cavité réverbérante (câbles, PCB...) sont décrits au travers d'une matrice impédance notée $\bar{\bar{Z}}^{cav}$.

La matrice $\bar{\bar{Z}}^{cav}$ est liée au vecteur \bar{V} des tensions appliquées sur chaque accès et au vecteur \bar{I} des courants associés par la relation :

$$\bar{V} = \bar{\bar{Z}}^{cav} \bar{I} \quad (3.B.4)$$

L'impédance $\bar{\bar{Z}}^{cav}$ est gouvernée par deux phénomènes.

Le premier phénomène est déterministe et est défini par l'interaction entre les accès, sans conditions aux limites, c'est-à-dire en absence de la cavité. Il est modélisé par une impédance $\bar{\bar{Z}}^{rad}$, appelée impédance de rayonnement.

Le second phénomène caractérise la partie réverbérante du système (la cavité, en l'occurrence). Les résonances sont ainsi représentées au travers d'une matrice $\bar{\bar{\xi}}$.

Si la cavité est déterministe, la matrice $\bar{\bar{\xi}}$ s'écrit à partir de la contribution des M modes de cavité.

Dans une approche statistique, pour laquelle la cavité a un comportement aléatoire, on définit les modes de cavités à partir de deux matrices $\bar{\bar{W}}$ et $\bar{\bar{\lambda}}$.

La matrice diagonale $\bar{\bar{\lambda}}$ est construite, selon la théorie des matrices aléatoires, à partir de l'Ensemble Gaussien Orthogonal (GOE, en anglais) et représente le spectre de modes propres du système.

La matrice $\bar{\bar{W}}$ modélise les couplages entre les modes propres de la cavité. Ses éléments sont issus d'une loi normale centrée réduite.

On écrit alors :

$$\bar{\bar{\xi}} = -\frac{j}{\pi} \bar{\bar{W}} [\bar{\bar{\lambda}} - j\alpha \bar{\mathbb{1}}]^{-1} \bar{\bar{W}}^T \quad (3.B.5)$$

Avec la grandeur α qui caractérise les pertes dans la cavité.

La matrice générale $\bar{\bar{Z}}^{cav}$ s'écrit alors :

$$\bar{\bar{Z}}^{cav} = j\Im\{\bar{\bar{Z}}^{rad}\} + [\Re\{\bar{\bar{Z}}^{rad}\}]^{1/2} \bar{\bar{\xi}} [\Re\{\bar{\bar{Z}}^{rad}\}]^{1/2} \quad (3.B.6)$$

où $\Re\{\}$ et $\Im\{\}$ désignent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de la quantité.

La connaissance de la matrice $\bar{\bar{Z}}^{cav}$ permet ensuite de calculer un ensemble de grandeurs d'intérêt, qui sont, par exemple, les courants induits au niveau des accès du boîtier.

3.B.3.c – Configuration d'intérêt, maquette de test associée et mesures

La configuration d'intérêt, à l'étude, reproduit celle d'un boîtier d'ordinateur porteur de cartes électroniques. Il s'agit d'évaluer la statistique des niveaux de courants induits sur les accès de ces cartes, caractéristiques des couplages intra-équipement.

Un boîtier métallique, de la taille standard d'un châssis d'ordinateur, a été fabriqué. La face avant, amovible, présente une ouverture, de dimensions équivalentes à celle nécessaire à l'insertion d'un lecteur CD. La figure 3.B.15 montre une photographie de ce boîtier.

Le boîtier peut être rempli avec plusieurs cartes (substrat FR4 classique), sur lesquelles des lignes microrubans, de formes différentes et d'impédance caractéristique 50Ω , ont été imprimées (figure 3.B.16). Un empilement, comportant jusqu'à quatre cartes, a pu être réalisé.

