



TDF – Centre de Mesures d'Antennes
Service d'Expertises Radioélectriques
La haute Galesnais
35340 LIFFRE

RAPPORT DE STAGE 2006

Simulations d'antennes avec CST-MWS

Sous la responsabilité de : **Pierre-Yves Jézéquel**
Lieu : **Centre de Mesures d'Antennes TDF à Liffre**
Encadrant Université RENNES 1 : **Laurent Le Coq**
Stage effectué par **Nicolas Nobilet**
Master 2 SEO
Période : **3 Avril 2006 au 31 Août 2006**

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier les personnes suivantes pour l'aide qu'ils m'ont apportées durant mes 5 mois passés à TDF.

M. Pierre-Yves JEZEQUEL

M. Philippe PIOLE

M. Claude VINATIER

M. Gilbert AMIAUX

M. Allal OUBEREHIL

M. Laurent LEZE

M. Jean ORY

M. Jean-Yves LAURENT

M. Philippe BRIEND

Je remercie également M. François JACQUIN, responsable du Service d'Expertise Radioélectrique, pour m'avoir accueilli dans son service et également M. Laurent Le Coq ingénieur au sein de l'IETR qui aura été mon encadrant à l'université de Rennes1.

Je voudrais remercier aussi M. Jérôme Mollet, représentant de CST en France, ainsi que toutes les personnes de la Hotline de CST en Allemagne, pour toutes les réponses qu'ils ont apportées à mes questions.

Enfin, je voudrais remercier tous mes collègues stagiaires qui m'ont accompagné durant cette période.

SOMMAIRE

1	INTRODUCTION.....	4
1.1	Présentation de mon stage	4
1.2	Présentation de l'entreprise TDF	6
1.3	Présentation du CMA de Liffré	8
1.4	Propagation des ondes	14
1.5	Qu'est ce que l'onde de surface ?	18
1.6	Rappels sur les équations de Maxwell.....	19
2	INTRODUCTION AU LOGICIEL DE CST ET DE LA FIT	22
2.1	Présentation de CST	22
2.2	Méthode de discrétisation	23
3	PREMIER PAS SUR CST-MWS	30
3.1	Etude d'un monopole à 100MHz.....	30
4	LA TOUR DVRN	47
4.1	Etude de la tour de Perpignan	47
4.1.1	Simulation de la tour DVRN de Perpignan en PEC	48
4.1.2	Simulation de la tour en béton armé avec un cylindre creux	58
4.1.3	Simulation de la tour en béton armé avec des barres de PEC	62
4.1.4	Mesures des champs sur le modèle en PEC	65
4.2	Etude de la Tour de Strasbourg	70
4.2.1	Modèle en PEC.....	70
4.2.2	Modèle béton armé avec cylindre creux.....	72
4.2.3	Modèle béton armé avec barres de PEC.....	74
5	ANTENNE DAR 1100.....	75
6	PANNEAU FM	76
6.1	Panneau sur arête	76
6.2	Panneau sur face	86
7	CONCLUSION :.....	91

1 Introduction

1.1 Présentation de mon stage

Le but de mon stage est de modéliser et de simuler des antennes qui sont utilisées au sein de TDF. Il s'agit essentiellement d'antennes en ondes moyennes. Mon stage consistera tout d'abord, à maîtriser le logiciel de simulation électromagnétique CST-Microwave Studio, qui est utilisé dans l'industrie, afin par la suite de pouvoir réaliser des études s'appuyant sur ce logiciel.

Le but ici est donc, par le biais de la simulation, de réaliser plusieurs études portant sur différents paramètres, afin d'améliorer le rendement de l'antenne et, également, de voir leurs influences.

Les simulations que je vais réaliser, vont permettre à TDF de s'appuyer sur des résultats théoriques. Cela nécessitera donc, une certaine adaptation afin d'être valide en pratique. Néanmoins, la simulation donne une idée sur la démarche et sur les ordres de grandeurs à adopter.

Différentes antennes seront étudiées mais, une grosse partie de mon stage consiste à étudier et à optimiser une antenne inventée chez TDF et dont le brevet vient d'être posé. Il s'agira également, de s'intéresser à un mode de propagation qui n'est pas beaucoup utilisé et qui est un peu délaissé par le monde industriel ; la propagation par onde de sol. Le but serait, au travers de ces antennes utilisant ce type de propagation, de réaliser un modèle ne représentant que cette onde. Pour cela, il est important de comprendre, comment le logiciel de CST fonctionne, et à partir de quelles équations il s'appuie.

Dans la dernière partie de mon stage, une étude en collaboration avec les personnes réalisant les mesures a été faite sur un panneau FM, permettant ainsi de me mettre en relation avec les différentes équipes au sein de l'entreprise.

La présentation de mon travail durant ce stage, va être présentée sous deux formes : un rapport complet destiné à TDF (avec tous les paramètres de modélisation, les résultats obtenus et les comparaisons faites avec les mesures) et un rapport public, où les parties confidentielles seront retirées.

ABSTRACT

The aim of my training course is the modeling and the simulation of antennas which are used within TDF. The objective is to know an electromagnetic software of simulation in 3D which is called CST MWS which is used in industry. They are antennas in medium waves. The aim here is thus, by the means of simulation, to make several studies relating to various parameters in order to improve the output of the antenna and also to see their influences. Simulations which I will carry out will allow at TDF to be based on theoretical results. That will thus require a adaptation in order to be valid in practice nevertheless simulation gives an idea on the step and the orders of magnitude to be adopted. Various antennas will be studied but a large part of my training course consists in studying and optimizing an antenna to invent at TDF. It will also be a question of being interested in a mode of propagation which is not much to use and which is a little to forsake by the industrial world, propagation by wave of ground. The aim would be through these antennas using this type of propagation to carry out a model representing only this wave. For that it is important to understand how the software of CST functions and starting from which equations they rest. In the last part of my training course a study in collaboration with the people carrying out measurements was made on a panel FM thus making it possible to put to me in relation to the various teams within the company.

The presentation of my work during this training course will be presented in two forms: a full report intended for TDF (with all the parameters of modeling, the results obtained and the made comparisons measurements) and a public report, where the confidential parts will be withdrawn.

1.2 Présentation de l'entreprise TDF

Télédiffusion de France (TDF) est une entreprise qui propose principalement des services de diffusion de contenus audiovisuels, mais qui se développe également actuellement dans les domaines des services d'information multimédia, du transport intelligent et la diffusion sur Internet.

Ses clients principaux sont donc :

- Les télévisions (télédiffusion analogique et numérique, mais aussi activités allant « du tournage aux régies ») ;
- Les radios (télédiffusion, traitement du son ...)
- Les opérateurs télécoms (prestations d'accueil sur site, de maintenance, de mesures ...).

En 1975, l'éclatement de l'ORTF (Office de Radio Télévision Français) constitue un tournant majeur dans l'histoire de la radiotélévision française. Sept organismes voient alors le jour :

- 4 sociétés nationales de programmes (Radio France, TF1, A2 et FR3).
- La SFP, chargée de la production ;
- Deux établissements publics à caractère industriel et commercial (l'INA et **TDF**).

Formé à partir du regroupement de la régie de diffusion et de la direction de l'action technique de l'ancien Office, l'organisme chargé de la diffusion prend le nom de TéléDiffusion de France. A sa naissance, TDF est doté d'un réseau de liaisons hertziennes long de 38000 km et d'un important parc immobilier.

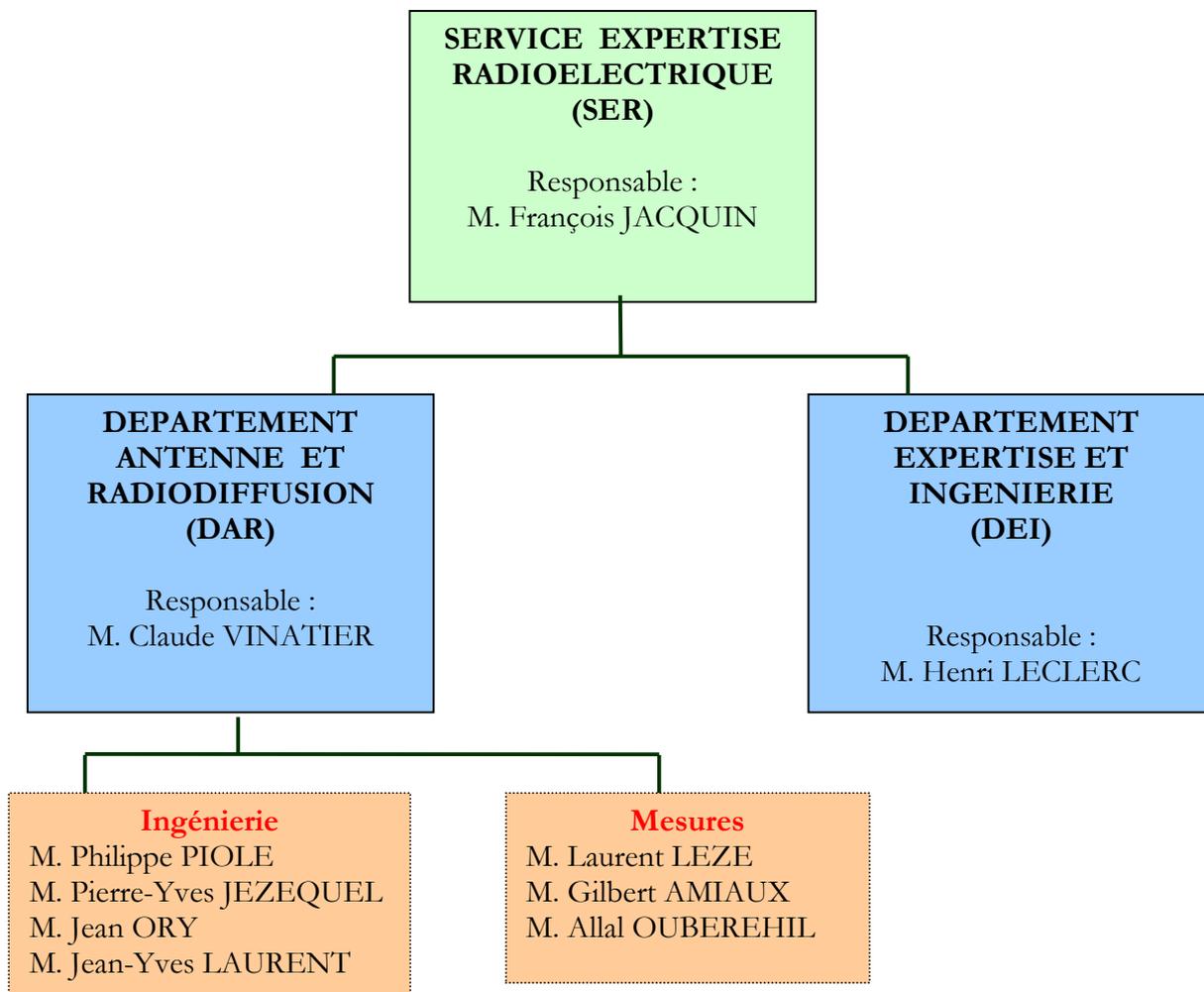
En juin 1987, TDF change de statut et devient une SA. Cette rupture succède à l'adoption d'une démarche commerciale vers 1983-1984, mais est surtout due à la loi sur l'audiovisuel promulguée le 30 septembre 1986.

En 1991, le groupe France Telecom détient 100 % du capital de TDF, puis en 2002 il cède TDF à un consortium dans lequel elle conserve une participation. L'actionnariat de TDF est alors composé de CDC Equity Capital et Chaterhouse, de la Caisse des Dépôts et Consignation et de France Télécom. En novembre 2004, France Télécom a cédé l'intégralité de sa participation résiduelle dans TDF aux autres actionnaires.

La société TDF est divisée en plusieurs parties. Une de ces parties est constituée par le Département Antenne et Radiodiffusion (DAR). Celui-ci comprend le Centre de Mesures d'Antenne de Liffré (CMA), qui lui même dépend du Service d'Expertise Radioélectrique (SER) rattaché à la Direction des Sites (DSIT).

Les activités au sein du CMA sont les suivantes :

- l'ingénierie (conception et amélioration des points d'émission, veille technologique) assurée par M. Philippe PIOLE, M. Pierre-Yves JEZEQUEL, M. Jean ORY, M. Jean-Yves Laurent.
- les mesures (expertises d'antennes dans de multiples configurations de 64 MHz à 40 GHz) réalisées par M. Gilbert AMIAUX, M. Allal OUBEREHIL et M. Laurent LEZE.



Organisation du Service d'Expertises Radioélectriques (SER)

1.3 Présentation du CMA de Liffré

Le CMA a été créé par TDF en 1986 pour assurer l'étude, l'expertise et l'assistance technique dans le domaine des antennes. Son rôle principal est la caractérisation d'ensembles rayonnants. Cette tâche s'applique à l'expertise de produits industriels, à la validation de prototypes ou d'ingénieries particulières et à l'étude d'antennes ou d'arrangements spécifiques d'antennes. Avec tout l'équipement nécessaire permettant de travailler de 40 MHz à 26 GHz, il est ainsi possible au CMA de caractériser un ensemble rayonnant par :

- ses diagrammes de rayonnement (découpes dans les plans principaux, taux d'ellipticité, protection de polarisation)
- son gain (isotrope ou doublet), par comparaison avec des antennes étalon,
- son adaptation (impédance, ROS), en utilisant des analyseurs de réseau avec les antennes en situation,
- sa tenue mécanique, en utilisant une table vibrante.

Pour effectuer toutes ces mesures, Le CMA dispose de quatre directions de mesure, qui sont en fait quatre bases de mesures indépendantes, chacune permettant de travailler dans un domaine particulier. Chaque site est équipé d'un système d'acquisition et de traitement des données. Depuis peu, c'est le même logiciel de gestion des mesures qui est utilisé sur toutes les bases.

Voici une description rapide des quatre directions de mesure.

La base à ondes de sol (BOS)

Ce site permet de mesurer les caractéristiques d'une antenne fixée sur différents supports (par exemple un pylône) pour des fréquences allant de 60 MHz à 1 GHz. Cela permet de simuler le diagramme de rayonnement d'antennes (TV, Radio, GSM) en environnement réel. La particularité de cette base de mesures est l'utilisation de l'onde réfléchie par le sol. L'antenne sous test, fixée sur sa structure en haut de la tour (à 70 m environ de l'illuminant, à une hauteur d'environ 15 m au-dessus du sol), reçoit ainsi l'onde directe et l'onde réfléchie par le sol, l'ensemble étant incliné de 12° vers le sol. En faisant varier la hauteur de l'antenne émettrice, on parvient à mettre en phase ces deux ondes au niveau de l'antenne sous test (recherche de maxima de champ reçu). Les appareils de mesure utilisés sur cette base sont l'analyseur d'antenne ESTAR 2110, conçu en interne au CMA ou un analyseur de réseau HP8753E.

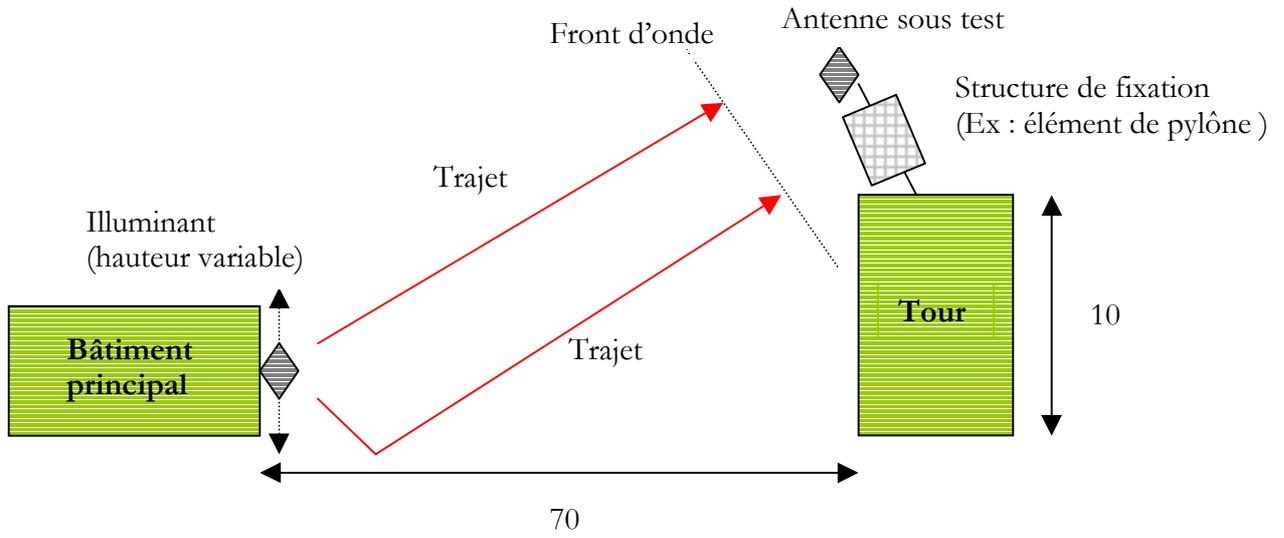


Schéma de principe de la Base à Ondes de Sol



Antennes sous test sur la BOS
A gauche, antenne d'émission de la BOS (illuminant)



A droite antenne d'émission FM pour la cathédrale de Lyon

Exemples de structures de pylônes fixées sur le positionneur de la tour

L'arche

Cette base de mesures est utilisée pour caractériser les antennes installées sur les véhicules dans la gamme de fréquences allant de 60 MHz à 2 GHz. Elle permet de scruter le champ autour de l'antenne dans une demi sphère grâce à une structure particulière. Des sondes (dipôles) sont disposées sur un bras qui peut tourner autour de l'antenne à tester, permettant ainsi de prélever le champ rayonné dans un demi-espace. Au sol, l'arche est munie de rails permettant d'orienter l'élément sous test dans toutes les directions, de façon continue. L'influence du support (véhicule ou autre) et du sol est prise en compte. L'arche peut également être utilisée pour tester les récepteurs ou téléphones portables pour lesquels l'influence du sol ou de l'être humain portant le récepteur est importante. Les appareils de mesure utilisés sont un analyseur de réseau HP ou Rohde & Schwartz ZPV, un mesureur de champ ESVP, un analyseur d'antenne ESTAR 2110.



Photo 1 : Voiture sous test sous le bras de l'arche

La chambre anéchoïque

Ce site est utilisé pour mesurer les caractéristiques d'antennes de petites dimensions et pour rechercher le centre de phase des sources primaires des antennes à réflecteurs. C'est une pièce blindée de 20 m de long (soit 15 m de longueur de mesure utilisable), 9 m de haut et 9 m de large, dans laquelle les réflexions des ondes électromagnétiques sont contrôlées. Les conditions de propagation en espace libre sont ainsi recréées dans un volume à l'abri des intempéries et des perturbations électromagnétiques. La chambre anéchoïque fonctionne pour des fréquences allant de 1 GHz à 40 GHz. La réflectivité obtenue, c'est-à-dire le rapport entre la puissance des ondes réfléchies par les parois au niveau de l'antenne et la puissance de l'onde directe, est meilleure que 40 dB. La faradisation est supérieure à 100 dB en onde plane (110 dB à 36 GHz). Pour les mesures, on utilise un récepteur Scientific Atlanta 1783 (2 voies amplitude et phase).

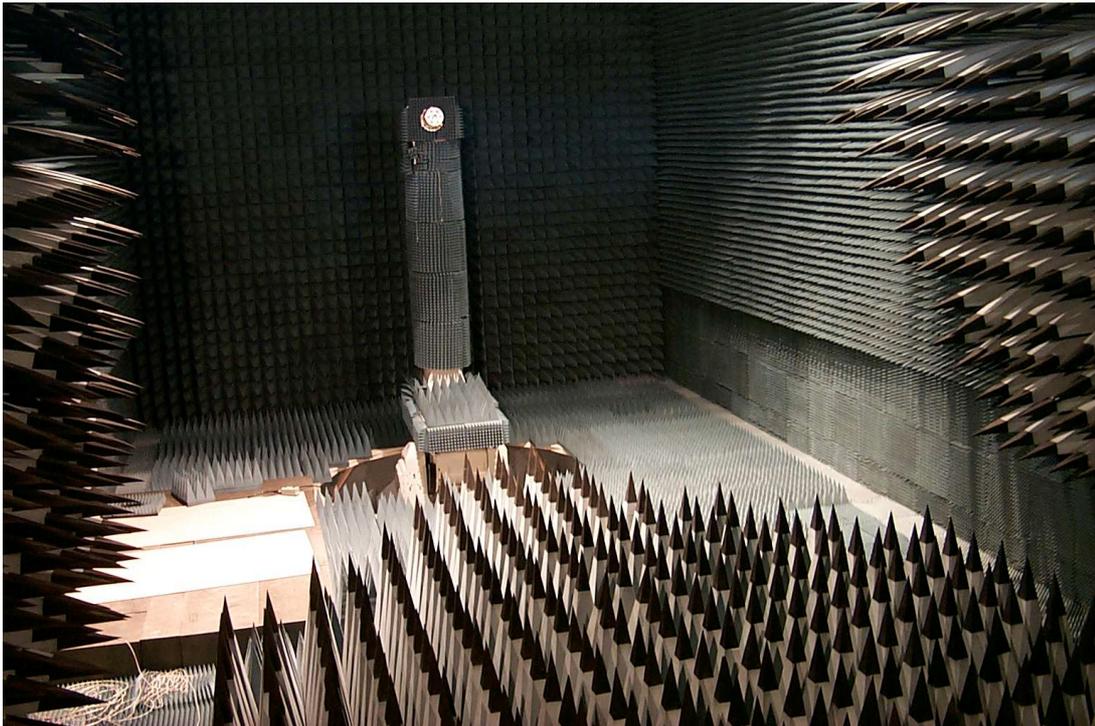


Photo 2 : La chambre anéchoïque

Les bases hyperfréquences extérieures

Ces deux bases permettent de faire des mesures en champ lointain (zone de Fraunhofer respectée). Le premier ellipsoïde de Fresnel est ainsi largement dégagé. Les antennes les plus fréquemment testées sur ces bases sont les antennes de réception de type professionnel ou grand public (jusqu'à 4 m de diamètre et 800 kg). Deux points d'émission sont disponibles. L'un à 400 m pour la bande 3-18GHz, et l'autre à 1135 m pour la bande 8-26GHz. Ces deux bases sont reliées au centre de mesures par l'intermédiaire de modems et d'une simple ligne téléphonique. La zone relativement dégagée combinée à la directivité de l'émission (grande précision du positionnement 0,02° sur chaque axe: codeur optique 16 bits) permet d'éviter les réflexions parasites et d'obtenir une précision suffisante sur le niveau des lobes secondaires. Le récepteur de mesure utilisé est de type Scientific Atlanta 1783 (2 voies amplitude et phase).



Photo 3 : Base de mesure hyperfréquences en espace libre (à 400 m)

Le pylône RADIOCOM

Ce pylône permet d'effectuer différentes mesures en GSM, UMTS et TV numérique à l'aide de la base située à 1100 m. En effet, ce modèle de pylône est très couramment utilisé pour émettre les signaux radiocom, les conditions réelles d'utilisation peuvent donc être reproduites facilement. Il a été utilisé notamment pour des mesures de découplages pour des antennes de TV numérique et radiocom.



Photo 4 : Pylône Radiocom

1.4 Propagation des ondes

Les ondes radioélectriques (dites **ondes radio**) sont des ondes électromagnétiques dont la fréquence d'onde est par convention comprise entre 9 kHz et 3000 GHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde de 33 km à 0,1 mm.

Une **onde radio** est classée en fonction de sa fréquence ; l'ensemble de ces fréquences constitue le **spectre radiofréquence**.

Désignation	Fréquences	Longueur d'onde
ELF (<i>extremely low frequency</i>)	3-30 Hz	100000 km – 10000 km
SLF (<i>super low frequency</i>)	30–300 Hz	10000 km – 1000 km
ULF (<i>ultra low frequency</i>)	300–3000 Hz	1000 km – 100 km
VLF (<i>very low frequency</i>)	3 à 30 kHz	Myriamétrique, 100 km à 10 km
LF (<i>low frequency</i>)	30 kHz à 300 kHz	Kilométrique ou ondes longues, 10 km à 1 km
MF (<i>medium frequency</i>)	300 kHz à 3 MHz	Hectométrique ou ondes moyennes, 1 km à 100 m
HF (<i>high frequency</i>)	3 MHz à 30 MHz	Décamétrique ou ondes courtes, 100 m à 10 m
VHF (<i>very high frequency</i>)	30 MHz à 300 MHz	Métrique, 10 m à 1 m
UHF (<i>ultra high frequency</i>)	300 MHz à 3 GHz	Décimétrique, 1 m à 10 cm
SHF (<i>super high frequency</i>)	3 GHz à 30 GHz	Centimétrique, 10 cm à 1 cm
EHF (<i>extremely high frequency</i>)	30 GHz à 300 GHz	Millimétrique, 1 cm à 1 mm

On retrouve en fonction de la longueur d'onde les appellations suivantes :

Les ondes Kilométriques : elles sont peu absorbées par le sol. On utilise l'onde directe de sol jusqu' à des distances de plusieurs centaines de kilomètres.

Les ondes hectométriques : elles ont une zone d'action par onde de sol directe jusqu'à 100 ou 200km (en moyenne). Une onde indirecte réfléchiée par la première couche ionisée est reçue au sol à partir de 100km créant une zone d'interférence avec l'onde directe. Une deuxième onde indirecte réfléchiée par les couches supérieures fissure une zone d'écoute utilisable au delà de 200km.

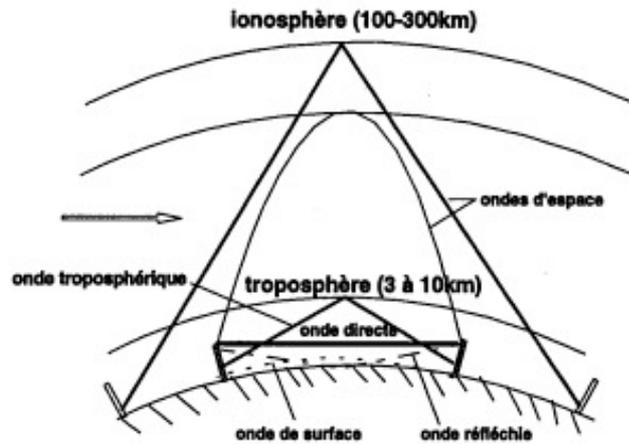
Les ondes décamétriques : elles sont très absorbées par le sol. Elle sont dirigées vers les couches « E » et « F » afin d'atteindre leur zone de service par réflexion.

Les ondes métriques : elles sont également absorbées par le sol. Elles sont émises par des antennes surélevées de façon à ce que leurs parcours s'effectue si possible très au dessus du sol. Leur portée dépasse un peu la portée optique.

Les ondes décimétriques : elles sont émises de la même façon que les précédentes. Leur portée un peu plus réduite.

Les ondes centimétriques : elles sont utilisées seulement pour la transmission point par point. La visibilité optique est indispensable. Les conditions météorologiques locales ont une très grande influence sur la propagation de ces ondes.

Une onde se propage par différents modes. Sa propagation va dépendre de sa fréquence donc de sa longueur d'onde ainsi nous pouvons représenter les différents modes de propagation de la manière suivante :



Pour mon étude le domaine des ondes concernées sont les ondes hectométriques ou ondes moyennes c'est à dire que la longueur d'onde est de l'ordre de la centaine de mètres pour des fréquences allant 500KHz à 1600KHz (λ allant de 187.5m à 600m).

Ondes hectométriques :

Les stations de radiodiffusion sur la bande des Petites Ondes (entre 600 et 1500KHz) ont des puissances pouvant aller jusqu'à plusieurs centaines de kilowatts. Elles utilisent encore l'onde de sol pour couvrir une zone ne dépassant guère une région française mais bénéficient après le coucher du soleil des phénomènes de propagation ionosphérique.

Dans cette gamme, la portée de l'onde de surface varie entre 80km pour les fréquences supérieures de la gamme, et environ 300km pour les fréquences inférieures. Ceci dépend de la puissance de l'émetteur, mais en général cette puissance est comprise entre 100 et 300kW. La réception de l'onde indirecte n'est pas possible de jour, étant donné l'absorption très forte de cette onde par les couches E et F. De nuit la réception de l'onde indirecte est bonne aux distances allant de 150 à 5000km. De nuit également, il existe généralement une zone où les ondes directes et indirectes ont presque la même amplitude ; cette zone est affectée par un fading violent. Au-delà d'une certaine distance, seule l'onde indirecte est reçue, mais une certaine tendance au fading subsiste à cause des variations ionosphériques.

Il est à remarquer que les ondes sont sensibles aux obstacles de dimensions plus grandes que la longueur d'onde : à une puissance d'émission donnée et, toutes choses égales par ailleurs, plus la fréquence de l'onde sera faible (c'est-à-dire plus la longueur d'onde sera importante), plus l'onde pourra se propager sur une longue distance et passer outre aux obstacles. Réciproquement, un radar sera d'autant plus précis (sera sensible à des détails d'autant plus fins) qu'il utilisera des ondes courtes : si les premiers radars avaient du mal à voir un avion (ondes décimétriques), les derniers utilisés pendant la Seconde Guerre mondiale pouvaient repérer un périscope de sous-marin (onde centimétrique).

Cependant, dans le cas des ondes radios, la partie de la haute atmosphère appelée ionosphère produit partiellement un effet de miroir, qui permet aux ondes « courtes » et, dans une moindre

mesure, les ondes « moyennes », de se propager en dépit de la rotondité de la terre, alors que les ondes « longues » ne profitent pas de cet effet.

En Europe, les radios publiques et commerciales émettent en AM en ondes longues (OL ou GO ou LW de 150 kHz - 281 kHz), moyennes (OM ou PO ou MW de 520 kHz - 1 620 kHz) et courtes (OC ou SW sur 12 bandes de 2 300 kHz à 26 100 kHz). En Amérique du nord, en mode commercial, les stations de radio en modulation d'amplitude émettent dans la bande 540-1610 KHz.

La modulation d'amplitude est la variation en amplitude d'un signal électrique haute fréquence HF modulé par un signal électrique basse fréquence BF, elle se traduit par l'adjonction à la fréquence porteuse HF de deux bandes latérales (supérieure et inférieure) qui transportent le signal audio

En Europe, la largeur de canal dans les gammes d'ondes nommées plus haut est de 9kHz. La largeur du spectre du signal modulé est le double de la plus haute fréquence présente dans le signal modulant. Donc nous pouvons transmettre un signal audio de 4,5kHz au maximum. Cela explique pourquoi la qualité des émissions en AM est mauvaise. Cela n'est pas dû au type de modulation utilisée, mais à la largeur de bande disponible.

Sur les fréquences inférieures à 1 MHz (Grandes Ondes, Petites Ondes) on constate que le niveau du signal diminue régulièrement au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'émetteur E. Cette diminution progressive dépend de la conductibilité du sol : l'eau de mer, qui est un assez bon conducteur du courant électrique, favorise la propagation de cette onde qui suit la courbure terrestre .Sans l'onde de sol, la station E ne pourrait être entendue au point A, situé au delà de l'horizon optique, donc hors de vue pour E par le rayon direct (en bleu). Le point B, situé au-delà du seuil d'audibilité de l'onde de sol, ne pourra être couvert qu'au travers d'une onde réfléchi sur l'ionosphère.



L'onde de sol est une *onde de surface*. Elle se propage en suivant la surface de la Terre comme une onde guidée suit la ligne qui lui sert de rails. La ligne, ici est le sol. S'il est bon conducteur (océan, marais...) l'affaiblissement du champ électrique sera modéré et la portée sera plus grande, surtout sur les fréquences plus élevées. S'il est isolant (sol gelé, désert...), l'onde de sol sera atténué très rapidement. Sur mer la portée est nettement plus grande, surtout pour les fréquences élevées. Sur 10 MHz (bande 30m) la portée qui était de 10km sur sol moyen passe à 100 km sur mer.

Au dessus de 1 MHz, il arrive que l'onde de sol interfère avec l'onde réfléchi par l'ionosphère. Cette coïncidence est une des causes de *fading*.

