MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention

Du Diplôme de Master en Electronique
Option : Réseaux et Télécommunications

Thème :

Conception, Simulation d'antennes sous HFSS et Mesures par l'analyseur de Réseaux Vectoriel HP8753ES

Proposé et dirigé par :
M^{r}.KANANE HOCINE

Réalisé par :
Mr. BOUDJEDAIMI Lyes
Mr. EL KECHAI Nassim

Année Universitaire 2013/2014

Sommaire

Sommaire

Remerciements

Dédicaces

Introduction générale

Chapitre I : Présentation du logiciel HFSS

I. Introduction. 1

II. Définition du logiciel 1

III. Installation du HFSS 2

IV. Description générale des outils HFSS 2

IV.1 Barre des outils. 2

IV.2 Fenêtre des modèles 3D 3

IV.3 Gestionnaire de projet arborescent (Manager des projets) 3

IV.4 Fenêtre des propriétés 3

IV.5 Barre des menus 4

V. Comment créer un projet 10

V.1 Création du projet file. 11

V.2 Configuration initiale 11

V.3 Dessin du modèle. 12

V.4 Compilation et visualisation des résultats 13

VI. Conclusion 21

Chapitre II : Simulation des antennes sous HFSS

I. Introduction 22

II. Simulation. 22

II.1 Dipôle 22

II.1.1 HFSS Starting. 23

II.1.2 Création du projet 23

II.1.3 Travailler avec les géométries 23

II.1.4 Dessiner le dipôle 27

II.1.5 Créer le port d'excitation. 29

II.1.6 Attribuer les conditions aux limites (Radiation Boundary).....33
II.1.7 Configuration des solutions (Solution Setup).....34
II.1.8. Analyse de la structure (Structure Analysis).....37
II.1.9 Créer les rapports (Create Reports).....37
II.2 Patch rectangulaire alimenté par câble coaxial.....43
II.2.1 Créer le substrat.....43
II.2.2 Créer le plan de masse infini.....43
II.2.3 Attribuer des conditions aux limites.....44
II-2-4. Créer le Patch.....45
II-2-5. Attribuer un champ perfect E pour le patch.....45
II-2-6. Créer le câble coaxial.....45
II-2-7. Créer l'âme du coaxial.....46
II-2-8. Créer le port d'onde (wave port).....46
II-2-9. Attribuer une excitation au port d'onde.....47
II-2-10. Création de la sonde (probe).....47
II-2-11. Créer la boite d'aire.....48
II-2-12. Assigner les conditions aux limites (Radiation Boundary).....48
II-2-13. Créer une configuration du rayonnement (radiation setup).....48
II- 2-14. Configuration de l'analyse (Analysis Setup).....49
II-2-15. Ajout d'une fréquence de balayage (Frequency Sweep).....50
II-2-16. Analyse.....50
II-2-17. Création des rapports de résultats.....50
II-2-18. Créer un rapport de rayonnement en Champ lointain.....51
II - 3. Antenne patch rectangulaire alimentée par ligne micro ruban.....52
II -3-1. Substrat.....52
II -3-2. Dessiner la ligne d'alimentation.....53
II -3-3. Dessiner Patch (élément rayonnant).....53
II -3-4. Plan de masse (*Ground Plane*).....55
II -3-5 .Attribuer une excitation.....56
II -3-6. Assigner les conditions aux limites.....58
II-3-7 .Configuration d'analyse (*Analysis Setup*).....60
II-3-8. Ajouter une fréquence de balayage *(Frequency Sweep*).....60
II-3-9 .Validation.....60

II-3-10 Analyser tout 60
II-3-11. Créer les rapports de résultats 61
II - 4. Antenne patch triangulaire alimentée par un câble coaxial 62
II-4-1.Début du projet 62
II-4-2.Créer le substrat 63
II-4-3. Dessiner le Patch triangulaire 64
II-4-4.Plan de masse 67
II-4-5.Câble coaxial 68
II-4-6.Créer l'âme centrale du coaxial…… 70
II-4-7.Créer le port d'onde 71
II-4-8.Créer la sonde 73
II-4-9. Affecter les conditions aux limites 73
II-4-10. Configuration de l'analyse 75
II-4-11.Ajouter balayage de fréquence 75
II-4-12. Validation du modèle 75
II-4-13. Analyser tout 76
II-4-14. Les résultats de la solution 76
II-4-15.Créer des rapports 77
III. Conclusion 78

CHAPITRE III :
MESURES A L'AIDE DE L'ANALYSEUR DE RESEAUX

I. Introduction 79
II. Problème des hautes fréquences 79
III. L'analyseur de réseaux 80
III.1. Principe de fonctionnement 80
III.1.1 Schéma de principe de la mesure de S_{11} 81
III.1.2 Schéma de principe de la mesure S_{21} 81
III.1.3 Mesure globale 82
III.2 Erreurs de mesures 82
III.3 Principes de base des étalonnages 84
IV. Etude de l'antenne patch disponible au laboratoire 87
IV.1 Mesure à l'aide du banc ''Microstrip MST532'' 88
IV.1.1 Caractéristiques physiques et électriques de l'antenne patch 88

IV.1.2. Principe de la mesure S_{11} à l'aide d'un coupleur 90
IV.1.3 Procédure de mesure 91
IV.4 Comparaison des résultats 91
IV.2 Mesure à l'aide de l'analyseur de réseaux du CDTA 92
IV.3 Simulation HFSS 94
IV.4 Comparaison des résultats 94
V. Etude de l'antenne patch réalisée 94
V.1 Mesure à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel 95
V.2 Simulation HFSS 96
V.3 Comparaison des résultats 96
VI. Conclusion 97

Conclusion générale

Annexe 1 : Installation du logiciel HFSS
Annexe 2 : Paramètres S_{IJ}
Annexe 3 : Généralités sur l'antenne patch
Annexe 4 : distribution des champs et courants

Bibliographie

Remerciements

En premier lieu, nous aimerions remercier vivement notre promoteur, Monsieur KANANE Hocine, qui nous a confié ce travail de thèse. Nous tenons à saluer sa disponibilité, sa gentillesse et à le remercier de nous avoir guidé toute la durée de notre projet. Son enthousiasme et son dynamisme nous a permis chaque fois de rebondir dans les moments difficiles. Qu'il trouve ici, l'expression de notre gratitude et de notre reconnaissance.

Nous exprimons notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaborés à notre formation durant notre cursus universitaire à l'UMMTO.

Nous exprimons également notre profonde reconnaissance à Monsieur GHANEM, chercheur au CDTA, pour avoir accepté de nous recevoir. Nous lui exprimons nos vifs remerciements pour sa précieuse collaboration qui nous a permis de faire les mesures indispensables à la validation de nos résultats de simulation.

Nous remercions également les membres du jury pour avoir accepté de juger ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à celle qui s'inquiète

Toujours pour moi ma très chère Mère

A mon cher père

A mon cher frère

A mes très chères sœurs

A tous mes amis (es) sans exception sans oublier toutes les personnes qui

M'ont aidé à terminer ce projet.

B.Lyes

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à celle qui s'inquiète

Toujours pour moi ma très chère Mère

A mon cher père

A mon cher frère

A ma chère sœur

A mes très chères tantes

A tous mes amis (es) sans exception sans oublier toutes les personnes qui

M'ont aidé à terminer ce projet.

E.Nassim

Introduction Générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le rôle d'une antenne est de convertir un signal électromagnétique guidé en une onde électromagnétique rayonnée (ou inversement). Une définition traditionnelle est la suivante : « Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur »

Avant toute réalisation, le concepteur passe obligatoirement par une phase de simulation. Les logiciels existant sont nombreux et permettent de modifier certains paramètres physiques des structures à réaliser afin de répondre à des cahiers de charge de plus en plus exigeants.

La simulation électromagnétique (EM) est un outil essentiel dans la conception moderne des antennes (voir organigramme ci-dessus). Les techniques de simulation EM ont évolué rapidement pour atteindre un niveau de précision très important pour les structures micro-ondes ou hyperfréquences. Ces outils de simulation EM ont permis d'accélérer le processus de conception, permettant de concevoir des prototypes virtuels.

Avec l'augmentation de la complexité des circuits en hyperfréquences et en ondes millimétriques et dans tous les dispositifs électroniques en général, il est devenu nécessaire pour les ingénieurs de conception de prédire le comportement de ces systèmes avec des outils de simulation utilisant des modèles rigoureux. Ces derniers sont basés sur les équations qui régissent le champ électromagnétique et qui ont été établies par Maxwell au XIX^{e} siècle.

La préoccupation a longtemps porté sur la recherche de solutions de ces équations en présence de géométries quelconques. Si certaines méthodes numériques étaient connues depuis longtemps, leur utilisation était très vite limitée par les faibles moyens de calcul qui existaient alors. Avec le développement rapide des ordinateurs, ces méthodes ainsi que de nouvelles approches ont reçu beaucoup d'attention. Leur développement permet maintenant la résolution de problèmes où la géométrie et les milieux peuvent être quasi arbitraires avec, cependant, des limitations.

Les outils numériques de calcul électromagnétique sont l'élément indispensable à la conception de dispositifs. Cependant, les ordinateurs ont une puissance de calcul limitée et le coût de calcul croît de façon rapide avec la taille électrique des structures étudiées. Certes, nous vivons une croissance rapide de la puissance de calcul des ordinateurs, malheureusement, cette croissance est toujours compensée par l'augmentation de la complexité des systèmes à étudier..

Il serait ambitieux d'établir un survol critique de toutes les méthodes existantes et d'émettre un classement suivant leurs avantages et inconvénients. Nous nous limiterons donc à mentionner les méthodes principales, qui sont le moteur des logiciels commerciaux et de laboratoires les plus connus pour l'analyse électromagnétique des dispositifs. Parmi les logiciels les plus connus, on peut citer :

- ***Microwave studio*** de ***CST (Computer Simulation Technology).*** Celui-ci utilise la méthode des intégrales finies qui a été proposée par ***Weiland*** en 1977. Cette méthode

consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Chaque cellule du maillage est volumique. L'outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageux en termes de temps de calcul pour la simulation d'antennes à large bande.

- ***FEKO*** est un logiciel commercial développé par la société ***EMSS*** dédié à la simulation électromagnétique. Il est basé sur la méthode des moments.

- ***HFSS (High Frequency Structure Simulator)*** est un logiciel qui calcule et analyse en détail le comportement électromagnétique d'une structure ; le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis.

Nous pourrions nous demander pourquoi il est nécessaire d'étudier plusieurs méthodes alors que toutes recherchent le même objectif, c'est-à-dire la résolution des équations de Maxwell. En fait, il se trouve que souvent les équations de Maxwell sont d'abord manipulées pour déboucher sur une équation mieux adaptée au type de problème. Cette étape importante s'appelle la formulation du problème. Ensuite, cette équation est résolue par l'application d'une méthode numérique. Par conséquent, les avantages d'une méthode par rapport à d'autres dépendent beaucoup du type de problème à résoudre. Principalement, la complexité de la géométrie, les effets non linéaires, la dispersion (dépendance des paramètres avec la fréquence), l'anisotropie, la taille de la structure relativement à la longueur d'onde sont des critères qui vont influer sur son choix. De plus, l'excitation et la grandeur ou le paramètre désiré (distribution des champs ou de courant, rayonnement lointain, fréquence de coupure de guides, etc.) sont aussi des facteurs importants.

Le travail présenté est un cas concret d'étude d'antenne imprimée rectangulaire, ou on va concevoir, simuler, réaliser et caractériser une antenne patch ***microstrip***. Le présent travail se subdivise en trois chapitres :

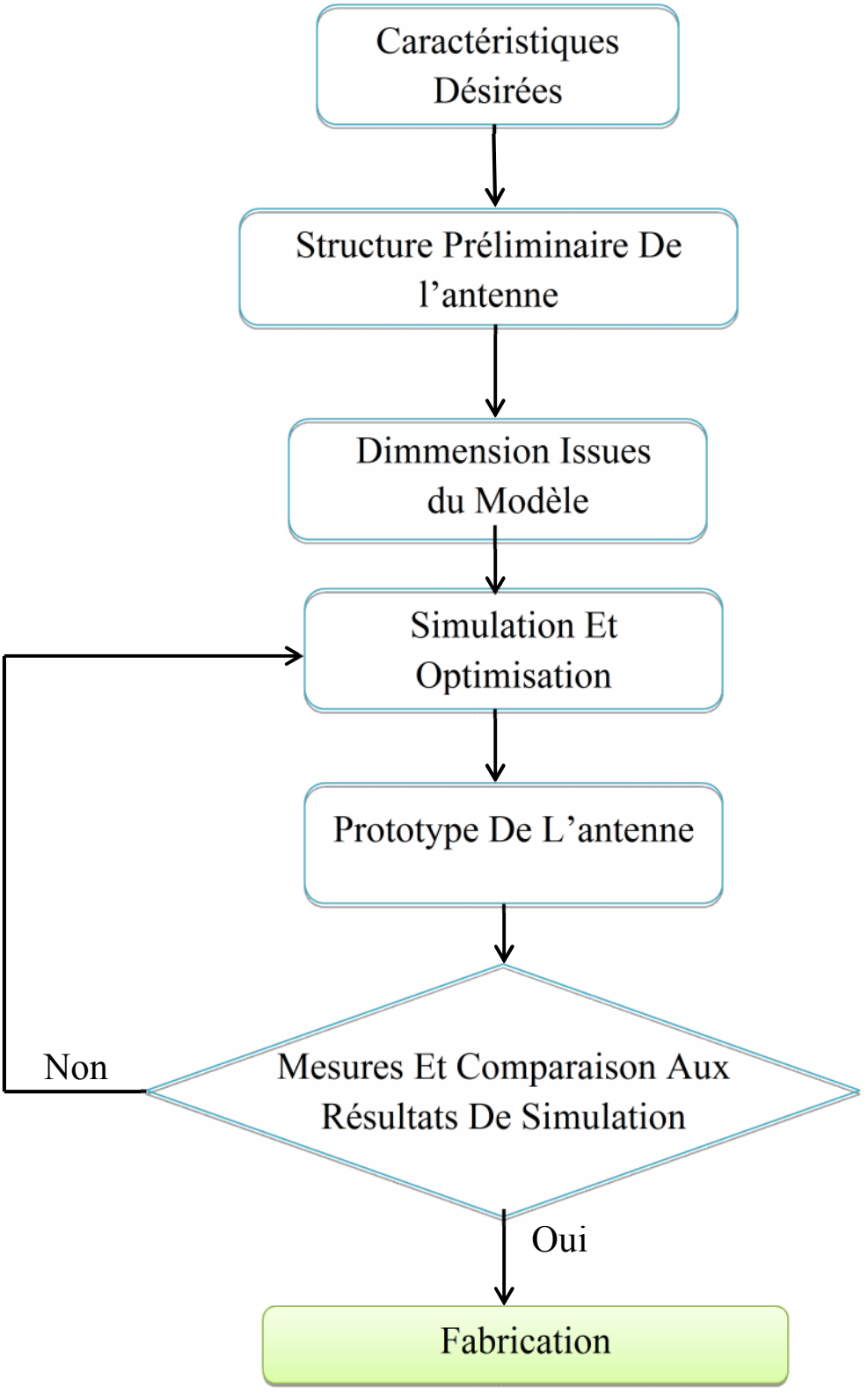
Dans le premier chapitre ont présentent le simulateur électromagnétique (HFSS) qui permet d'appréhender les lois de comportements sans avoir préalablement recours à un formalisme mathématique.

Après les quelques rappels sur le fonctionnement du logiciel HFSS, nous allons aborder dans le deuxième chapitre la simulation par quelques exemples : dipôle et antennes imprimées de type Patch rectangulaire. Les résultats de simulation concernent principalement le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement. En effet, dans un système électrique caractérisé par les paramètres S, lorsque le coefficient S_{11} connait une forte atténuation à une fréquence donné appelée fréquence de résonnance, il y a un maximum de transfert de puissance entre le générateur et la charge, c'est-à-dire l'adaptation.

Dans le troisième chapitre nous commencerons par faire quelques rappels sur la définition des paramètres S dans le cas d'un quadripôle, puis nous présenterons le fonctionnement d'un analyseur de réseaux. Nous traiterons les différentes erreurs qui entachent les mesures et les moyens de les corriger, et enfin nous expliquerons les procédures ayant abouties à la réalisation de mesures à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel et du banc Microstrip du laboratoire.

Finalement, les résultats essentiels de notre travail seront résumés dans la conclusion générale.

Organigramme de conception d'antenne



Chapitre I

Présentation du logiciel HFSS

I. Introduction :

Ce chapitre est consacré à la présentation du logiciel HFSS (***High Frequency Structure Simulator***), ses fonctionnalités et présenter de façon générale le rôle de chaque fonction que nous allons utiliser pour réaliser nos simulations. On insistera notamment sur les étapes à suivre pour créer un projet.