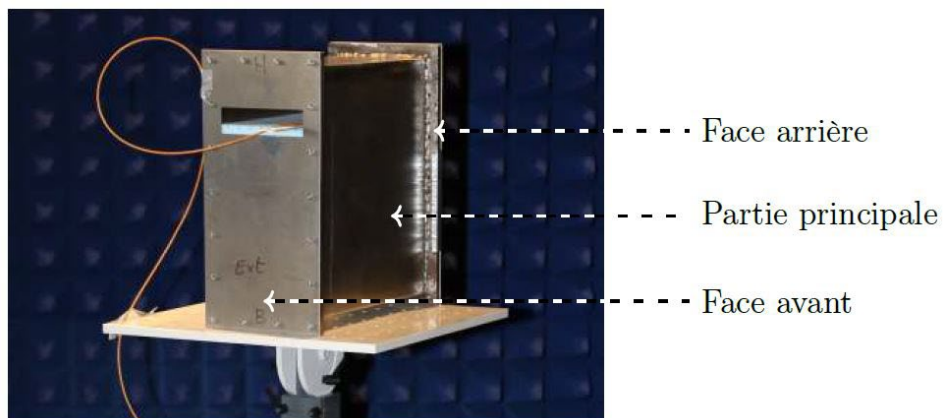


Figure 3.B.15 : photo de la maquette

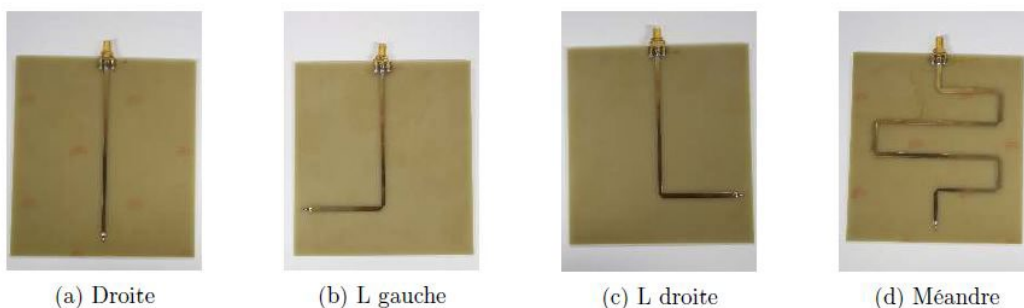


Figure 3.B.16 : différents types de cartes, empilables dans le boîtier

Enfin, pour introduire le caractère aléatoire du boîtier, celui-ci a été équipé d'un brasseur de modes, permettant, lors de la rotation, de changer les conditions aux limites du problème à l'intérieur du châssis (figure 3.B.17).



Figure 3.B.17 : maquette et brasseur (gauche : commande du moteur d'entraînement du brasseur / centre : brasseur / droite : empilement de quatre cartes)

Efficacité de blindage

Une première expérimentation, sur boîtier vide, a été réalisée afin de mesurer son efficacité de blindage. Pour cela, une sonde de champ a été introduite dans le boîtier au travers d'un trou, de la taille de la tête de la sonde, pratiqué dans la face arrière du boîtier.

Les résultats obtenus, pour une illumination en onde plane, à incidence normale sur la face avant, sont présentés figure 3.B.18.

Ils montrent que l'atténuation est au minimum de 55 dB sur toute la bande de fréquences testées, ce qui confirme la capacité de blindage de la structure.