Catégorie de terrain	Conductivité σ (mS/m)	Permittivité relative ϵ_r	qualité
glace polaire	0,1	1	très mauvaise
milieu urbain et zones industrielles	1	5	mauvaise
terrain sablonneux et aride, montagne	2	10	médiocre
landes et collines boisées	5	13	bonne
pâturages et prairies	10	14	bonne
zones humides, marais	30	25	très bonne
étendue d'eau douce	1	80	très bonne
eau de mer	4640	81	excellente

Plus on s'éloigne de l'antenne, plus l'intensité du champ électromagnétique rayonné est faible. Cette variation est régulière dans un espace homogène, dans le vide, par exemple. À la surface de la Terre, de nombreux phénomènes viennent contredire cette règle : il est fréquent que l'onde reçue directement interfère avec une réflexion de cette onde sur le sol, un obstacle ou sur une couche de l'ionosphère.

Pour une bonne réception, il est nécessaire que le champ électrique de l'onde captée ait un niveau suffisant. La valeur minimale de ce niveau dépend de la sensibilité du récepteur, du gain de l'antenne et du confort d'écoute souhaité. Dans le cas des transmissions numériques le confort d'écoute est remplacé par le niveau de fiabilité requis pour la transmission.

1.5 Qu'est ce que l'onde de surface ?

La résolution du problème de la propagation d'une onde au dessus d'une interface plane n'est pas aisée. En effet, lorsque les antennes sont proches du sol, il y a couplage ce qui donne naissance à la propagation d'une onde de surface pour des fréquences inférieure à 10 MHz environ.

L'onde de sol est en faite représenté par le somme des composantes onde directe, onde réfléchié et onde de surface.

Du point de vue historique, les ondes de surface sont d'un intérêt considérable. Le guidage d'une onde électromagnétique plane par une surface plane séparant un diélectrique d'un bon conducteur semble avoir été étudié pour la première fois par Cohn en 1900 et peu de temps après par Uller en 1903. Le premier à avoir fait une étude sur l'effet d'un plan ayant une conductivité finie sur le rayonnement d'un dipôle oscillant est Arnold Sommerfeld qui en 1909 a publié Ann. Physik dont on a tiré certaine conséquence malgré une erreur de signe remarquée par Norton qui sera corrigée en 1926 dans Ann.physik. Son premier problème a été celui d'un dipôle vertical situé sur la surface d'une terre plane et ayant une conductivité finie. Arnold Sommerfeld à alors montré l'existence de différents modes de propagation. En effet, le rayonnement d'un dipôle peut être représenté par la superposition d'ondes planes réfléchies et réfractées par la surface de la terre. On trouve également, à partir de ces résultats une approximation de Norton qui représente en faite deux équations ; une dite équation onde d'espace puis une autre caractérisant l'onde de sol. Lorsque la conductivité du sol tend vers l'infini, alors l'équation de l'onde de sol tend vers zéro, alors que quand la conductivité du sol est fini, alors l'onde d'espace tend vers zéro à proximité du sol, se qui nous pousse à être d'accord avec les termes ondes d'espace et ondes de sol. Néanmoins, tout le monde n'est pas d'accord sur la représentation de cette onde, et il est donc possible de nos jours, d'effectuer des recherches afin de caractériser au mieux cette onde de sol.

1.6 Rappels sur les équations de Maxwell

Caractérisation d'un champ électromagnétique au travers des équations de Maxwell :

Par champ électromagnétique, nous entendons le domaine des quatre vecteurs E, B, D et H. On admettra que ces vecteurs sont continus en fonction du lieu et du temps en tout point ordinaire et que leurs dérivées sont continues. Conformément à l'usage E et H sont les intensités respectives des champs électrique et magnétique, D est l'induction électrique (ou déplacement électrique) et B l'induction magnétique.

L'origine d'un champ électromagnétique réside dans une distribution de charges et de courants électriques. On considère que cette distribution est continue plutôt que discrète et qu'elle est déterminée en fonction du lieu et du temps par la densité de charge ρ et par le vecteur densité de courant J.

Nous allons maintenant poser en postulat qu'en tout point ordinaire de l'espace, les vecteurs du champ sont liés par les équations de Maxwell :

$$(1) \operatorname{rot} \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0$$

$$(2) \operatorname{rot} \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J}$$

Deux conditions supplémentaires qui remplissent les vecteurs B et D peuvent être déduites directement des équations de Maxwell si on tient compte que la divergence du rotationnel d'un vecteur quelconque est toujours identiquement nul.

$$(3) \operatorname{div} \overrightarrow{\operatorname{rot}} = 0$$

Prenons la divergence de l'équation (1) :

$$(4) \operatorname{div} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{div} \mathbf{B} = 0$$

La permutation des opérateurs divergence et $\frac{\partial}{\partial t}$ est possible car nous avons supposé que B et toutes ses dérivées étaient continus en tout point ordinaire. Il découle de l'équation (4) qu'en tout point du champ la divergence de B est constante. Si le champ a jamais été nul dans le passé, cette constante doit être égale à zéro et comme on peut raisonnablement supposer que le champ n'a pas été établi en un temps infiniment reculé, on peut conclure :

$$(5) \operatorname{div} \mathbf{B} = 0$$

Il en résulte que le champ B est solénoïdal.

De même la divergence de l'équation (2) donne :

$$(6) \operatorname{div} \mathbf{J} + \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{div} \mathbf{D} = 0$$

D'après l'équation souvent appelé de continuité $\text{div } \mathbf{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$ qui exprime la conservation de la charge au voisinage d'un point, on peut dire : $\frac{\partial}{\partial t}(\text{div } \mathbf{D} - \rho) = 0$

Si nous supposons comme précédemment que le champ a été ou sera nul à un moment quelconque, on obtient :

$$(7) \text{div } \mathbf{D} = \rho$$

Les charges distribuées avec une densité ρ , constituent la source du vecteur \mathbf{D} .

Formes intégrales des équations du champ :

Les propriétés d'un champ électromagnétique qui ont été précisées par les équations (1), (2), (5) et (7) peuvent également être traduite par un système de relations intégrales.

Pour obtenir ce système équivalent, nous appliquerons un second théorème fondamental de l'analyse vectorielle. Si $\mathbf{A}(x,y,z)$ est une fonction vectorielle d'un point, que l'on suppose continue ainsi que ses premières dérivées en tous points d'une surface S et de son contour C on peut montrer que :

$$(8) \int_C \mathbf{A} \cdot d\mathbf{S} = \int_S (\text{rot } \mathbf{A}) \cdot \mathbf{n} da$$

$d\mathbf{S}$ est l'élément de longueur de C et \mathbf{n} le vecteur unité normale à la face positive de l'élément de surface da .

Cette transformation est considérée comme l'équation de définition du rotationnel.

Si l'on remplace dans l'équation (1) la rotationnel par sa définition sous forme intégrale. On obtient alors l'équation suivante :

$$(9) \int_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} + \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot \mathbf{n} da = 0$$

par définition, la quantité : $\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} da$ est le flux magnétique ou plus précisément le flux du vecteur \mathbf{B} à travers la surface.

Il résulte de l'équation (9) que l'intégrale du vecteur \mathbf{E} le long d'un contour régulier placé dans le champ, est égale à la dimension, par unité de temps, du flux magnétique à travers une surface quelconque limité par le contour.

Nous allons à présent reprendre l'équation (2) et la transformer à l'aide de la définition sous forme intégrale du rotationnel :

$$(10) \int_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = I + \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{D} \cdot \mathbf{n} da$$

Où I est le courant total passant dans le contour défini par l'équation suivante :

$$(11) I = \int_S \mathbf{J} \cdot \mathbf{n} da$$

On a donc :

$$(12) \int_C H \cdot dS = \int_S J \cdot nda + \frac{d}{dt} \int_S D \cdot nda$$

On va à présent mettre sous forme intégrale les équations (5) et (7) en faisant appel au théorème de la divergence.

On obtient : (13) $\oint_S B \cdot nda = 0$ pour l'équation (5)

Ce qui signifie que le flux total du vecteur B à travers une surface régulière fermée quelconque est nul.

On obtient également pour l'équation (7) :

$$(14) \oint_S D \cdot nda = \int_V \rho \cdot dV = q$$

Ce qui revient à dire que le flux du vecteur D à travers une surface fermée est égale à la charge totale q qu'elle contient.

Le cercle sur le signe somme est souvent utilisé pour souligner le fait qu'un contour ou une surface est fermée.

On se retrouve donc avec les 4 équations de Maxwell caractérisant le champ électromagnétique sous deux formes différentes :

(1) $\text{rot } E + \frac{\partial B}{\partial t} = 0$	\longrightarrow	(9) $\int_C E \cdot dS + \int_S \frac{\partial B}{\partial t} \cdot nda = 0$
(2) $\text{rot } H - \frac{\partial D}{\partial t} = J$	\longrightarrow	(12) $\int_C H \cdot dS = \int_S J \cdot nda + \frac{d}{dt} \int_S D \cdot nda$
(5) $\text{div } B = 0$	\longrightarrow	(13) $\oint_S B \cdot nda = 0$
(7) $\text{div } D = \rho$	\longrightarrow	(14) $\oint_S D \cdot nda = \int_V \rho \cdot dV = q$

2 Introduction au logiciel de CST et de la FIT

2.1 Présentation de CST



CST est une société allemande qui a été fondée en 1992. La première version de CST Microwave Studio est sortie en 1998. C'est à partir des équations caractérisant le champ électromagnétique vus précédemment que le logiciel de CST fonctionne. En effet, CST va échantillonner le domaine de calcul, c'est à dire qu'il va faire une discrétisation des équations de Maxwell, puis va réaliser le calcul dans un domaine fermé à l'aide de la méthode des volumes finis.

Pour cela, on réalise un volume élémentaire, avec un matériau bien spécifique puis, on applique les équations de Maxwell. La solution est donc, de discrétiser chaque équation de Maxwell et de les résoudre pour chaque volume réalisé par le maillage du logiciel. Il est nécessaire, de réaliser un domaine de calcul car il n'est pas possible d'envisager de résoudre les équations de Maxwell dans un espace infini et pour une durée illimitée. La méthode de discrétisation est une méthode faisant porter différentes grandeurs physiques par les nœuds, crêtes, facettes ou encore volume des éléments du maillage. Cette formalisation permet de garder les propriétés de continuité entre éléments du maillage. Le maillage fait appel à différents volumes élémentaires : tétraèdres, prismes et hexaèdres. Cela offre de la souplesse au mailleur mais complique la construction du système et sa résolution. Toutes ces caractéristiques produisent des problèmes de grande taille nécessitant un temps de calcul important.

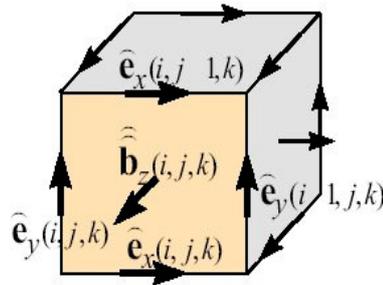
Le logiciel utilise la théorie de l'intégration finie la FIT (Finite Integration Technique) qui a été développé par Thomas Weiland lors de sa thèse universitaire à Darmstadt en 1977. Il s'agit de la reformulation des équations intégrales de Maxwell sous une forme discrète afin de les rendre compatible avec l'informatique pour résoudre des problèmes à géométrie complexe. Pour cela, le logiciel utilise un algorithme dénommé MAFIA, qui est un simulateur électromagnétique en 3 dimensions et qui fut également inventé par thomas Weiland en 1983 à Hambourg et qui est en faite, la continuité de l'algorithme de Yee. Il s'agit, de mettre les équations de maxwell sous forme intégrale, en une série de matrice dont chacune, est représentative d'une des équations de Maxwell. On peut ci dessous voir comment les équations de Maxwell ont été discrétisées. On commencera par discrétiser les équations de Maxwell (1) et (5).

2.2 Méthode de discrétisation

Pour l'équation (1) on a la forme intégrale de la loi de Faraday ci-dessous :

$$\oint_{\partial A} \vec{E}(\vec{r}, t) \cdot d\vec{s} = - \int \int_A \frac{\partial}{\partial t} \vec{B}(\vec{r}, t) \cdot d\vec{A} \quad \forall A \in \mathcal{R}^3,$$

Ce qui peut être expliqué par la représentation suivante :



les composantes du champ électrique sont évaluées aux centres des arêtes du maillage et les composantes du champ magnétique aux centres des faces. (On a ici une cellule dite de Yee)

$$\bar{e}_x(i, j, k) + \bar{e}_y(i+1, j, k) - \bar{e}_x(i, j+1, k) - \bar{e}_y(i, j, k) = -\frac{d}{dt} \bar{b}_z(i, j, k),$$

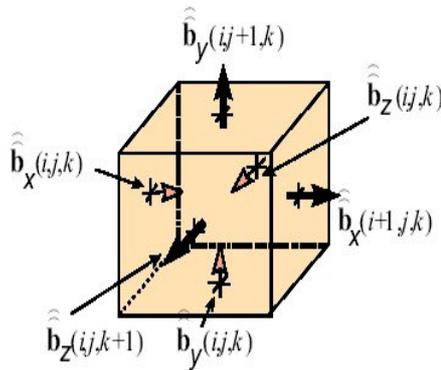
$$\underbrace{\begin{pmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \dots & 1 & \dots & -1 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}}_{\mathbf{C} :=} \underbrace{\begin{pmatrix} \bar{e}_{n1} \\ \vdots \\ \bar{e}_{n2} \\ \vdots \\ \bar{e}_{n3} \\ \vdots \\ \bar{e}_{n4} \end{pmatrix}}_{\mathbf{e}} = -\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \vdots \\ \bar{b}_n \\ \vdots \end{pmatrix}}_{\mathbf{b}}.$$

La matrice C est en fait, la représentation discrète de l'opérateur rotationnel. Elle contient uniquement les informations topologiques sur la relation incidente des tranches de la cellule et également sur leur orientation.

Le second opérateur discret qui sera à considérer et qui résulte de l'équation (5) est l'opérateur de la divergence, qui est représenté sous la forme intégrale suivante :

$$\int \int_{\partial V} \vec{B}(\vec{r}, t) \cdot d\vec{A} = 0 \quad \forall V \in \mathcal{R}^3,$$

la figure suivante, décrit l'affectation de six flux magnétique sur les faces d'un cube qui seront à considérer pour l'évaluation de l'intégral d'une surface fermée.



Il en résulte alors la relation exacte pour un volume considéré suivante :

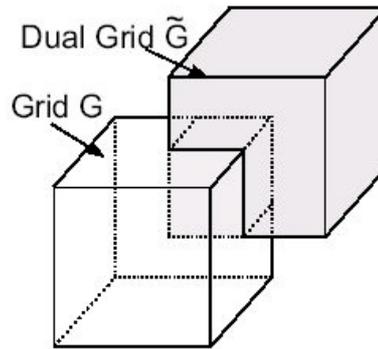
$$-\bar{b}_x(i, j, k) + \bar{b}_x(i + 1, j, k) - \bar{b}_y(i, j, k) + \bar{b}_y(i, j + 1, k) - \bar{b}_z(i, j, k) + \bar{b}_z(i, j, k + 1) = 0,$$

Ceci est donc, l'équation représentative de la divergence pour un cube du domaine de calcul. Si on étend cette relation à tout le domaine complexe on obtient alors la représentation discrète suivante :

$$\underbrace{\begin{pmatrix} . & -1 & 1 & \dots & \dots & -1 & 1 & . \\ \dots & \dots \end{pmatrix}}_{\mathbf{S} :=} \underbrace{\begin{pmatrix} \vdots \\ \bar{b}_{m_1} \\ \bar{b}_{m_2} \\ \bar{b}_{m_3} \\ \bar{b}_{m_4} \\ \bar{b}_{m_5} \\ \bar{b}_{m_6} \\ \vdots \end{pmatrix}}_{\bar{\mathbf{b}}} = 0.$$

S représente donc la matrice divergence. Nous venons donc de discrétiser les équations (1) et (5).

Pour discrétiser les deux autres équations de Maxwell restante avec la FIT, c'est à dire les équations (2) et (7), il faut alors introduire un second domaine complexe \tilde{G} , qui est en faite le double du premier G. Ceci va nous permettre de discrétiser la loi d'Ampère et de Gauss des deux dernières équations de Maxwell.

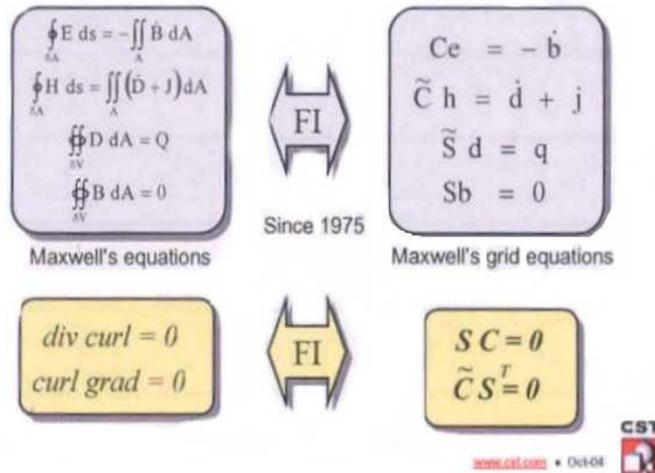


On obtient alors les équations avec la FIT la représentation des équations de Maxwell sous forme discrète :

<i>forme intégrale</i>	<i>forme discrète</i>
(9) $\int_C E \cdot dS + \int_S \frac{\partial B}{\partial t} \cdot nda = 0$	$Ce = -\dot{b}$
(12) $\int_C H \cdot dS = \int_S J \cdot nda + \frac{d}{dt} \int_S D \cdot nda$	$\tilde{C}h = \dot{d} + j$
(13) $\oint_S B \cdot nda = 0$	$Sb = 0$
(14) $\oint_S D \cdot nda = \int_V \rho \cdot dV = q$	$\tilde{S}d = q$

Le « point » représente ici l'opération dérivation par rapport au temps et le « tild » est l'opérateur topologique utilisant le second domaine complexe.

FI - The Finite Integration Method Covering the whole frequency range



Entre les 5 vecteurs E, B, D, H et J il n'existe que deux relations indépendantes, qui sont les équations (1) et (2) donc si nous voulons que le système soit déterminé nous sommes obligés de nous imposer des conditions supplémentaires.

Aux quatre équations de Maxwell précédente on peut rajouter 3 équations qui traduisent les propriétés de la matière.

Dans l'hypothèse où le milieu est isotrope, et que les relations entre les vecteurs sont linéaires on pose :

$$(15) D = \epsilon E$$

Et

$$(16) B = \mu H$$

On a donc $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$ et $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$ avec ϵ_r la permittivité relative et μ_r la perméabilité relative.

Il y a également une dernière relation, liant les équations de Maxwell entre la densité de courant et le champ E avec σ qui est la conductivité du milieu.

$$(17) J = \sigma E.$$

On se retrouve donc, avec 7 équations qui relient nos 5 vecteurs caractérisant le champ électromagnétique.

Maxwell's grid equations – II (irregular grids)
Integral form

Matrix representation

$\iint_A -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} = \oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{r}$	$-\dot{\mathbf{b}} = \mathbf{C}\mathbf{e}$
$\iint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0$	$\mathbf{S}\mathbf{b} = \mathbf{0}$
$\iint_{\vec{A}} \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{A} = \oint_{\partial \vec{A}} \vec{H} \cdot d\vec{r}$	$\mathbf{i} + \dot{\mathbf{d}} = \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{h}$
$\int_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \iiint_V \rho dV$	$\tilde{\mathbf{S}}\mathbf{d} = \mathbf{q}$
$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$	$\mathbf{d} = \mathbf{D}_\epsilon \mathbf{e}$
$\vec{B} = \mu \vec{H}$	$\mathbf{b} = \mathbf{D}_\mu \mathbf{h}$
$\vec{J}_L = \kappa \vec{E}$	$\mathbf{i}_L = \mathbf{D}_\kappa \mathbf{e}$

On retrouvera également deux propriétés algébriques entre les matrices propres aux équations de Maxwell.

- La divergence d'un rotationnel est toujours identiquement nul :

$$\text{Div } \overrightarrow{\text{rot}} = 0 \quad \longrightarrow \quad \text{SC} = 0$$

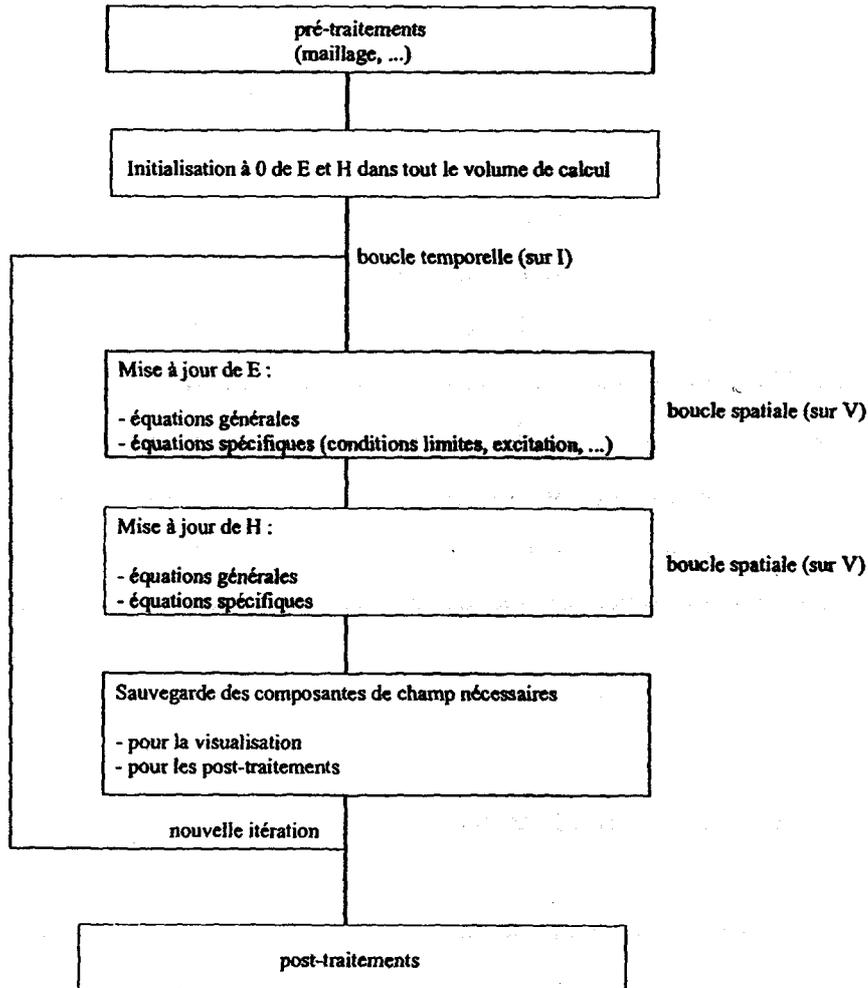
- L'analyse vectorielle montre que le rotationnel d'un gradient est toujours identiquement nul :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \overrightarrow{\text{grad}} = 0 \quad \longrightarrow \quad \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{S}^T = 0$$

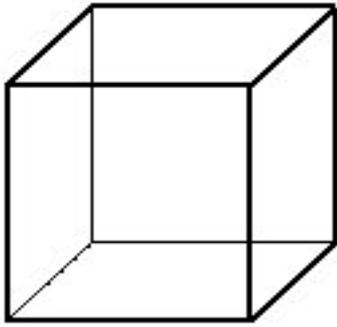
Une propriété importante de la FIT provenant de la dualité des domaines complexes donne une relation avec la représentation discrète du rotationnel :

$$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{C}}^T$$

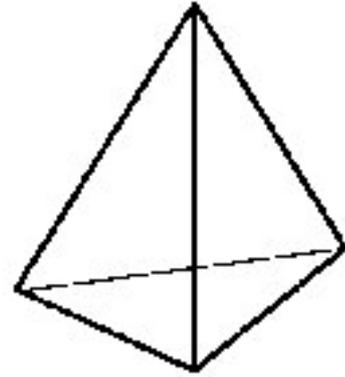
Les premières études sur la FI ont eu lieu en 1975. Il existe plusieurs méthodes de modélisation numérique. On retrouve par exemple, pour le domaine fréquentiel, la méthode des éléments finis, qui va permettre de résoudre un problème par un maillage volumique. On retrouve également par une approximation intégrale, la méthode des moments, qui résoudra le problème avec un maillage surfacique. Enfin, nous avons la méthode des différences finies dans le domaine temps (FDTD), qui résout directement les équations de Maxwell dans le domaine temporel et dans l'espace, dont l'algorithme de la structure général est le suivant :



Le domaine temporel ou transitoire nous permet de résoudre un problème sur une large bande de fréquence avec beaucoup de longueurs électriques, alors que le domaine fréquentiel est établi pour des problèmes à bandes étroites ou pour une seule fréquence, on pourra utiliser également le solveur fréquentiel pour des structures avec de petits détails devant la longueur d'onde. Il s'est avéré que la FIT est la méthode la plus appropriée pour résoudre les équations de Maxwell dans un volume fini. Avec CST Microwave, on utilise la méthode d'intégration fini FI avec une technique propre au logiciel qui est le PBA (Perfect Boundary Approximation). Cette technique qui fonctionne dans le domaine temporel et fréquentiel, va permettre une meilleure approximation de la structure à simuler. En effet, dans le domaine temporel il n'existe qu'un seul maillage ; Le maillage hexaèdre. Il s'agit d'un maillage à partir d'octogone, alors que dans le domaine fréquentiel, on trouve le maillage tétraèdre et aussi hexaèdre. Le maillage octogonale (ou hexaèdre) permet un temps de calcul plus rapide mais son défaut est qu'il n'est pas forcément représentatif de la structure, contrairement au maillage tétraèdre mais qui lui, est très coûteux en mémoire et en temps. C'est pour cela que CST a inventé le PBA, en effet, celui ci sera combiné avec la FIT et en utilisant le maillage octogonale cela permet une meilleure approximation et un temps de calcul plus rapide. On peut voir ci dessous les formes de maillage qui nous sont proposés :



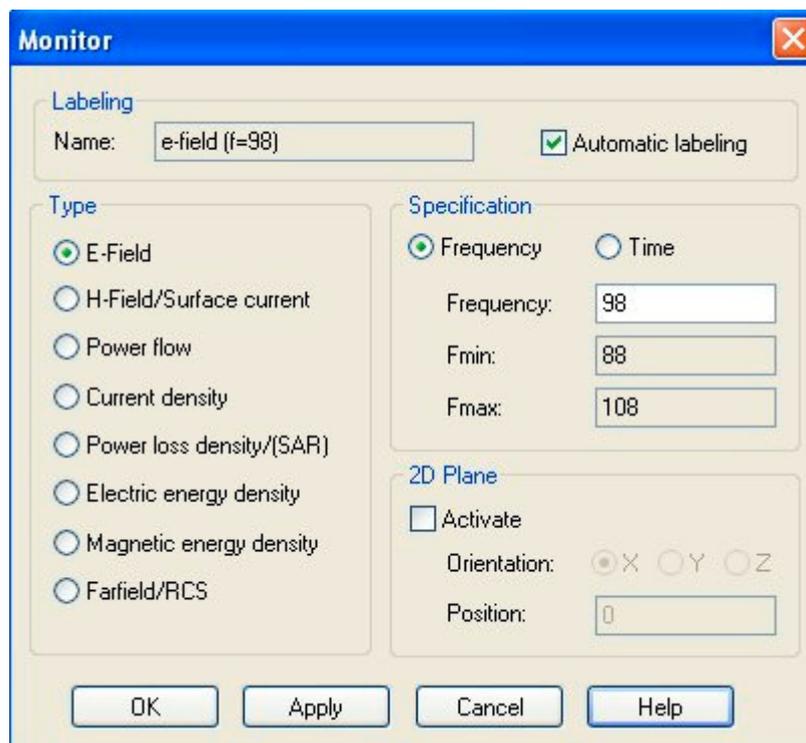
hexahedron



tetrahedron

Ce sont à partir de ces formes que le maillage est réalisé.

Une fois le calcul effectué, par le logiciel nous pourrons alors connaître par le biais du « monitor » les valeurs de champ en tout point du domaine de calcul. On a entre autre la possibilité de connaître l'intensité du champ électrique E et du champ magnétique H, le vecteur de Poynting qui est le produit vectoriel des vecteurs E et H, et qui représente la densité de puissance rayonnée par unité de surface, la densité de courant, le SAR qui est la puissance absorbée, la densité d'énergie électrique et magnétique et le diagramme de rayonnement en tout point et à la fréquence désirée. Des sondes peuvent également être utilisées pour connaître les valeurs d'intensité de champ électrique et magnétique en un point donné et cela, sur toute la bande de fréquence à laquelle on fait le calcul. C'est la différence avec le monitor du champ E et H qui va calculer l'intensité sur tout le domaine de calcul mais à une seule fréquence

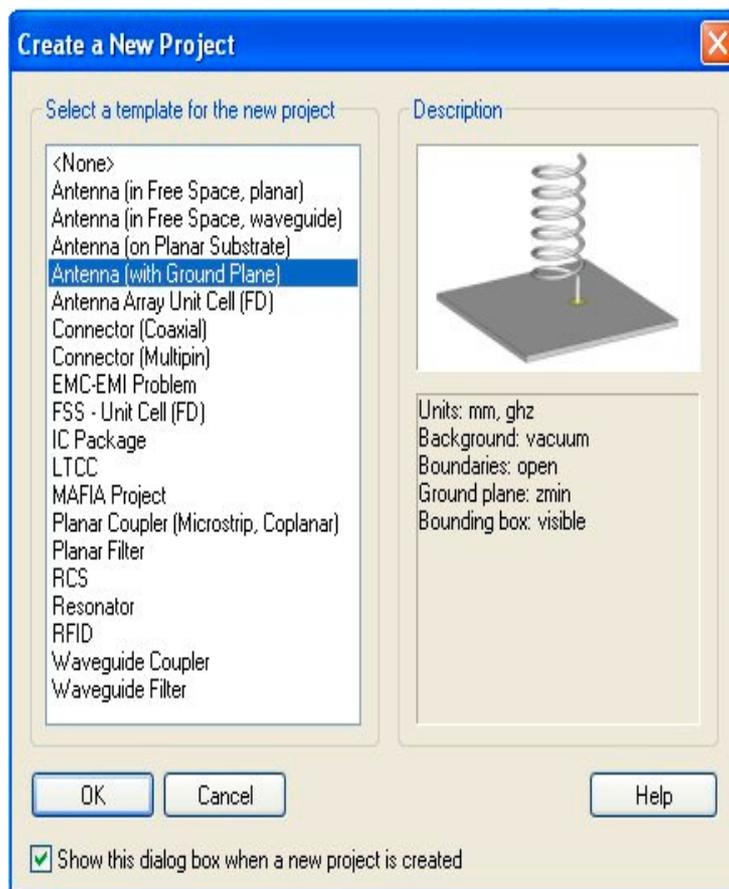


Pour toute mon étude, le PC utiliser pour réaliser mes simulations est un AMD 64bits de 3.25Go de RAM tournant avec un processeur de 2.41 GHz avec une configuration Windows 64bits, car CST MWS n'est pas encore disponible sous Linux.

3 Premier pas sur CST-MWS

3.1 Etude d'un monopole à 100MHz

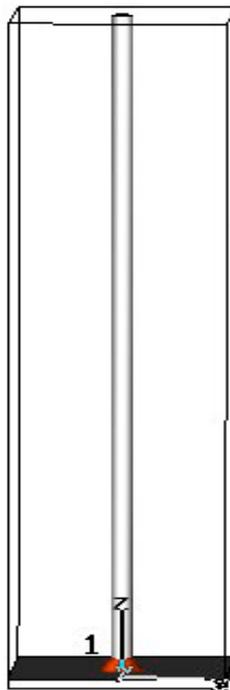
Afin de me familiariser dans un premier temps avec le logiciel CST, j'ai décidé de commencer par simuler une structure simple. Il s'agit d'étudier un monopole dont la fréquence de résonance sera de 100 MHz. Il s'agit typiquement d'une antenne pouvant servir à la réception FM allant de 88 à 108 MHz. La fréquence étant de 100 MHz soit une longueur d'onde de 3m notre monopole quart d'onde aura donc une longueur de 750mm alimenté par sonde coaxiale et situé sur un plan réflecteur. Il s'agit en fait d'un brin de longueur $l = \frac{\lambda}{4}$ rayonnant au dessus d'un plan parfaitement conducteur. En pratique, cette antenne sera le prolongement de l'âme cylindrique d'un coaxial qui passe à travers un trou dans le plan de masse. On simulera donc, ce monopole dans le but d'estimer l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement. La première partie de l'étude, consiste tout d'abord à modéliser la structure. Lorsque nous lançons CST MWS il nous est demandé quelle application allons nous réaliser.