II. Définition du logiciel :

HFSS (***High Frequency Structure Simulator***) est un logiciel de simulation électromagnétique qui étudie des structures complexes en trois dimensions en simulant ces structures et en proposant des visualisations claires des résultats en 2D et en 3D.

HFSS est utilisé essentiellement pour les expérimentations et les études de systèmes fonctionnant en hautes fréquences, il est exploité notamment pour calculer les paramètres S, les fréquences de résonnances ainsi que les champs électromagnétiques. HFSS s'appuie sur la méthode numérique fréquentielle des éléments finis (FEM : ***Finite Element Method***). Cette méthode effectue les tâches suivantes :

· Discrétisation de l'espace : HFSS est un simulateur interactif qui effectue un maillage en cellules élémentaires pour surmonter les difficultés rencontrées avec des structures en 3D comportant des formes et des courbes inhabituelles.

· Résolution des équations de Maxwell (équations différentielles) en un certain nombre de points discrets

· Prise en compte des conditions aux limites

HFSS utilise également un algorithme ALPS (***Adaptative Lanczos Pade sweep***) qui lui permet de générer un maillage adaptatif automatiquement.

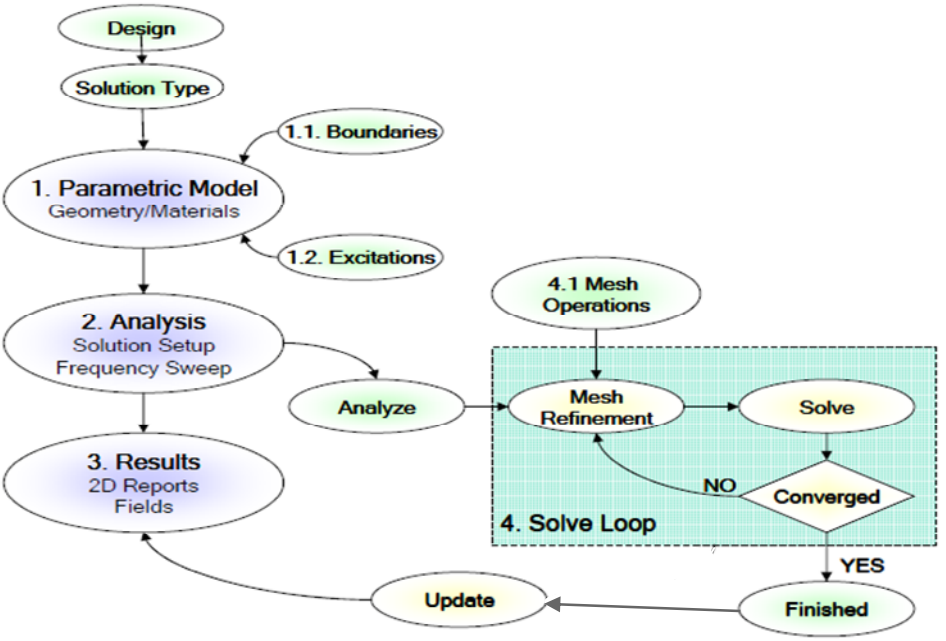
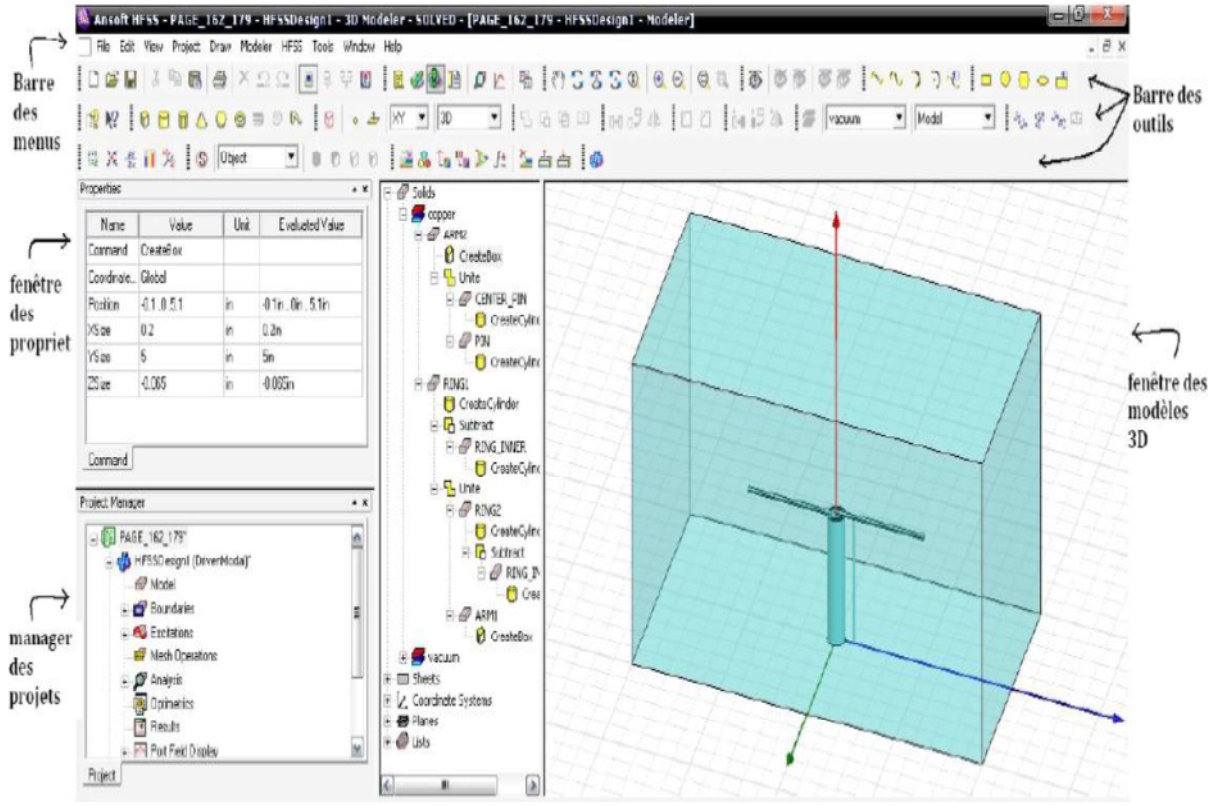


Figure 1 : Organigramme général de HFSS

III. Installation du HFSS :

Pour installer HFSS il suffit de commencer par double clic sur ***Autorun*** **(Voir annexe 1)**

IV. Description générale des outils HFSS :



IV.1. Barre des outils : Elle englobe tous les outils pour créer un modèle :

- Rotation et zoom du model



- Type du matériau utilisé par défaut



- Le plan dans lequel on dessine l'objet



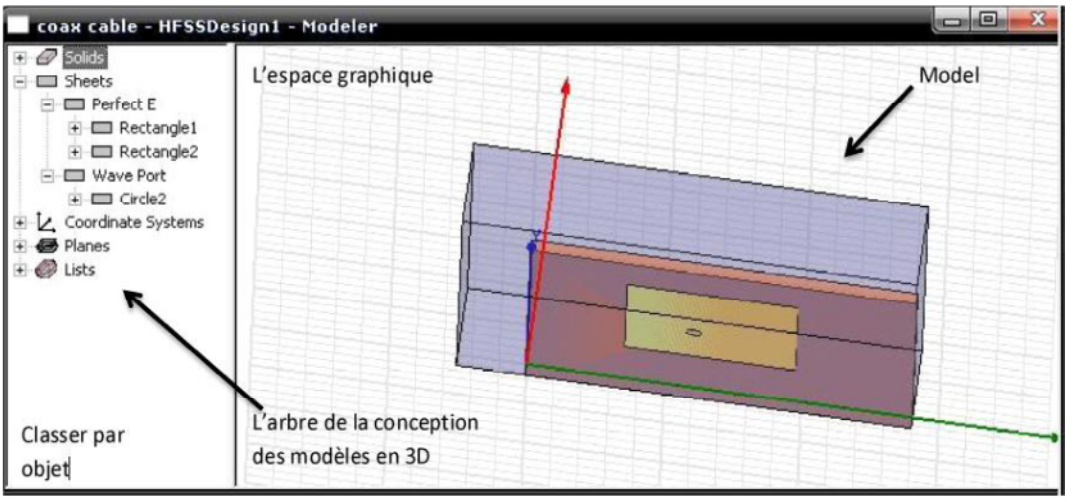
- Raccourci des modèles (carré → cône)



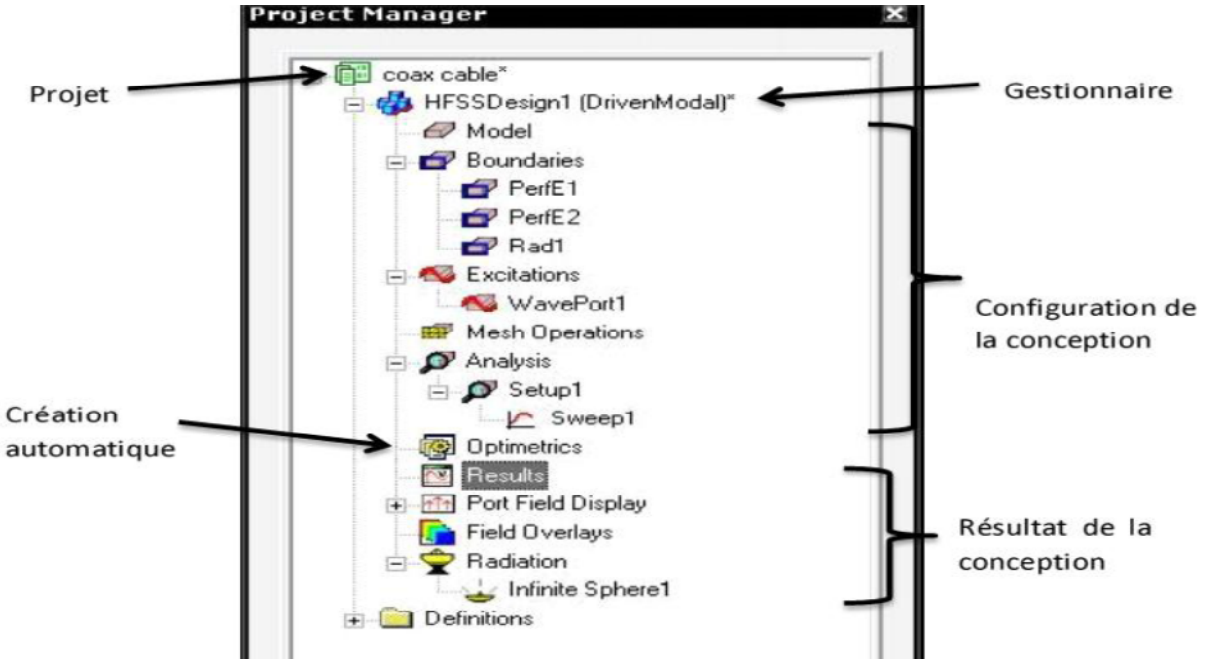
- Sélectionner une face :



IV.2.Fenêtre des modèles 3D

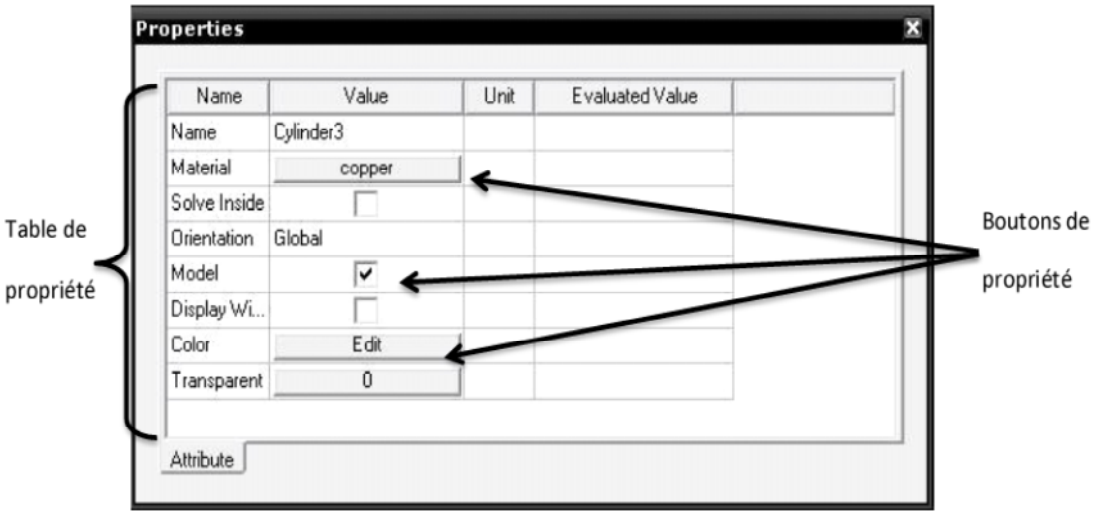


IV.3.Gestionnaire de projet arborescent (Manager des projets)

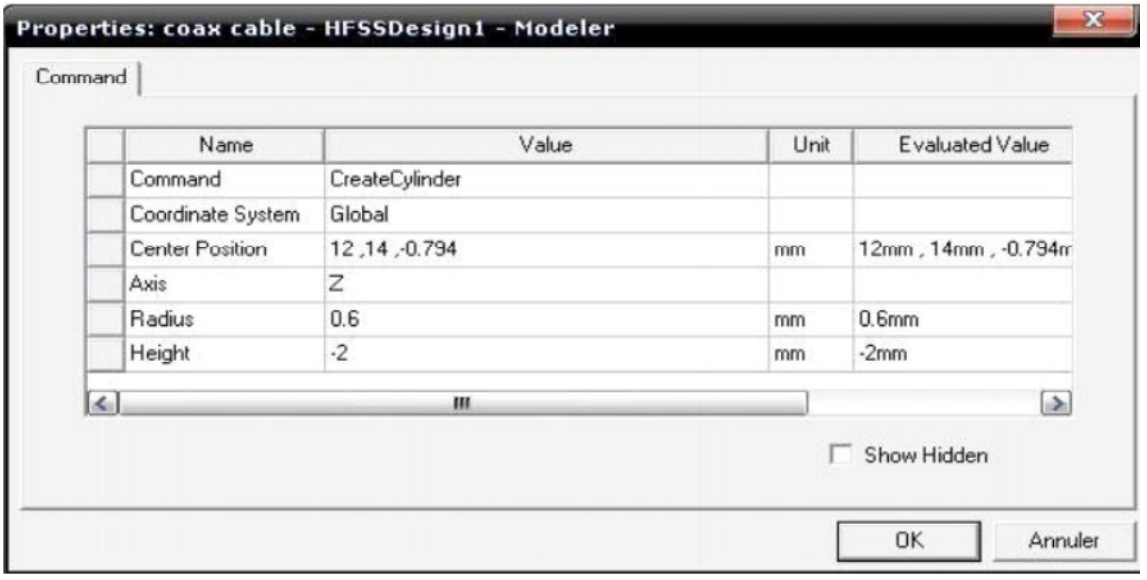


IV.4.Fenêtre des propriétés :

Elle nous permet d'attribuer le nom, le matériau, la couleur…etc., de l'objet



Commandes : on trouve la position et les paramètres (hauteur, largeur) du modèle, on peut les modifier à n'importe quel moment durant le travail.