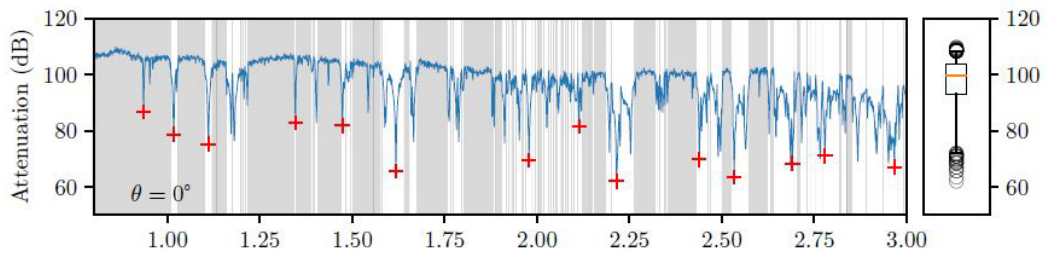


Figure 3.B.18 : atténuation de blindage – illumination en onde plane à incidence normale sur la face avant

Vérification de la chaoticité du boîtier

Comme indiqué précédemment, le caractère chaotique de la cavité est nécessaire pour que la théorie des couplages aléatoires s'applique. Dans [HEM-2005], les auteurs proposent une méthode pour évaluer cette chaoticité. Celle-ci est basée sur les propriétés des valeurs propres de la matrice de répartition normalisée $\bar{\bar{s}}$ de la cavité. En particulier, la phase des valeurs propres doit suivre une loi normale et phase et amplitude doivent être indépendantes.

La matrice $\bar{\bar{s}}$ est liée à la matrice $\bar{\bar{\xi}}$, définie précédemment, par la relation :

$$\bar{\bar{s}} = (\bar{\bar{\xi}} - \bar{\mathbb{1}})(\bar{\bar{\xi}} + \bar{\mathbb{1}})^{-1} \quad (3.B.7)$$

Cette matrice $\bar{\bar{\xi}}$ peut être déterminée expérimentalement, à partir de la mesure de la matrice de répartition $\bar{\bar{S}}_{mes}^{cav}$ du boîtier, réalisée en insérant deux accès (antennes, par exemple) dans le boîtier.

Une fois $\bar{\bar{S}}_{mes}^{cav}$ mesurée, on peut, alors, calculer la matrice impédance $\bar{\bar{Z}}_{mes}^{cav}$ correspondante par la relation :

$$\bar{\bar{Z}}_{mes}^{cav} = [Z_0 \bar{\mathbb{1}}]^{1/2} (\bar{\mathbb{1}} + \bar{\bar{S}}_{mes}^{cav}) (\bar{\mathbb{1}} - \bar{\bar{S}}_{mes}^{cav})^{-1} [Z_0 \bar{\mathbb{1}}]^{1/2} \quad (3.B.8)$$

et d'en déduire la matrice aléatoire, issue de la mesure, $\bar{\xi}_{mes}$:

$$\bar{\xi}_{mes} = \left[\Re \left\{ \bar{Z}^{rad} \right\} \right]^{1/2} \left(\bar{Z}_{mes}^{cav} - \Im \left\{ \bar{Z}^{rad} \right\} \right) \left[\Re \left\{ \bar{Z}^{rad} \right\} \right]^{1/2} \quad (3.B.9)$$

Le boîtier a ainsi été caractérisé sur une bande de fréquences allant de quelques GHz à 26 GHz

Sur la figure 3.B.19, on représente les histogrammes des parties réelles et imaginaires des valeurs propres de \bar{s} ainsi que la densité de probabilité de la phase des valeurs propres de \bar{s} , sur quatre sous-bandes de fréquence.