En effet, s'il s'agit d'une antenne, d'un filtre, ou d'un guide d'onde par exemple, alors les conditions comme l'unité ou les paramètres de la bounding box vont changer. Pour notre étude, nous pourrions choisir « Antenna with Ground plane » c'est à dire que notre antenne, serait située sur un plan de masse, donc dans la boundary box sur Zmin on aura electric(Et=0). Comme nous définirons nous même les caractéristiques de la boundary box, et que nous définirons un plan de masse fini nous n'utiliserons pas de configuration déjà établie. La bounding box correspond au domaine de calcul du logiciel.

A présent, il nous faut dessiner la structure, c'est à dire que nous dessinerons un cylindre de hauteur 750mm et de diamètre 20mm qui représentera notre monopole. Nous dessinerons également notre plan de masse avec une épaisseur de 1cm et d'une longueur de 20cm. Nous nommerons des variables qui nous permettrons par la suite, de faire varier nos paramètres et ainsi voir leurs influences. Car le but d'une simulation, est de pouvoir visualiser plus facilement les modifications d'un paramètre de la structure car dans la pratique cela est plus compliqué a réaliser.

Nous allons donc modéliser la structure :



On peut voir, autour de notre monopole le domaine de calcul nécessaire au logiciel. Ce domaine de calcul est délimité par la boîte visible. On peut modifier les paramètres de la boîte dans l'option « boundary conditions ». Il est a noter que les dimensions de la boîte, varient en fonction de la fréquence à laquelle se réalise la simulation. C'est le paramètre de la fréquence Fmax, qui fait varier les dimensions de la boîte, Fmin ne joue pas sur ces dimensions.

Voici donc sous forme de tableau les différents paramètres de notre monopole :

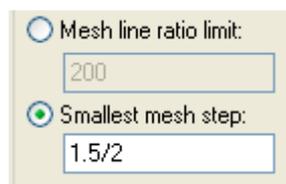
<u>Nom</u>	<u>Description</u>	<u>Valeur</u>
Zport	Impédance d'entrée	50Ω
A	Longueur du plan de masse	100mm
Ep	Epaisseur du plan de masse	10mm
Hm	Hauteur du monopole	750mm
le	Longueur de l'excitateur	10mm

Il va maintenant falloir configurer le maillage, afin d'obtenir les meilleurs résultats de simulation. Nous commencerons par définir la plage de fréquence sur laquelle nous allons simuler. On choisira la plage 0-150MHz (voir plus loin la raison). Pour cela nous devons aller dans le menu « mesh properties » où nous pouvons modifier plusieurs paramètres. Le but, est d'obtenir un nombre de mesh pas trop important pour ne pas avoir un temps de calcul trop long mais, il faut que ce nombre soit suffisant pour qu'il simule au mieux la structure. Par défaut toutes les valeurs sont mises à 10.

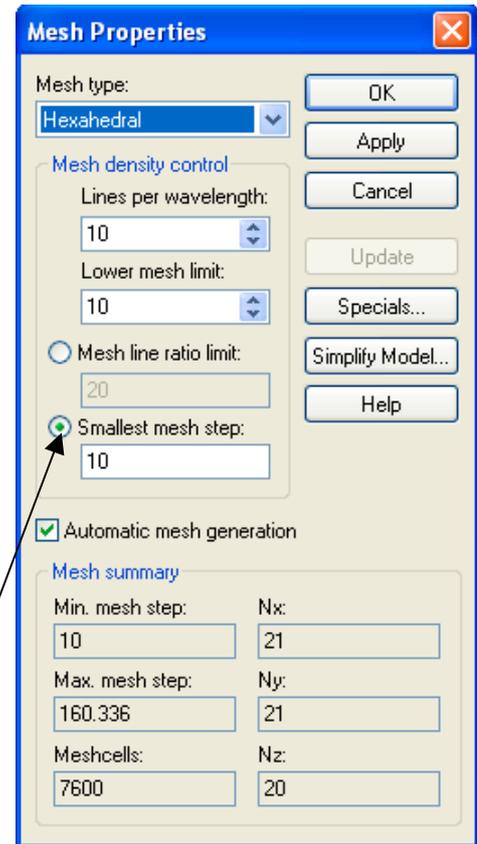
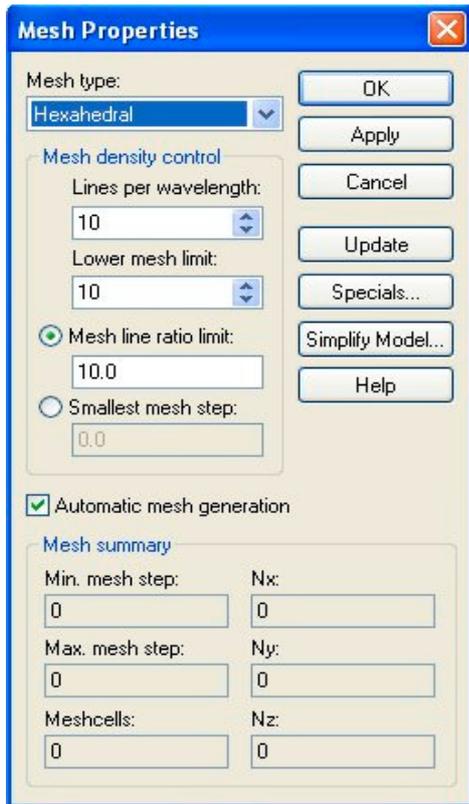
"Lines Per Wavelength" : Cette valeur est liée à la longueur d'onde de la fréquence la plus élevée définit dans le domaine de fréquence. Elle définit le nombre minimum de lignes de maille dans chaque direction en fonction de la longueur d'onde. Ce paramètre a une influence forte sur la qualité des résultats et le temps de calcul. L'augmentation de ce nombre mène à une exactitude plus élevée, mais augmente malheureusement également le temps de calcul.

"Lower Mesh Limit" : Ce paramètre vous laisse définir une limite inférieure des lignes de maille à employer pour la création de celles-ci. Ce paramètre est indépendant par rapport au précédent. En fait il définit une distance minimale entre deux lignes de maille

"Mesh Line Ratio Limit": Le temps de calcul dépend fortement de la maille choisie. Il s'agit grâce à ce paramètre de modifier le pas de mesh minimal en effet en modifiant ce paramètre on joue sur le rapport entre le plus petit pas de mesh et le plus grand. Il faut en effet que le pas de mesh soit suffisamment petit pour rendre au mieux la géométrie de la structure. Dans mon cas, je préfère modifier le terme « Smallest mesh steps » qui est le pas de mesh minimal. Plus on augmente le ratio, alors plus le pas de mesh diminue et plus le nombre de cellules augmentent.

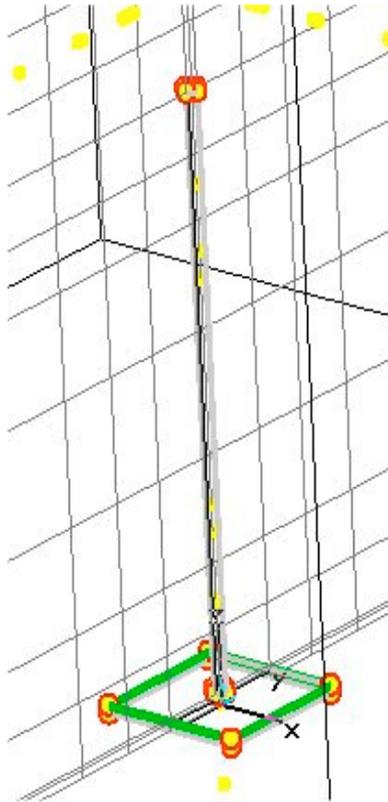


The image shows a dialog box with two radio button options. The first option is "Mesh line ratio limit:" with a value of 200. The second option is "Smallest mesh step:" with a value of 1.5/2. The second option is selected.



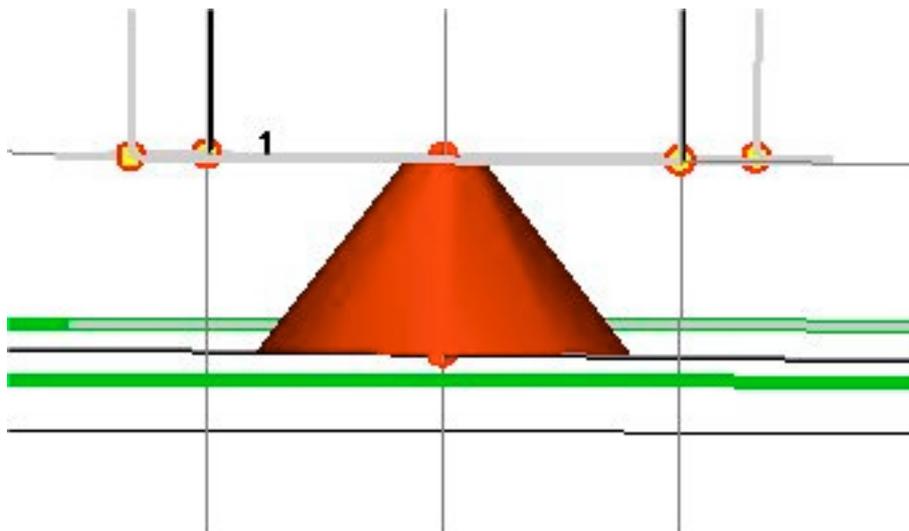
Le premier paramètre que je vais modifier, est le pas de mesh minimal qui dépend en fait de la structure. Dans notre cas, la dimension minimale correspond au diamètre de notre monopole, qui est de 20mm donc je choisirai un « smallest mesh step » de 20/2. On peut alors remarquer que le nombre de cellules sera de 7600 et que le plus petit pas de mesh sera de 10mm comme nous le voulions. Le logiciel pourra donc mailler en deux le monopole.

On peut remarquer que l'option de génération de mesh automatique est sélectionnée. Cela veut dire que le logiciel va créer lui même les lignes de maillage sur la structure. Pour visualiser ces lignes de maillage, et observer la façon dont le logiciel maille la structure il faut alors passer en mode « mesh view ». Nous visualiserons alors le maillage selon les 3 axes X,Y et Z.



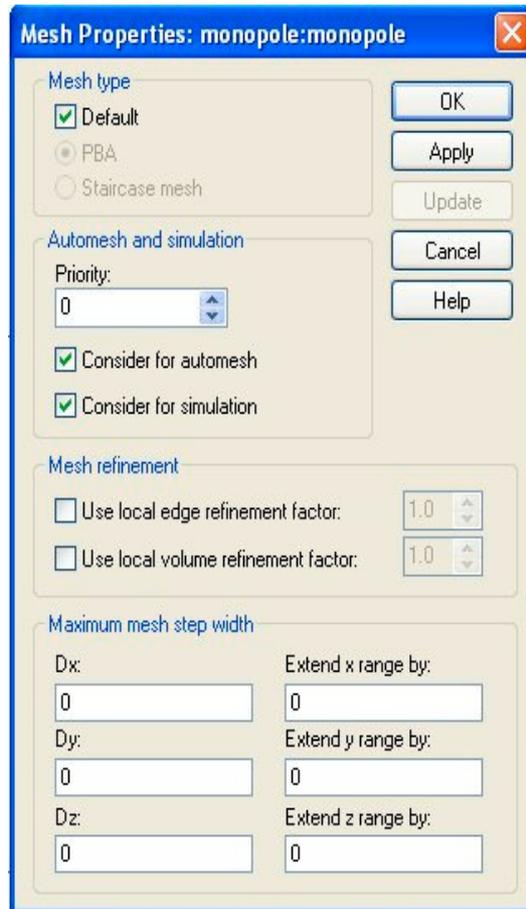
Les points rouges et jaunes sont appelés « fixpoints » ce sont les points où le logiciel va créer des lignes de maillage.

Voici une vue qui montre la façon dont le port discret est modélisé en mesh view :

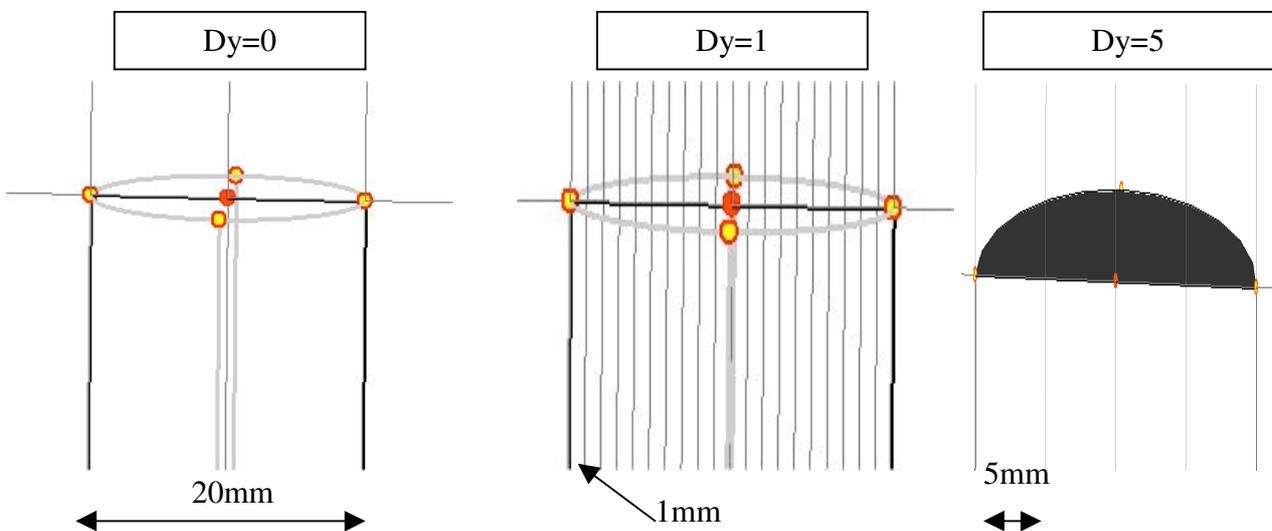


On peut remarquer les positions où le logiciel à placé les fixpoints.

En mode mesh view, il est possible de mailler localement chaque élément de la structure pour cela, il suffit de double cliquer sur l'élément à mailler et l'on accède au menu mesh properties.



Il s'agit là de mailler un élément en particulier, ici se sera le maillage du monopole. On choisira de le mailler selon l'axe x et l'axe y. Comme on peut le constater, si l'on ne renforce pas la maille sur le monopole alors le logiciel maillera en deux celui-ci. Si l'on désire, renforcer le maillage sur le monopole, alors on va le forcer à diminuer le pas de mesh minimal. Si $Dy=1$ alors le pas de mesh vaut 1mm donc, entre deux points fixes il va faire 10 lignes de maillage. Si $Dy=5$ alors le pas est de 5mm et donc nous avons 1 ligne de maillage entre deux points fixes.



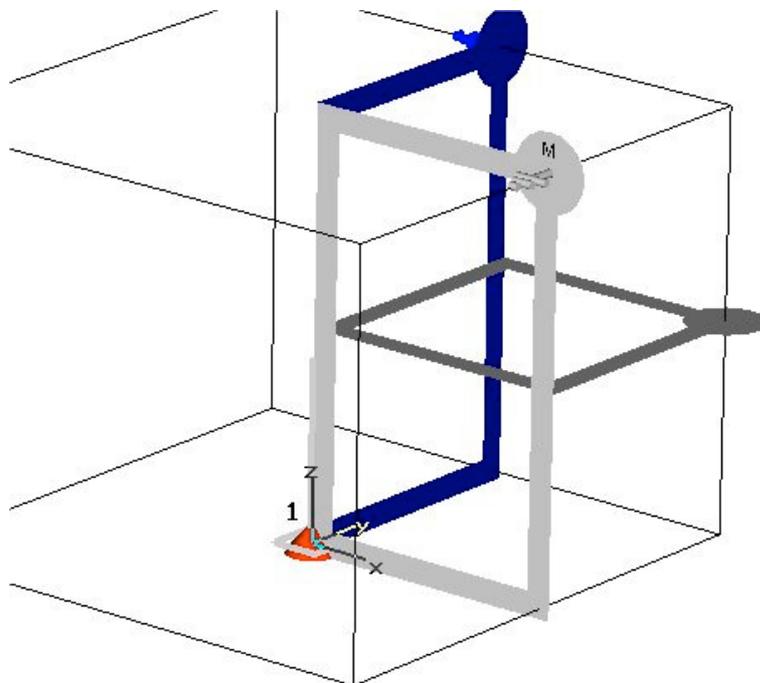
On peut ici observer l'influence sur la façon dont sera mailler l'élément. il faut ensuite trouver un bon compromis avec le nombre de cellules. Avec $Dy=1$ on a 15200 cellules tandis qu'avec $Dy=5$ on a 8800 cellules. On choisira $Dx=Dy=1$ si l'on veut renforcer la maille sur le monopole ce qui donne 28880 cellules.

Nous maillerons également le plan de masse selon x et y avec un coefficient de 25 de façon à avoir 4 lignes de maillage sur chaque axe.

En ayant choisit ce maillage, nous arrivons à un nombre de cellules de 30381. Grâce à notre maillage local, on peut remarquer que dans global mesh properties le pas de mesh minimal est passé à 1.

Nous allons à présent nous intéresser à la bounding box. En effet, grâce à elle, il est possible si la structure nous le permet, de réaliser des symétries afin de permettre au logiciel de ne calculer que sur une partie de la structure.

Pour notre structure nous disposons de 2 symétries : l'une sur le plan YZ et l'autre sur le plan XZ. Ceci nous permet de réduire le nombre de cellules.

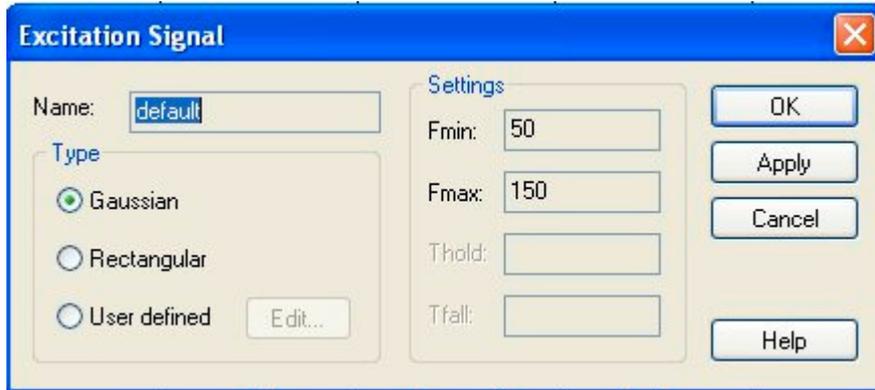


<i>Nombres de symétries</i>	<i>Nombres de cellules</i>
0	30381
1	15190
2	7595

Le nombre de cellules est divisé par deux, dès qu'il y a une symétrie.

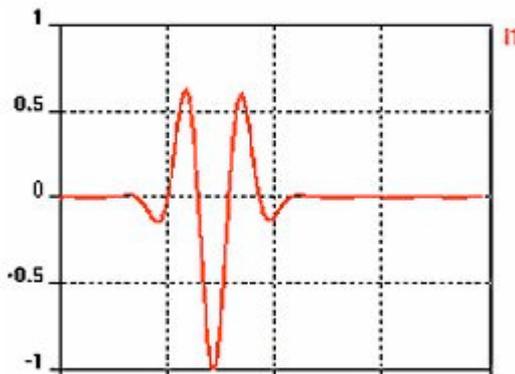
Nous allons également régler les conditions de la boundary. Pour ne pas que le haut de l'antenne soit directement en contact avec la boîte alors nous mettrons Zmax en « add space » tous les autres seront en « open ».

Maintenant que nous avons paramétré ces éléments, nous allons pouvoir simuler et vérifier si nos résultats sont cohérents. Il va falloir tout d'abord définir quelle excitation nous allons fournir à notre antenne, car plusieurs possibilités s'offrent à nous. En cliquant sur les propriétés du signal d'excitation, nous obtenons ceci :

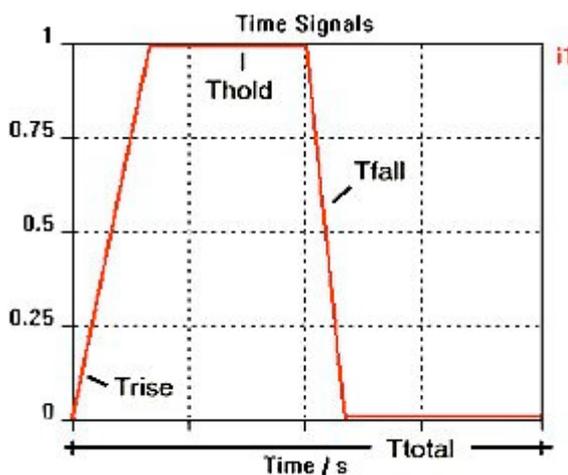


Par défaut l'excitation est du type gaussienne, mais il est possible d'obtenir une excitation rectangulaire ou encore à l'aide de l'éditeur Visual Basic (VBA) de créer nous même notre excitation.

Signal gaussien :



signal rectangulaire :

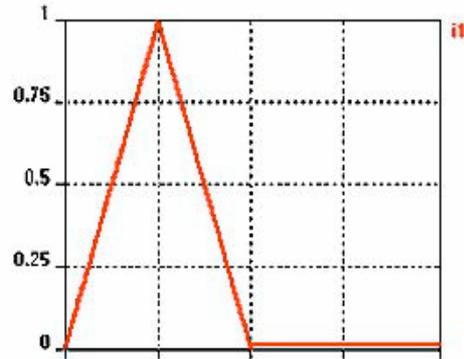


Ou à partir d'un programme en Visual Basic on crée notre signal :

```

Option Explicit
Function ExcitationFunction(dtime As Double) As Double
If ( dtime < 1.0e-9) Then
ExcitationFunction = 1.0e9 * dtime
ElseIf ( dtime < 2.0e-9 ) Then
ExcitationFunction = -1.0e9 * dtime + 2
Else
ExcitationFunction = 0
End If
End Function

```

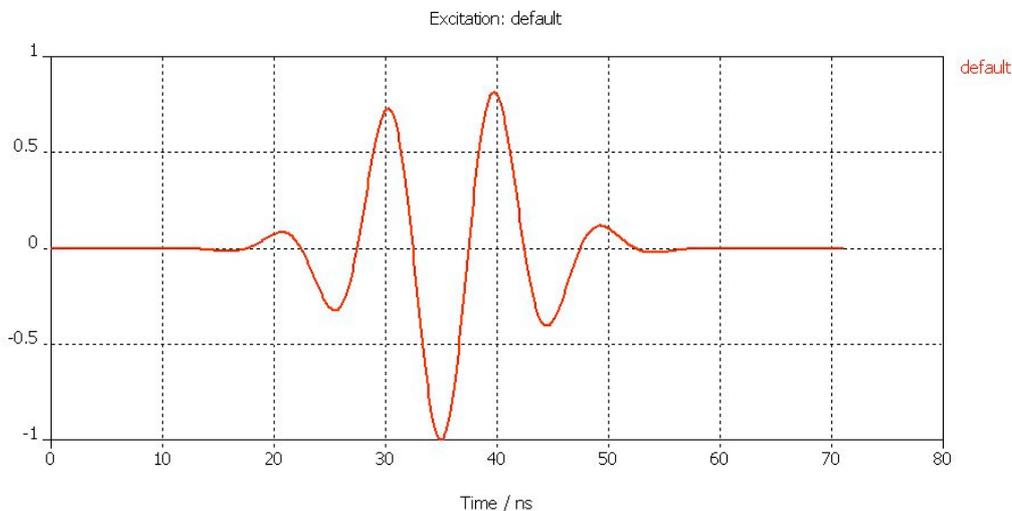


On utilise une fonction sinusoïde si l'on souhaite étudier la réponse de la structure étudiée, à une seule fréquence et, une fonction plus large spectre (une impulsion gaussienne) si une caractérisation large bande est requise. Pour toutes mes simulations mon excitation sera de type gaussienne.

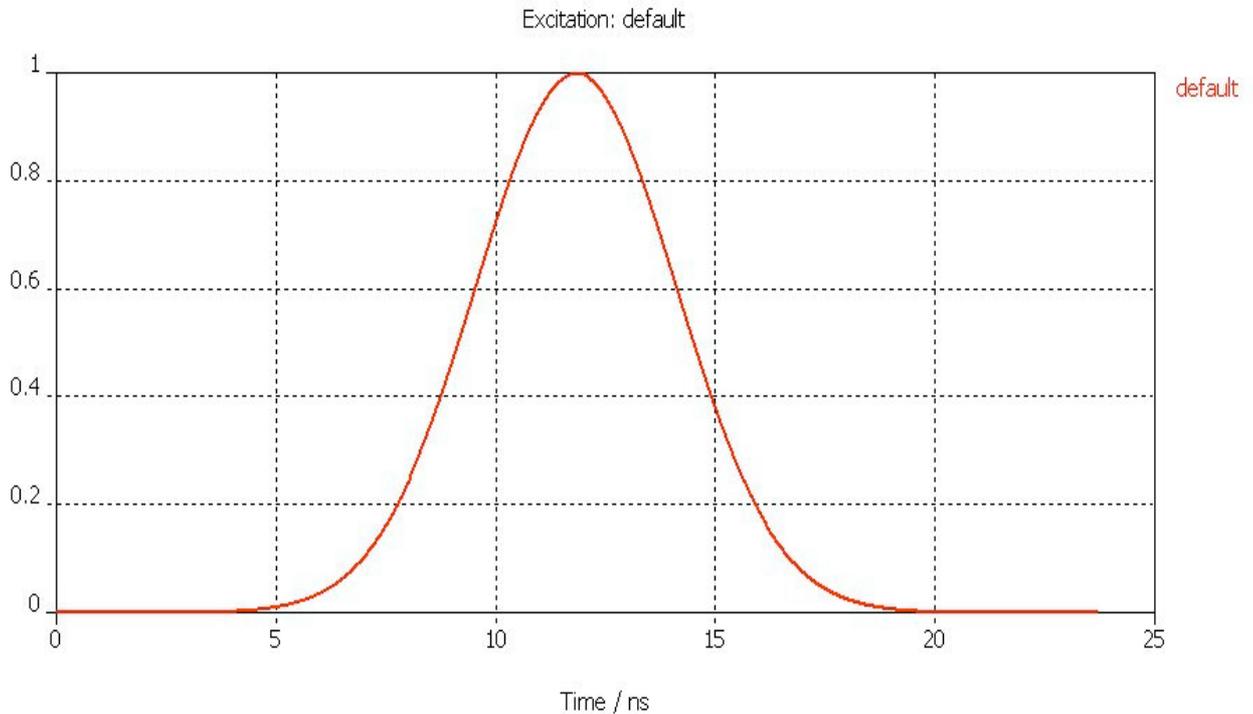
On sait que $T=1/f$

Donc, plus on augmente la fréquence, plus je diminue le domaine temporel donc, on a moins de variation du signal.

Par exemple, si je définis mon domaine de fréquence de 50 à 150MHz pour mon antenne de réception FM, alors j'obtiens l'excitation gaussienne suivante :



Si maintenant j'augmente mon domaine de fréquence, et que je le définit de 0 à 150MHz alors nous avons l'excitation gaussienne suivante :

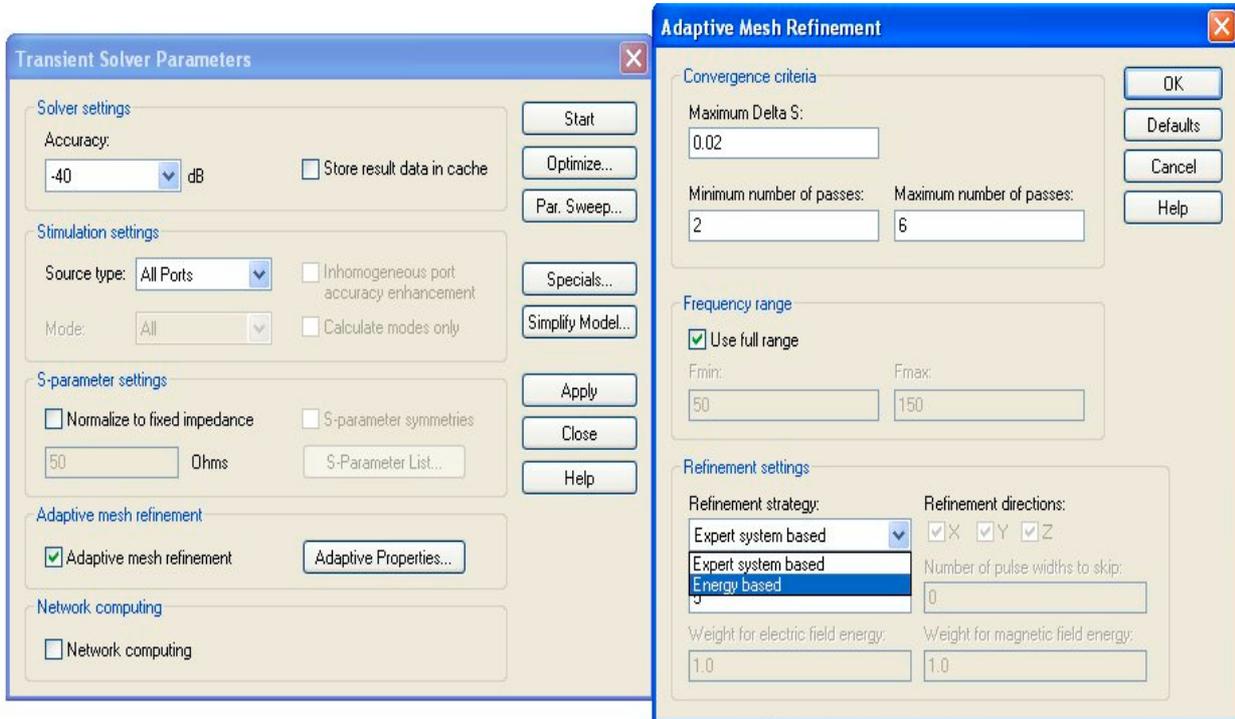


On se retrouve ici avec un signal allant de 0 à 20ns. On a donc réduit le temps de calcul dans le domaine temporel. En ne réduisant ici que le paramètre Fmin on ne modifie pas les paramètres de maillage.

Définition du domaine fréquentiel	Temps de calcul
De 50 à 150 MHz	11mn
De 0 à 150 MHz	7mn

Pour simuler il faut utiliser la fonction « transient solver parameters » qui est le solver temporel.

Dans l'option du solver temporel on peut choisir différentes fonctions.



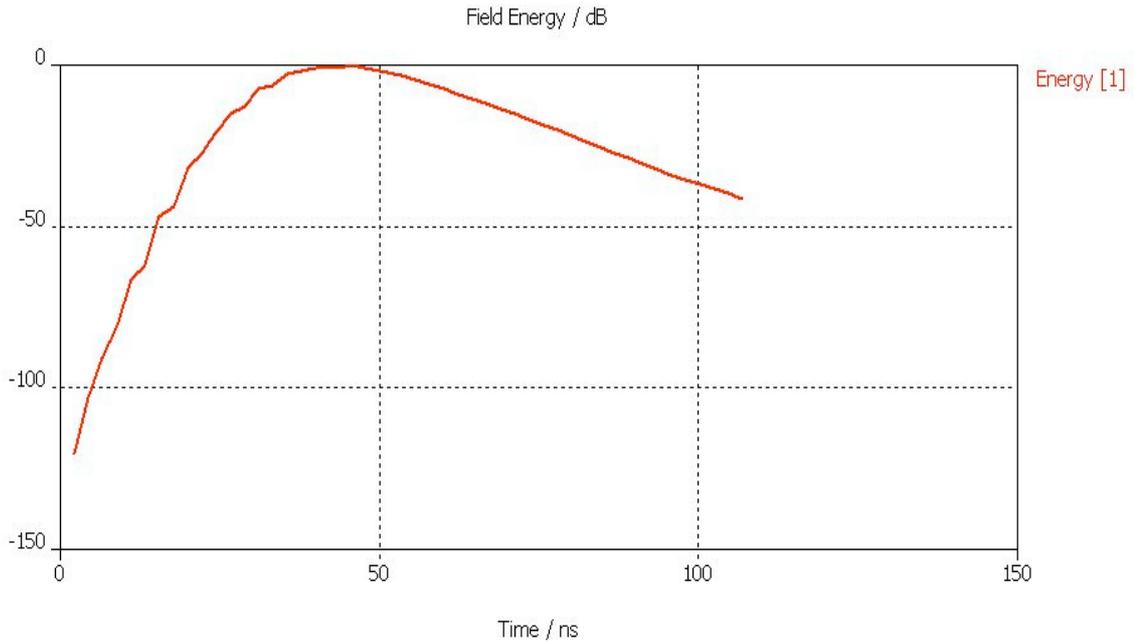
Il y a l'option de l'adaptatif mesh refinement qui a deux sous-options :

- Energy based
- Expert system based

L'énergy based va en faite intensifier le maillage là où est l'énergie tandis que pour le mode expert le logiciel va faire varier le paramètre des lignes par longueur d'onde dans le global mesh propertie afin de trouver la meilleure solution.