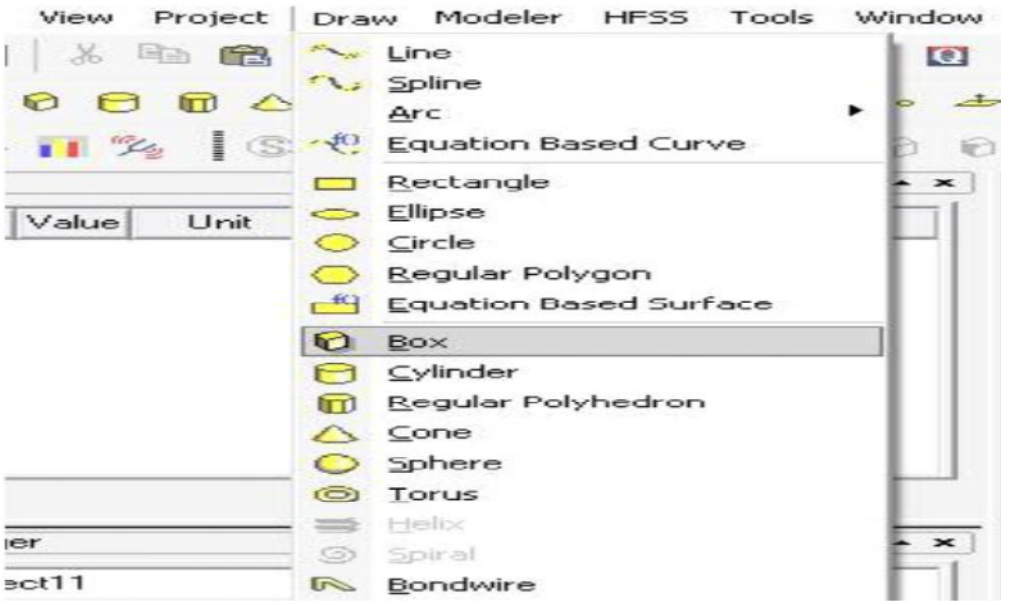


IV.5.Barre des menus :

Elle contient toutes les options d'HFSS notamment :

- ***HFSS>>Edit* :**
  - ***Arrange*** >
    - ***Move*** : translater un élément de la structure le long d'un vecteur.
    - ***Rotate*** : déplacer un élément de la structure par un angle.
    - ***Mirror*** : faire translater un objet choisi autour d'un plan spécifié.
  - ***Offset:*** Effectue une échelle uniforme en x, y et z.
  - ***Duplicate***>
    - ***Along lines*** : Créer des copies multiples d'un objet le long d'un vecteur.
    - ***Around axis*** : créer des copies multiples d'un objet en rotation par un angle fixe autour de x,y ou z.
    - ***Mirror*** : Fixer l'image d'un objet autour d'un plan spécifié et créer son double**.**

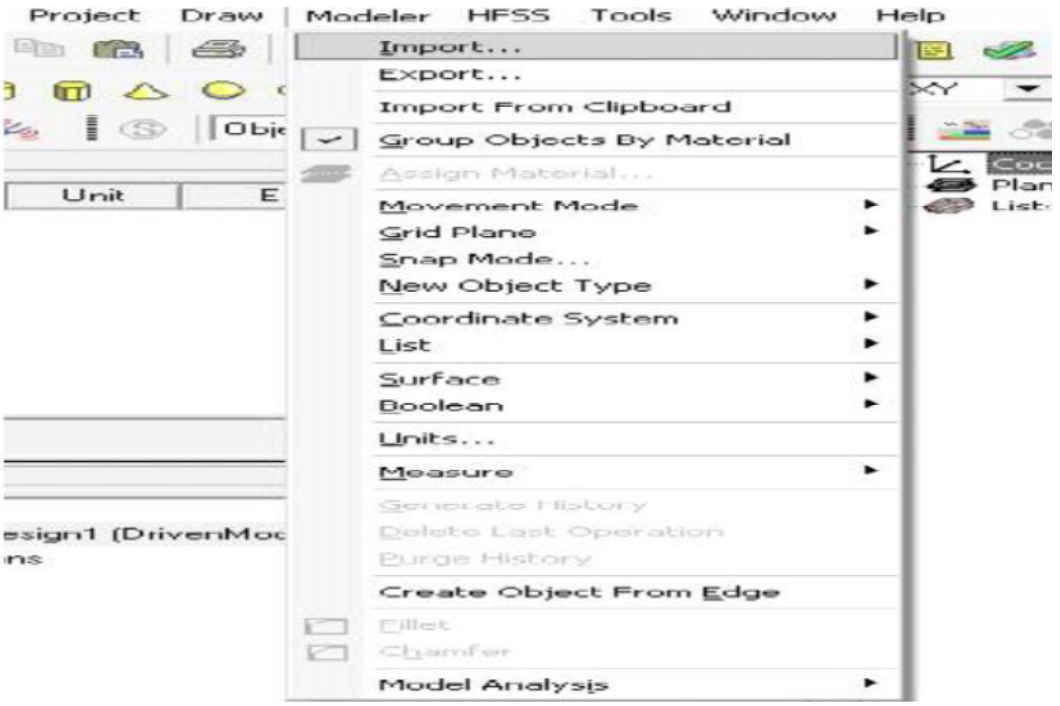
➢ ***Draw*** : Regroupe tous les modèles, rectangle, ellipse, cercle, boite…..



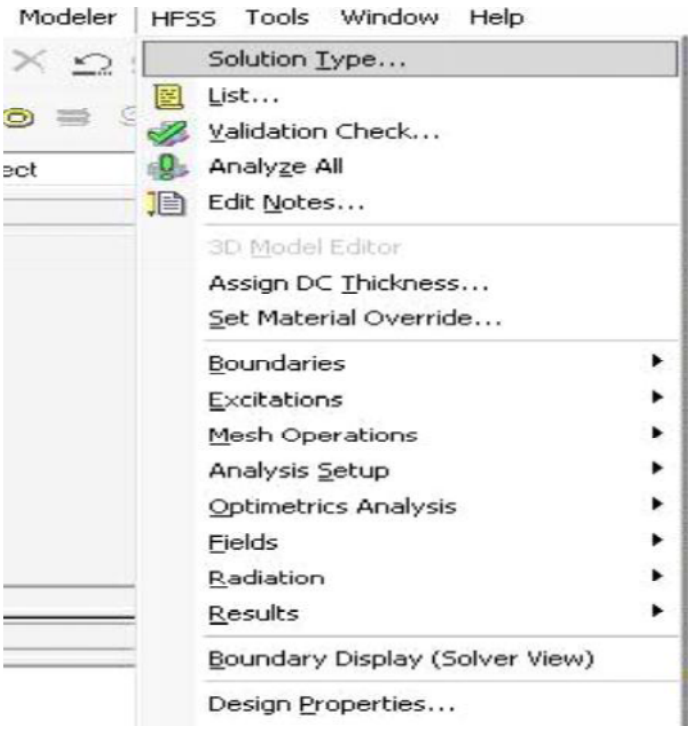
➢ **Modeler/3D Modeler** :

On trouve ***boolean*** (fusionner deux objets), unité à utiliser (mm, cm, km…), mesures (mesurer les distances), coordinate system (les coordonnées à utiliser)

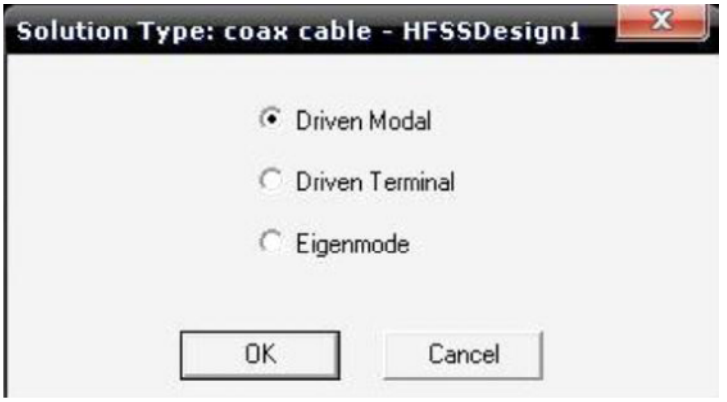
- mode ***analysis*** :(analyse les propriétés et les performances des objets, des surfaces).
- ***Coordinate system :*** nous permet de changer le système des coordonnés.
- ***Units*** : choisir l'unité de mesure (mm, cm,….)



HFSS : contient les fonctionnalités principales :



➢ **Solution Type (type de la solution):**



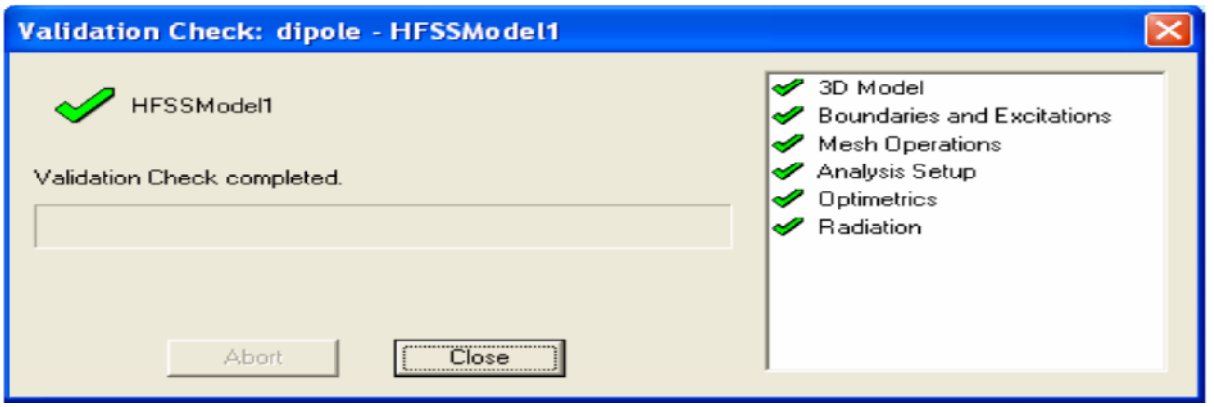
• ***Driven Modal :*** calcule des paramètres S, les solutions de la matrice S seront exprimées en termes de puissance incidente et réfléchie.

• ***Driven Terminal :*** calcule les paramètres S de ports multiconducteurs de la ligne de transmission.

Les solutions de la matrice S seront exprimées en termes de tensions et des courants aux bornes.

• ***Eignemode*** : calcule les modes propres, ou de résonances d'une structure. La solution des modes propre retourne les fréquences de résonance de la structure et les champs à ses fréquences de résonance.

➢ ***Validate :*** (compiler le projet) si tout est bon la fenêtre ci-dessous apparait :

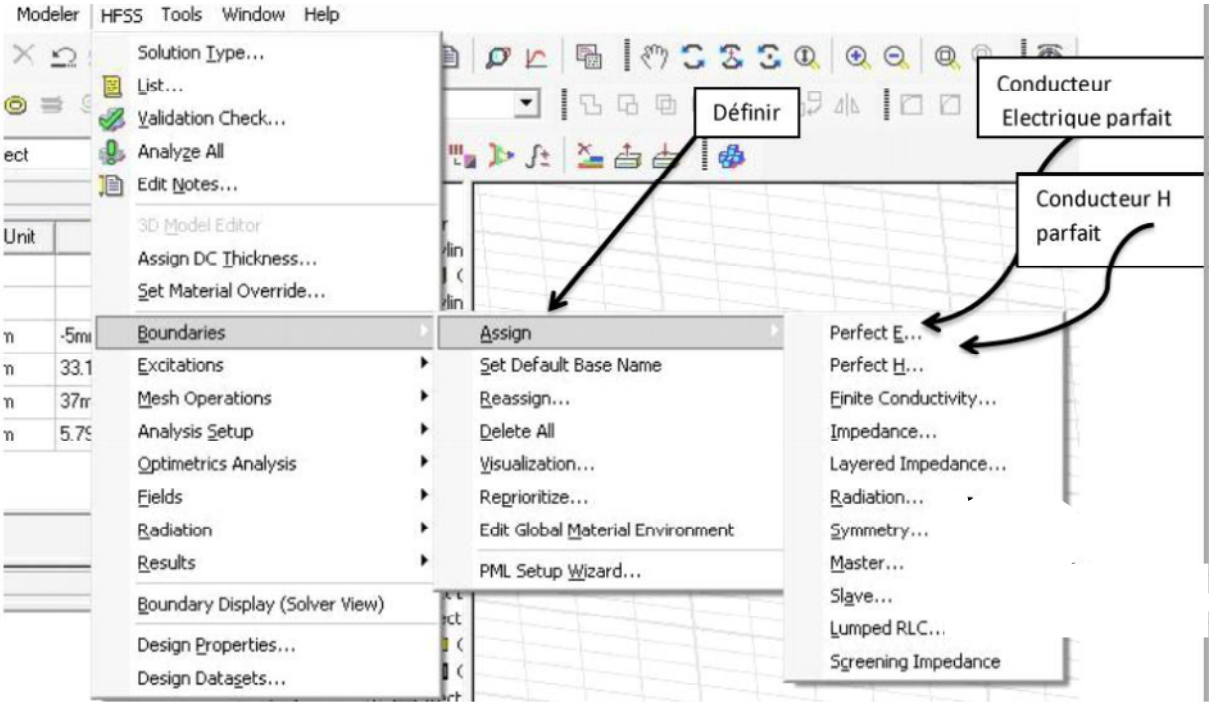


Pour voir s'il ya des erreurs ou des warnings veuillez consultez le message manager qui se trouve en bas de la fenêtre.

➢ ***Analyze all*** : Le temps d'analyse dépendra de la machine.Une barre de progression va paraitre en rouge à la fin de l'analyse vous aurez ce message :

Normal completion of simulation on server: Local Machine..

➢ ***Boundaries*** **(conditions aux limites) :**



Perfect E : également appelé conducteur parfait ce type de limite assure que le champ électrique est perpendiculaire à la surface. Il y a également deux affectations définissant un conducteur parfait automatiquement (par défaut) :

- Toute surface de l'objet qui touche le fond est automatiquement définie comme une limite parfaitement conductrice et porte le nom de condition aux limites extérieures.
- Tout objet assigné par un matériel PEC ***(Perfect Electric conductor***).

- ***Perfect H :*** est un conducteur magnétiquement parfait, le champ magnétique est tangentiel à la surface.

- ***Finite Conductivity :*** limite de conductivité finie, nous permet de définir la surface d'un objet comme un conducteur avec pertes (imparfait) de conductivité finie.

- ***Impédance :*** surface résistive qui calcule le comportement des champs et des pertes en utilisant des formules analytiques (Zs = Rs+jXs). Avec Rs : résistance, Xs : réactance.

- ***Layered Impédance :*** plusieurs couches minces dans une structure peuvent être modélisées comme une surface d'impédance. (impédance stratifiée)

- ***Lumped RLC :*** une combinaison en parallèle des résistances localisées, et inductance, la simulation est similaire à celle d'une impédance.
- Radiation : limites de rayonnement, aussi appelé frontières absorbantes, vous permettent de modéliser une surface électriquement ouverte: les ondes peuvent alors sortir de la structure et aller à l'infini.

➢ **Excitations :**

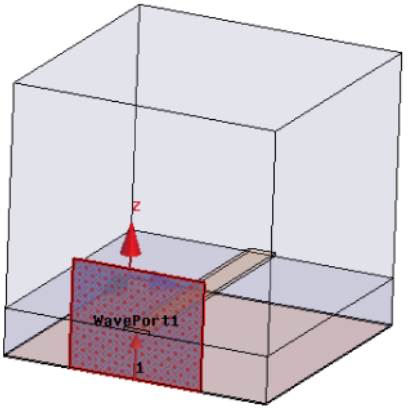
Les logiciels de simulation électromagnétiques nécessitent de définir des ports afin d'appliquer les signaux d'excitation et de récupérer les signaux résultants. Après avoir dessinée une structure, pour que le logiciel soit capable defaire la simulation, il faut exciter la structure.

Le logiciel HFSS utilise deux types de ports listés dans le tableau 1.

Tableau 1: Types d'ecxitation propoés par HFSS

Types d'excitations	Commentaires
Wave Port	Représente la surface à travers laquelle un signal entre ou sort d'une structure.
Lumped Port	Représente la surface interne à travers laquelle un signal entre ou sort d'une structure.