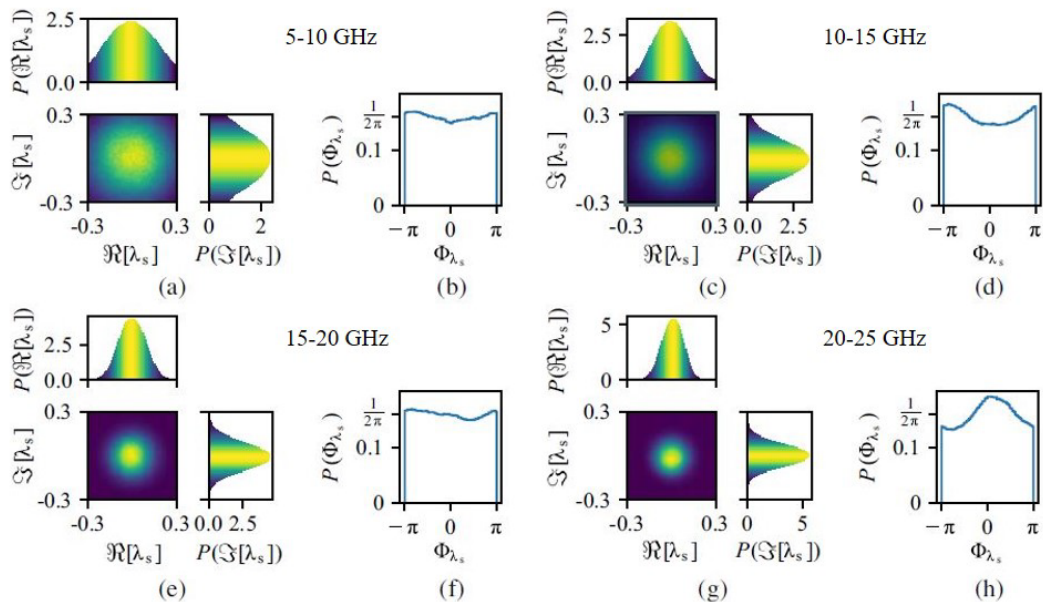


Figure 3.B.19 : histogrammes des parties réelles et imaginaires des valeurs propres de \bar{s} (a), (c), (e), (g) - densité de probabilité de la phase des valeurs propres de \bar{s} (b), (d), (f), (h).

La circularité des histogrammes 2D traduit bien l'indépendance de l'amplitude et de la phase des valeurs propres. Les densités de probabilité répondent presque à une loi uniforme [HEM-2005]. La cavité peut donc être considérée comme chaotique.

Le modèle des couplages aléatoires est bien applicable à la maquette.

3.B.3.d – Mise en œuvre du modèle et résultats

La mise en œuvre du modèle des couplages aléatoires nécessite, au préalable, la détermination des grandeurs principales suivantes :

- La matrice \bar{Z}^{rad} est issue de la matrice de répartition mesurée lorsque les cartes sont en espace libre. Cette expérimentation est réalisable en reconstituant l'empilement des cartes à l'extérieur du boîtier, en espace libre.

- Le nombre M de modes est suggéré par plusieurs auteurs [GRA-2014][ZHE-2006]. Un compromis à $M = 600$ a été choisi.

- Enfin, le paramètre α lié aux pertes dans la cavité, doit être caractérisé. Dans [GIL-2016], les auteurs relient les valeurs du paramètre α aux variances des parties réelles et imaginaires de la matrice $\bar{\xi}_{mes}$.

Tous les éléments sont maintenant connus pour appliquer la méthode statistique des couplages aléatoires.

De nombreuses configurations d'empilement de cartes ont été testées dans le boîtier.

La figure 3.B.20 donne les résultats obtenus dans le cas où la cavité est remplie avec les quatre cartes. L'excitation du système se fait en alimentant la carte en position Pos. 1 (fig. 3.B.17 droite). Les mesures des matrices de répartition liant tous les accès sont réalisées avec un analyseur de réseau.

En appliquant la méthode décrite précédemment, on peut calculer les distributions des courants induits au point d'accès de chaque carte. Les résultats, obtenus à partir de grandeurs mesurées, sont comparés à ceux obtenus avec le modèle de couplages aléatoires. Les indices « Pos. i » définissent la position, dans l'empilement, de la carte considérée. La grandeur représentée est la fonction de répartition du courant induit