Néanmoins, je n'utiliserai pas cette option pour mes simulations car il m' a parut plus judicieux de régler mon maillage moi-même.

On a également une option Accuracy. On règle ici la valeur à laquelle le logiciel va s'arrêter de mailler. Pour bien visualiser son interprétation il est intéressant de visualiser l'image suivante :



Il s'agit là, de la courbe de l'énergie qui se propage dans la structure en fonction du temps. On remarque que le logiciel s'arrête lorsque la valeur est à -40dB qui est la valeur que nous avons choisit précédemment. Au départ, il n'y a pas d'énergie jusqu'à ce que le logiciel arrive dans la zone où il y a l'excitateur et alors là, on observe le pic d'énergie qui est envoyé dans la structure. On privilégiera une valeur de -40dB pour la précision des résultats.

Lorsque nous lançons la simulation, celle ci est avortée par un message d'erreur qui nous dit que la distance entre le port discret et la boîte en Zmin est trop petite. Nous mettrons donc Zmin en « open add space » dans la boundary condition.

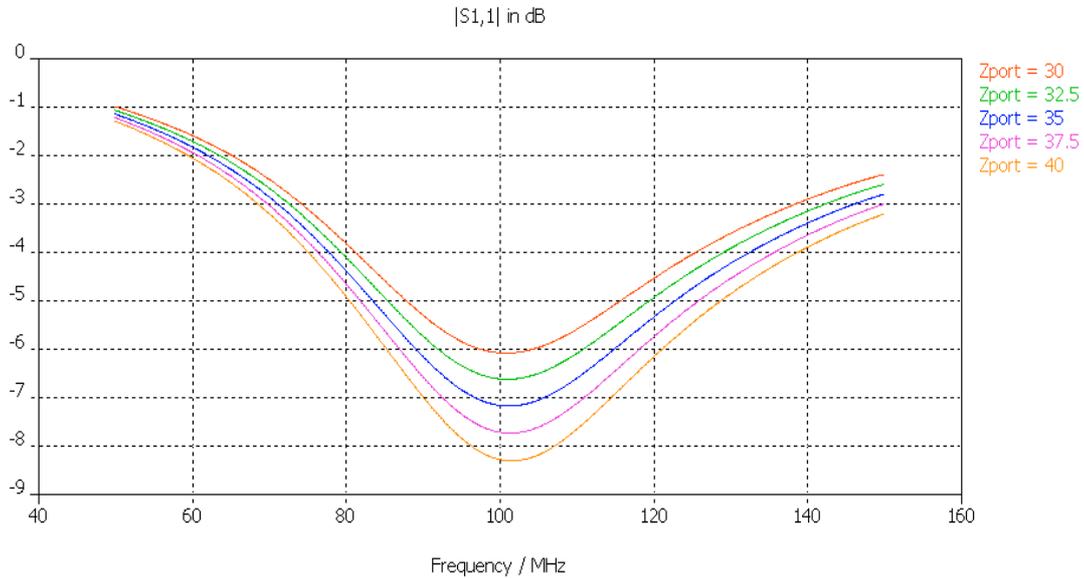
Cela nous donne un nbr de cellules de 49997.

A la fréquence de résonance considérée, le circuit ouvert présent au bout du brin sera transformé en CC au niveau du point d'alimentation, ce qui induit que l'impédance d'entrée se retrouve égale à l'impédance de rayonnement.

$R_e = R_r = 36.5 \Omega$ à la résonance car le rayonnement n'a lieu que dans un demi-espace, la puissance rayonnée est donc de moitié de celle de l'antenne $\lambda/2$ donc deux fois plus faible. En effet pour un dipôle demi onde divers auteurs ont pu calculer l'impédance d'entrée grâce à la méthode de la force électromotrice induite. Pour cela il faut considérer que le dipôle est un diamètre très petit devant la longueur d'onde ($d < \lambda/1000$). Pour le dipôle demi onde pour le cas limite du dipôle infiniment fin, Schelkunoff a trouvé $Z_e = 73.2 + j42.5 \Omega$. Pour un diamètre de $\frac{\lambda}{d} = 1000$ on a $l = 0.24\lambda$.

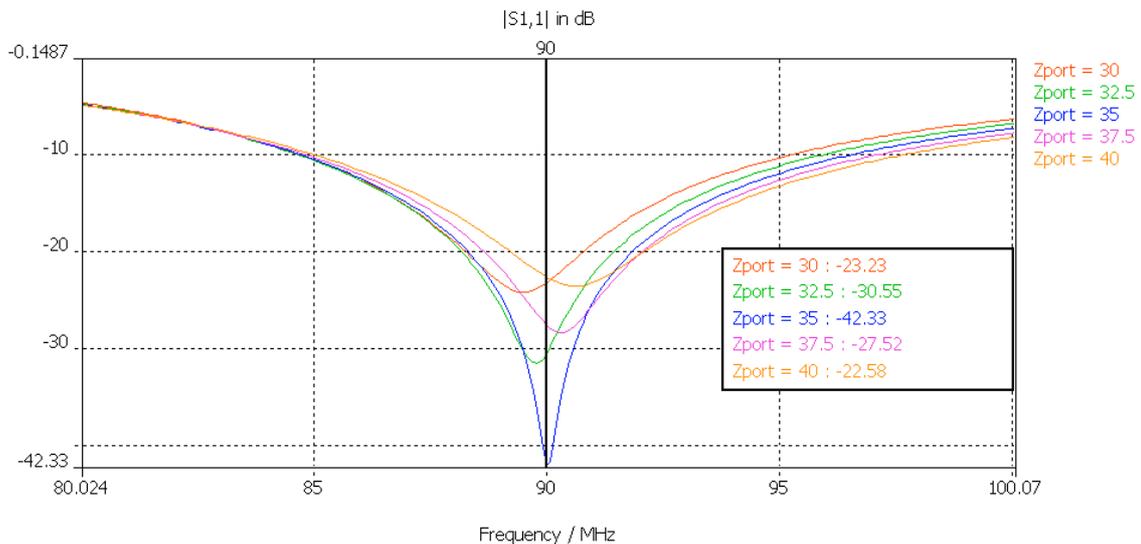
Pour notre exemple $d = 3\text{mm}$ et donc la longueur en théorie devrait être de 720mm soit 30mm de moins que $\lambda/4$ de ce faite on devrait compenser la longueur effective.

Pour notre modèle, afin de prendre en main la fonction « parameter sweep », on cherchera l'impédance d'entrée. Pour cela on lancera un parameter sweep sur la variable Zport. On le fera varier de 30 à 40Ω.

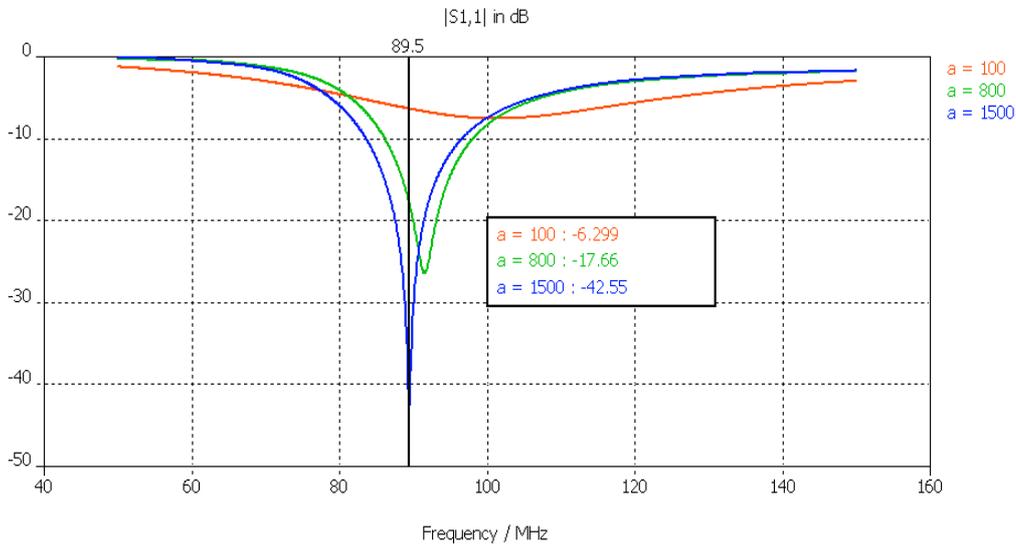


On peut remarquer sur le résultat de la simulation que l'adaptation est très faible. En effet, il faut que notre plan réflecteur puisse être suffisamment grand pour permettre à l'onde de se propager.

On prendra une longueur de plan de sol de 1m.



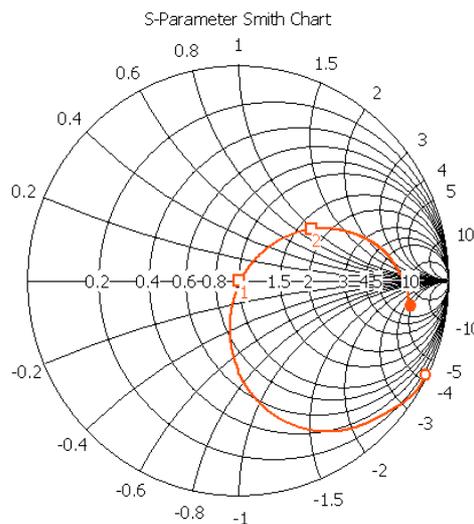
On obtient alors une bonne adaptation pour $Z_{port}=35\Omega$, ce qui confirme se que l'on a dit précédemment. On mettra donc Z_{port} à 36.5Ω , et on fera un parameter sweep sur la longueur du plan de sol afin de voir son influence.



On voit ici qu'il nous faut un plan de sol de longueur $\lambda/2$. La fréquence de résonance se situe à 89.5MHz avec un S_{11} de -42.55dB et une bande passante de 3.84 MHz.

On s'aperçoit qu'à la fréquence 100 MHz, l'impédance d'entrée est en faite de $(61.88+36.85j)\Omega$. Une partie imaginaire selfique et non prévue est donc présente. En fait, l'impédance d'entrée est purement réelle à une fréquence légèrement plus faible ici 89.5 MHz. Tout se passe comme si la longueur du monopole est en fait légèrement supérieure à $\lambda/4$, d'où l'introduction de la notion de longueur effective : $L_e=\lambda/4+\Delta l$

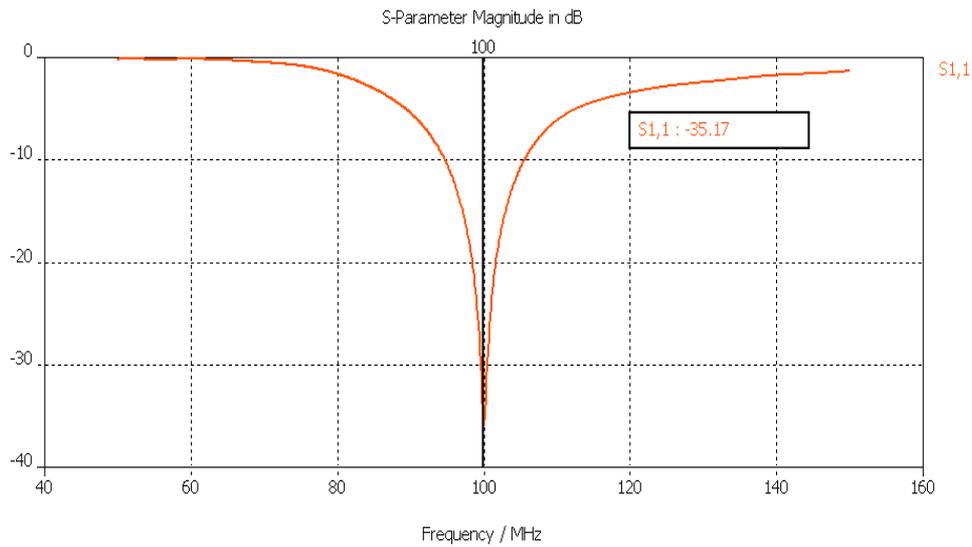
- 50.00 (4.22, -157.3) Ohm
- ₁ 89.50 (36.96, -0.297) Ohm
- ₂ 100.0 (61.88, 36.85) Ohm
- 150.0 (252.3, -183.8) Ohm



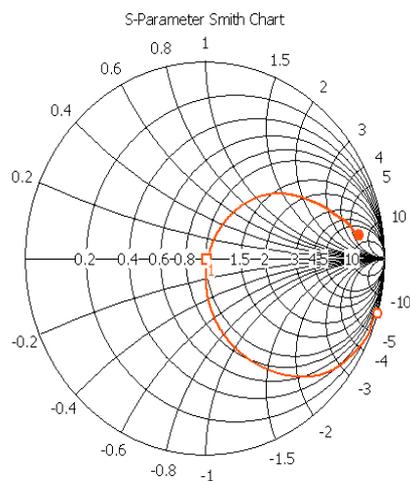
$S_{1,1}$ (36.5 Ohm)

Parameter = Frequency / MHz

Pour se situer à la fréquence de 100 MHz il faut donc diminuer le monopole. On a une longueur de 657mm au lieu des 720mm défini par la théorie mais cela se justifie par le fait que nous n'utilisons pas un plan de sol infini.



- 50.00 (-1.886e-014, -254.6) Ohm
- 100.0 (37.57, -0.7294) Ohm
- 150.0 (261.9, 247.9) Ohm

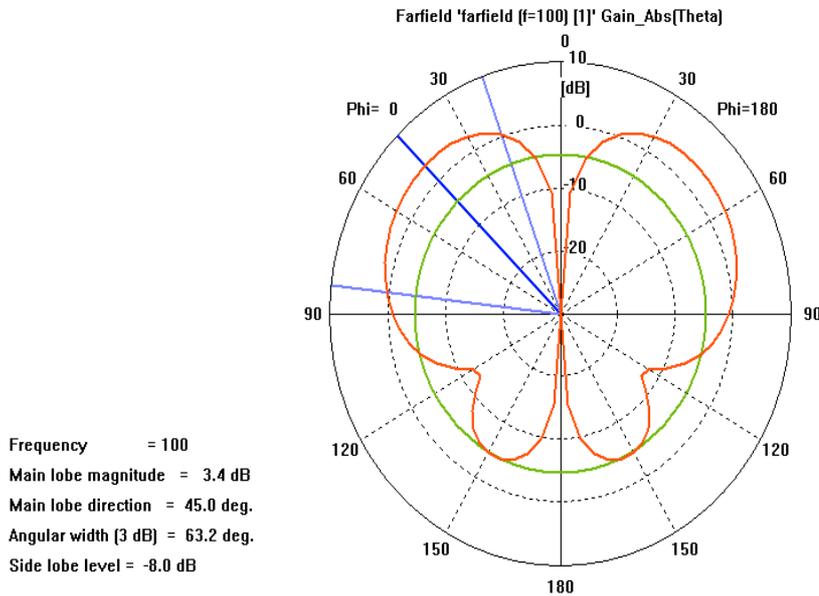


S1,1 (36.5 Ohm)

Parameter = Frequency / MHz

Nous avons donc à présent une impédance de $(37.57-0.7j)\Omega$ à 100 MHz. Cette impédance est donc quasi réelle.

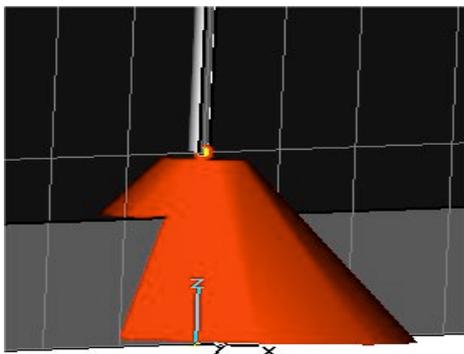
On va pouvoir regarder le diagramme de rayonnement sur le plan vertical de l'antenne à l'aide du monitor on prendra le diagramme à 100 MHz.



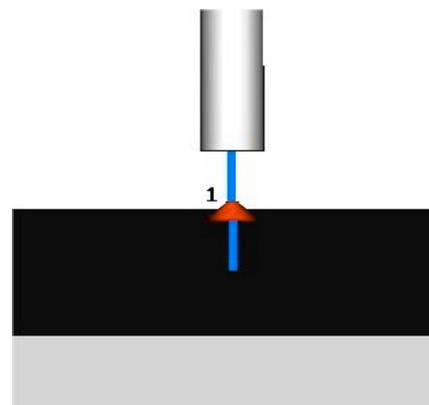
On a un diagramme quasi omnidirectionnel avec un creux dans l'axe de l'antenne. Le gain est de 3.4dB et on a une ouverture à -3dB de 63.2° .

A l'aide de ce petit exemple, j'ai donc pu prendre dans un premier temps le logiciel en main afin de comprendre son fonctionnement et les différentes fonctions que je vais être amenée à utiliser par la suite pour mon étude.

Quelques erreurs possibles que l'on peut rencontrer :



Mesh view

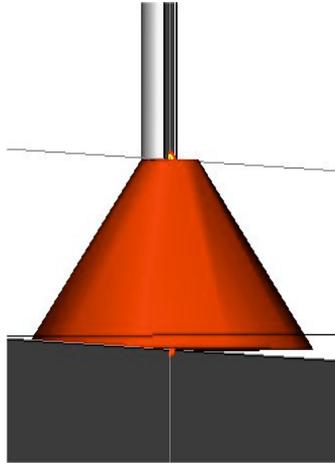


Représentation normale

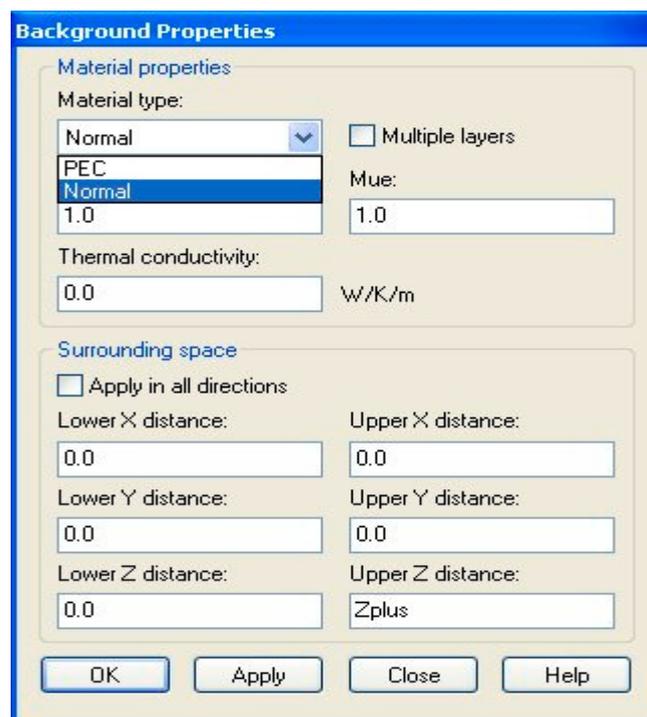
En mesh view la représentation n'est pas bonne et le port discret se retrouve dans le plan de masse ce qui nous donne un message d'erreur et fait avorter la simulation. Ce problème n'est pas

visible dans la représentation normale où le port discret est bien connecté. Pour remédier à ce problème il faut jouer sur les paramètres « global mesh properties ».

Ici, après modification des paramètres la représentation est bonne en mesh view :



On prendra également soin de régler les propriétés de l'arrière plan. On peut en effet choisir le matériel constituant le domaine de calcul. En choisissant « normal » on pourra modifier le mu et l'épsilon r. Avec les valeurs 1 mise par défaut, le domaine de calcul est remplie par le vide. Il se peut que le matériel soit mis en PEC de ce faite, un message d'erreur nous disant « The discret port 1 is inside perfect conducting material » nous est signalé avortant ainsi la simulation. On peut également modifier l'espace environnant, en ajoutant une variable sur Z on rallonge la distance du domaine de calcul. Ceci nous permet d'éviter à l'antenne d'être directement en contact avec la bounding box. On peut également mettre « open add space » dans l'option de la bounding box.



4 La Tour DVRN

Les ondes hectométriques ont une zone d'action par onde de sol directe jusqu'à 100 ou 200km (en moyenne). Une onde indirecte réfléchiée par la première couche ionisée est reçue au sol à partir de 100km créant une zone d'interférence avec l'onde directe. Une deuxième onde indirecte réfléchiée par les couches supérieures fissure une zone d'écoute utilisable au delà de 200km.

Fréquence des tours de béton :

- ✓ Ancy : F=1584KHz
- ✓ Mulhouse : F=1584KHz
- ✓ Nîmes : F=1602KHz
- ✓ Strasbourg : F=1584KHz
- ✓ Perpignan : F=1584KHz

4.1 Etude de la tour de Perpignan

On va donc étudier ici, le cas de la tour DVRN de Perpignan. Le choix de l'antenne pour la radiodiffusion en ondes moyennes à partir d'une tour DVRN se fait en fonction de la taille de celle-ci. Dans le cas de Perpignan Baho le choix se porte sur un excitateur quart d'onde. L'antenne à excitation quart d'onde demande un plan de masse de bonne qualité. La longueur de l'excitateur devra atteindre dans la mesure du possible une longueur de $\frac{\lambda}{4}$.

L'assemblée plénière du CSA du 12 mars 2003 a présélectionnée Radio Beur FM à la fréquence de 1584KHz (2.5kW) pour le site de Perpignan Baho (002°48'42''E et 42°42'40''N).

L'objectif est ici, de comparer les résultats de la simulation avec CST aux résultats de la simulation sous le logiciel NEC. On pourra également comparer nos résultats à l'étude faite sur le terrain. On cherchera donc, à définir l'impédance de l'antenne et on calculera également les éléments constituant la cabine d'adaptation. En effet, pour réaliser l'adaptation on utilise une cabine dont le but est la transformation de l'impédance complexe de l'antenne (tour + excitateur) vers l'impédance caractéristique normalisée de 50Ω du feeder. Ensuite, l'idée est de comparer deux modèles de modélisation. En effet, il serait intéressant de comparer par simulation un modèle théorique c'est à dire avec une tour modélisée en PEC, et un modèle plus proche de la réalité, c'est à dire une tour modélisée comme du béton armé.

Voici ici une photo de la tour DVRN de Perpignan :



4.1.1 Simulation de la tour DVRN de Perpignan en PEC

On réalisera un modèle de référence sur lequel on se basera pour réaliser le modèle en béton armé. Il s'agit de faire rayonner une tour en béton à laquelle on accroche un excitateur. Cet excitateur est composé d'une cage de fils, qui est isolé au sol pour être alimenté et isolé au niveau d'une plate forme. Ceci implique alors une légère inclinaison de l'excitateur. Cette inclinaison influence peu les caractéristiques de l'antenne.

Le principe de fonctionnement est le suivant : on alimente l'excitateur en bas. On a alors un couplage qui se réalise entre l'excitateur et la partie métallique du ferrailage de la tour. Celle-ci joue le rôle de réflecteur passif. On obtient une structure directive. On se basera sur le modèle de la tour de Perpignan qui fonctionne à la fréquence de 1584KHz. Nous disposons de résultats de simulations réalisées auparavant mais également de résultats de mesures faites sur le terrain. Nous devons tout d'abord valider un modèle puis à partir de ce modèle, tester l'influence des cylindres en PEC. La première simulation sera d'abord de modéliser une tour constituée en PEC puis, une fois ce modèle validé nous modéliserons différents modèles afin de représenter le béton armé et d'obtenir ainsi un modèle plus représentatif de la réalité. Nous intéresserons à l'impédance puis au coefficient de réflexion.

Sous CST MWS, il est possible de créer ses propres matériaux en choisissant la perméabilité, la conductivité et la permittivité. La tour est directement en contact avec le sol. Sa hauteur et son diamètre sont tous les deux variables. La cage d'excitation est matérialisée par un cylindre de PEC de diamètre variable. Le plan de sol est modélisé par une grande plaque de PEC d'épaisseur égale à celle des fils et de largeur égale à deux fois leur longueur. Cette plaque a été centrée au niveau de la cage d'excitation afin d'avoir la même configuration que dans la réalité.

$$F=1584\text{KHz d'où } \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{1584 \cdot 10^3} = 189\text{m donc } \frac{\lambda}{4} = 47.3\text{m.}$$

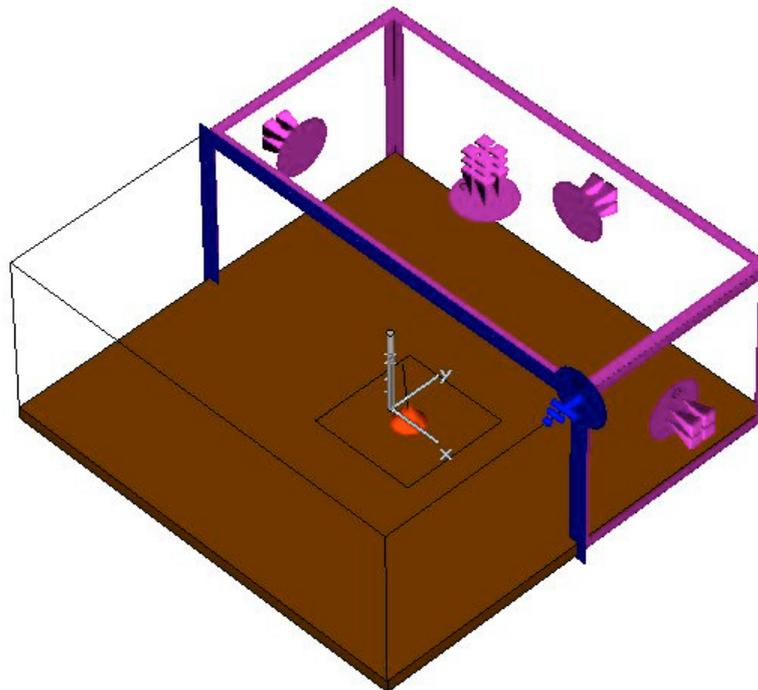
On prendra une longueur de sol de $2 \cdot \lambda$ et la longueur du plan de sol sera de $\lambda/4$. Ceci permettra une meilleure propagation de l'onde de sol.

Afin de réduire le nombre de cellules, on prendra soin d'utiliser les options de la boundary box.. En effet, nous pourrions utiliser la symétrie sur le plan XZ ceci nous permettra de diminuer le nombre de cellules par deux.

Ensuite, la principale difficulté a été le maillage. Il s'agit de trouver le meilleur compromis entre temps de calcul, c'est à dire le nombre de cellules, et la qualité des résultats, qui doivent être cohérents.

Le pylône étant orienté suivant Z, la limite suivant en Z_{max} a été fixée en « Open Add Space » afin d'éviter que le sommet du pylône soit en contact avec la frontière (il y a espace vide entre les deux). Les autres limites ont été fixées en « Open ».

Le pylône possède un plan de symétrie : - une symétrie dans le plan XZ ($H_T=0$)



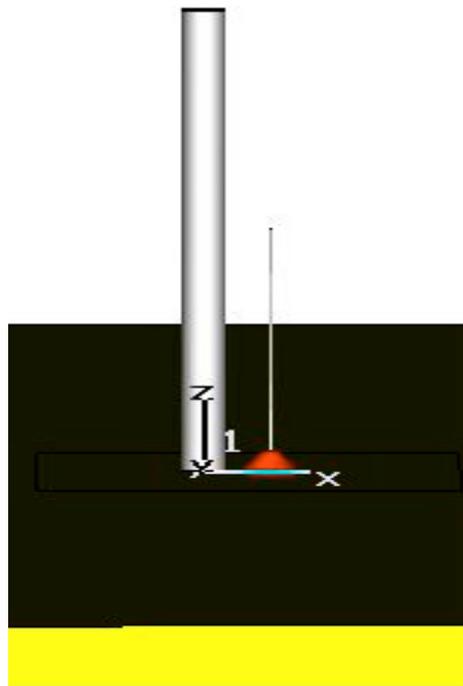
Nombre de plan de symétrie	Nombre de cellules
0	272272
1	136136

Voici présenté sous une forme de tableau les différents paramètres constituant la tour. Je commencerais par simuler une tour de PEC pleine et je comparerais mes résultats à ceux déjà réalisés sous le logiciel NEC.

Côte de la tour DVRN :

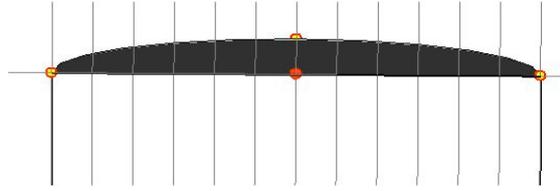
Description	Nom	Valeur
Epsilon r de la terre	Ert	13
Fréquence	F	1584KHz
Impédance d'entrée	Zport	50ohms
Longueur du sol	lsol	2*lambda
Diamètre de la cage de l'excitateur	de	0.08m
Diamètre de la tour	dt	5m
Epaisseur de la plaque	ep	0.003m
Hauteur de l'excitateur	h	40m
Hauteur de l'isolation entre l'excitateur et le plan de masse	le	2m
Hauteur de la tour	ht	76m
Longueur d'onde	Lambda	$(3 \cdot 10^8)/F$
Profondeur du plan de sol	pm	0.3m
Profondeur du sol	psol	10m
Conductivité de la terre	condt	$6 \cdot 10^{-3}$

Modélisation de la tour en PEC et de l'excitateur :



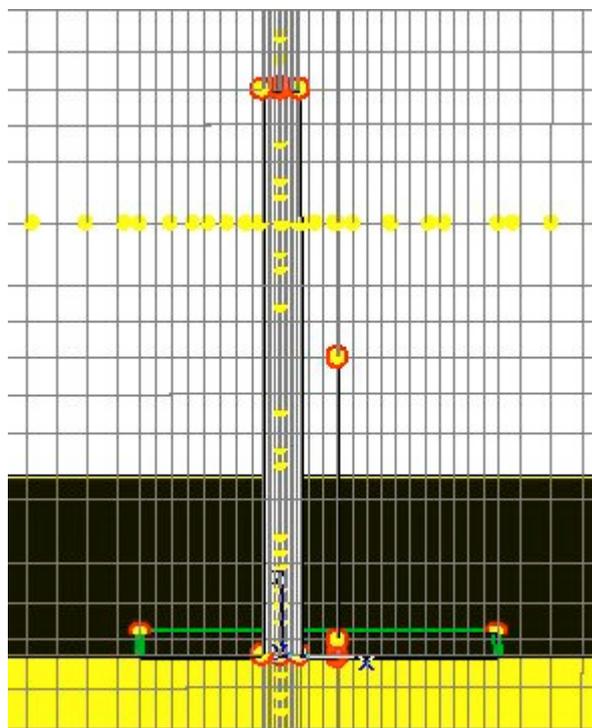
Nous allons à présent nous intéresser au maillage de la structure. Tout d'abord, dans le menu « global mesh properties » on laissera les valeurs par défaut 10 car 15 n'améliore pas les résultats mais augmente le temps de calcul et on changera le pas de mesh minimal en mettant la valeur 0.08 qui représente le diamètre de la cage de l'excitateur.

Nous maillerons également localement chaque élément de la structure. La tour sera mailler selon l'axe x de la valeur $dt/12$ se qui correspond à 12 lignes de maillage sur le diamètre de la tour.