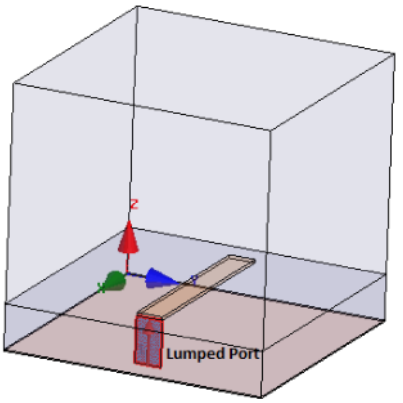
✓ *Les **Wave ports** :* ce sont des ports externes définis sur les faces du boîtier délimitant la structure à simuler :



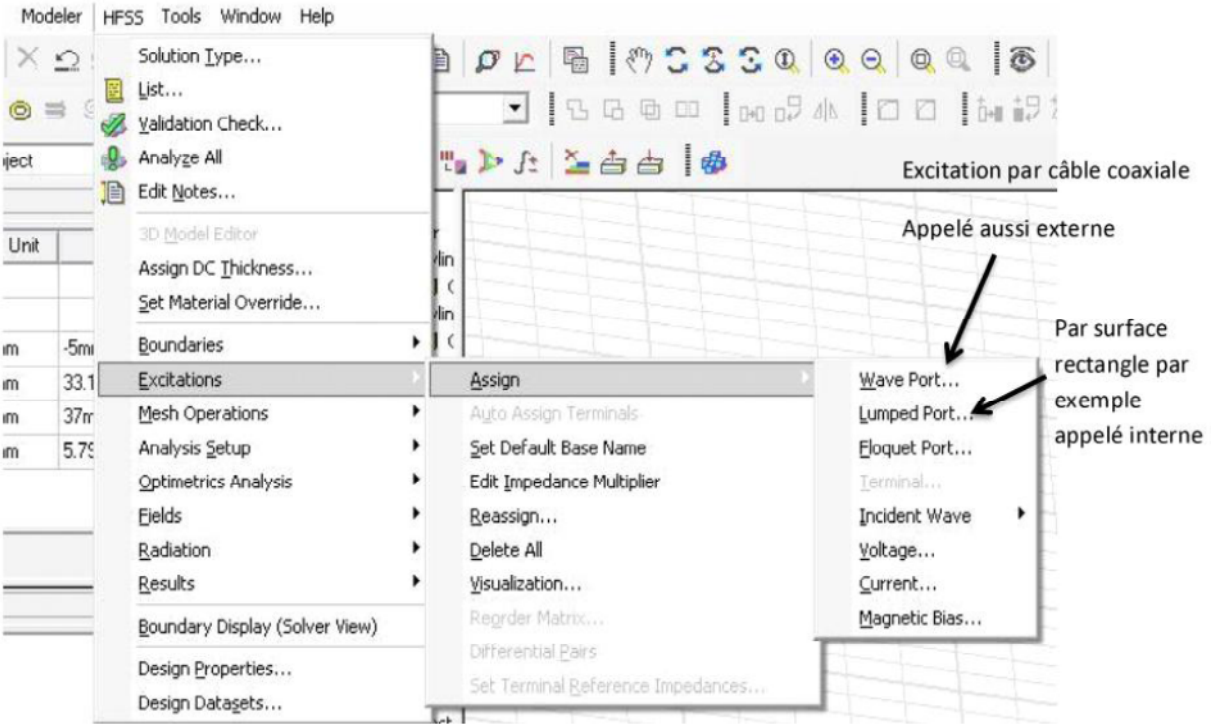
Par défaut, l'interface entre tout objet 3D et l'environnement extérieur au boitier (souvent l'air) est un court-circuit électrique (***Perfect E***) pour lequel aucune énergie ne peut entrer ou sortir. Les ***Wave ports*** sont typiquement installés sur cette interface afin de créer une fenêtre

couplant le circuit au monde extérieur.Un guide de conception est fourni par le logiciel qui permet de calculer lesdimensions de ces ports en fonction des dimensions de la structure à simuler.

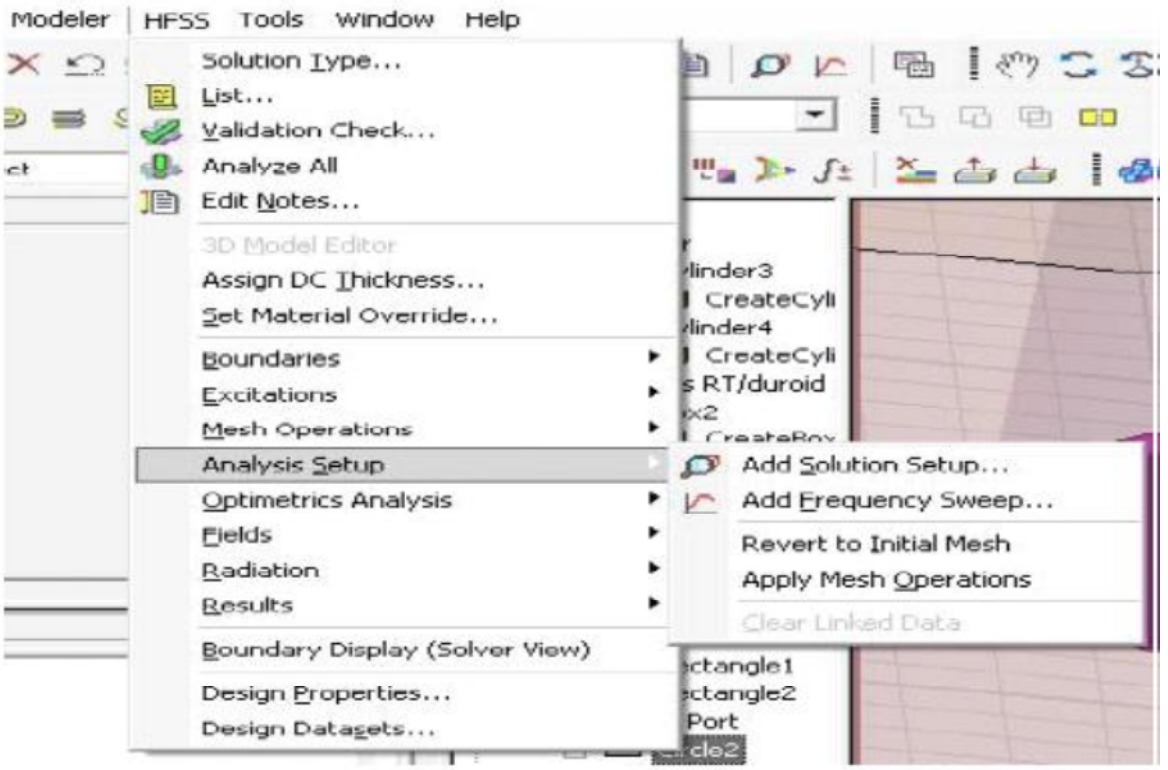
- ✓ *Les **Lumped ports*** (les accès localisés) : ce sont des ports internes qui possèdent une Impédance définie par l'utilisateur :



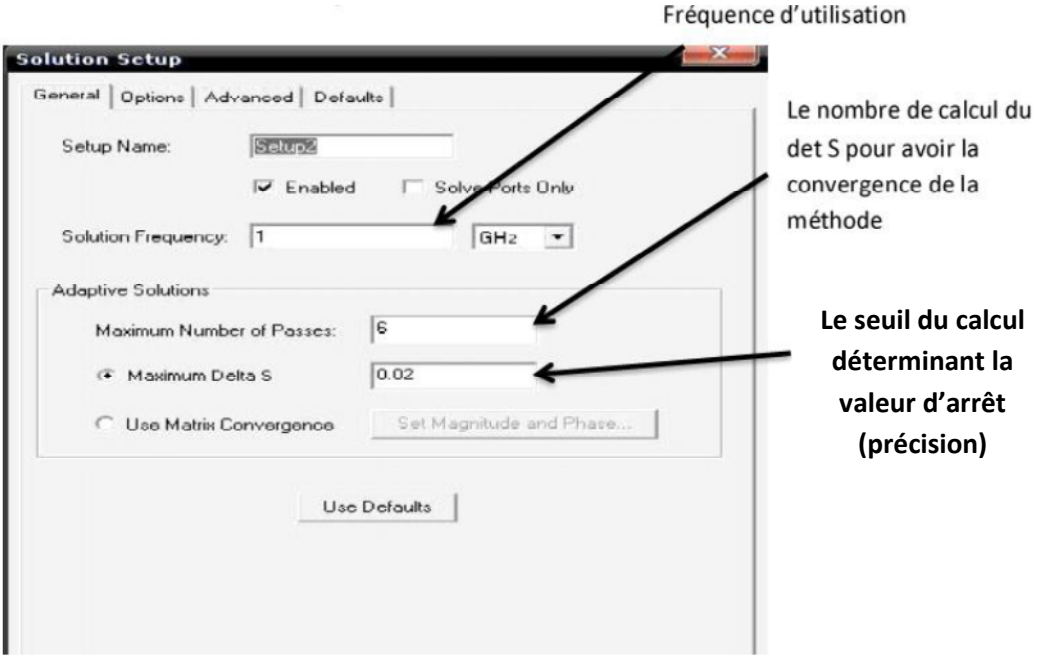
Par défaut, ils sont définis entre deux métallisations (signal et plan de masse).La définition de leurs dimensions n'est pas aussi compliquée que celle des ***Wave ports***, mais nous allons voir que ces ports ajoutent des éléments parasites de nature capacitive et/ou inductive.



➢ ***Analyze Setup**:* Les conditions d'analyse notamment la fréquence et son intervalle d'utilisation.



- ***Add Solution Setup*** :

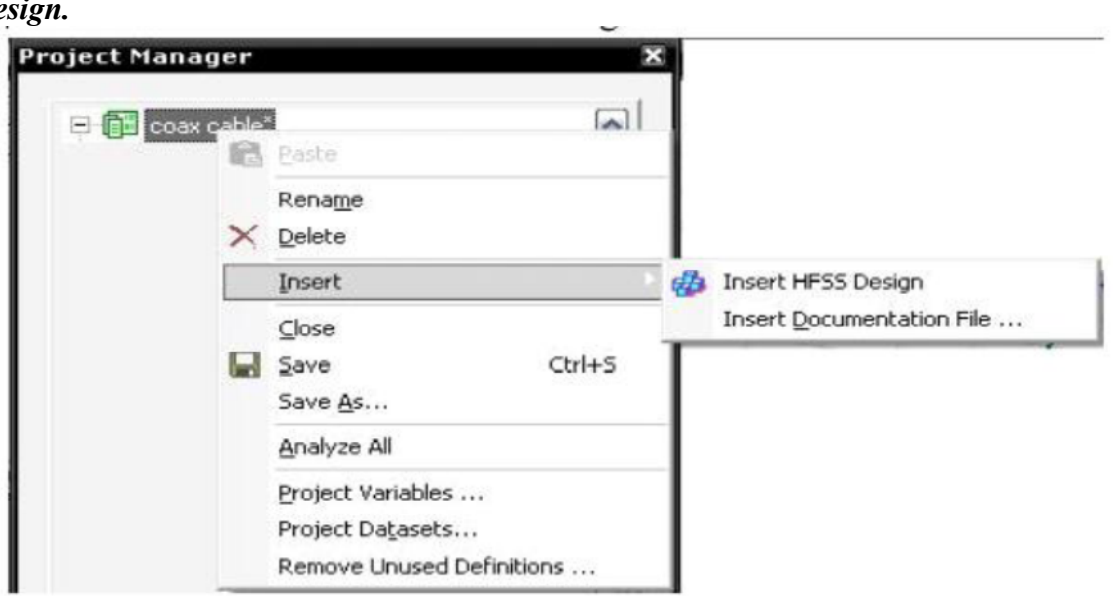


V. Comment créer un projet :

Chaque projet passe par trois étapes essentielles :

- Création et configuration initiale
- Dessin du modèle
- Compilation et visualisation des résultats

V.1.Création du projet file : Clique droit sur leProjet et sélectionnez ***Insert>>insert HFSS design.***



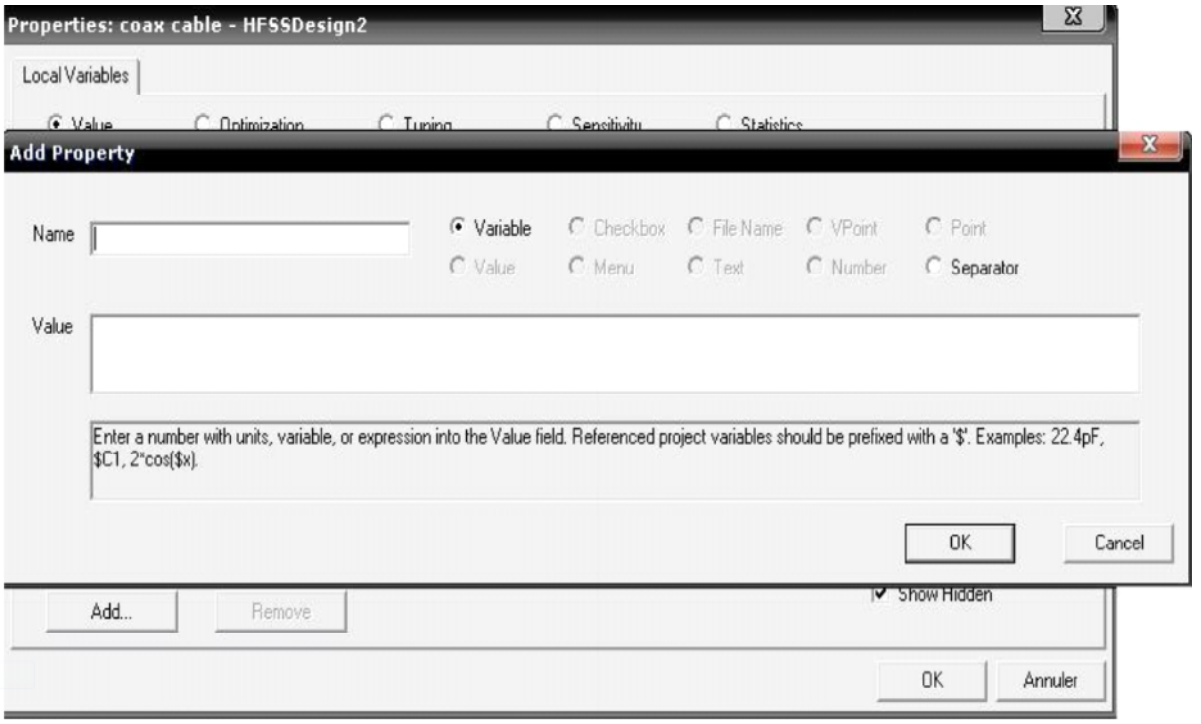
Enregistrer avant de commencer à dessiner dans n'importe quel dossier.

V.2. Configuration initiale :

Avant de commencer à établir le modèle il faut s'avoir d'avance la solution voulue ***(HFSS>>solution type***) qui dépend de l'application. Pour cela il y a trois choix :

- ***Driven Modal***
- ***Driven Terminal***
- ***Eignemode***

Unité de travail ***Modeler>>units*** (mm, nm...), et attribuer les variables qu'on va utiliser ***HFSS>>design properties:***



HFSS s'appuie sur des variables pour tout le paramétrage / optimisation au sein du projet. Les variables ont également de nombreux autres avantages qui les rendent nécessaires pour tous les projets.

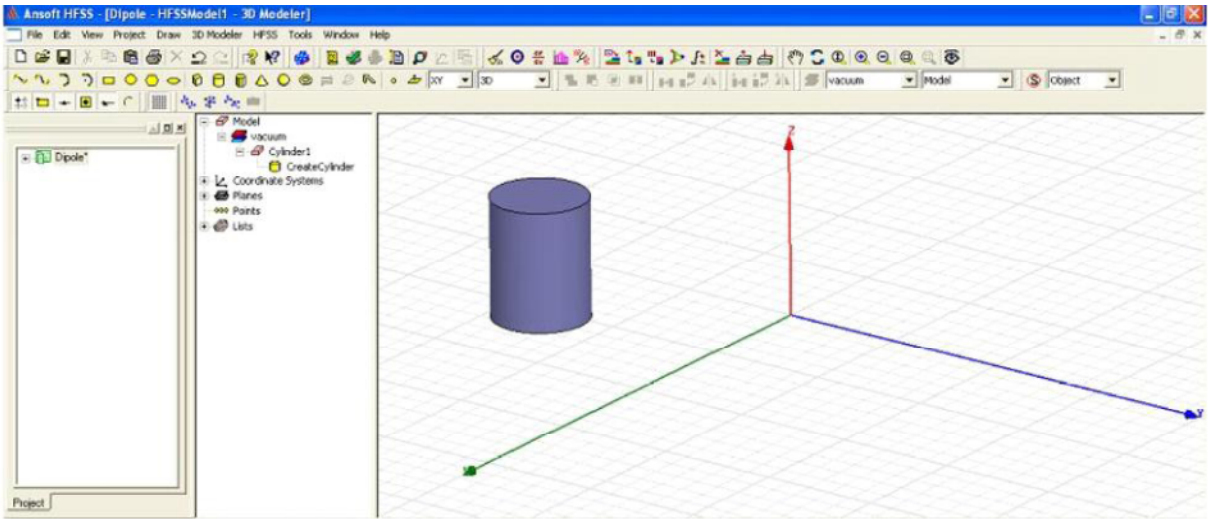
• ***Rapports*** fixes (longueur, largeur, hauteur) sont facilement maintenus en utilisant des variables.

• ***Optimetrics*** : utiliser des variables pour optimiser la conception selon les critères définis par l'utilisateur.