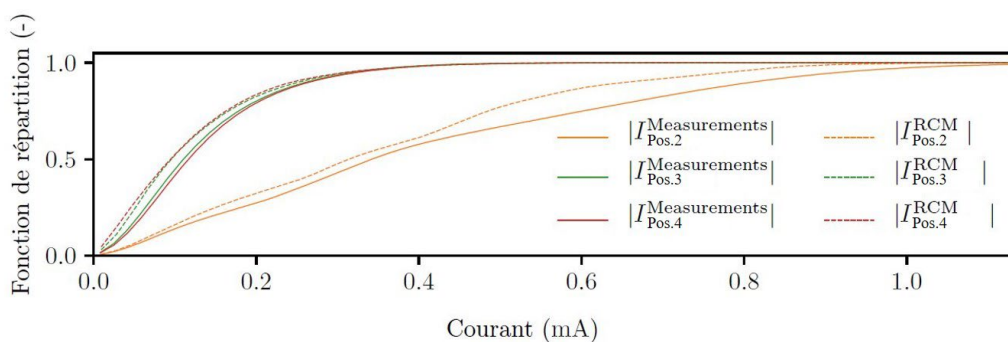


Figure 3.B.20 : histogrammes des parties réelles et imaginaires des valeurs propres de \bar{s} (a), (c), (e), (g) - densité de probabilité de la phase des valeurs propres de \bar{s} (b), (d), (f), (h).

Le comportement statistique des courants induits, calculés avec le modèle de couplages aléatoires, reproduit assez fidèlement, celui déduit des mesures

réalisées. On vérifie que les niveaux de courants induits sur la carte en position Pos. 2, la plus proche de la carte « source », sont les plus élevés statistiquement : ces deux cartes sont en vue directe. La carte en position Pos. 2 semble, en revanche, jouer un rôle d'écran pour les deux autres cartes en positions Pos. 3 et Pos.4.

3.B.3.e – Conclusion

La sécurité électromagnétique des systèmes d'information est un enjeu majeur aujourd'hui. Deux aspects prédominent. Le premier concerne la fiabilité de fonctionnement, garantissant l'intégrité des signaux véhiculés et leur disponibilité. Le second vise à assurer la confidentialité des informations transportées

Caractériser les phénomènes présents dans ces équipements, les modéliser et concevoir des protections est une tâche rendue difficile par la complexité structurelle grandissante de ces systèmes d'information.

L'approche, rassurante, d'une modélisation dite « full-wave », accessible aisément au travers des nombreux logiciels commerciaux de simulation, n'est plus envisageable aussi simplement. Les temps de calcul et la taille des problèmes sont souvent rhédictoires.

Le modèle des couplages aléatoires mis en œuvre, dans cette étude, en est une alternative très intéressante. De façon assez rapide, il permet de simuler des systèmes réverbérants complexes et fournit des statistiques sur les grandeurs d'intérêt.

3.B.4 – REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [AGR-1980] A. K. Agrawal, H. J. Price, and S. H. Gurbaxani. « Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, EMC-22(2):119–129, 1980.
- [BAC-2004]]M. G. Backstrom and K. G. Lovstrand. « Susceptibility of electronic systems to high-power microwaves: Summary of test experience ». IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 46(3):396–403, 2004. ISSN 0018-9375.
- [BAU-1978] C. E. Baum, T. K. Liu, and F. M. Tesche, "On the Analysis of General Multiconductor Transmission Line Networks," Interaction Notes, Note 350, Kirtland AFB, NM, 1978.
- [BOU-2015] A. Boutar, A. Reineix, C. Guiffaut, and G. Andrieu, « An efficient analytical method for electromagnetic field to transmission line coupling into a rectangular enclosure excited by an internal source », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 57(3):565–573, June 2015.
- [CAU-2010] F. Caudron, A. Ouslimani, R. Vézinet, A. Kasbari, J. -. Lavergne and J. -. Borrod, « Study of the front door coupling into a complicated enclosure », 2010 International Symposium on Signals, Systems and Electronics, 2010, pp. 1-4.
- [FIS-1935] R.A. Fisher, « The design of experiments », Oliver and Boyd, 1935.
- [FLI-2016] I. D. Flintoft, S. L. Parker, S. J. Bale, A. C. Marvin, J. F. Dawson, and M. P. Robinson, « Measured average absorption cross-sections of printed circuit boards from 2 to 20 GHz », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 58(2):553–560, 2016.
- [GIL-2016] Gil Gil, J., Z. B. Drikas, T. D. Andreadis, and S. M. Anlage, « Prediction of induced voltages on ports in complex, three-dimensional enclosures with apertures, using the random coupling model », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 58, No. 5, 1535–1540, Oct. 2016.
- [GOU-2001] Jacques Goupy, «Introduction aux Plans d'expériences». Dunod. Paris. 303 pages. (2001).
- [GRA-2014] Gabriele Gradoni, Jen-Hao Yeh, Bo Xiao, Thomas M. Antonsen, Steven M. Anlage, and Edward Ott. « Predicting the statistics of wave transport through chaotic cavities by the random coupling model: A review and recent progress ». Wave Motion, 51(4):606 – 621, 2014.