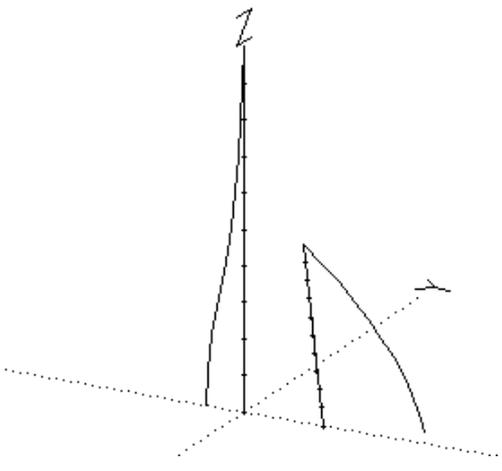
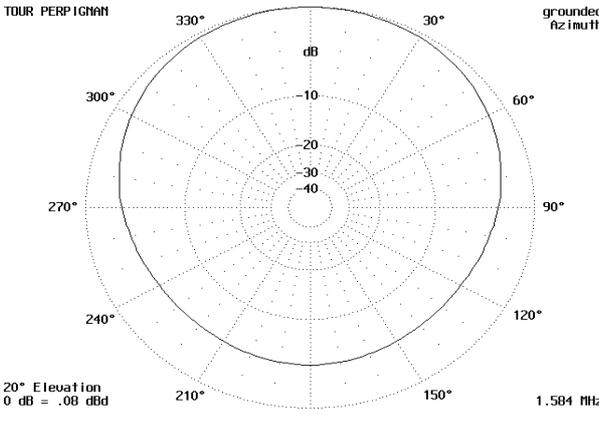
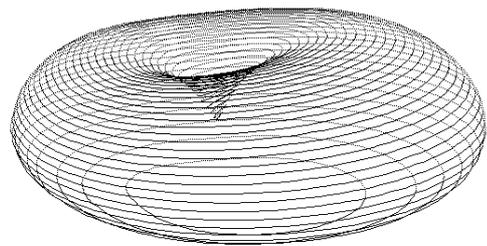
La cage de l'excitateur sera mailler selon l'axe x et y de la valeur dcage.

Voici une représentation en mesh view selon l'axe y.



On voit bien sur cette image que le maillage est bien renforcé autour de la cage de l'excitateur et de la tour.
Le plan de masse et la terre sont également mailler localement.

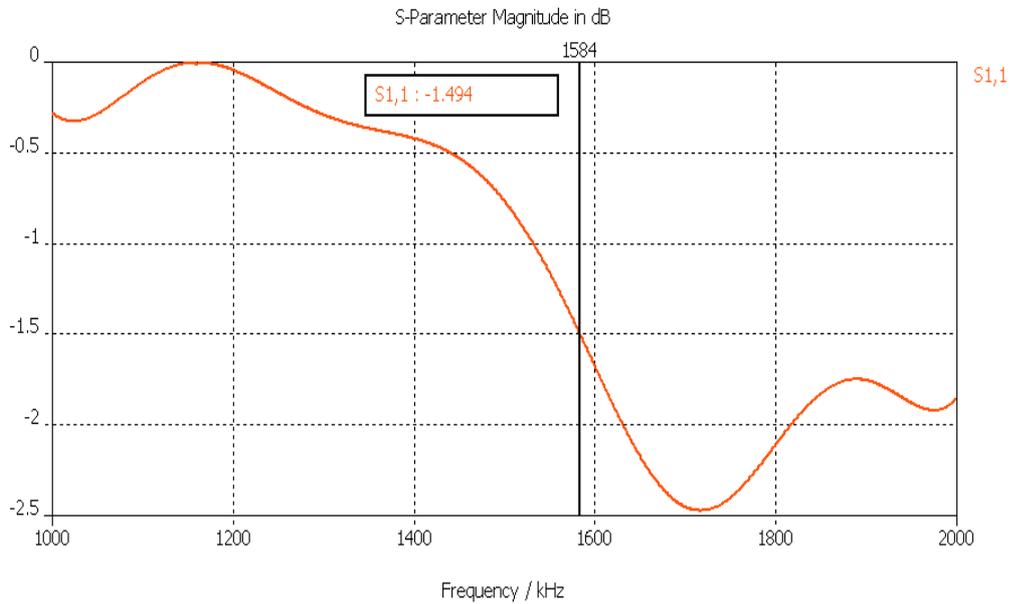
Voici ici les résultats de l'étude théorique faite sous le logiciel NEC.

<p>Paramètres calculs – Perpignan Baho</p> <p>F = 1584 KHz P = 2.5 KW Diamètre fut : 5 m Hauteur fut : 76 m Hauteur totale : 84 m Longueur cage : 41 m Distance cage > 3 m cage Ø 80 mm (6 fils de cuivre Ø 5mm)</p> <p>Résultats : Gain = 0.11 dBd Omni directivité : ± 2 dB P.A.R = 2.6 kW Z = 21 – j 45 Directivité : direction Perpignan Rendement : 64 % (avec plan de sol)</p>	<p>Modélisation & Distribution des courants</p> 
<p>Diagramme azimutal</p> 	<p>Diagramme 3D</p> <p>Peak = 0.11 dBd Total Field</p> 

L'impédance théorique est donc de $(21-j45)\Omega$. On a ici un diagramme de rayonnement à caractère directif. Le gain est de 0.11dBd.

Il existe une différence entre la modélisation du plan de sol et le plan de sol réalisé en pratique. En effet, sur le site de Perpignan le plan de sol est réalisé par un feuillard tout autour de l'antenne. La longueur total de fil ou de feuillard autour de la tour est de 782 mètres. Ceci est dû au terrain mis à disposition. Néanmoins, en pratique les résultats sont satisfaisants puisque la bande passante mesurée est de l'ordre de 10.5KHz. D'habitude, l'excitateur est légèrement incliné et situé plus loin de la tour afin d'augmenter la bande passante. Sur ce site là, le terrain ne le permettait pas donc l'excitateur est placé au bord de la plate forme de 42m de hauteur ceci, nous donne un meilleur gain mais une bande passante plus limitée. En simulation, le plan de sol est modélisé par une plaque métallique enfouie à 30cm dans le sol d'une longueur de $\lambda/4$.

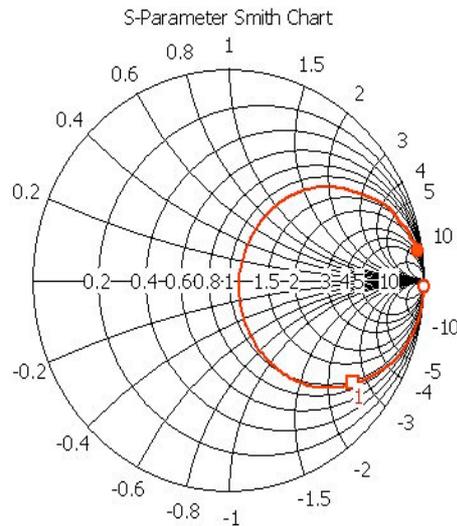
Voici après simulation la représentation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



On remarque que nous ne sommes pas du tout adapté.

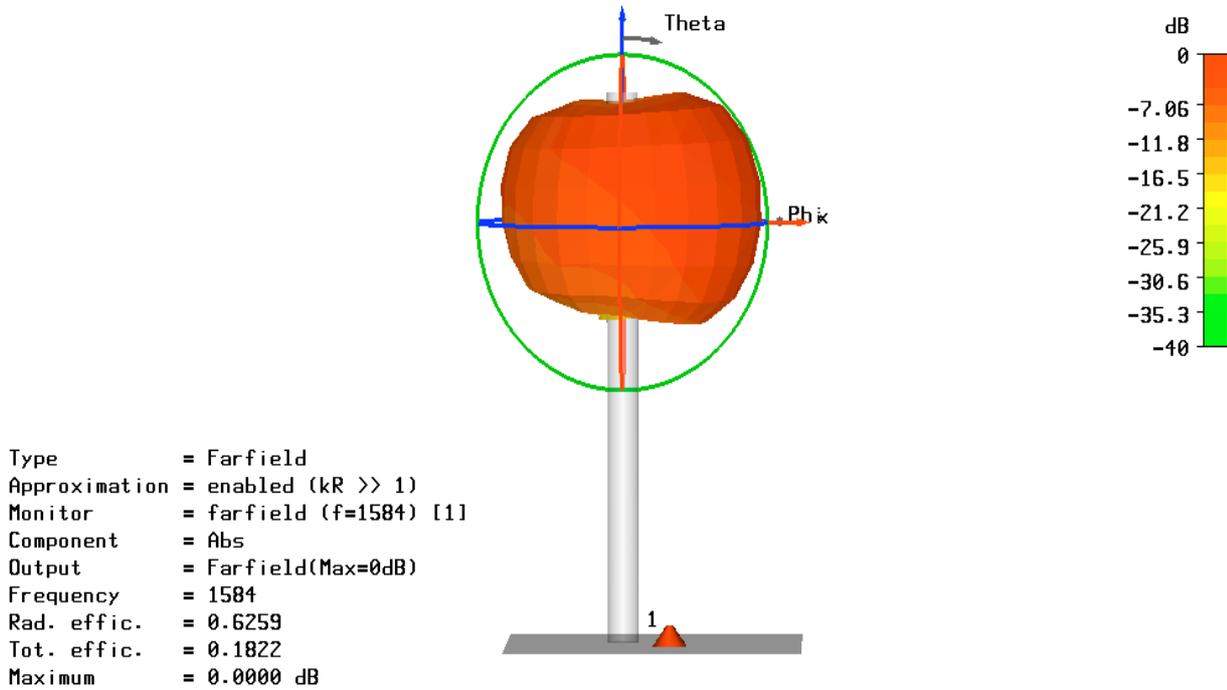
Voici la représentation de l'impédance à l'aide de l'abaque de smith.

500.0 (92.36, -431.9) Ohm
 1583. (5.721, -15.78) Ohm
 2000. (11.92, 77.82) Ohm

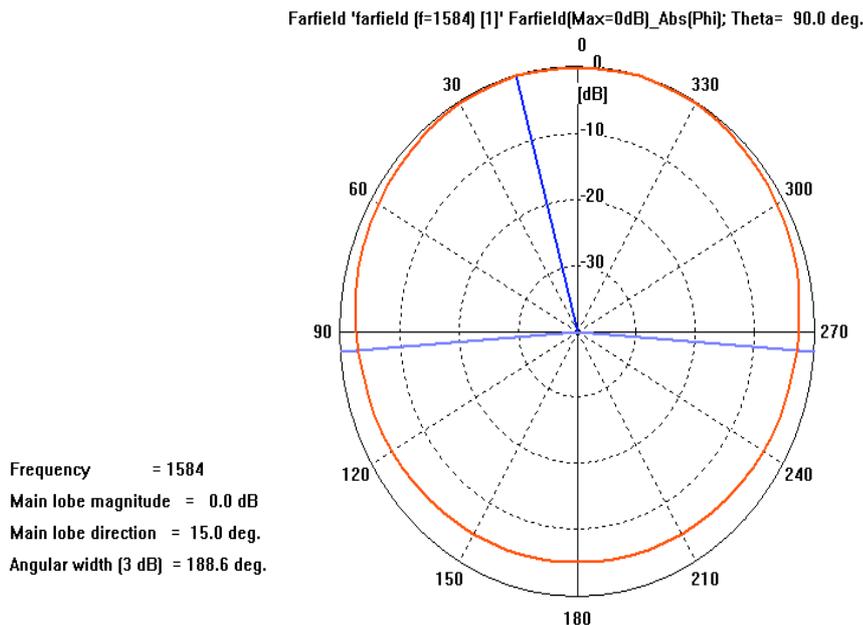


Ici la représentation est celle avec un Zport à 6Ω donc nous sommes quasi adapté. L'impédance est alors de $(5.721-15.78j)\Omega$ contre $(21-45j)\Omega$ trouver sous NEC. La valeur mesurée sur le terrain est de $(10-60j)\Omega$. On obtient donc une valeur plus proche de la pratique que de la simulation sous NEC.

En ce qui concerne les diagrammes de rayonnement, le diagramme 3D est bien directif avec un creux dans l'axe.



On regarde à présent le diagramme azimutal en coordonnées polaires afin d'observer le caractère directif de l'antenne

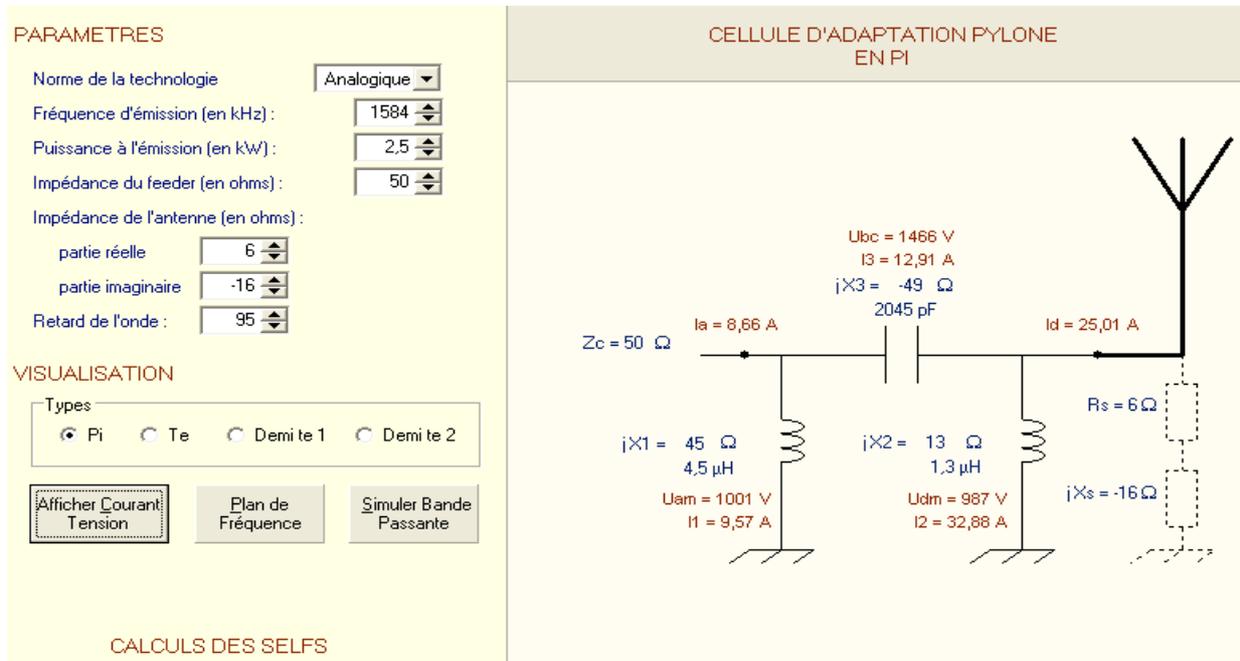


On remarque que l'ouverture à -3dB est de 188.6° . L'ouverture théorique pour ce type d'antenne, est en principe de $170-180^\circ$. Le gain théorique des ces antennes est aux alentours de 0.4 dBd , soit 2.5 dBi dans ce cas nous avons un gain de 2.1 dBi .

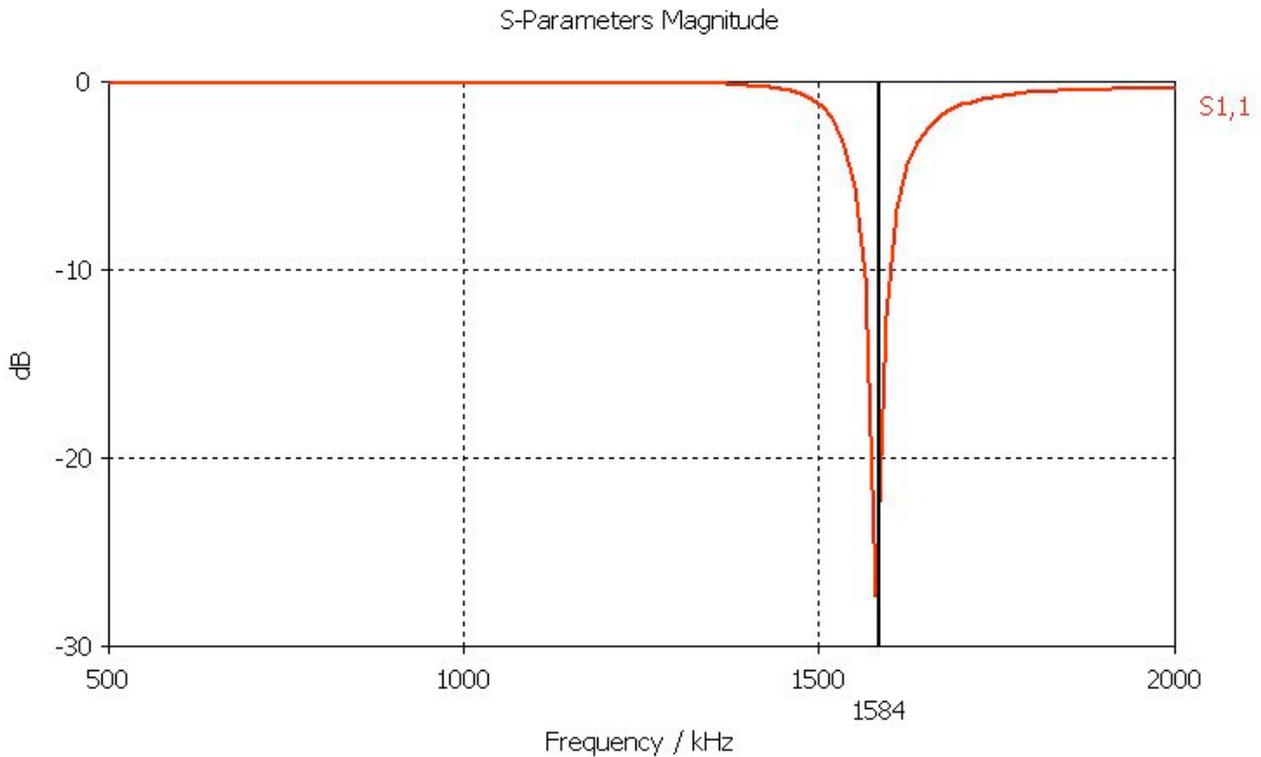
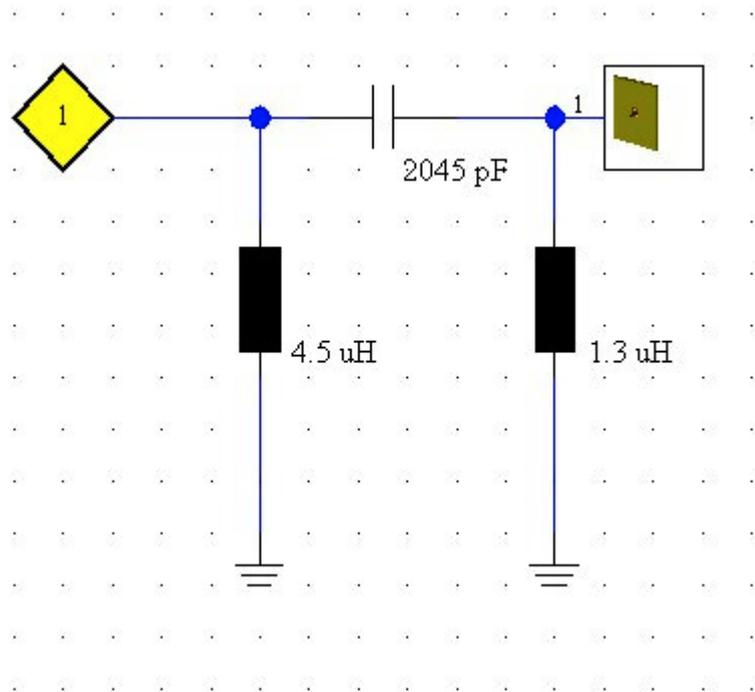
Afin de réaliser l'adaptation, nous utiliserons une cabine d'adaptation. Pour cela j'utiliserai le logiciel Cadema programmé en interne chez TDF. Ce logiciel, a pour objectif de calculer les composants (selfs et capacités) nécessaires pour l'adaptation d'une antenne à son émetteur, afin de minimiser les pertes dues à la liaison de ces deux éléments.



Pour cela, nous utiliserons une cellule en pi dont le principal intérêt est d'assurer l'écoulement des charges via une self placée en parallèle entre l'antenne et la masse et une autre entre l'émetteur et la masse.



Cabine d'adaptation DVRN_PEC : Avec CST, nous pouvons ramener notre antenne que nous avons modélisé en un composant



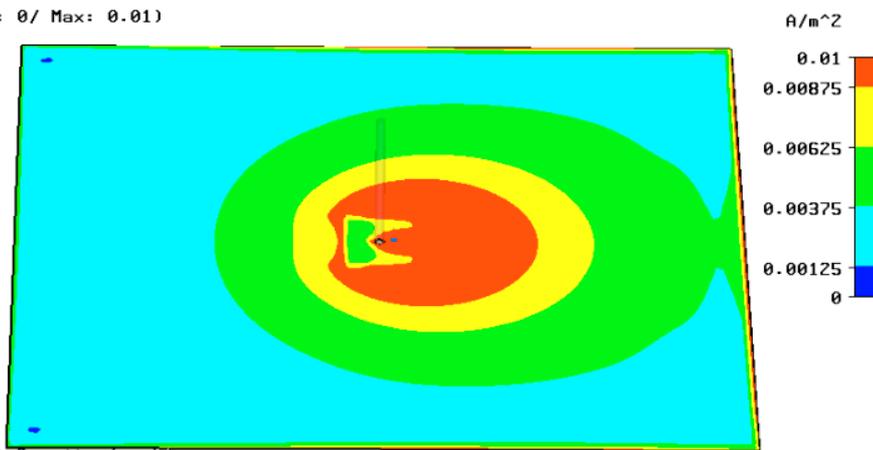
On obtient alors un coefficient de réflexion à la fréquence de résonance de -27.3dB , et une bande passante de 13.85KHz .

Dans CST, par défaut les calculs sont effectués pour une puissance de 1W. Pour modifier la puissance d'entrée il faut aller dans l'onglet « combine result » puis dans amplitude taper la valeur de tension souhaitée. Sqr étant la racine carré $P = \frac{U^2}{R}$ donc $U = \sqrt{P * R}$ On a $R = 50\Omega$ au niveau de l'émetteur et on veut $P = 2.5KW$. Pour cela, on s'aidera du logiciel de Cadema afin de connaître la tension au niveau de l'antenne si à l'émetteur nous avons 2.5KW. On a alors $U = 987V$ donc la valeur de U est de 987V se qui correspond a 2.5KW à l'émission c'est à dire avant la cabine d'adaptation.

Voici à présent, la densité de courant à la fréquence de résonance. Les valeurs de densité sont calculées pour une puissance de 2.5KW. On remarque que le courant est plus important sur une direction. On « arrosera » alors mieux la ville de Perpignan.

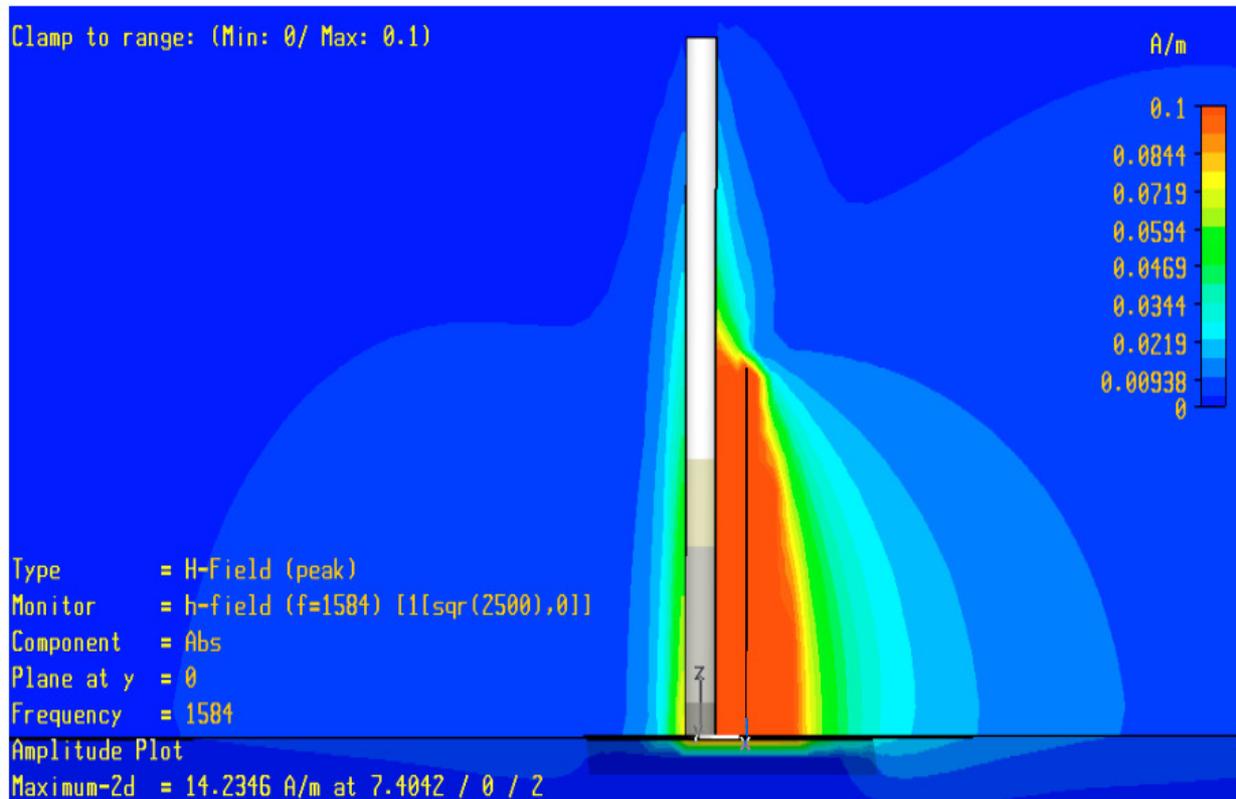
Densité de courant au niveau du sol avec P=2.5 kW

Clamp to range: (Min: 0/ Max: 0.01)



Type = Current Density (peak)
 Monitor = current (f=1584) [1[987.0]]
 Component = Abs
 Plane at z = 0
 Frequency = 1584
 Amplitude Plot
 Maximum-Zd = 7.18264 A/m^2 at -0.833333 / 0.670589 / 0

Distribution des courants



On voit que la distribution du courant est de nature sinusoïdale. La hauteur effective de l'antenne

est de la forme : $heff = \int_0^h I_z \cdot dz$

Sur ce dessin, on voit bien la distribution de courant sur le pylône.

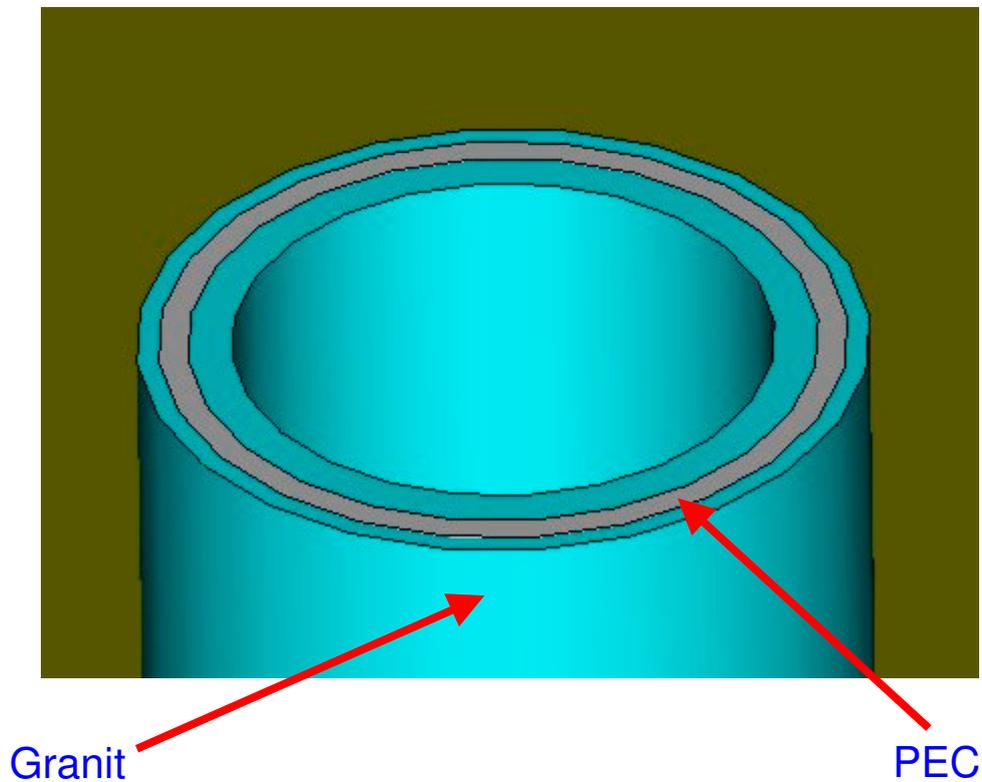
4.1.2 Simulation de la tour en béton armé avec un cylindre creux

L'idée est ici de voir l'influence en simulation d'une tour en granit composé de métal. Ceci afin de se rapprocher de la réalité. Pour cela, on réalisera un cylindre de PEC représentant les barres métalliques puis nous rajouterons autour, deux cylindres de granit. Pour modéliser le granit on créera nous même notre matériaux avec ses caractéristiques qui lui sont propres c'est à dire la permittivité relative et la conductivité.

On prendra comme valeur :

Description	Nom	Valeur
Permittivité relative du granit	Erg	4
Conductivité du granit	condg	3^e-4 (S/m)

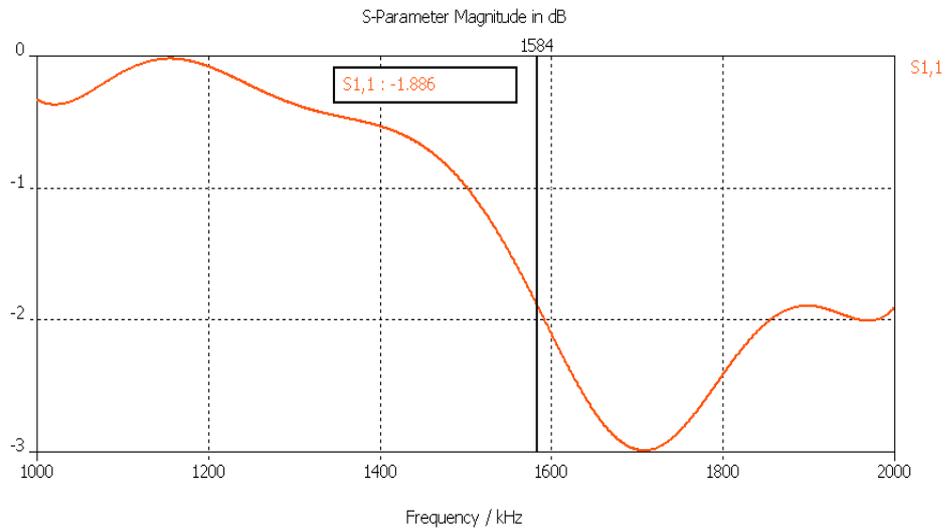
Modélisation de la tour avec un cylindre de PEC entouré de Granit



L'intérieur sera creux car dans la réalité les tours sont vides à l'intérieur.

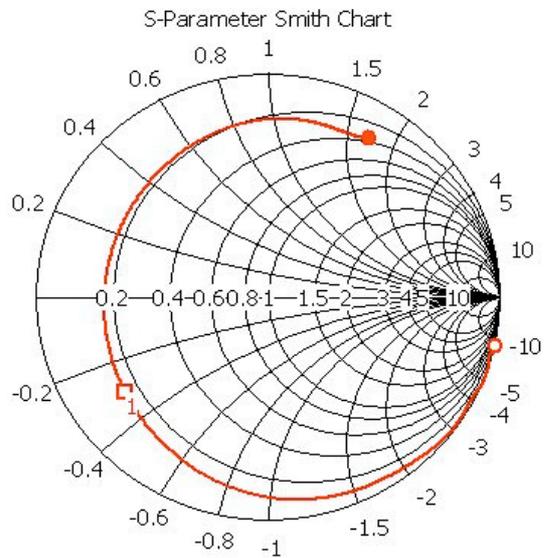
La première épaisseur de granit est de 15cm et la deuxième couche a une épaisseur de 30cm. L'épaisseur de PEC est de 20cm. On va donc simuler la tour DVRN fonctionnant à 1584KHz (fréquence attribuée par le CSA). On pourra alors regarder l'influence du granit sur les simulations. On gardera les mêmes paramètres de maillage afin que la comparaison soit la meilleure possible.