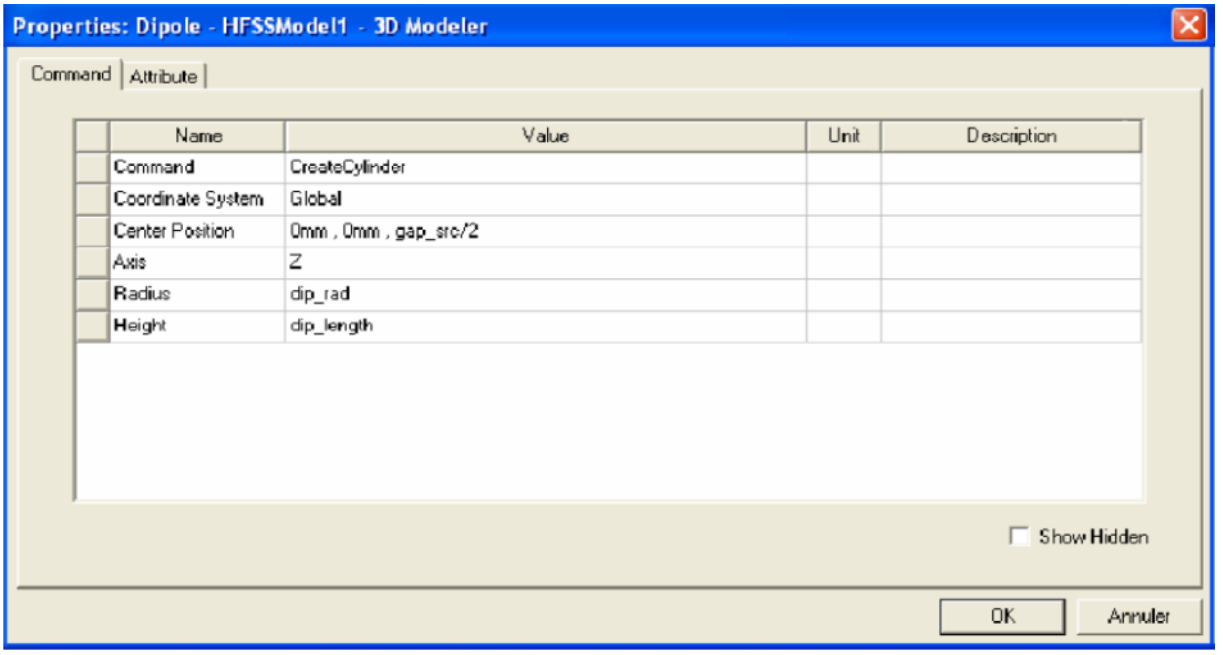
• Toutes les dimensions peuvent être rapidement changées dans une fenêtre.

V .3 Dessin du modèle:

Cette partie englobe la conception et le paramétrage du modèle : Pour établir un modèle il faut allez à ***Draw*****>>choix du model**



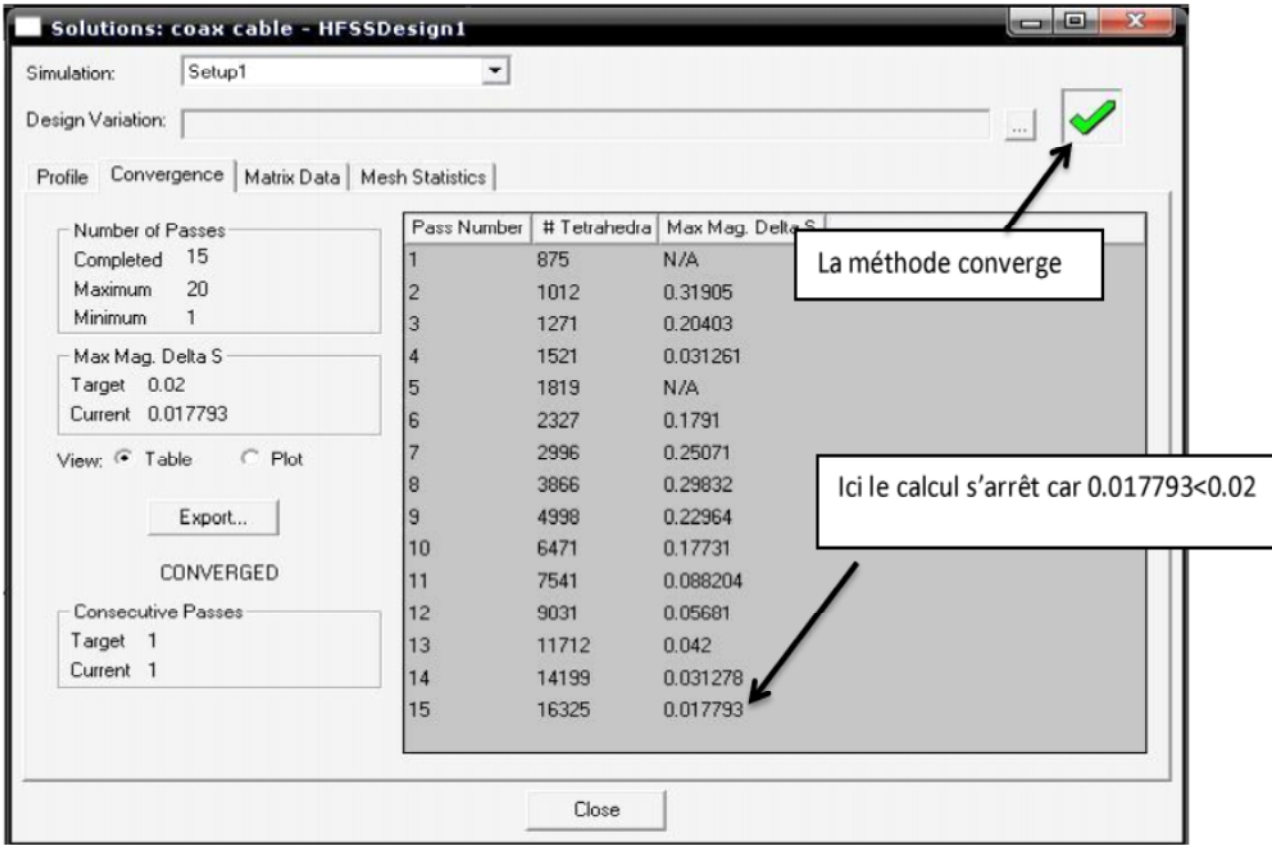
Paramétrage : chaque objet a ses propres paramètres modifiables :



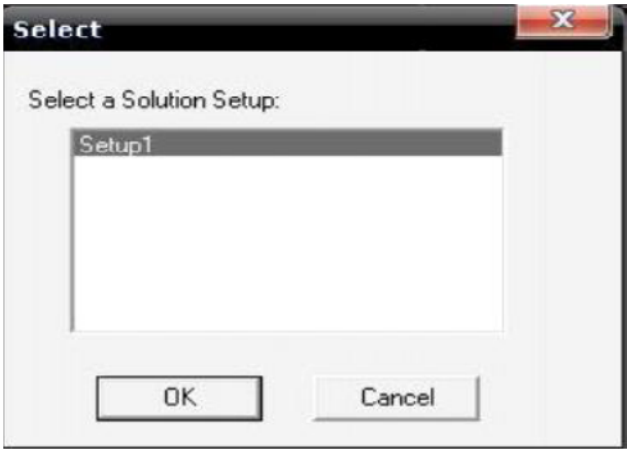
V.4.Compilation et visualisation des résultats :

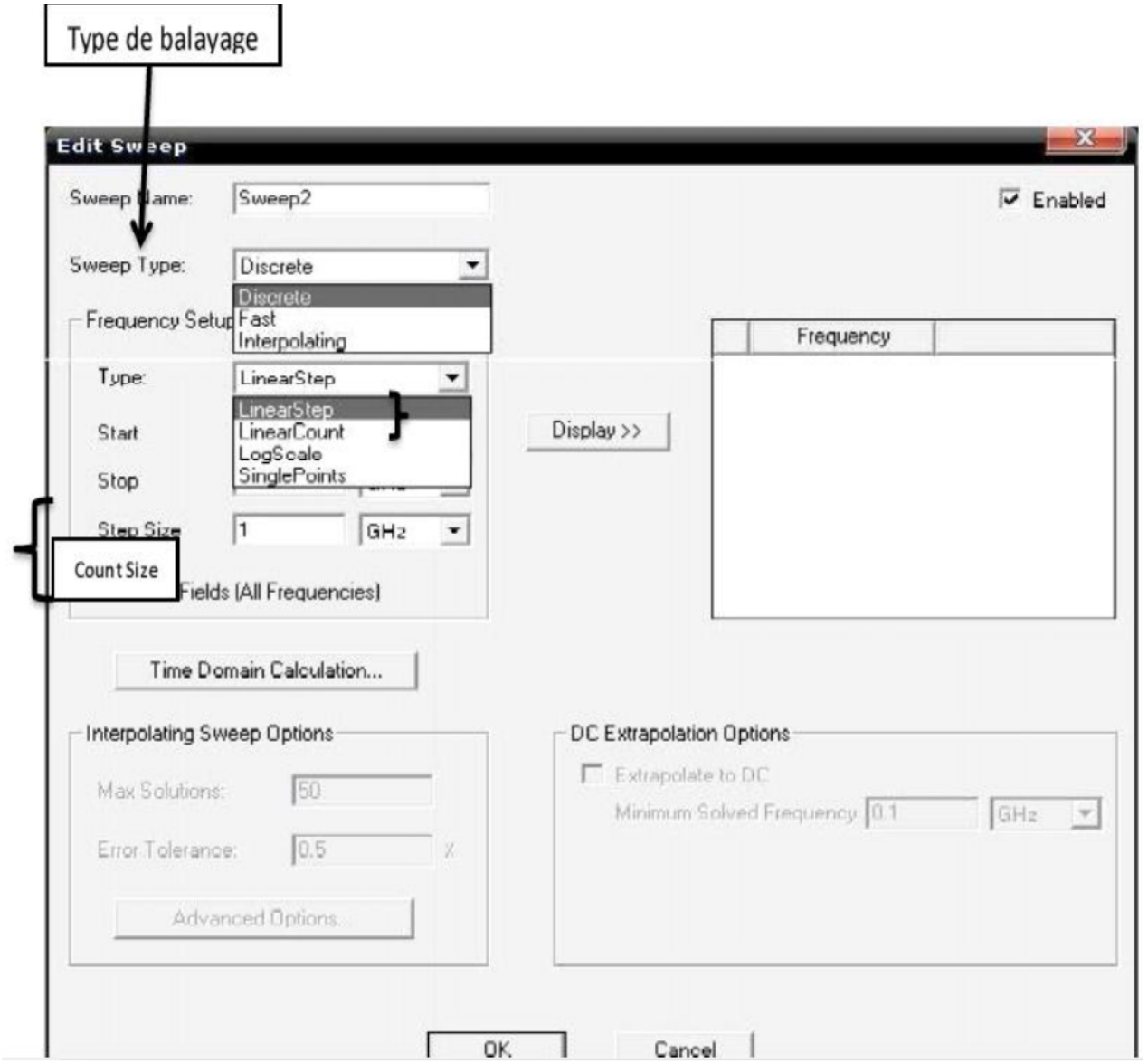
Apres avoir dessiné le modèle avec les conditions aux limites et l'excitation il faut compiler et analyser le projet puis il faut aller aux résultats, clique droit sur ***results*** et choisir ce que vous voulez visualiser (diagramme de rayonnement, coefficient de réflexion, gain …)

Exemple ***:(HFSS>Results>Solution Data) :***



- ***Add frequency sweep***





❖ ***Discrete :*** effectue une solution complète à toutes les fréquences en utilisant le maillage actuel, le temps requis égal la fréquence à résoudre fois le nombre de points de fréquences. Le champ peut être affiché à n'importe quelle fréquence dans la plage de balayage.

❖ ***Fast :*** extrapole un ensemble d'informations dans une bande passante autour de la fréquence centrale. Le temps et la mémoire nécessaire pour résoudre un balayage de fréquences peut être beaucoup plus grand qu'une seule fréquence à résoudre

❖ ***Interpolating*** : effectue une résolution à des points de fréquences discrètes qui sont adaptés par interpolation.

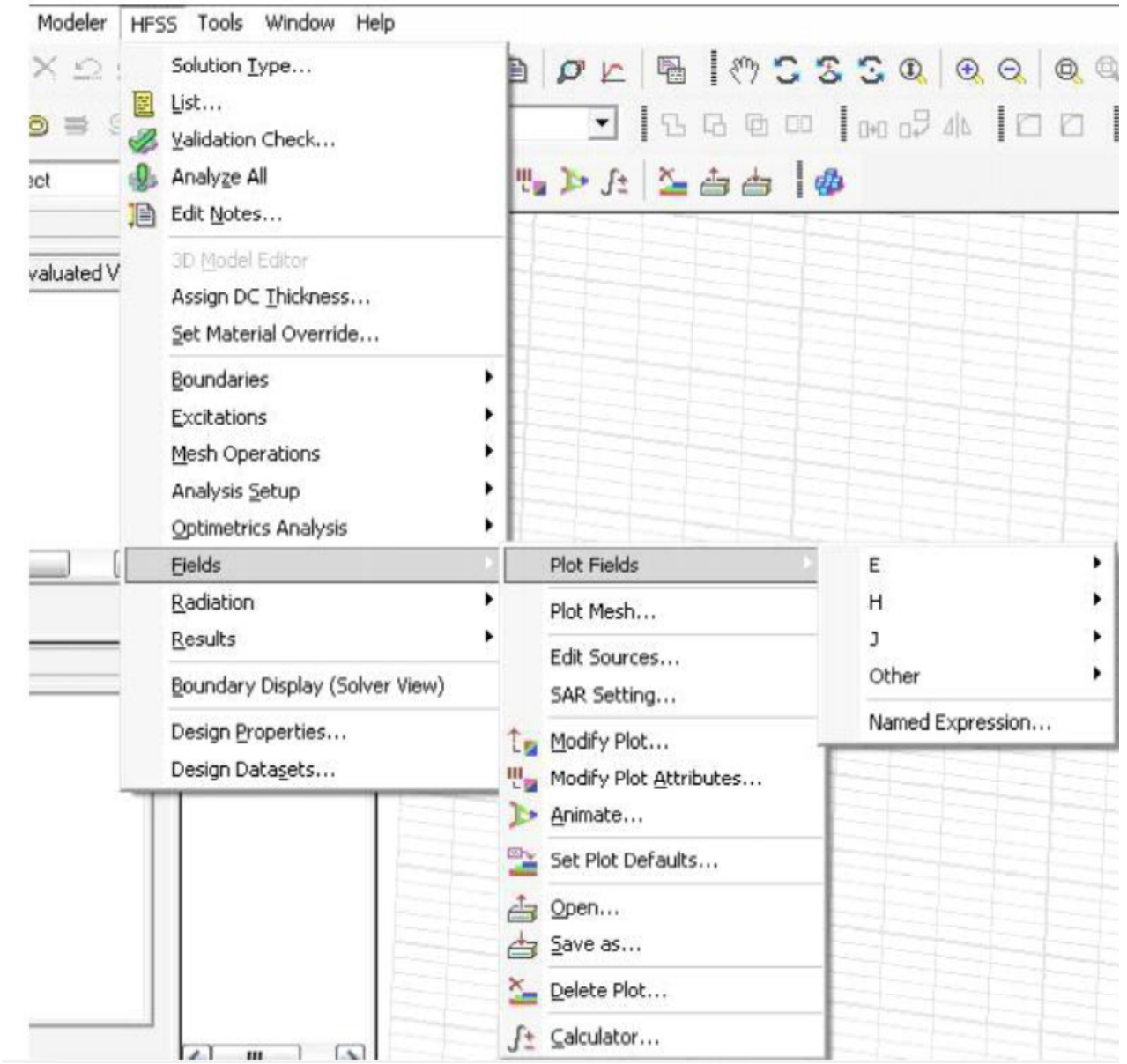
❖ ***Frequency Setup :*** la fréquence du travail.

❖ ***Linear Step:*** spécifier une plage linéaire des valeurs avec un pas constant.

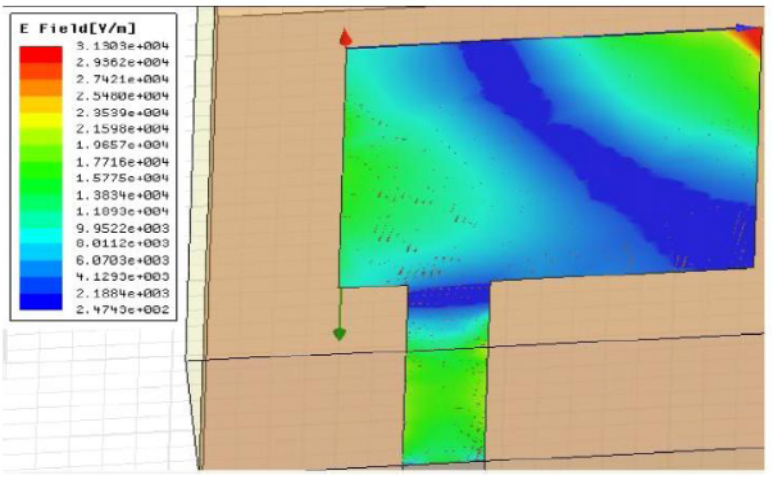
❖ ***Linear Count :*** spécifier une plage linéaire des valeurs.