- [GUR-2016] Mordechai Guri, Matan Monitz, and Yuval Elovici. « Usbee: air-gap covert-channel via electromagnetic emission from usb », In 2016 14th Annual Conference on Privacy, Security and Trust (PST), pages 264–268. IEEE, 2016.
- [HEL-2001] M. Hélier, « Techniques micro-ondes: Structures de guidage, dispositifs passifs et tubes micro-ondes », Ellipses, 2001.
- [HEM-2005] Sameer Hemmady, Xing Zheng, Thomas M Antonsen Jr, Edward Ott, and Steven M Anlage, « Universal statistics of the scattering coefficient of chaotic microwave cavities », *Physical Review E*, 71(5):056215, 2005.
- [HEM-2012] S. Hemmady, T. M. Antonsen, E. Ott and S. M. Anlage, « Statistical Prediction and Measurement of Induced Voltages on Components Within Complicated Enclosures: A Wave-Chaotic Approach », in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 4, pp. 758-771, Aug. 2012.
- [HIR-2005] D. Hirata, N. Kuwabara, Y. Akiyama and H. Yamane, "Influence of appliance state on transmission characteristics of indoor AC mains lines in frequency range used power line communication," 2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005, pp. 715-720 Vol. 3.
- [HOU-2020] V. Houchouas, « Sécurité de fonctionnement électromagnétique des systèmes d'information : application à l'étude statistique des couplages en milieu réverbérant », *Thèse de doctorat*, Sorbonne Université, 2020.
- [JUN-2010] Isabelle Junqua. « Pénétration des ondes électromagnétiques haute fréquence dans des systèmes : analyse et évaluation par l'approche Power Balance », *Thèse de doctorat*, Université de Lille 1, 2010.
- [KAS-2013] C. Kasmi, « Application de la topologie électromagnétique à la modélisation du réseau énergétique basse tension : étude statistique des perturbations conduites », *Thèse de doctorat*, Université Pierre et Marie Curie, 2013.
- [KAS-2013-b] Chaouki Kasmi, Marc Hélier, Muriel Darces, Pierre-Michel Ricordel, « "New de-embedding method to measure the RF input impedance of grid-powered devices », *IET Digital Library (Electronics Letters)*, 2013, volume : 49 (Issue : 19), pp.1218 – 1219.
- [KAS-2013-c] Chaouki Kasmi, Marc Hélier, Muriel Darces, Emmanuel Prouff. « Design of experiments for factor hierarchisation in complex structure modelling », *Advanced Electromagnetics*, 2013, Volume : 2(1), pp.59-64.
- [KAS-2013-d] Chaouki Kasmi, Marc Hélier, Muriel Darces, Emmanuel Prouff. « Generalised Pareto distribution for extreme value modelling in electromagnetic

compatibility », *Electronics Letters*, Institution of Engineering and Technology, 2013, Volume : 49 (Issue : 5), pp.334 – 335.