On regarde tout d'abord le S_{11} avant adaptation :

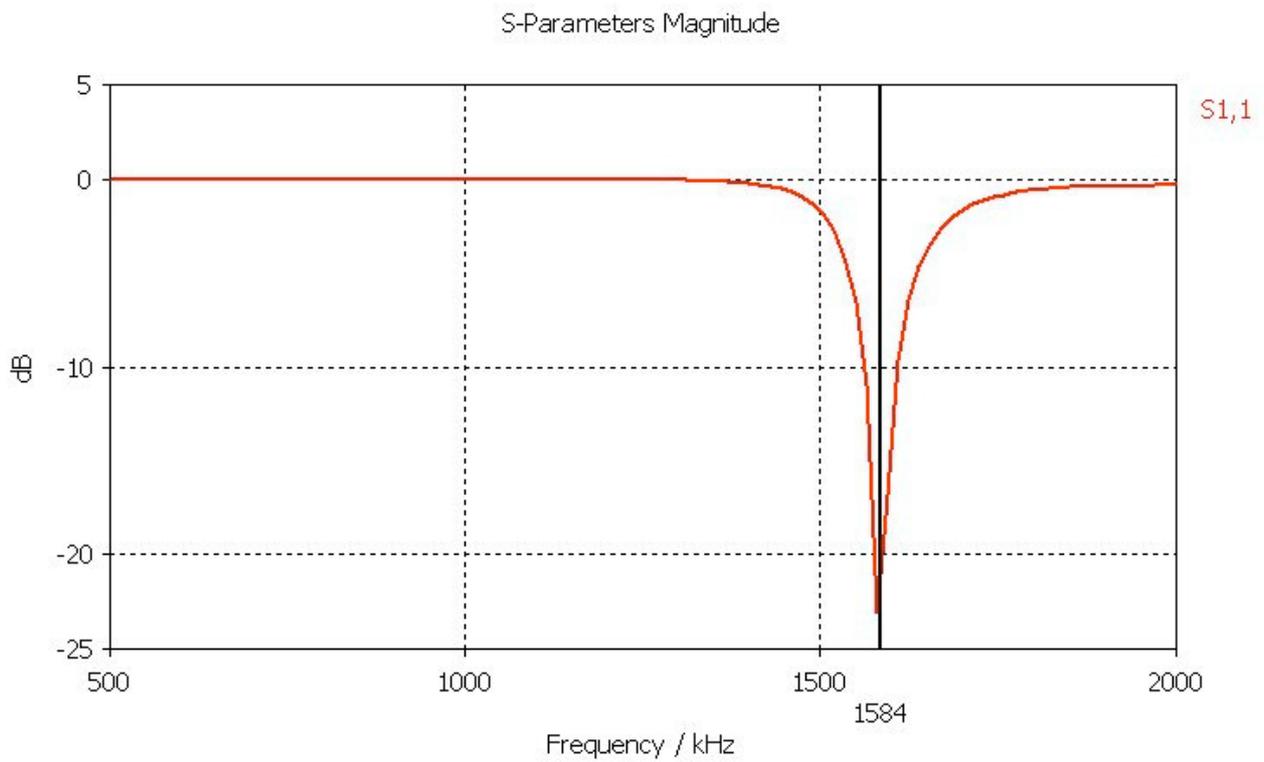
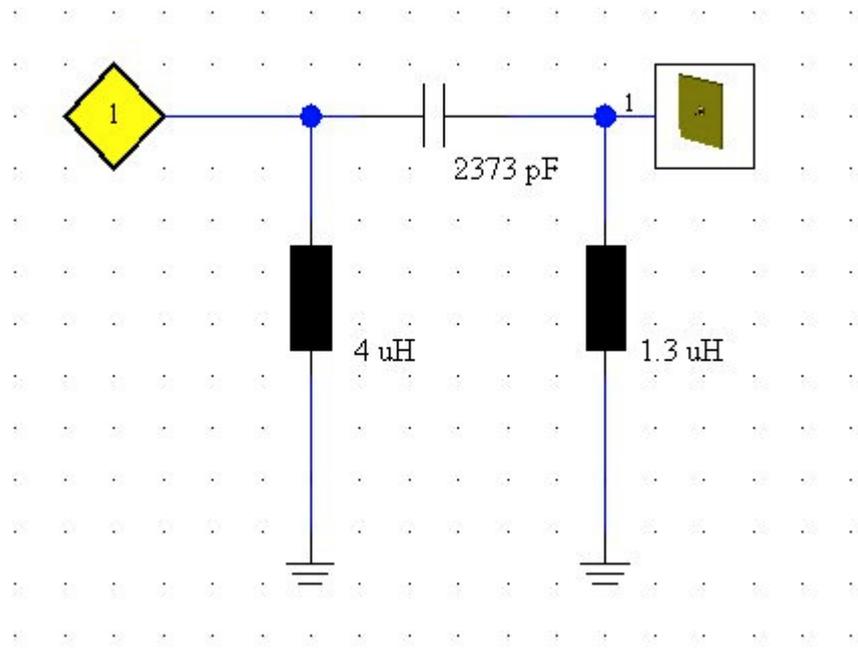


Puis on regarde l'impédance à la fréquence de 1584KHz.

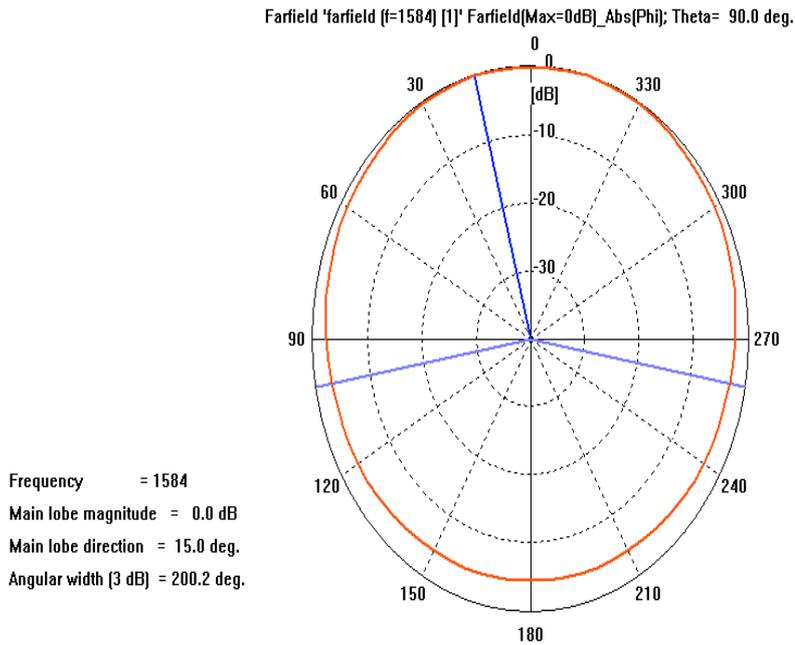
500.0 (-39.17, -441.7) Ohm
 1583. (7.786, -15.43) Ohm
 2000. (17.98, 86.07) Ohm



On obtient une impédance de $(7.786-15.43j)\Omega$. On a donc légèrement augmenté la partie réelle de l'impédance nous rapprochant ainsi un peu plus de la valeur pratique.



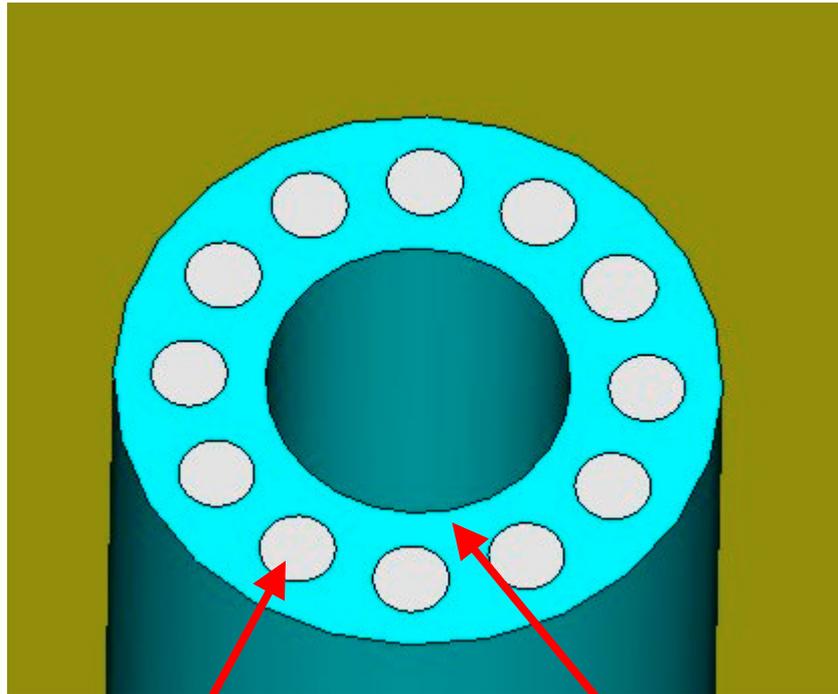
On obtient une adaptation de -23dB et une bande passante à -20dB de 11.2KHz



On a une ouverture a -3dB de 200° , et le gain est de 1.9dBi . On a donc diminué la bande passante se rapprochant ainsi plus de la valeur mesurée. Le gain a également diminué.

4.1.3 Simulation de la tour en béton armé avec des barres de PEC

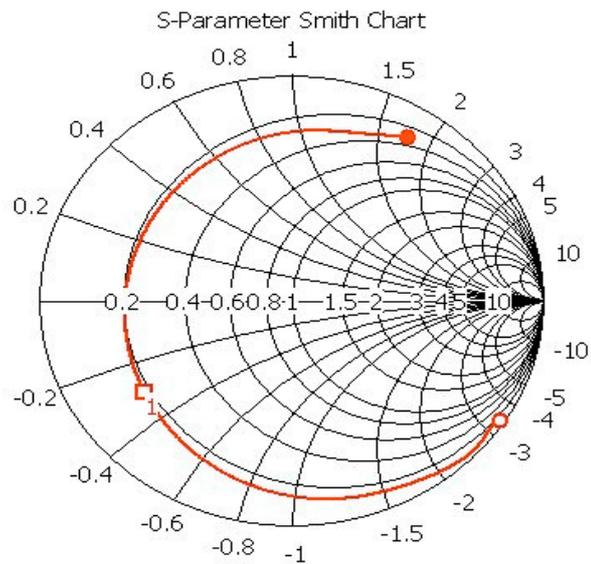
Pour réaliser cela sous CST MWS, il a fallu d'abord, tracer un cercle de rayon $dt/4$ afin de situer où l'on allait placer nos barres. Ensuite, on place un cercle de rayon $dt/16$ sur le cercle $dt/4$ et on réalise une copie par rotation avec $360/12$ sur Z. Ensuite, on fait une translation de tous ces cercles de longueur ht (hauteur de la tour) puis, on réalise un « loft curves » pour relier chaque cercle à son opposé et ainsi réaliser le cylindre PEC.



Barres de PEC

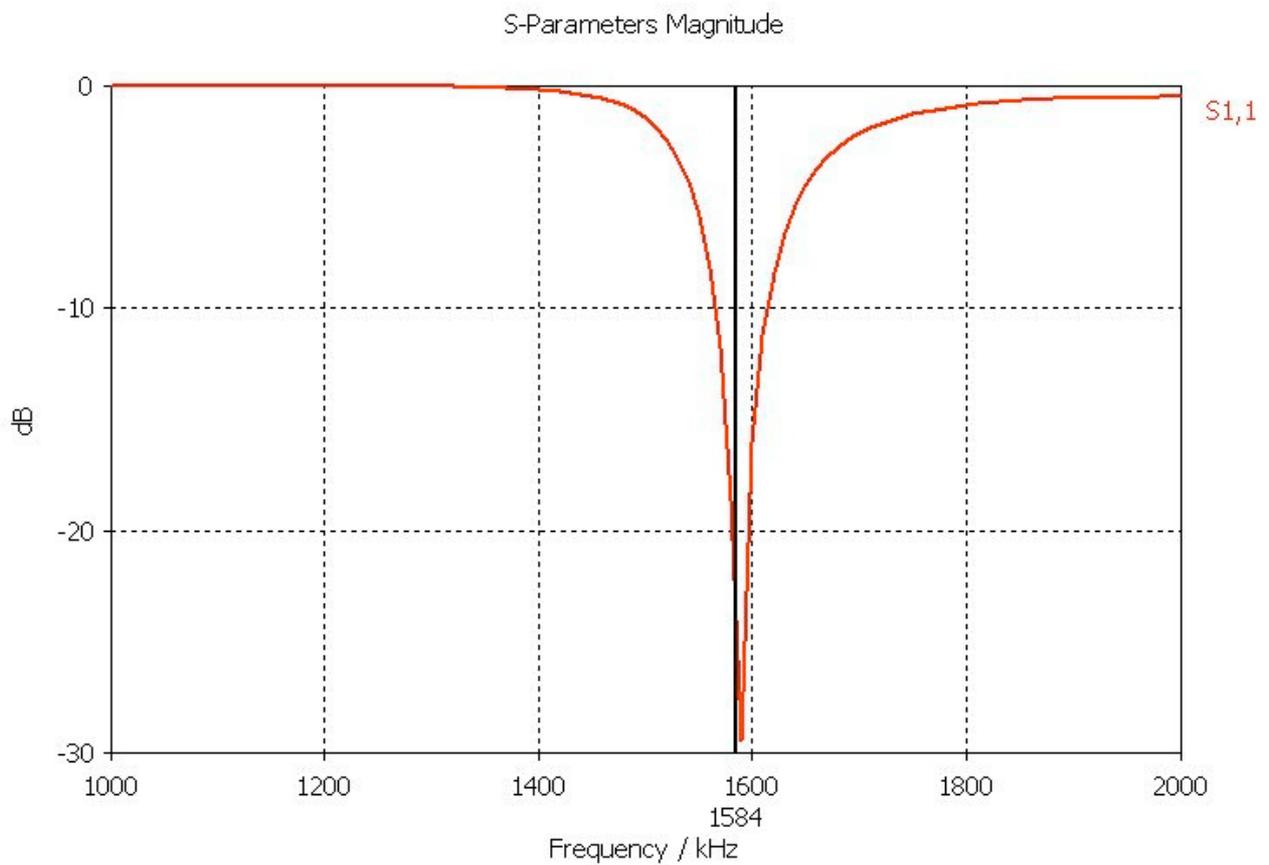
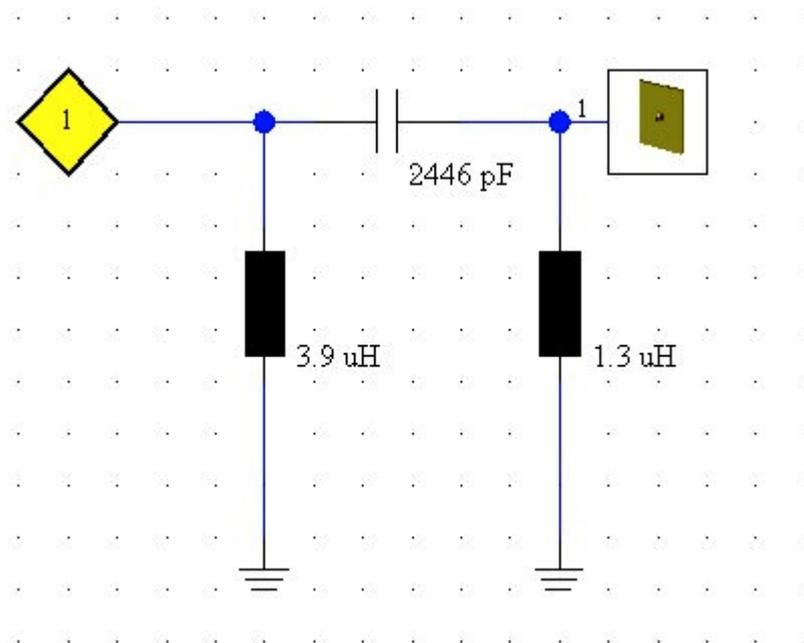
Granit

1000. (5.018, -169.4) Ohm
 1584. (9.183, -15.33) Ohm
 2000. (15.62, 88.75) Ohm



On obtient une impédance de $(9.183-15.33j)\Omega$ à 1584KHz.

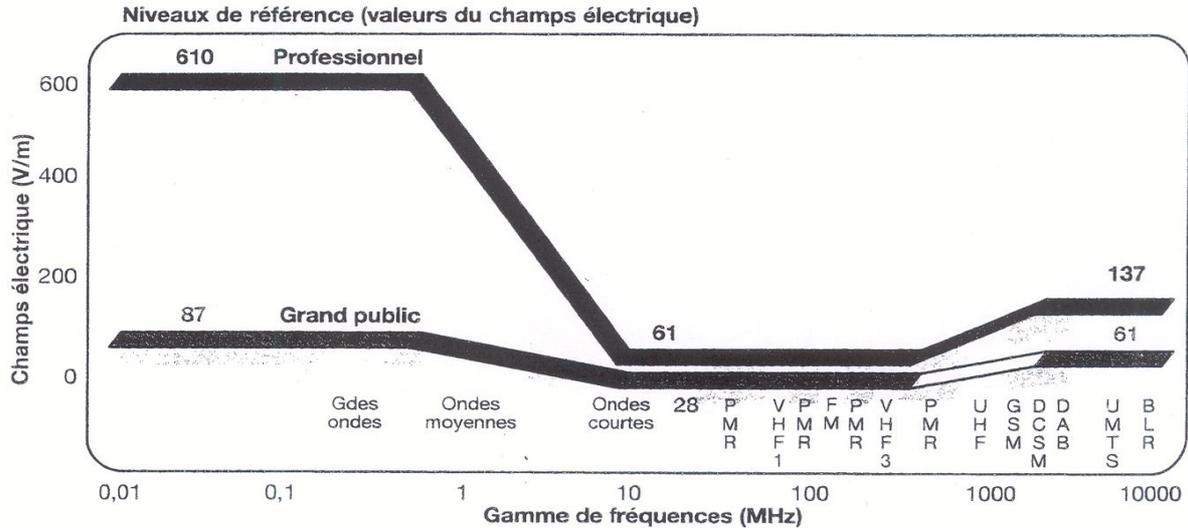
On réalise donc la cabine d'adaptation suivante :



On obtient alors une adaptation de -24.8dB et une bande passante à -20dB de 15.8KHz .

4.1.4 Mesures des champs sur le modèle en PEC

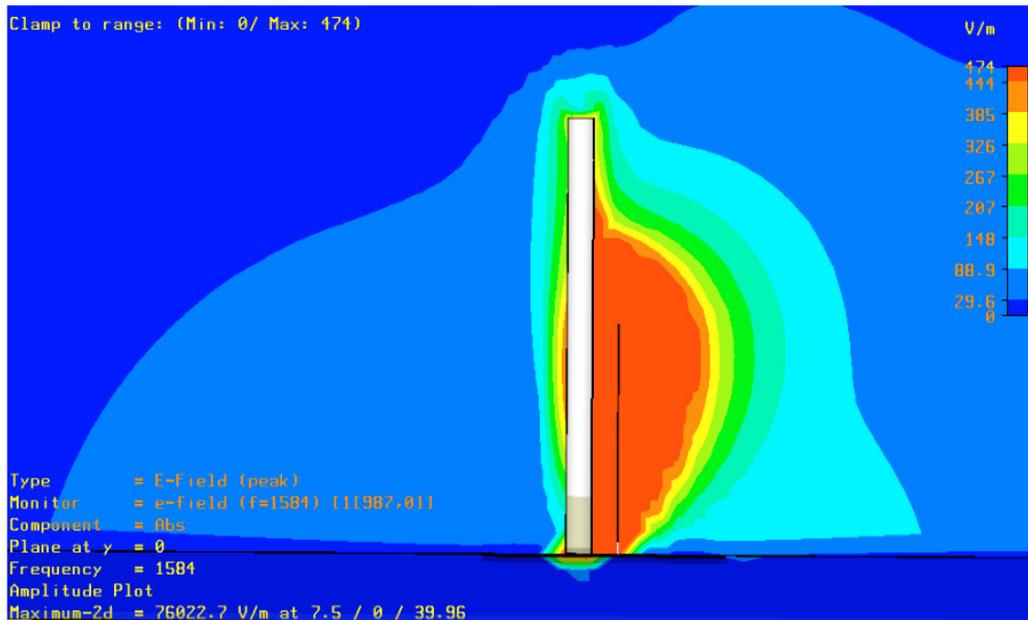
Des mesures de champ E et H ont été réalisées sur le terrain. A chaque fréquence, est attribué un seuil de niveaux de champ auquel il faut se référer. Voici un document TDF, nous donnant les valeurs de champ E limites pour chaque bandes de fréquences pour le public et les professionnels type techniciens de maintenance.



Pour la bande des ondes moyennes on peut voir que pour 1584KHz la valeur à ne pas dépasser pour le champ E est de 385V/m. On sait également que pour le champ H il est de 1A/m. Il est a noté que sur le document la bande de fréquence où le champ doit être le plus faible correspond à la bande où la longueur d'onde est typiquement de l'ordre de la taille de l'humain. Des mesures sont donc réalisées près de l'antenne afin que les techniciens de la maintenance ne subissent pas de grosses valeurs de champ électrique et magnétique. Des mesures seront également faites à plusieurs km de l'antenne afin de vérifier la zone de couverture de cette dernière. En effet, en modulation d'amplitude il faut que les récepteurs aient une sensibilité de 66dBµV/m soit 2.2mV/m donc il faut que le champ E soit supérieur à cette valeur pour assurer une bonne réception. Avec le DRM la sensibilité permettant une bonne réception sera inférieur donc avec une puissance moindre nous pourrons couvrir une même zone de couverture.

Nous allons donc visualiser sur la structure où le champ E est supérieur à 385V/m afin de savoir où les techniciens risque d'être exposé au champ les plus fort. Pour cela nous recalculerons les différents moniteurs avec une puissance de 2.5KW à l'émission afin de connaître les valeurs de champs associés

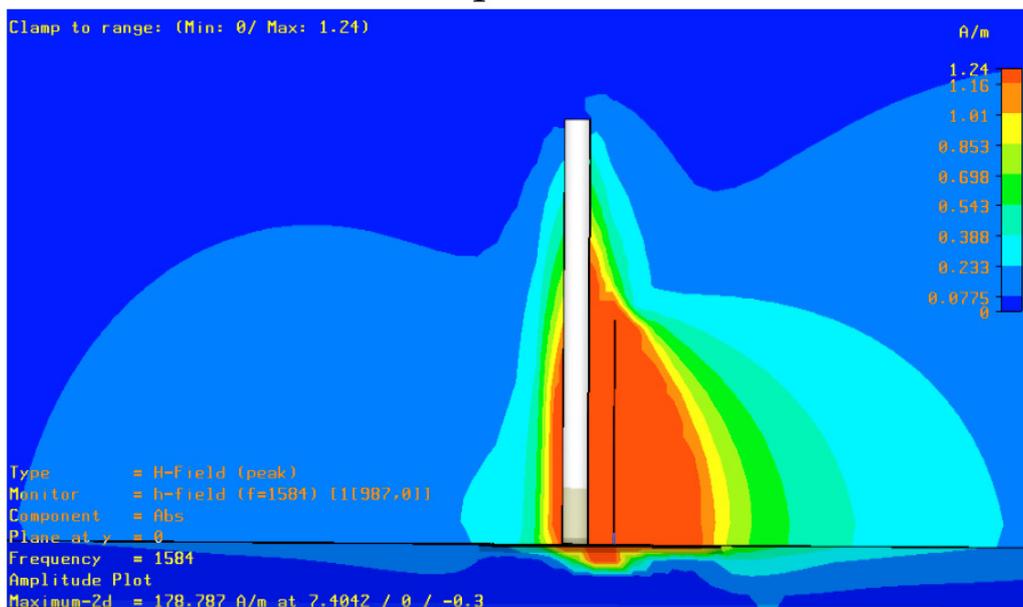
Intensité du champ E avec P=2.5 kW



L'échelle a ici été choisit de façon a se que la partie rouge corresponde à la partie où le champ E est supérieur à 385V/m.

On va à présent regarder là où le champ magnétique est supérieur à 1A/m.

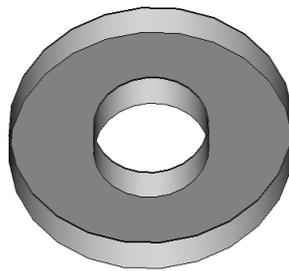
Intensité du champ H avec P=2.5 kW



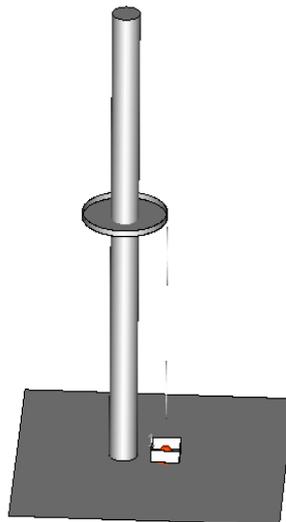
Cela nous donne alors une idée où les personnes habilitées à aller sur le site ne doivent pas trop s'exposer afin de ne pas subir de champ trop important.

Afin de rendre au mieux la représentation des champs sur une tour il est intéressant de modéliser les différentes plateformes et ainsi de voir si les champs sur la plateforme sont supérieurs à ceux de la zone 1 (385V/m).

Pour modéliser la plateforme on va créer un cylindre puis avec l'option « Shell Solid or thicken Sheet » on va creuser la plateforme. Elle sera modélisée en PEC.

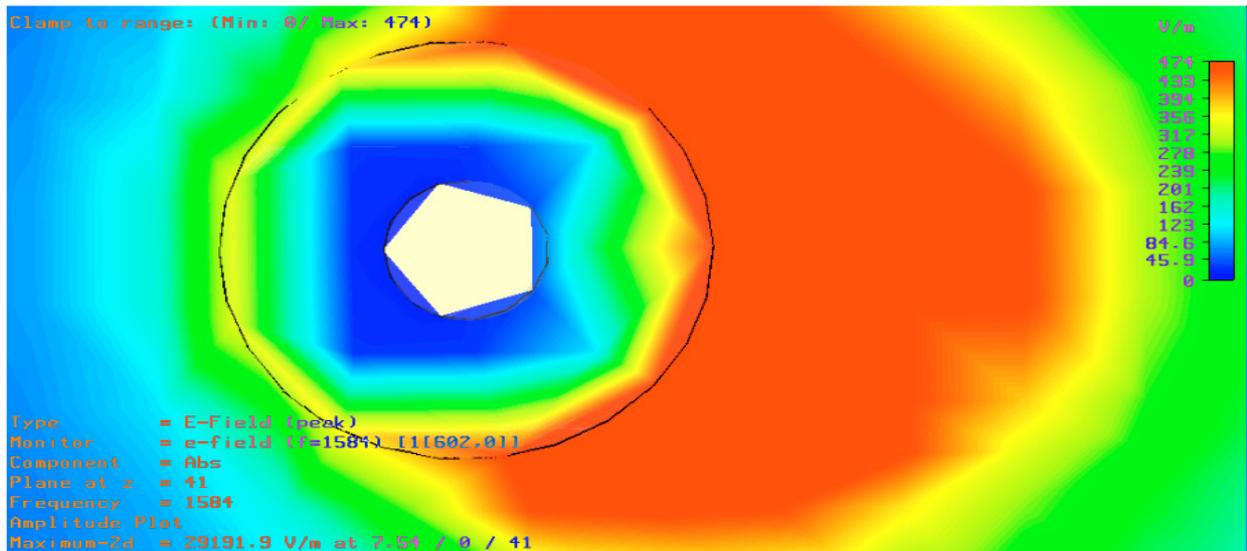


À Perpignan la tour se trouve à 41m. On modélisera également une cage autour de l'excitateur de 5m de côté et de hauteur 2m.

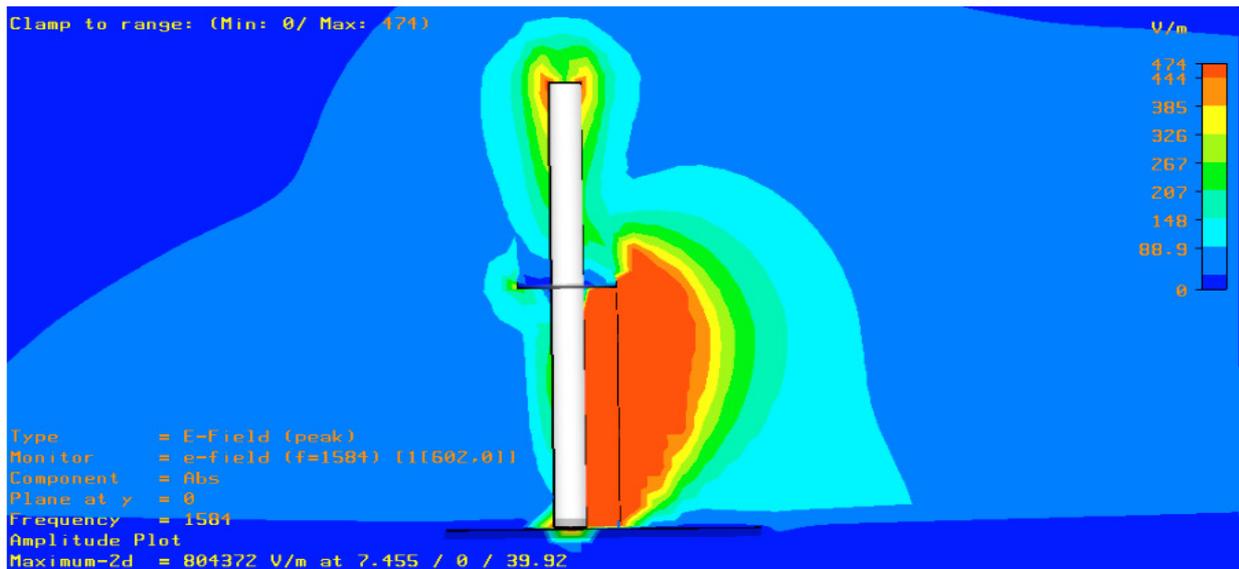


On regarde donc à présent la valeur du champ E.

Champ E au niveau de la plateforme



Intensité du champ E



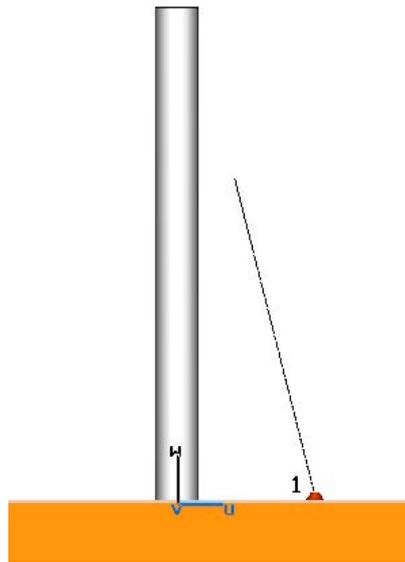
On voit donc qu'une personne se trouvant sur la plateforme ne sera pas exposé à un champ électrique trop fort sauf si celle ci se place au bord de la plateforme du côté de l'excitateur.

Types d'antennes	Fréquence de résonance	Impédance (ohm)			Nbr de cellules	Temps de simulation	Bande passante -20dB
		Mesures	NEC	CST			
DVRN PEC	1584KHz	10-j60	21-j45	5.7-j15.8	88060	22mn	13.85KHz
Béton armé1	1584KHz	10-j60	21-j45	7.8-j15.4	96000	15mn	11.2KHz
Béton armé2	1584KHz	10-j60	21-j45	9.18-j15.3	127680	30mn	15.8KHz

On obtient donc de meilleurs résultats que sous NEC pour la partie réelle mais, on est moins bien en ce qui concerne la partie imaginaire. Le modèle qui semble le plus approprié est celui où la tour est modélisée avec un cylindre de PEC, car sa bande passante est plus proche de la réalité (10.5KHz). Néanmoins, la tour en PEC donne également un bon résultat. Seule, la tour avec les barres en PEC donne des résultats décevants. La modélisation nécessite plus de temps de calcul et de plus, la bande passante est la plus éloignée des 3 modèles.