❖ ***Start et Stop :*** désigne l'intervalle de fréquence afin de calculer les fréquences de résonance.

➢ ***Fields*** (visualiser le champ E et H le long du dispositif) :



Exemple : Représentation du champ Electrique d'une antenne patch :

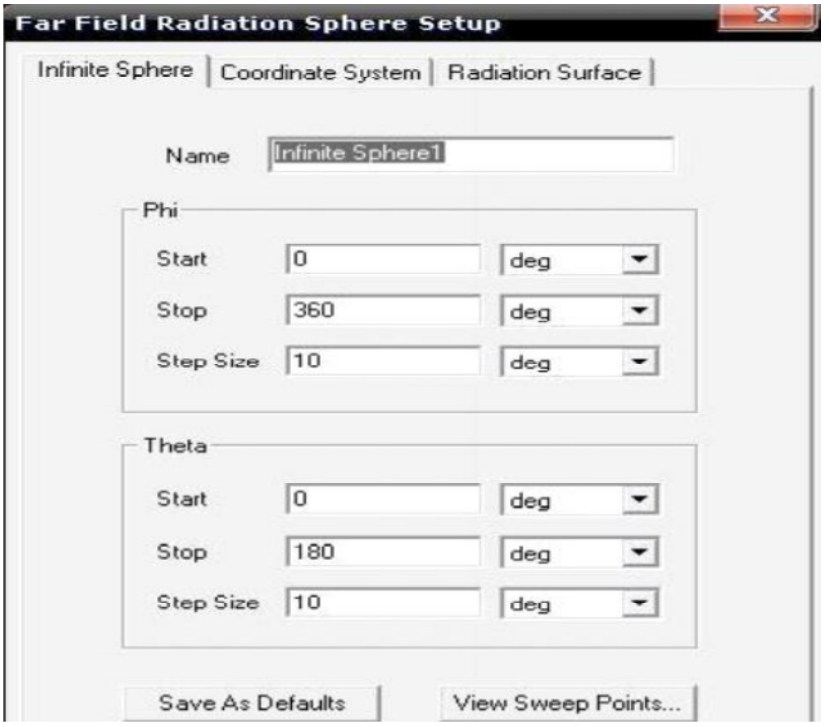


➢ ***Radiations***

Définir la forme du champ proche (***Near field)*** (ligne ou sphère) ou du champ lointain (***Far field***) (sphère).

Cette partie est consacrée au calcul des paramètres d'une antenne qui nécessite une configuration particulière de calcul pour déterminer la région dans laquelle les champs doivent être calculés.

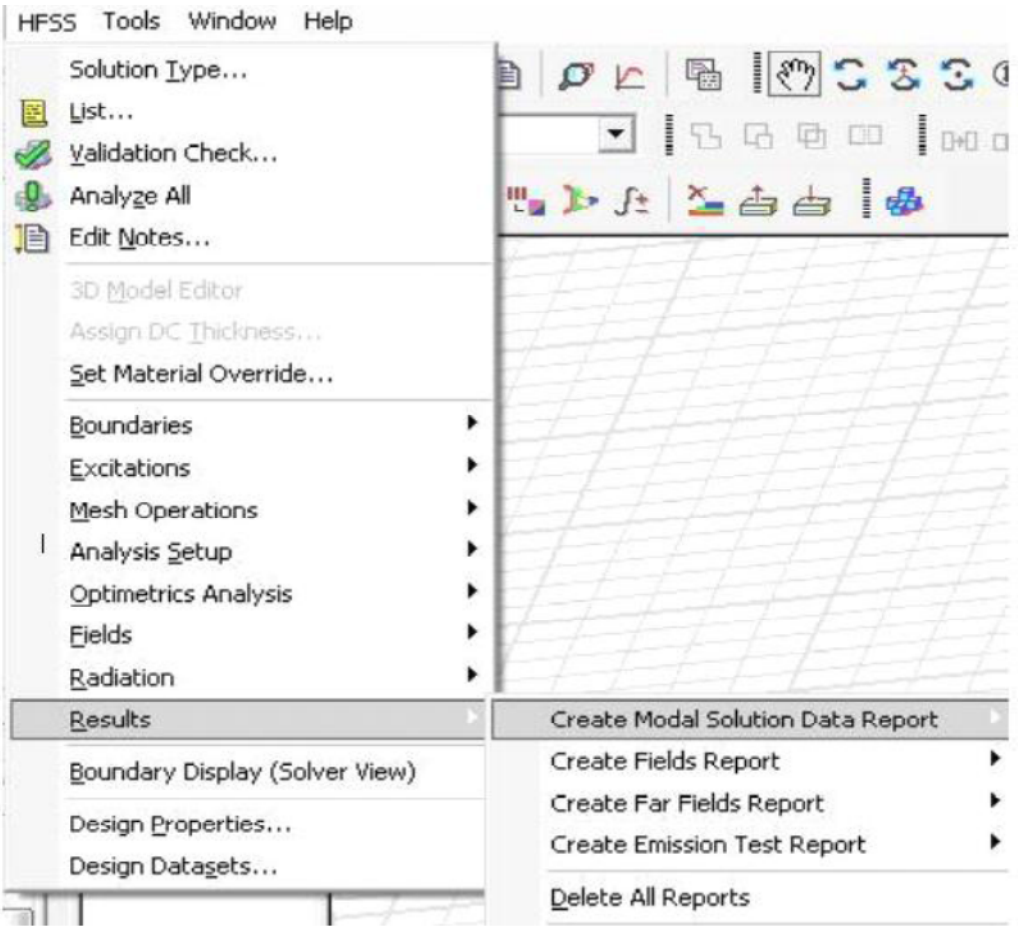
Sélectionner ***HFSS>>Radiation>>Insert Far Field Setup>>Infinite Sphere***



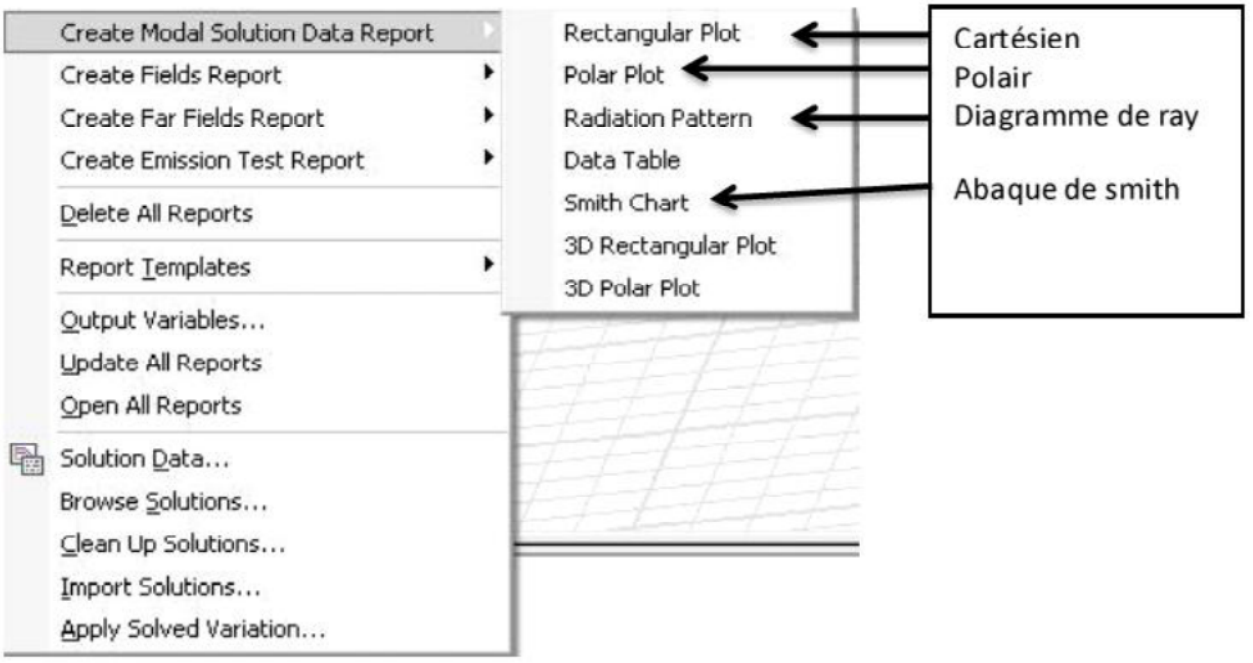
Entrez les valeurs et le pas à suivre pour theta et Phi.

➢ **Résultats**

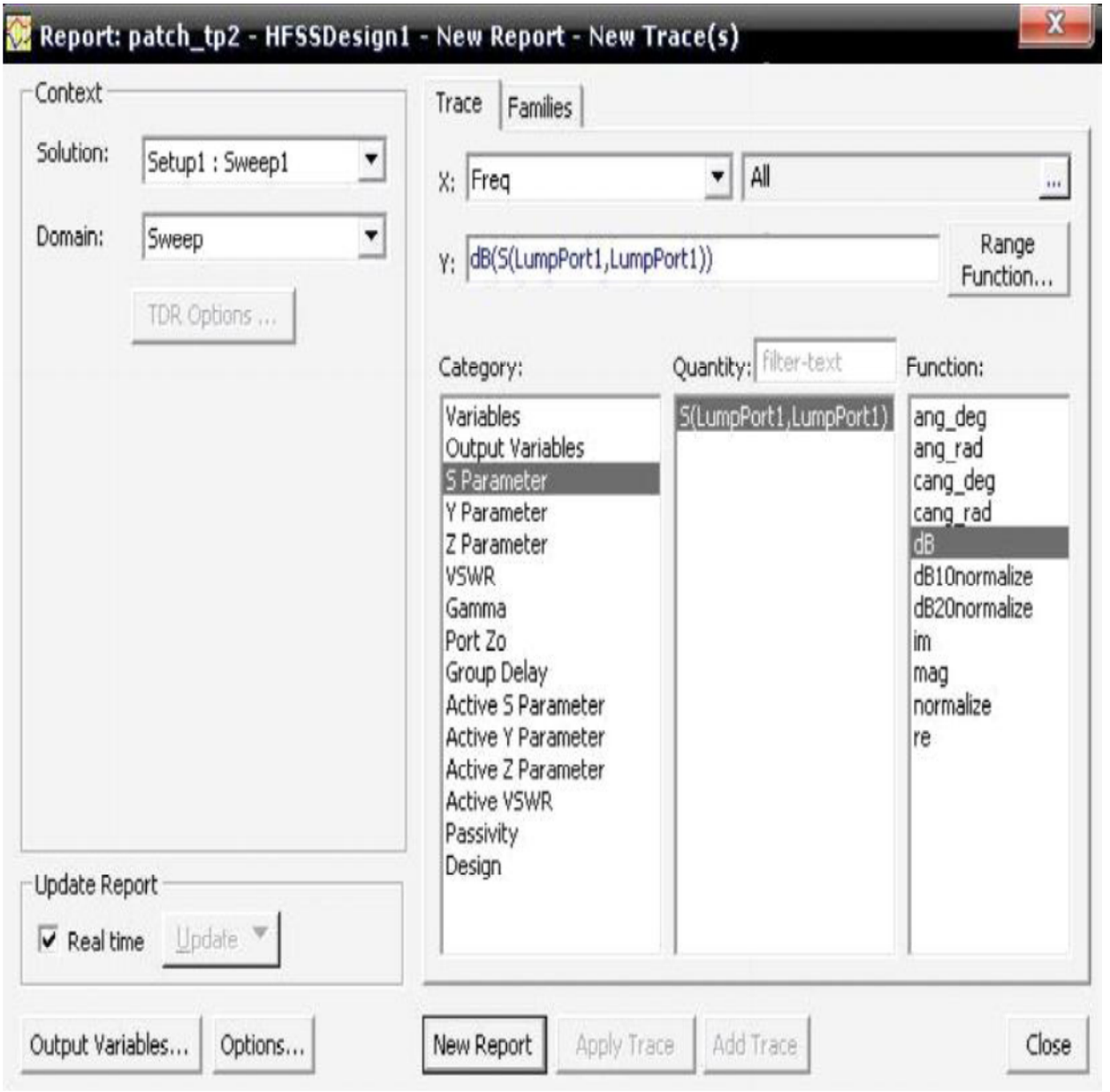
C'est la rubrique la plus intéressante parmi toutes les fonctionnalités du HFSS. Les données graphiques peuvent prendre diverses formes. Le format le plus souvent utilisé est le tracé cartésien en 2D, mais nous avons aussi la possibilité de tracer en 3D.



➢ ***Create modal Solution Data Report*** : Cette partie est consacré pour l'affichage ou la visualisation des paramètres de l'antenne en 2D ou 3D (S, Y, Z, TOS, Gamma…).



Prenons l'exemple de ***rectangular Plot*** : pour visualiser il suffit de choisir le paramètre et son unité (db, re, im, ang…) et cliquer sur ***New Report.***



Remarque :

Le coefficient de réflexion S_{11}dépend de la fréquence et du TOS.

$$TOS = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$ Et comme $\Gamma=S_{11}$ alors $$TOS = \frac{1+|S11|}{1-|S11|}$$

On cherche dans l'allure de TOS(f) les points où le TOS est min ce qui signifie le maximum d'énergie transmise. Voir Figure 2.

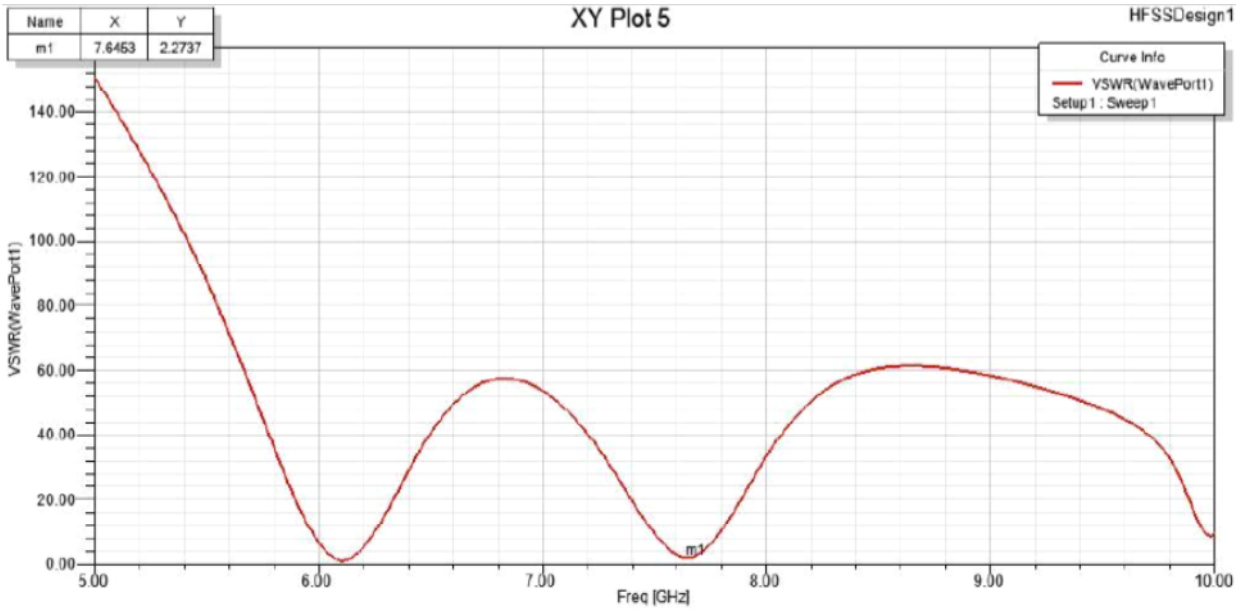
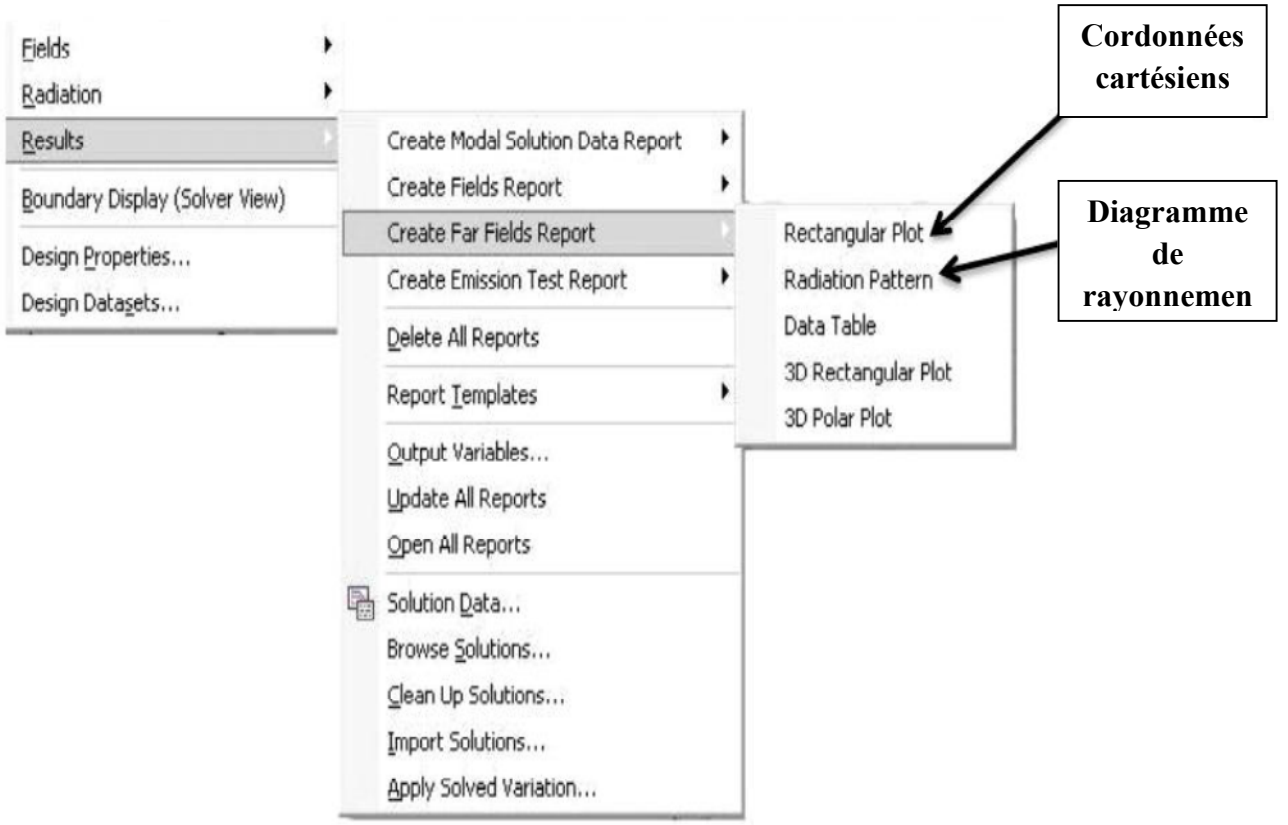