[KAS-2014] Chaouki Kasmi, Marc Hélier, Muriel Darces, Emmanuel Prouff. « Modeling extreme values resulting from compromising electromagnetic emanations generated by an information system », *Comptes Rendus Physique*, Elsevier Masson, May 2014, Volume : 15 (Issue : 5), pp.415 – 420.

[KOV-2014] L. Kovalevsky, R. S. Langley, and A. Barbarulo, « Method for determining statistical mean and variance of electromagnetic energy transmission between coupled cavities », In 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 1007–1011, Sep. 2014.

[LAL-2011] S. Lalléchère, P. Bonnet, I. E. Baba and F. Paladian, "Unscented transform and stochastic collocation methods for stochastic electromagnetic compatibility," *CEM'11 Computational Electromagnetics International Workshop*, 2011, pp. 24-29, doi: 10.1109/CEM.2011.6047322.

[MAN-2012] P. Manfredi and F. G. Canavero, "Statistical analysis of multiconductor cables and interconnects with internal variability and field coupling," 2012 42nd European Microwave Conference, 2012, pp. 348-351, doi: 10.23919/EuMC.2012.6459107.

[MAoN-2008] D. Månsson, R. Thottappillil and M. Bäckström, "Propagation of UWB Transients in Low-Voltage Power Installation Networks," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no. 3, pp. 619-629, Aug. 2008, doi: 10.1109/TEMC.2008.927927.

[PAR-1991] J.P. Parmantier, « Approche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques », Thèse de doctorat, Université de Lille1, 1991.

[PIC-1975] J. Pickands, « Statistical inference using extreme order statistics », *Ann. Statist.* 03 (1975).

[RAB-2018] A. Rabat, P. Bonnet, K. E. K. Drissi, and S. Girard, « Analytical formulation for shielding effectiveness of a lossy enclosure containing apertures », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 60(5):1384–1392, Oct 2018.

[RAC-2012] F. Rachidi. « A review of field-to-transmission line coupling models with special emphasis to lightning-induced voltages on overhead lines », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 54(4): 898–911, 2012.

[RAN-2002] V. Rannou, F. Brouaye, M. Hélier, and W. Tabbara, "Kriging the quantile: application to a simple transmission line model," *Inverse Problems*, vol. 18, pp. 31-48, 2002.

- [ROB-1998] M. P. Robinson, T. M. Benson, C. Christopoulos, J. F. Dawson, M. D. Ganley, A. C. Marvin, S. J. Porter, and D. W. P. Thomas, « Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 40(3):240–248, 1998.
- [SEL-2018] Jayaprakash Selvaraj. « Intentional electromagnetic interference attack on sensors and actuators », *PhD*, Iowa State University, 2018.
- [TAJ-1996] N. Tajvidi, « Characterisation and some statistical aspects of univariate and multivariate generalised pareto distributions », *Ph.D. thesis*, Citeseer (1996).
- [VAN-1985] Wim van Eck, « Electromagnetic radiation from video display units: An eavesdropping risk? », *Computers & Security*, Volume 4, Issue 4, 1985, Pages 69-286, ISSN 0167-4048.
- [VUA-2009] Martin Vuagnoux and Sylvain Pasini. « Compromising electromagnetic emanations of wired and wireless keyboards », In *USENIX security symposium*, pages 1–16, 2009.
- [ZHE-2005] Xing Zheng. « Statistics of impedance and scattering matrices in microwave chaotic cavities: the random coupling model », *PhD Thesis*, University of Maryland, 2005.
- [ZHE-2006] Zheng, X., T. M. Antonsen, and E. Ott, « Statistics of impedance and scattering matrices in chaotic microwave cavities: Single channel case », *Electromagnetics*, Vol. 26, No. 1, 3–35, 2006.