4.2 Etude de la Tour de Strasbourg

Afin de valider l'un de ces modèles on simulera à présent la tour de Strasbourg qui fonctionne également à 1584KHz et on comparera nos valeurs à celle de la pratique. Sur le terrain, il a été mesuré $(42+j34)\Omega$. On simulera donc les 3 modèles avec les valeurs correspondantes à la tour de Strasbourg. On gardera également les mêmes paramètres de maillage, afin de valider le modèle pour n'importe quelle tour. La modélisation est différente au niveau de l'excitateur où celui ci sera légèrement incliné nous donnant ainsi une bande passante plus large.

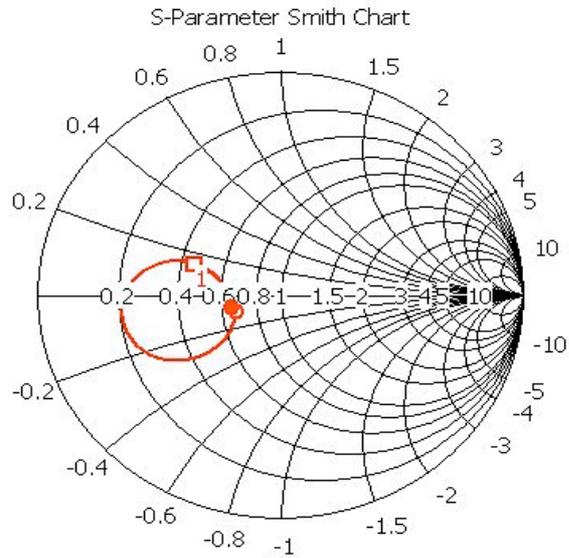


La tour mesure 62m de hauteur et le diamètre de la cage de fil est de 15cm. Il y a 11m entre le point de fixation bas et le point de fixation haut de l'excitateur. Afin de pouvoir réaliser l'excitateur on réalisera deux cercles sur deux plans différents l'un sur le plan XY en bas et l'autre sur le plan YZ en haut puis avec un « loft curve » on reliera ces deux cercles et on réalisera un cylindre de PEC.

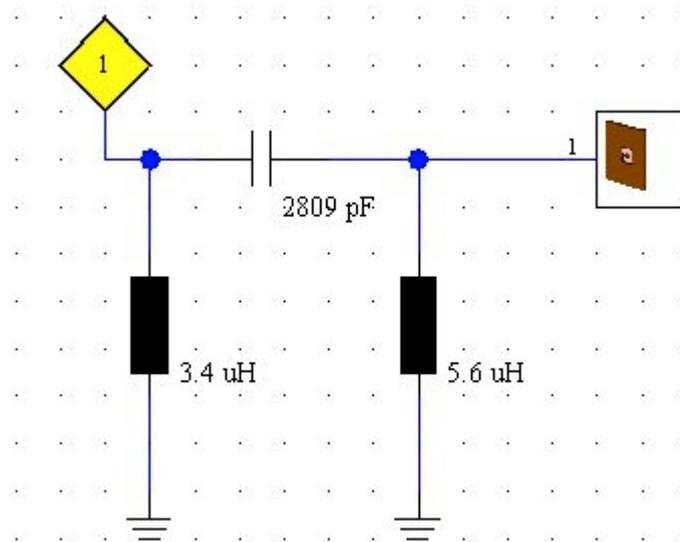
4.2.1 Modèle en PEC

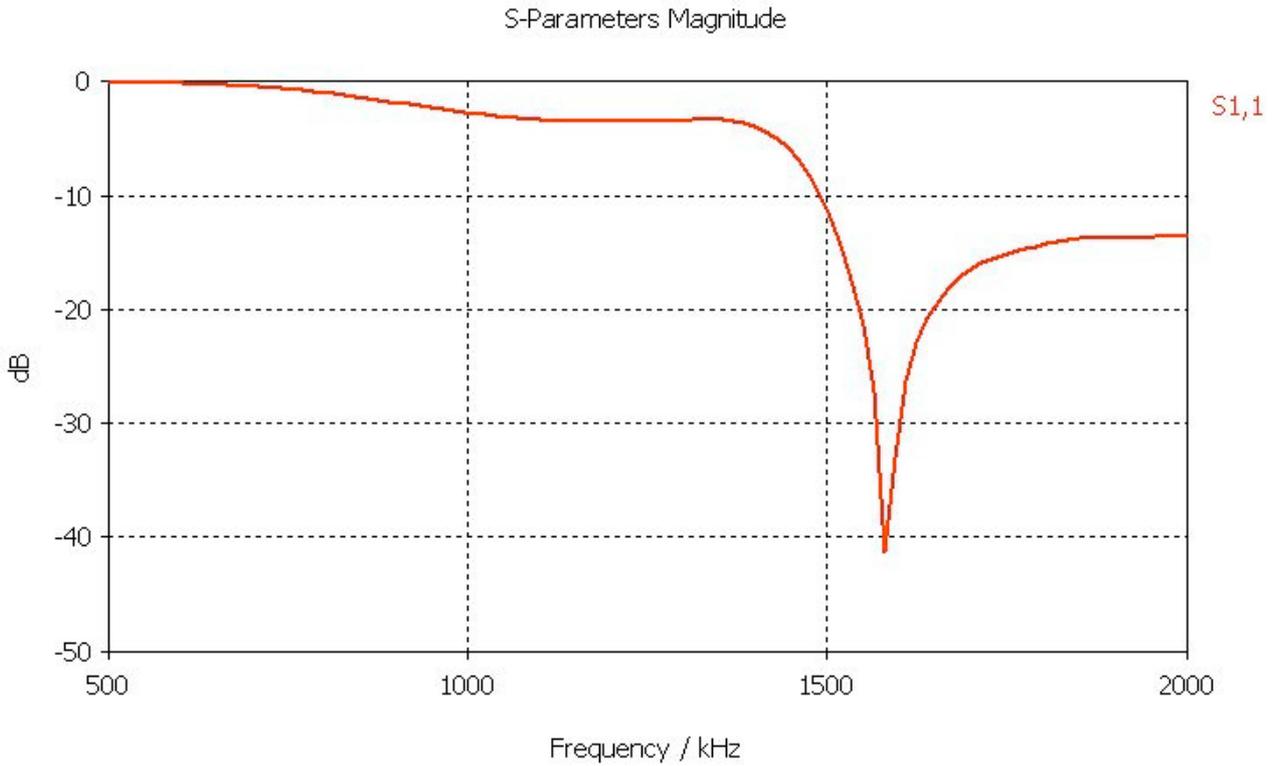
On simulera tout d'abord une tour en PEC et on regardera sur l'abaque de smith l'impédance à 1584 KHz.

500.0 (34.01, -5.476) Ohm
 1583. (23.1, 7.68) Ohm
 2000. (32.68, -3.724) Ohm



On a donc une impédance de $(23.1 + j7.68)\Omega$. On réalise donc la cabine en fonction de cette impédance.



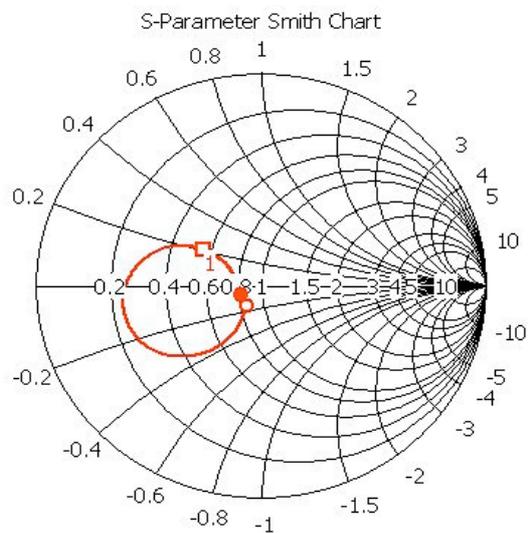


On a -41dB et une bande passante de 102KHz .

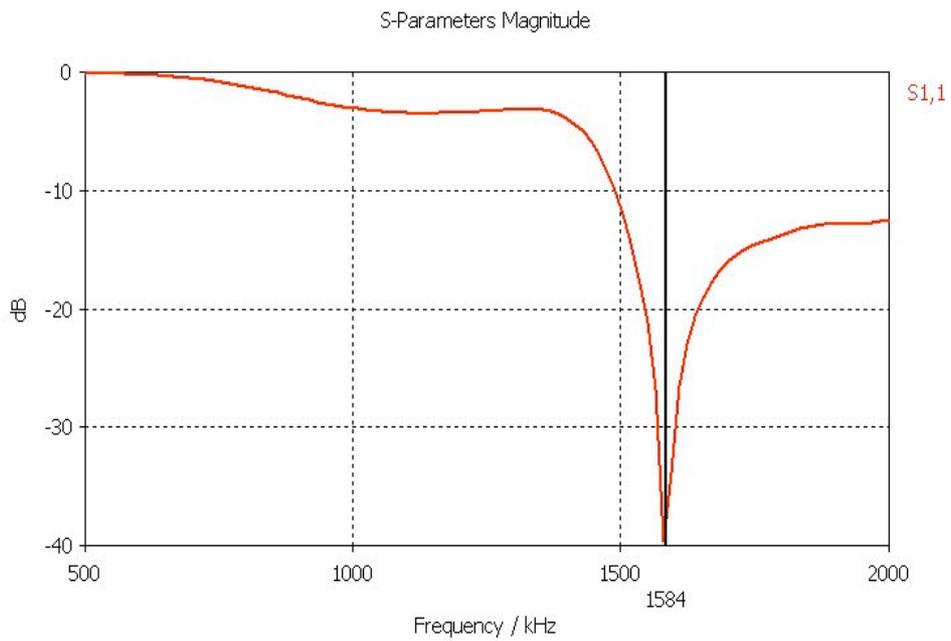
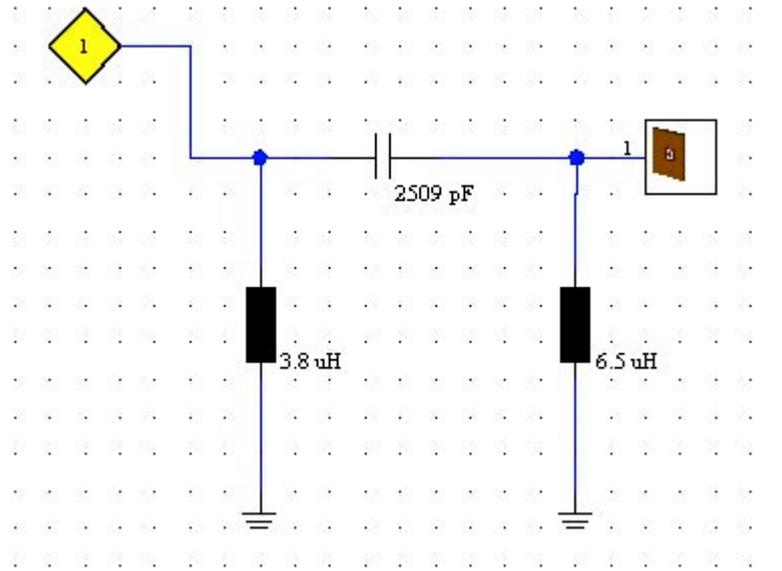
4.2.2 Modèle béton armé avec cylindre creux

On réalise à présent la tour en béton armé modélisé par un cylindre de PEC creux entouré de granit.

500.0 (42.93, -8.247) Ohm
 1583. (27.98, 10.7) Ohm
 2000. (41.39, -3.681) Ohm



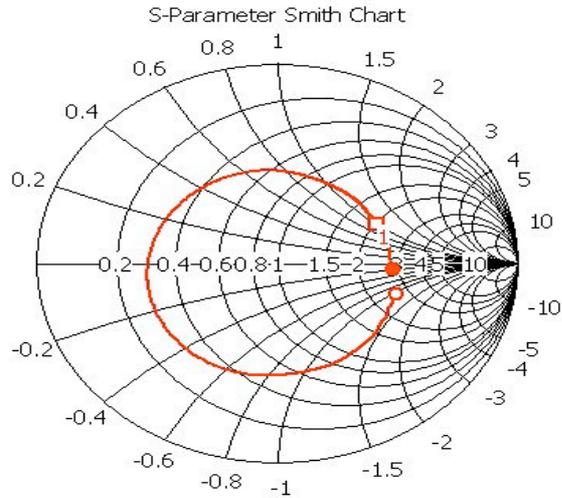
On obtient la cabine d'adaptation suivante :



On a -39.7dB et une bande passante de 100kHz .

4.2.3 Modèle béton armé avec barres de PEC

500.0 (129.5, -54.98) Ohm
 1583. (102.8, 52.69) Ohm
 2000. (141.5, -10.93) Ohm



Types d'antennes	Fréquence de résonance	Impédance (ohm)		Nbr de cellules	Temps de simulation	Bande passante -20dB
		mesures	CST			
DVRN PEC	1584KHz	42+j34	23.1+j7.7	96120	14mn	102KHz
Béton armé1	1584KHz	42+j34	27.9+j10	108108	18mn	100KHz
Béton armé2	1584KHz	42+j34	102+j53	134640	46mn	95KHz

	Ancy	Mulhouse	Perpignan	Nîmes	Strasbourg
Impédance mesurée	25+j50	45+j29	10-j60	38+j25	42+j34
Impédance CST	23.7+j8.8	28.53+j11	7.8-j15.4	29.84+j9.5	27.9+j10
Nbr cellules	102102	114114	96000	95568	108108
Temps de calcul	17mn	19mn	15mn	16mn	18mn

On peut donc dire que le modèle en béton armé avec un cylindre de PEC entouré de granit est le modèle qui est le plus représentatif et le plus adapté pour simuler ce type d'antenne. Cependant, il n'y a pas de grosses différences avec le modèle en PEC, qui reste également un modèle fiable. Le modèle avec des barres, serait peut être meilleur en augmentant leurs nombres, mais la géométrie deviendrait plus complexe et cela augmenterait considérablement le nombre de cellules.

Les temps de calcul sont ici donnés à titre indicatif, il n'y a pas vraiment de logique, cela dépend de la machine mais cela nous donne une idée. Pour une simulation d'un ou 2 millions de cellules il faut prévoir 8h de calcul, à défaut une simulation de 500000 cellules se fera en à peu près 3h sur ce type de machine (3.25Go de RAM).



5 Antenne DAR 1100

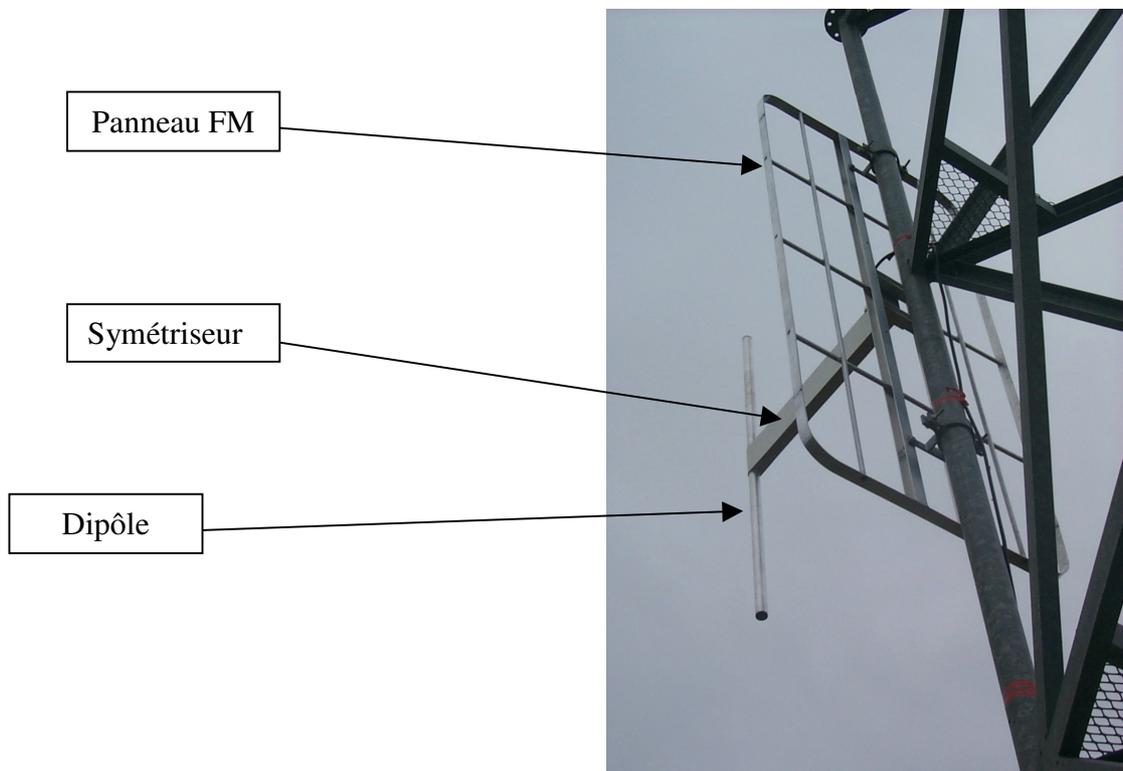
Pour des raisons de confidentialité, cette étude n'apparaîtra pas dans ce rapport.

6 Panneau FM

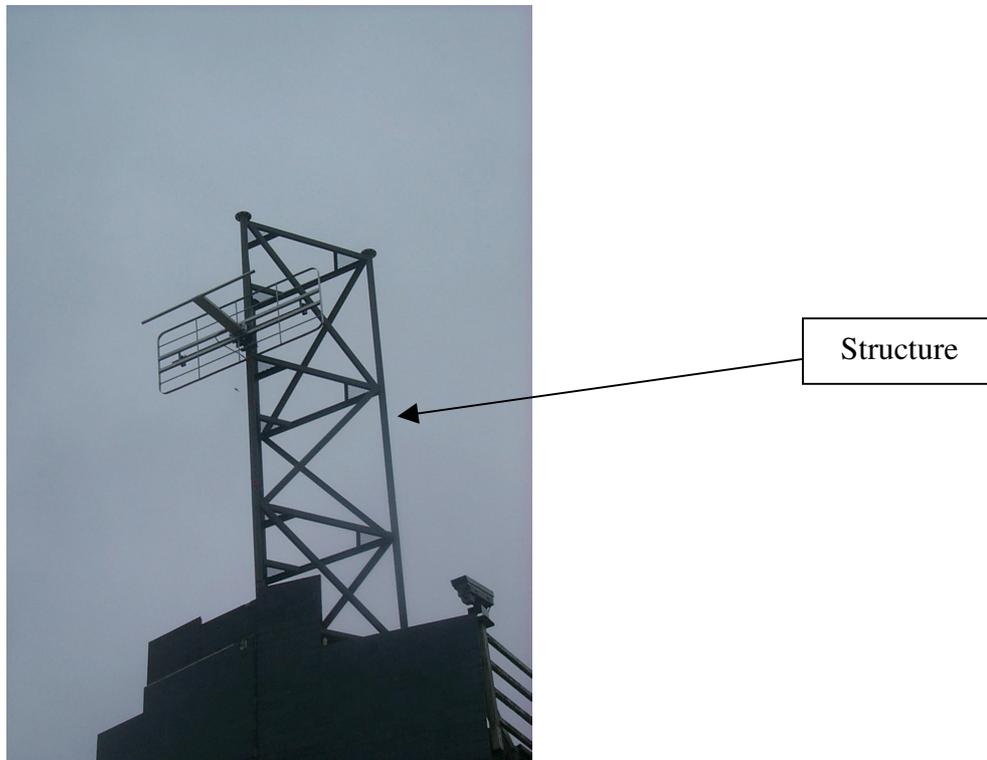
Nous allons à présent modéliser un panneau FM avec sa structure. En effet, il m'a été demandé de modéliser ce panneau pour voir l'influence de la structure sur les mesures expérimentales. Je modéliserai donc dans un premier temps, la structure telle quelle est dans la réalité. Pour cela, une étude a été nécessaire afin de récupérer toutes les cotes de l'antenne, ensuite il a fallu dessiner la structure sous CST puis simuler. On s'intéressera uniquement à l'évolution du diagramme de rayonnement Plan E en fonction de la position du panneau sur la structure. Il s'agit donc, d'un dipôle fonctionnant pour la bande FM de 88 à 108 MHz. Nous nous situons donc plus dans le domaine des ondes hectométriques mais dans le domaine des ondes métriques, nous nous situons dans la Bande 2 qui est réservée à la modulation de fréquence. La propagation se fait en vue directe car la propagation par réflexion sur l'ionosphère a disparue pour des fréquences supérieures à 30 MHz.

6.1 Panneau sur arête

Voici donc deux photos nous montrant l'antenne à simuler. Il s'agit donc d'un dipôle et de son plan réflecteur fonctionnant pour la bande FM. Ici le dipôle est vertical afin en pratique de mesurer le plan H.



Ici le dipôle est horizontal afin en pratique, de mesurer le plan E.



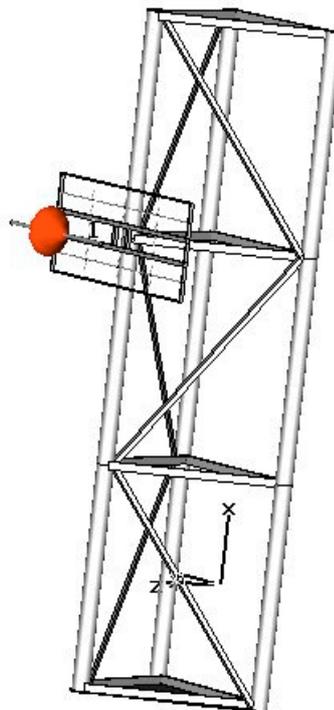
Les cotes ont donc été prise directement sur le terrain et seront répertoriées dans un tableau plus bas.

L'antenne est ici mesurée sur la base à onde de sol, d'où la légère inclinaison de 12° de la structure afin d'obtenir de mettre en phase l'onde réfléchi par le sol ainsi que l'onde direct et ainsi obtenir les valeurs de champ maximal. En pratique, afin de mesurer le diagramme Plan E et le diagramme plan H, il est nécessaire de changer la position du panneau de 90° comme nous le montre les deux photos. En effet, les positionneurs et le faite d'être situé sur une tour ne nous permette pas tous les sens de rotation donc, afin de pouvoir mesurer les deux diagrammes on change juste la position du panneau. En simulation, nous pourrons évidemment obtenir directement ses deux diagrammes sans changer le sens du panneau. Les mesures et la commande du positionneur se feront à l'aide du logiciel SAMS DA. On récupèrera les diagrammes en « .AP » puis on les convertit en « .txt » et ensuite avec CST MWS on fera une importation de fichier txt afin de comparer nos diagrammes. Les diagrammes seront représenter en coordonnées cartésiennes car je n'est pas réussi à importer les fichiers « .txt » et les placer sur un diagramme polaire. Cela n'empêchera pas bien sur, de traiter les résultats, il s'agit là d'une visualisation de résultat différente.

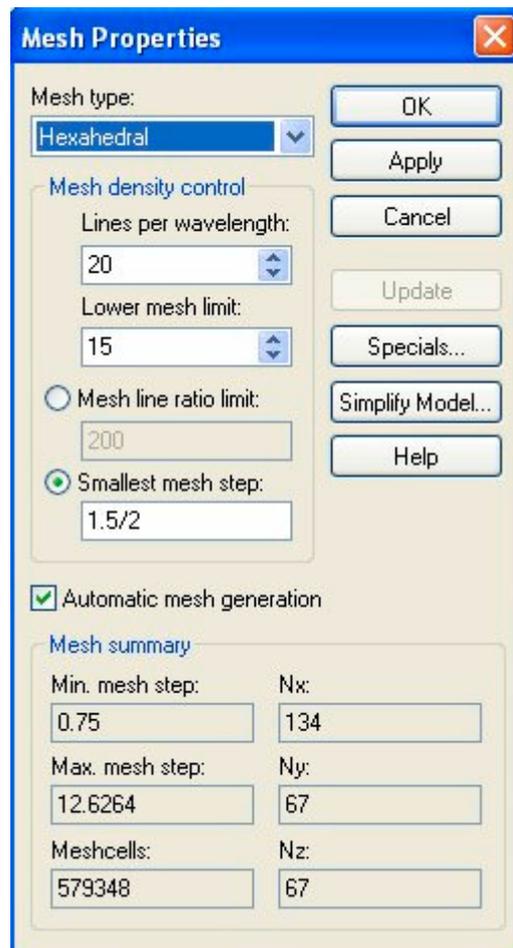
On va donc à présent, modéliser l'antenne et sa structure. Pour cela, nous disposons des cotes suivantes (les mesures sont en mètre).

Name	Value	Description
Zport	50	impédance d'entrée
d_dipole	2	rayon du dipole
dbarre	1.5	diamètre des cylindres du panneau FM
dpanneau	9	diamètre du panneau
h	230	hauteur du contour
hdipole	79	hauteur du dipole
hp3	155.88	hauteur triangle équilatéral
ht	218	hauteur de la structure
l	95	largeur du contour
larb	2.25	largeur de la barre
ldip	150	longueur du dipole
llbarre	8	largeur de la barre en V
lp	180	longueur de la structure
m	2	coefficient de l'extend

Voici donc, une fois modéliser, la représentation sous CSTMWS de la structure et de l'antenne.

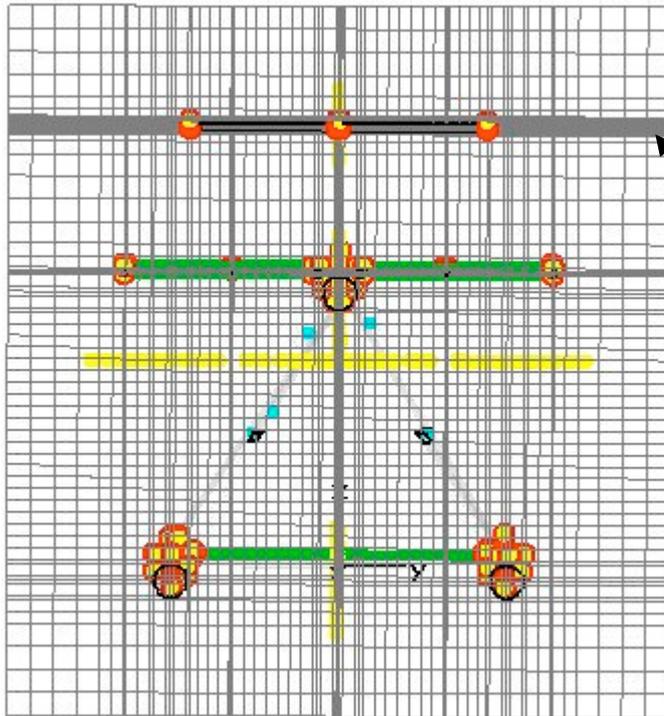


Pour le maillage les paramètres ont été choisis de la manière suivante :



Avec cette configuration, on a bien un pas de mesh minimal équivalent au rayon des cylindres du panneau, qui sont la plus petite dimension du dessin. On maillera également localement le dipôle.

On maillera le dipôle sur x et z avec une valeur égale au rayon de celui ci et avec une extend de 3.

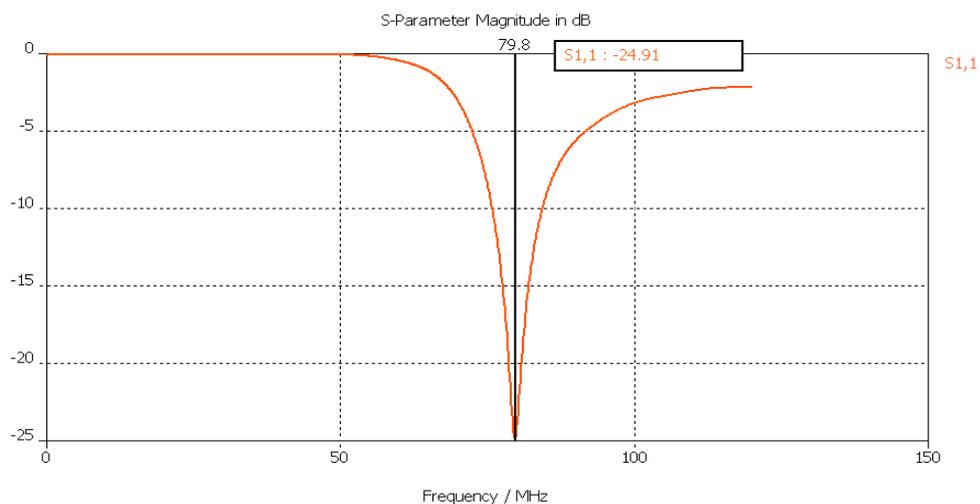


On maille ici localement le dipôle resserrant ainsi les lignes de maillage

Le reste de la structure ne sera pas mailler localement. Il apparaît en bleu ici des cellules critiques qui, vu le nombre, ne seront pas gênante pour la simulation. On fera la simulation de 0 à 120MHz.

P.S : Si on lance la simulation de 88 à 108 MHz alors la simulation dure 3h.

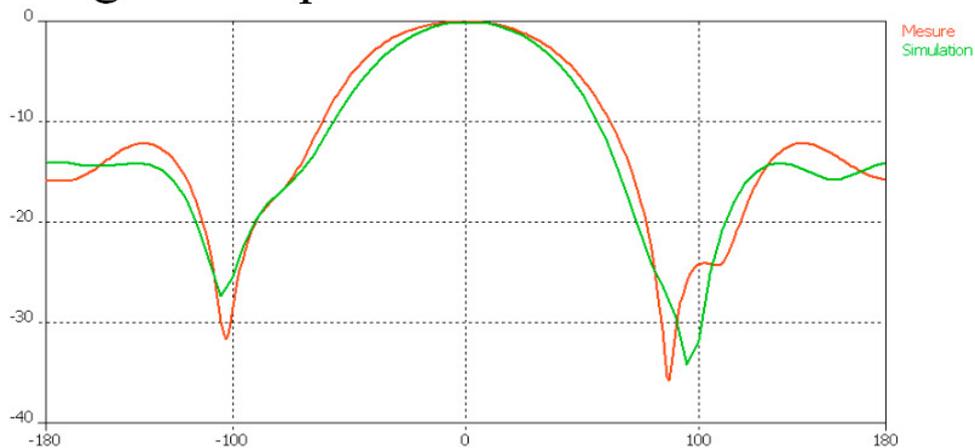
Nombre de cellules	Temps de simulation
561792	1h08mn



On a ici une fréquence de résonance à 79.8MHz. Ce résultat n'est pas celui attendu, car l'antenne doit être adaptée dans le milieu de la bande FM et avoir une bande passante satisfaisante afin de capter sur toute la bande. Ici, le fait d'avoir une fréquence de résonance à 79.8MHz est justifié par le fait que je n'est pas modélisé le symétriseur qui est un élément qui modifie la bande

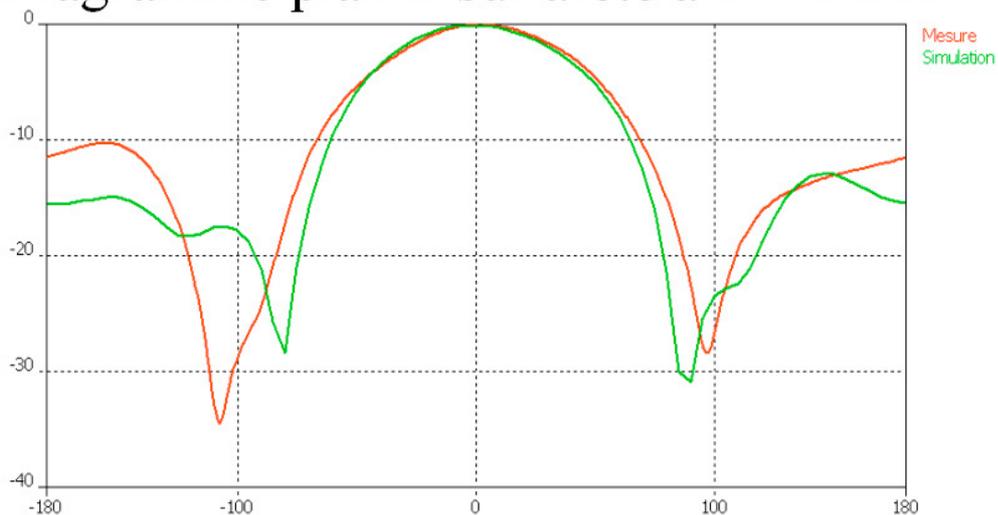
passante et la fréquence de résonance. Son rôle principal, est de passer d'une alimentation asymétrique comme le câble coaxial, à une alimentation symétrique pour alimenter le dipôle correctement, sinon le diagramme de rayonnement se retrouve modifié. Le fait de ne pas être adapté, dans le milieu de la bande FM, ne va pas nous gêner, dans le sens où, nous nous intéressons essentiellement à l'allure du diagramme et pas au gain.