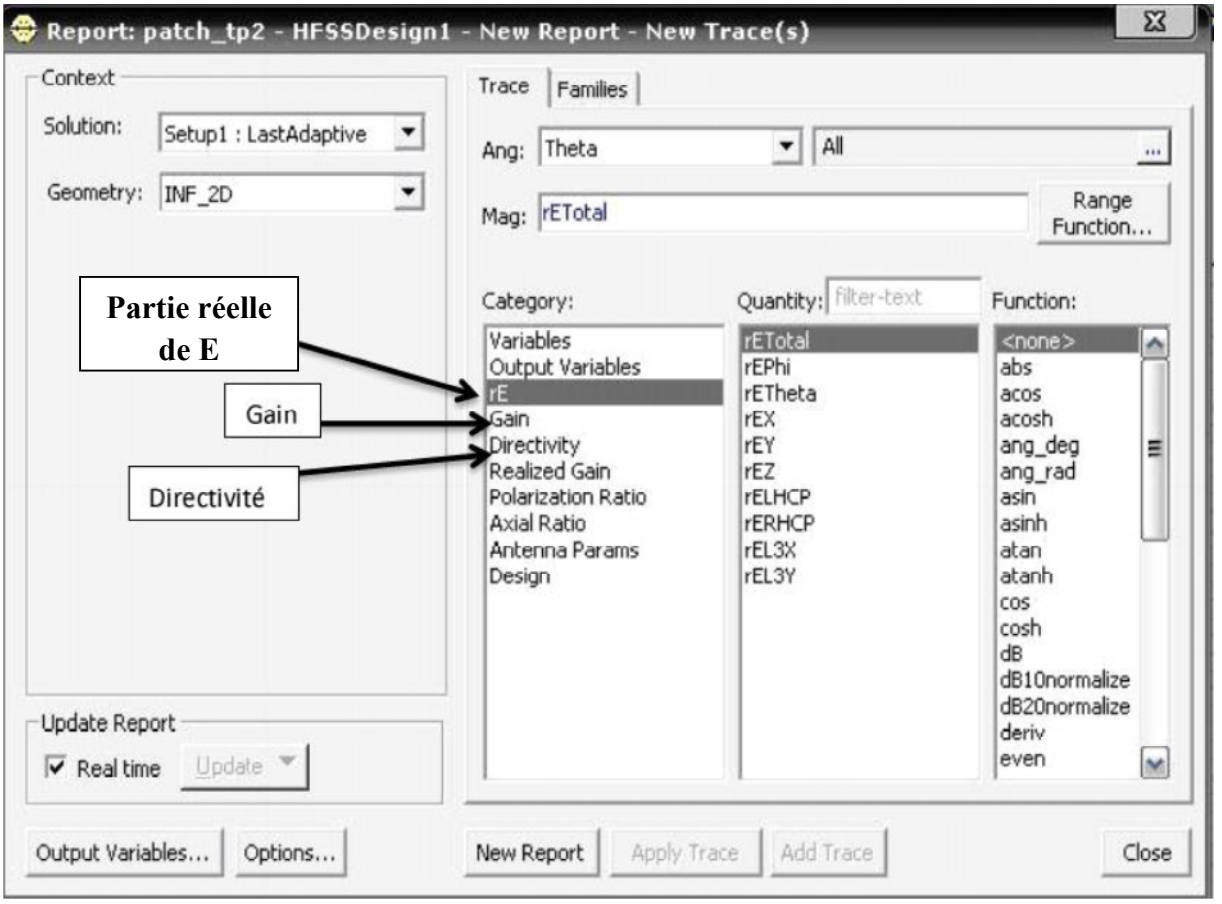
Figure 2 : Représentation du VSWR(TOS) en fonction de la fréquence.

Create Fields Report/Create Far Fields Report:



Dans les ondes électromagnétiques, chaque paramètre dépend de R, θ, f donc il faut définir le champ lointain sous forme d'une sphère ***HFSS>>Radiation>>Insert Far Field Setup>>Infinit Sphere***

Exemple***: Create Far Fields Report>>Radiation Pattern:***



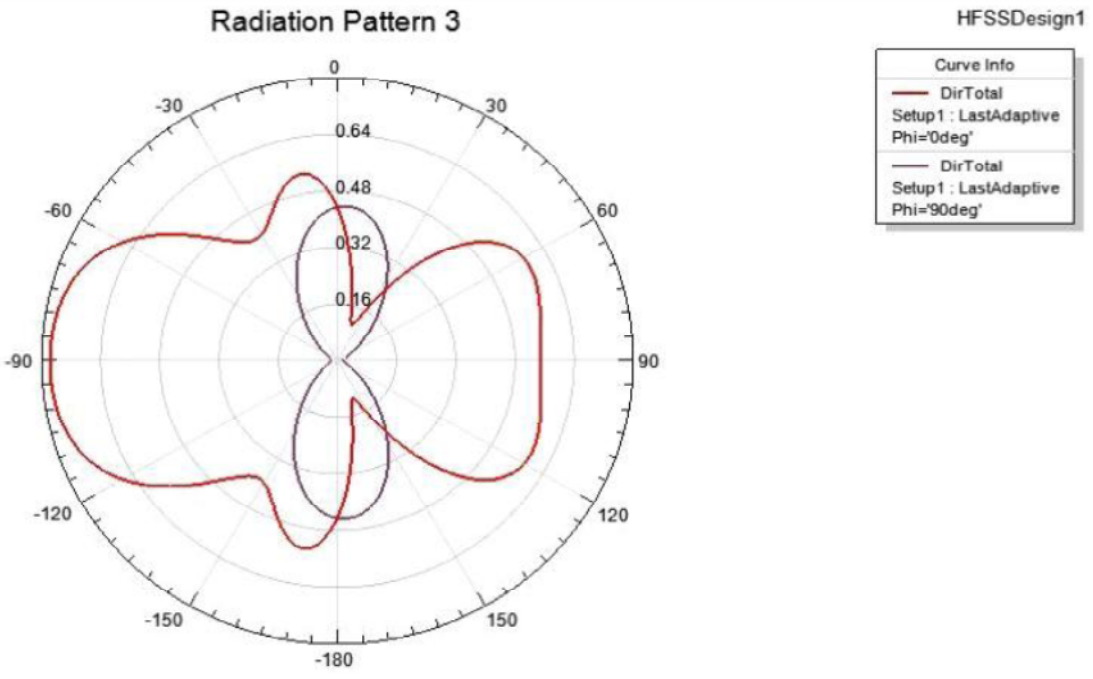


Figure 3 : Le diagramme de rayonnement de l'antenne en Phi=0°et Phi=90°

Tapez une équation ici.

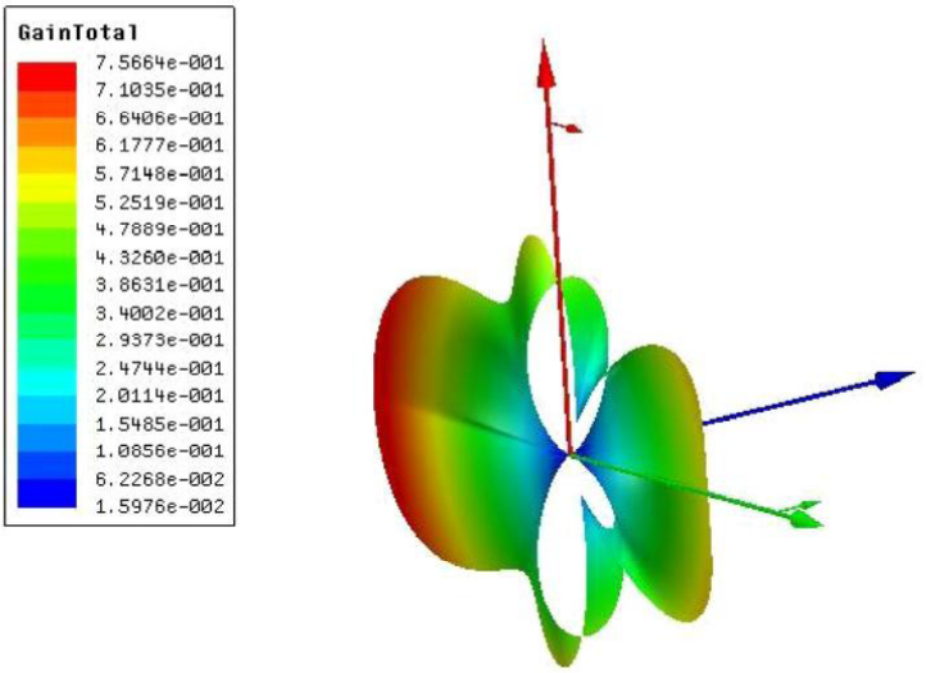


Figure 4: Représentation 3D polar du Gain en phi=0

VI. Conclusion :

Nous avons vu comment utiliser le logiciel HFSS, et les descriptions générales des différents outils : barre d'outils, barres des menus, fenêtre, Manager des projets. Toutes les rubriques sont classées par ordre d'exécution, ce qui simplifie la procédure de la conception du modèle au assignements des conditions aux limites, et à l'attribution des excitations. Nous avons aussi présenté la rubrique analyse pour analyser la configuration et l'icône résultat d'où on peut créer les rapports et les affiché sur la fenêtre des modèles. Après cette description nous sommes prêts à réaliser nos projets, c'est ce que nous verrons dans le deuxième chapitre.

Chapitre II

Simulation des antennes sous HFSS

I-Introduction

La phase de conception d'une antenne, à l'aide d'un logiciel adapté, est une étape incontournable dans un souci de gain de temps et d'optimisation de structures aux paramètres désirés.

La conception permet également de prendre en compte les paramètres physiques et électriques des matériaux qui ne sont pas parfaits.

Ainsi, nous développerons dans ce chapitre, à l'aide du simulateur électromagnétique choisi qui est le HFSS, les phases de conception en présentant chacune des différentes étapes de simulation.

Dans ce chapitre on prend pour exemple l'antenne dipôle, l'antenne patch triangulaire alimenté par câble coaxial, l'antenne patch alimenté par un câble coaxial puis par une ligne micro ruban. Ces exemples permettront d'illustrer à la fois la simplicité et la puissance de HFSS par la conception et la simulation de structures type d'antennes.

II– Simulation

II-1 Dipôle

L'antenne dipôle est couramment utilisée pour la radiodiffusion cellulaire, les téléphones mobiles et les communications sans fil en raison de leur propriété omnidirective.
Elle est aussi une antenne de référence
On veut simuler une antenne demi-onde travaillant à la fréquence de résonance égale à 4.5GHz.
On tiendra de l'effet capacitif au bout de l'antenne d'où les dimensions suivantes :

$\lambda = 66mm$
$L = 0.475\lambda = 31.35mm$
$gap = 0.66mm$
$rayon\ du\ dipole = 0.33mm$
$longueur\ du\ dipole\ \lambda/4 = 15.345mm$

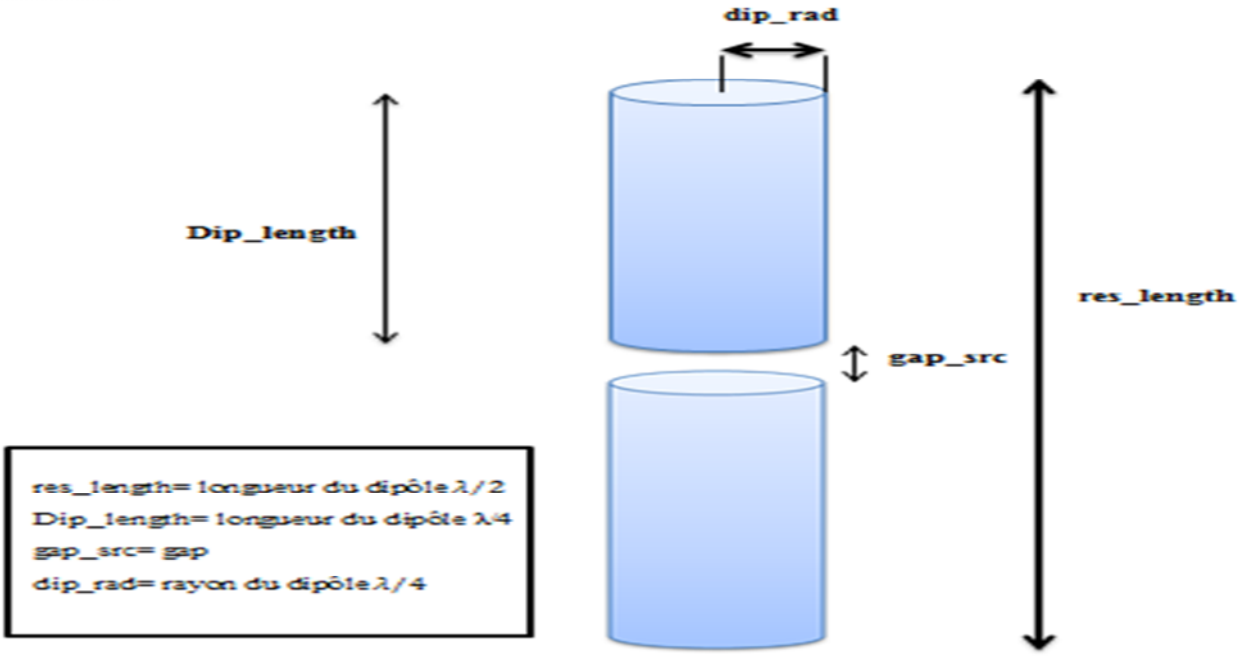


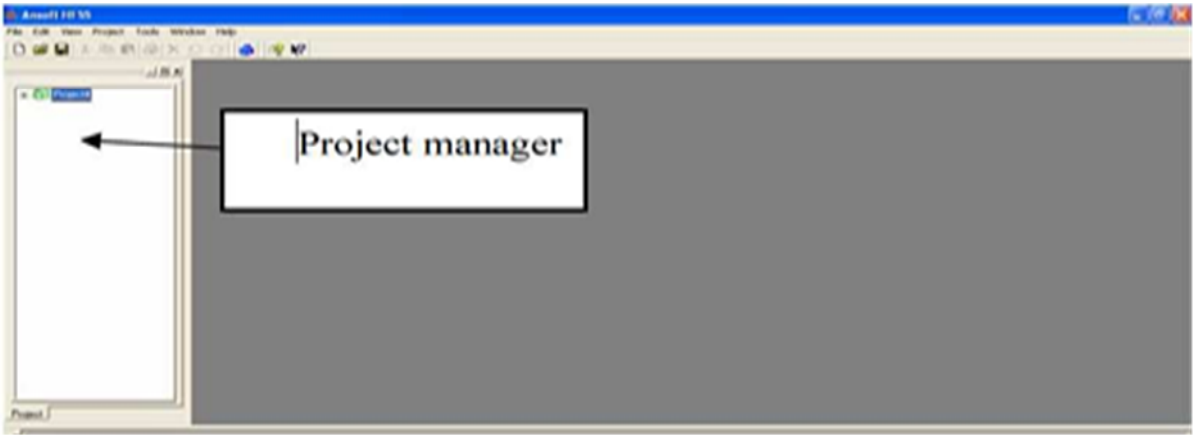
Figure 1 : dimensions de la structure du dipôle λ/2.