Diagramme plan E sur arête à 90 MHz



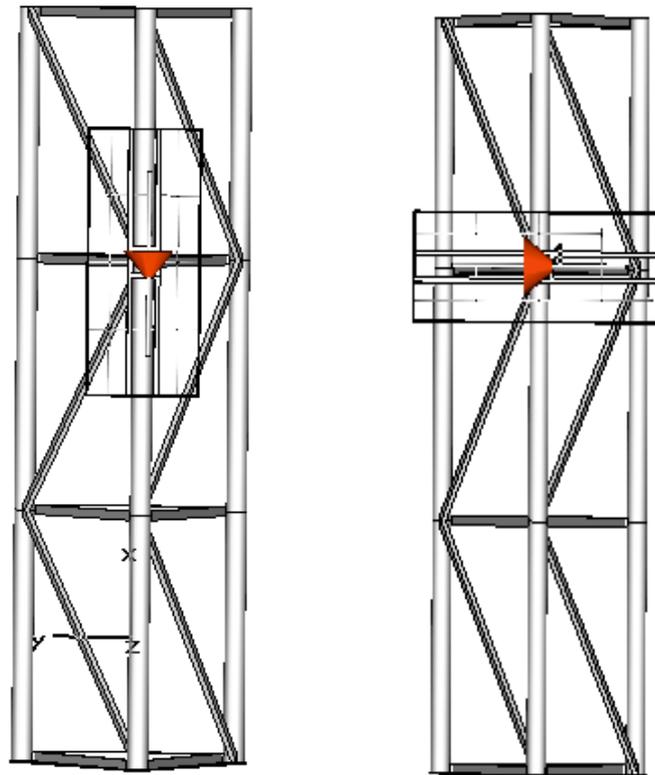
On a ici une ouverture à -3 dB de 67° en simulation et 78° en mesure. On a donc une différence de 11° d'ouverture entre la simulation et la pratique pour un panneau positionné de la même façon.

Diagramme plan E sur arête à 100 MHz



Pour 100MHz on a une ouverture à -3 dB de 76° en simulation et de 77° en mesures.

On va également comparer le diagramme plan E selon si le dipôle est vertical ou horizontal ainsi nous verrons si la solution retenue en pratique est correcte.



Représentation cartésienne :

Diagramme Plan E à 90 MHz

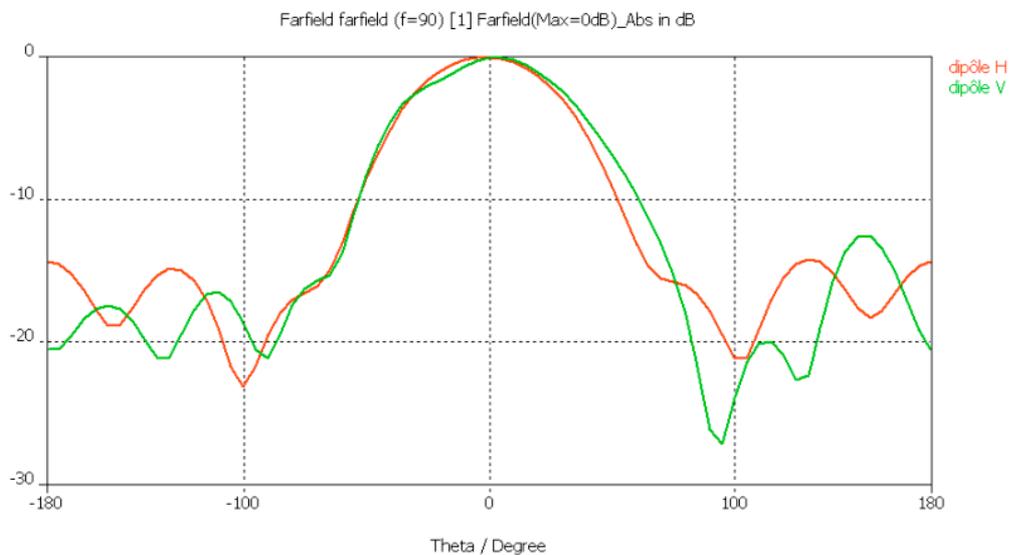
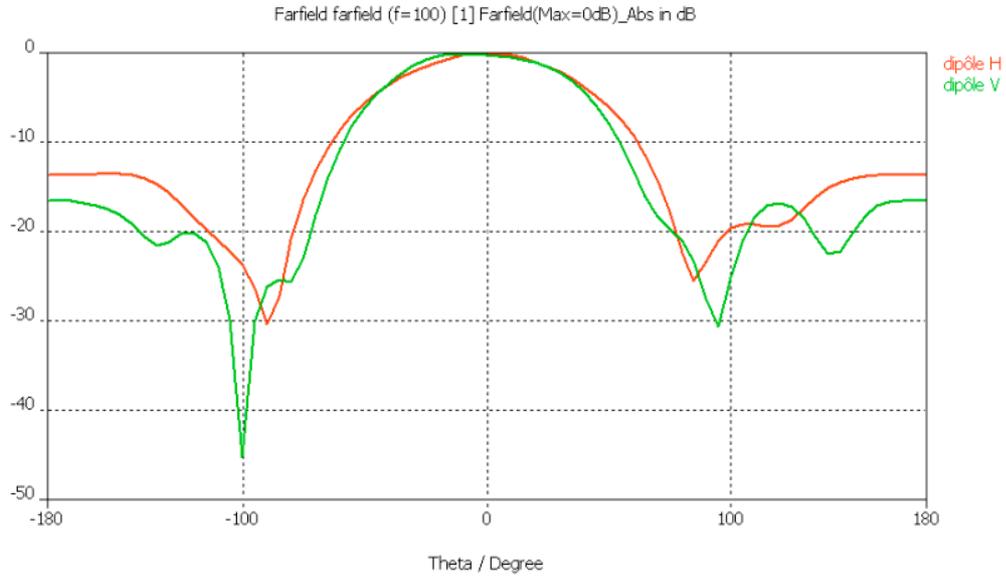
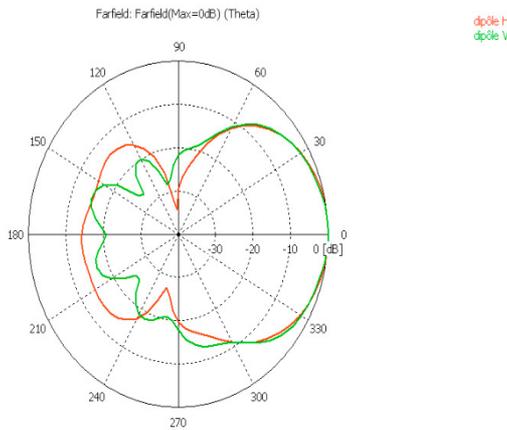


Diagramme Plan E à 100 MHz

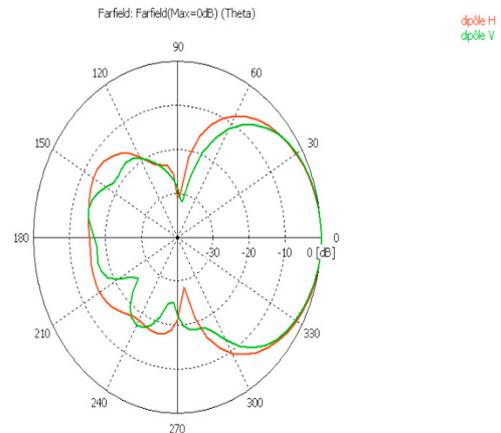


Représentation polaire :

Plan E à 90 MHz en simulation



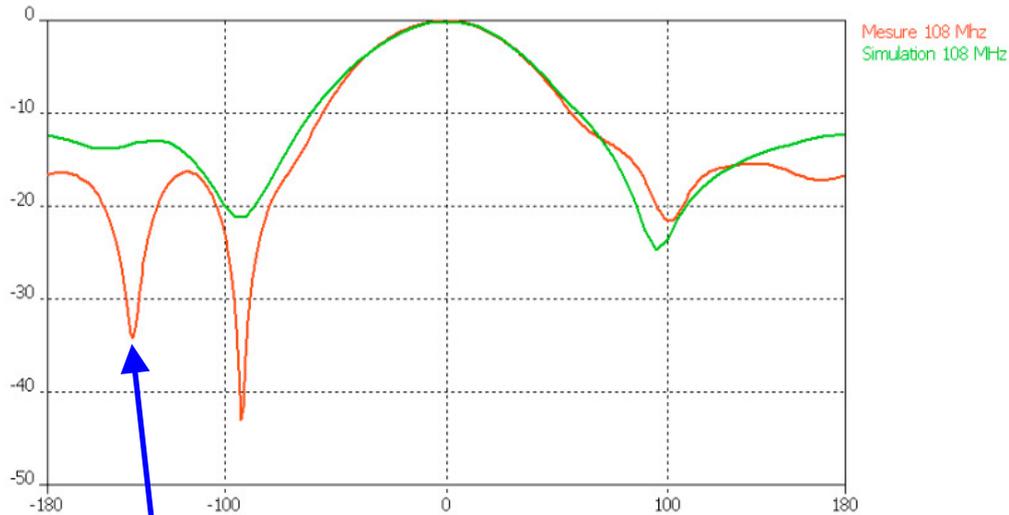
Plan E à 100 MHz en simulation



On voit donc ici que l'on modifie le lobe arrière suivant si l'on place le dipôle horizontalement ou verticalement. La structure influence donc le diagramme mais pour le lobe arrière.

On a constaté en pratique une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement au niveau des lobes arrière surtout lorsque nous sommes en haut de bande comme à 108 MHz. Il serait donc utile de voir si en simulation le phénomène se produit. On va donc comparer les diagrammes de rayonnement à 108 MHz.

Diagramme plan E à 108 MHz sur arête



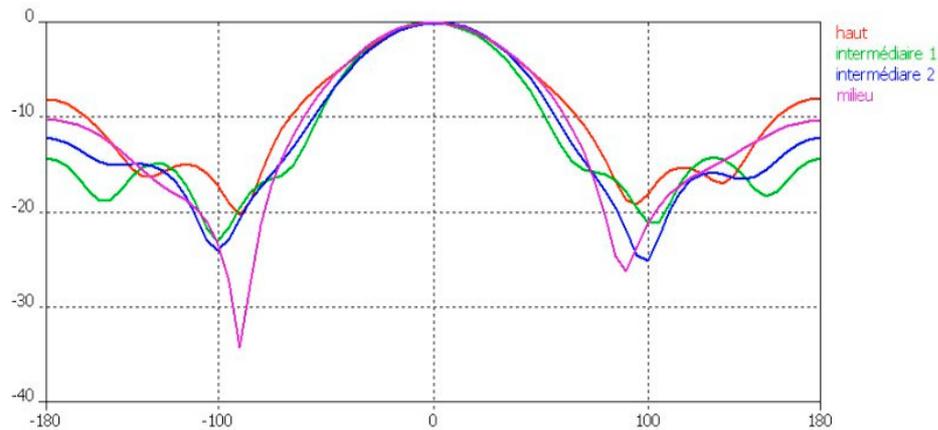
Lobe arrière non
symétrique en
pratique

Il est relevé un angle d'ouverture à -3dB de 63° . Cet angle est identique en mesure et en simulation.

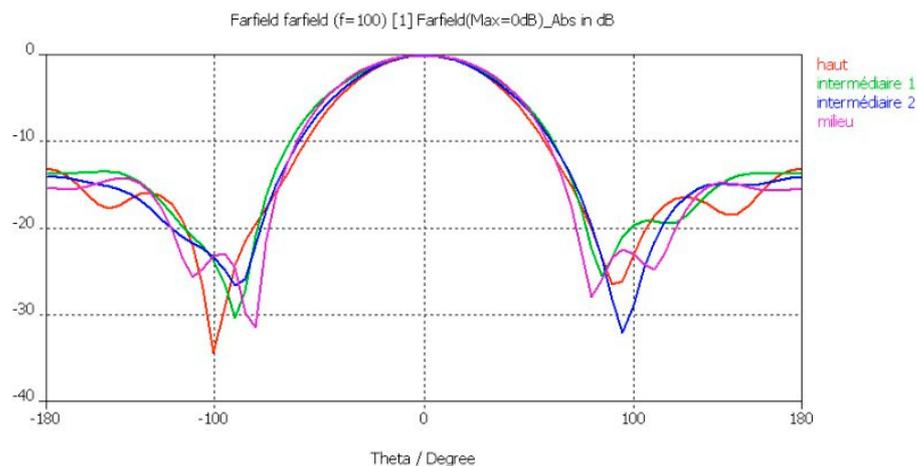
On remarque bien sur le diagramme fait en pratique la dissymétrie par contre, en simulation nous ne constatons pas ce phénomène.

Le but de la simulation, était ici de voir l'influence du panneau sur le diagramme de rayonnement. On va donc faire varier le positionnement du panneau, et regarder pour 90MHz et 100MHz le diagramme de rayonnement Plan E. Pour cela, on replacera le dipôle de façon horizontal.

Plan E à 90MHz selon la position du panneau



Plan E à 100MHz selon la position du panneau



On peut remarquer que le positionnement du panneau, n'influe pas sur l'ouverture à-3dB par contre, on peut observer une variation des lobes arrière surtout pour 90 MHz.

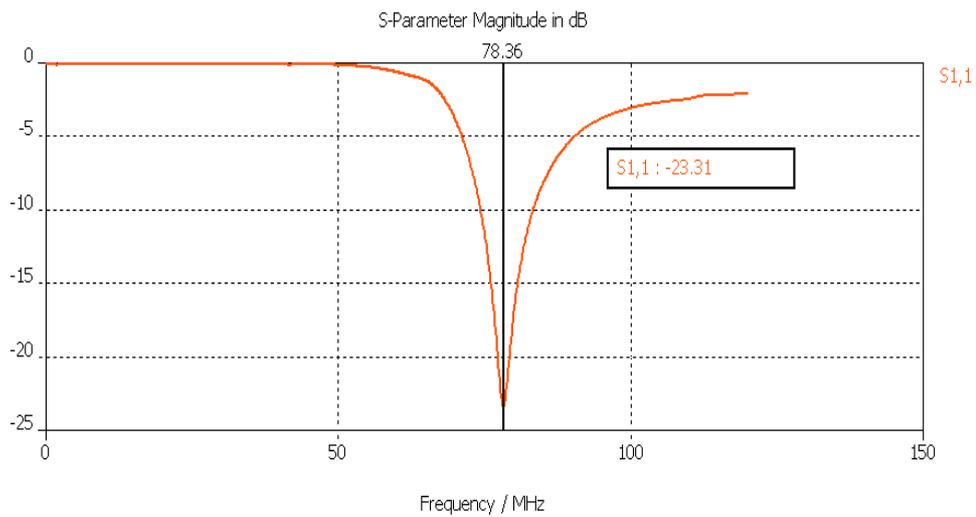
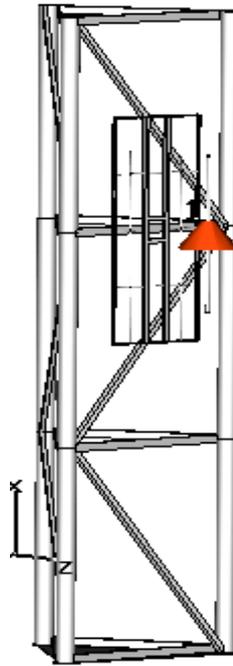
La première conclusion, pour la panneau situé sur une arête serait de dire que le panneau influence les lobes arrière du diagramme. En effet, si l'on change le positionnement du panneau ou l'orientation du dipôle, alors les lobes arrière se retrouve modifiés. Il est a noter, que le niveau des lobes arrière est moins fort lorsque le dipôle est vertical.

6.2 Panneau sur face

On va à présent modéliser le panneau sur une face de la structure comme nous le montre la photo ci-dessous :



Une fois modélisé nous avons la représentation suivante :

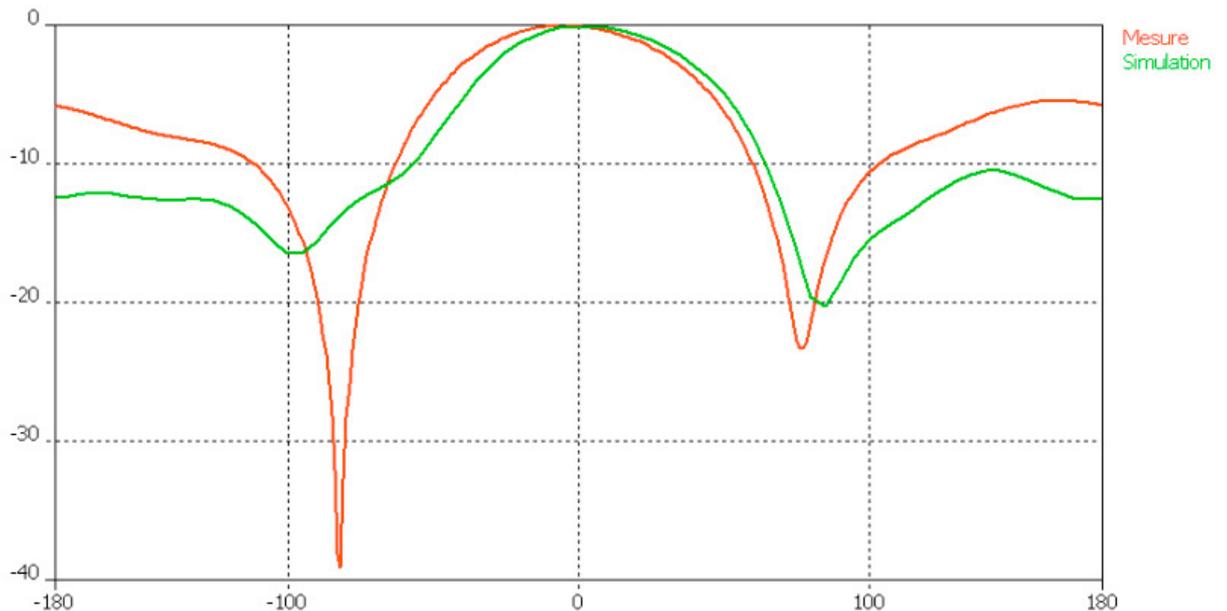


On va donc comparer les diagrammes plans E en simulation et en mesure à 90 et 100MHz.

Pour comparer les plan E on prend le dipôle placé de manière horizontal car en pratique on mesure le plan E toujours en horizontal.

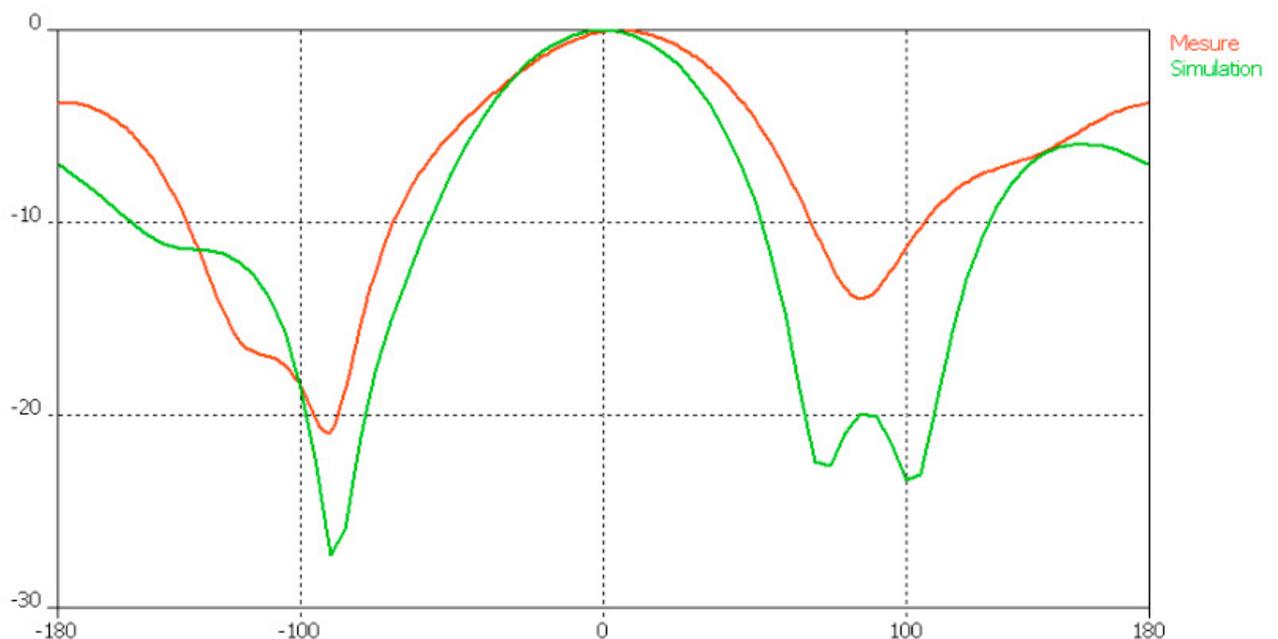
<i>Nombre de cellules</i>	<i>Temps de simulation</i>
801864	5h4mn

Diagramme plan E sur face à 90 MHz



On a ici une ouverture à -3dB de 71° en simulation et de 75° en mesures.

Diagramme plan E sur face à 100 MHz



On a ici une ouverture à -3dB de 64° en simulation et de 75° en mesures.

Le problème que l'on a ici en pratique est que plus on monte en fréquence alors plus le niveau des lobes arrières est élevé. Il est alors important, de savoir d'où vient ce phénomène. Pour

cela, on va comparer en simulation les diagrammes plans E avec le dipôle en horizontal et en vertical.

On va maintenant comparer les diagrammes selon si le dipôle est vertical ou horizontal.

Diagramme plan E à 90 MHz

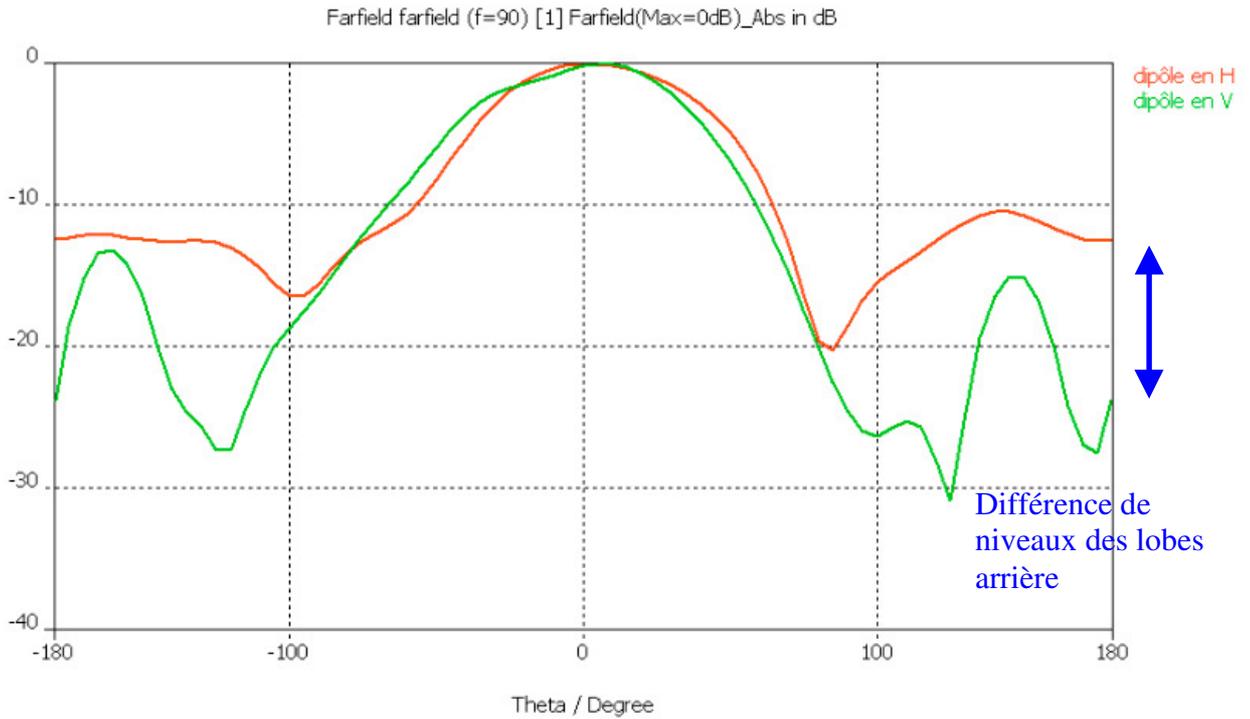
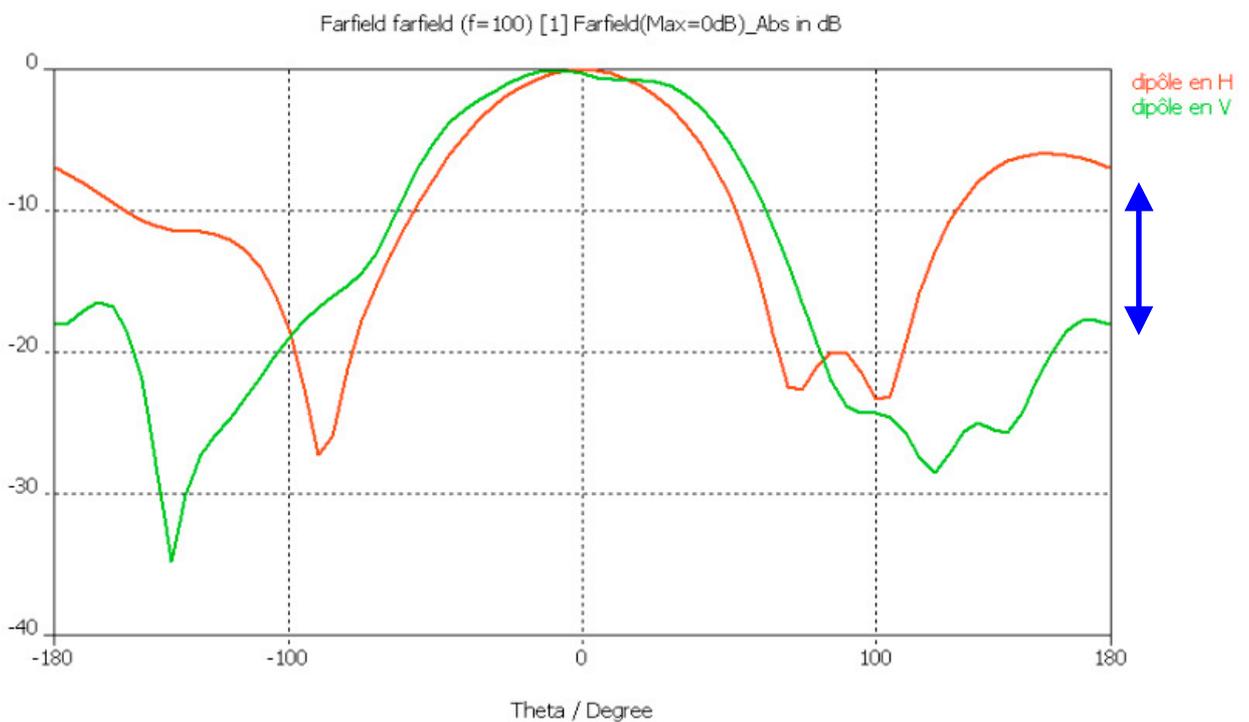


Diagramme plan E à 100 MHz



On remarque, que si le dipôle est placé de manière vertical alors le niveau des lobes arrières a fortement diminués. La structure influence donc le niveau des lobes arrières selon si le dipôle est placé de manière vertical ou horizontal. On peut également comparer les diagrammes en coordonnées polaires :

Diagramme plan E à 90MHz

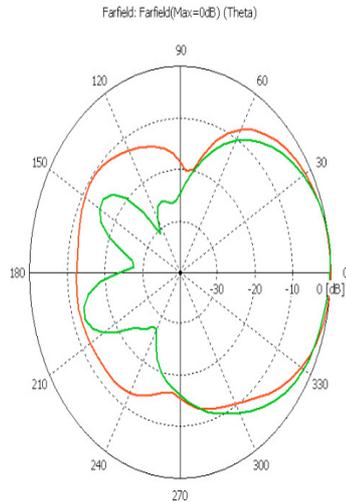
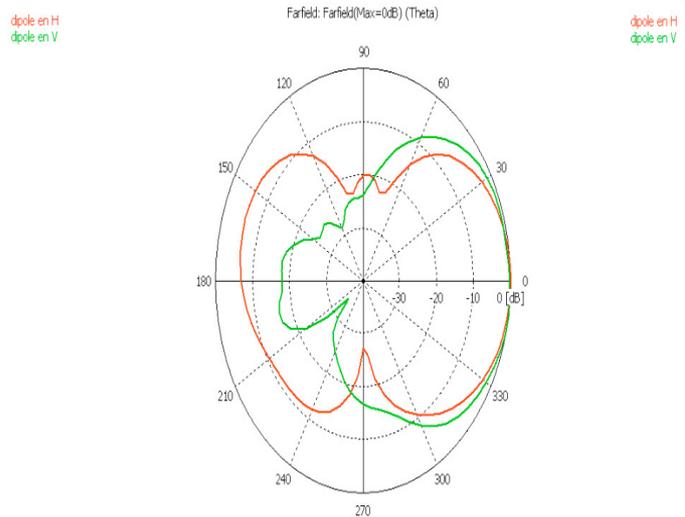


Diagramme plan E à 100MHz



Cette étude, a donc permis de constater l'influence de la structure sur les mesures. En effet en pratique, il avait été constaté des valeurs de niveaux des lobes arrières importantes lorsque le dipôle se situe sur une face, qui sont dus au fait, que le diagramme en plan E, n'est mesuré qu'en horizontal, alors qu'en simulation, on constate que si le dipôle est vertical, alors, la structure influence moins le niveau des lobes arrières. Il a été également constaté en pratique, que si les mesures étaient faites sur une arête, alors on apercevait une dissymétrie dans les lobes arrières plus on augmentait en fréquence dans le bande 88-108 MHz. Néanmoins, sur mes simulations je n'est pas vraiment pu constater de dissymétrie aussi importante qu'en mesure, il faudrait donc approfondir le problème, afin de voir pourquoi en simulation je ne vois pas autant de dissymétrie.

7 Conclusion :

Ce stage m'a tout d'abord permis de prendre en main le logiciel Microwave studio de chez CST. J'ai donc, dans un premier temps pu voir la façon dont celui ci fonctionnait. Ensuite, j'ai pu modéliser un modèle de tour afin de voir l'influence du béton armé. Le but était ici, de réaliser un modèle fiable afin d'être réutilisé par la suite. Dans un deuxième temps, j'ai effectué un travail de recherche sur une antenne inconnue par le public. Cela m'a permis de découvrir la propagation par onde de sol qui, malgré son faible intérêt pour les industriels demeure un moyen de propagation très utile. Grâce à cette étude, j'ai pu me rendre compte des difficultés rencontrées sur le terrain lors d'une mise en service d'une antenne, et également la façon pour remédier à ces problèmes. Il est préférable en effet, de réaliser une étude théorique au préalable quelle que soit le type d'applications, afin de disposer sur le terrain de repères. De plus, vu les tailles d'antennes dans les bandes de fréquence où travaille TDF, il est plus aisé de les manipuler sur support informatique. J'ai également pu me rendre compte, de l'avantage de travailler dans une grande entreprise disposant ainsi, des meilleurs outils de travail, et également de personnes compétentes. Je peux dire que l'objectif principal a été atteint à savoir la prise en main du logiciel de CST afin de modéliser des antennes propres aux diverses applications chez TDF par contre, il n'a pas été possible de réaliser un modèle représentant uniquement l'onde de sol donc il serait intéressant d'approfondir le problème, et pourquoi pas de proposer à CST, un modèle où il serait possible de visualiser les champs à plusieurs kilomètres de l'antenne.



Références :

1. 'Théorie de l'électromagnétisme' - Dunod Paris 1961 – Julius Adams STRATON
2. 'Les antennes' - Dunod Paris 1971 – 2nd édition – Léo THOUREL
3. 'Discret Electromagnetism with the Finite Integration Technique' darmstadt University of Technology – Markus CLEMENS and Thomas WEILAND
4. 'Time Domain Electromagnetic Field Computation With Finite Difference Methods' – Thomas WEILAND