II -1-1. *HFSS Starting*

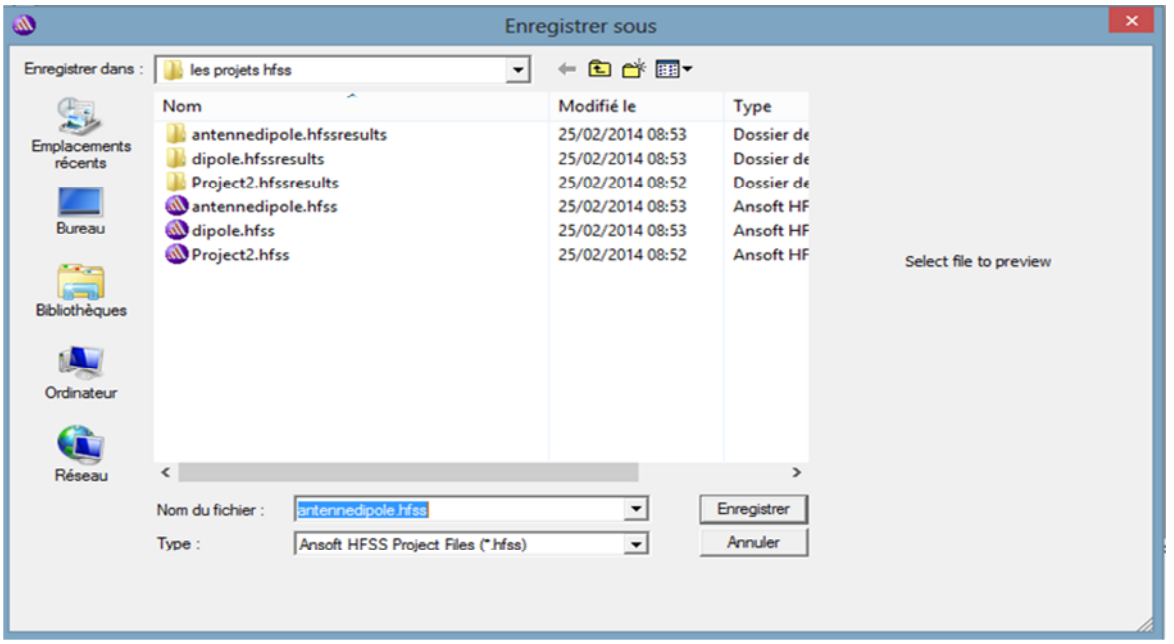
Clique sur HFSS 13 ou double-clique sur l'icône **HFSS 13** sur le Bureau Windows.

II -1-2. Création du projet

Premier lancement de HFSS Simulator.

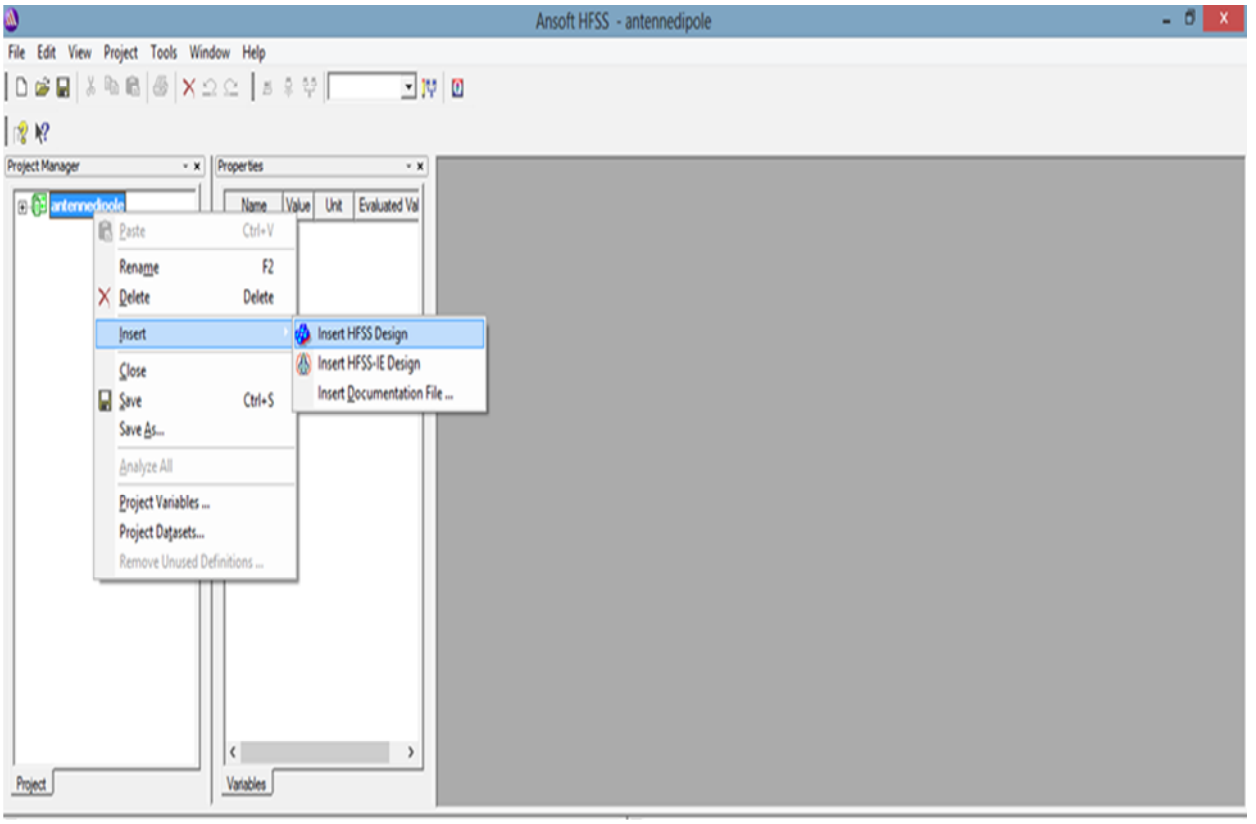


De la fenêtre du gestionnaire de projet. Clique-droit sur le fichier de projet et enregistrer sous le nom dipôle.

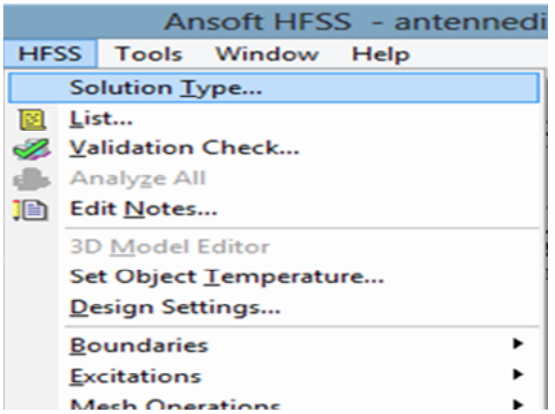


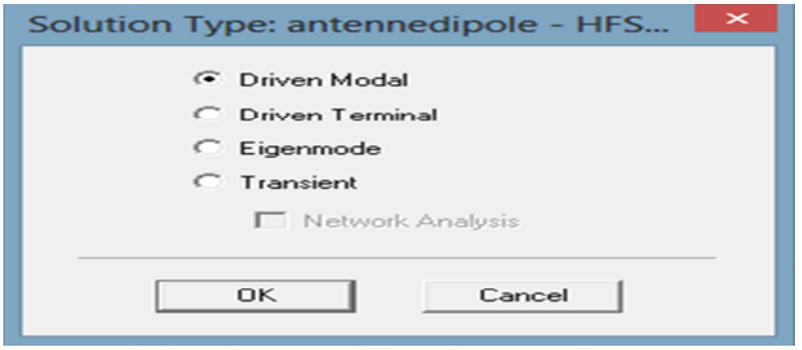
II-1-3. Travailler avec les géométries

Pour commencer à travailler avec les géométries, nous devons insérer une conception HFSS. Clique-droit sur le fichier de projet > ***Insert HFSS design*** du menu.

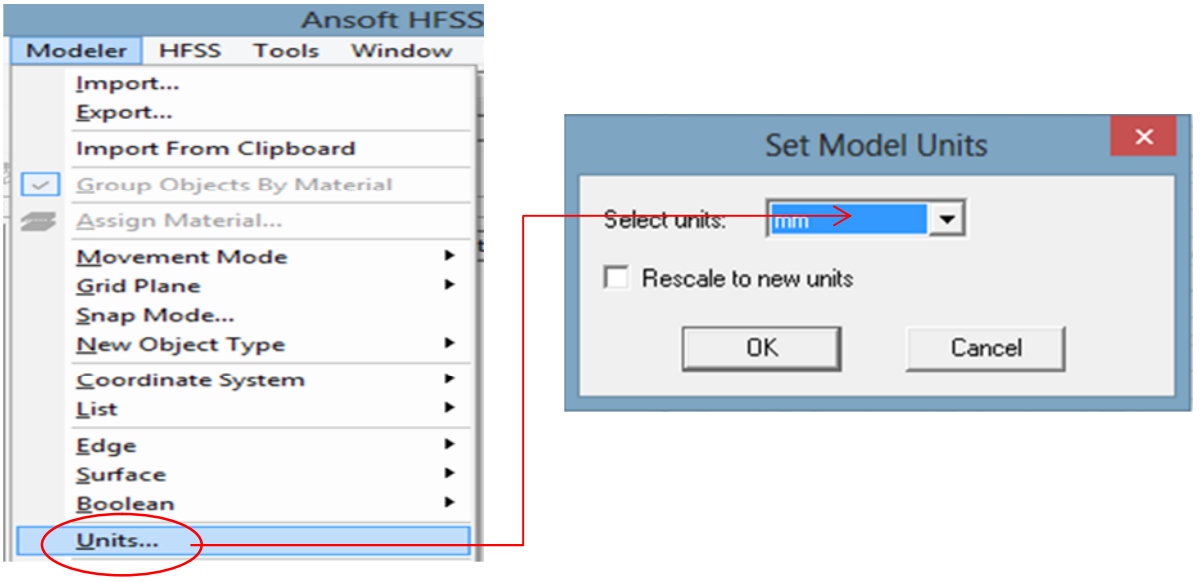


En raison de la nature de cette conception, nous allons utiliser Driven Modal comme type de solution. Dans le menu HFSS select ***Solution type*** puis ***Driven Modal***.

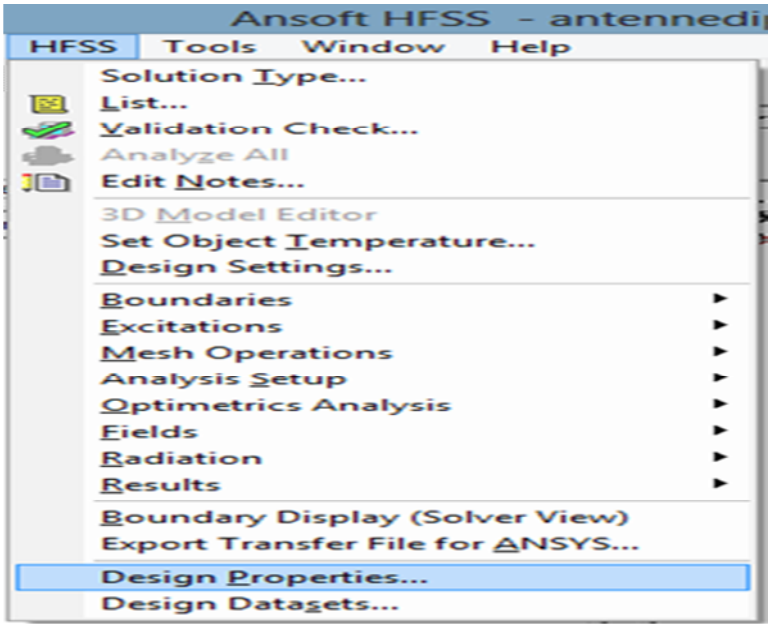




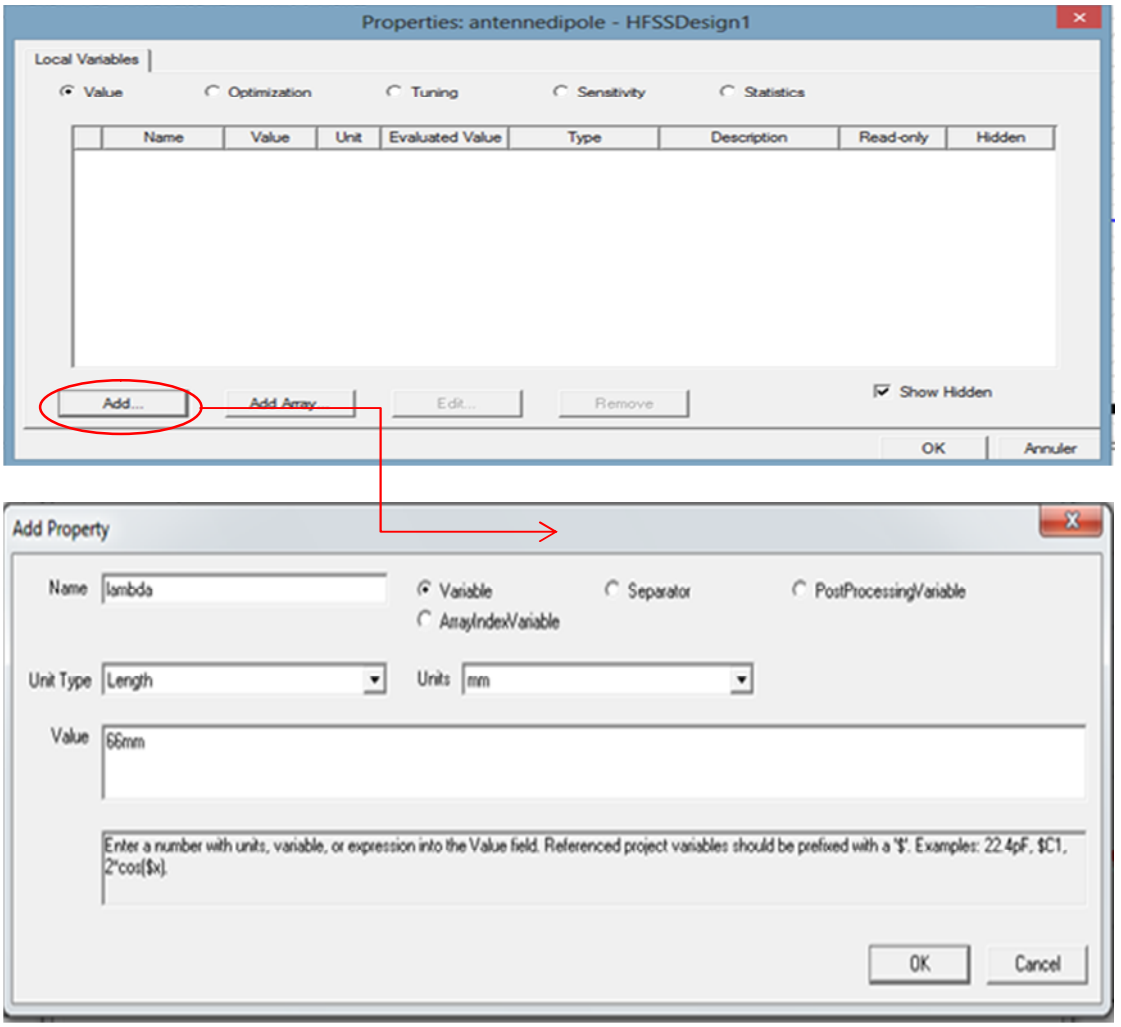
Les unités sont prises en mm en choisissant la rubrique ***3D modeler*** et unités du menu.



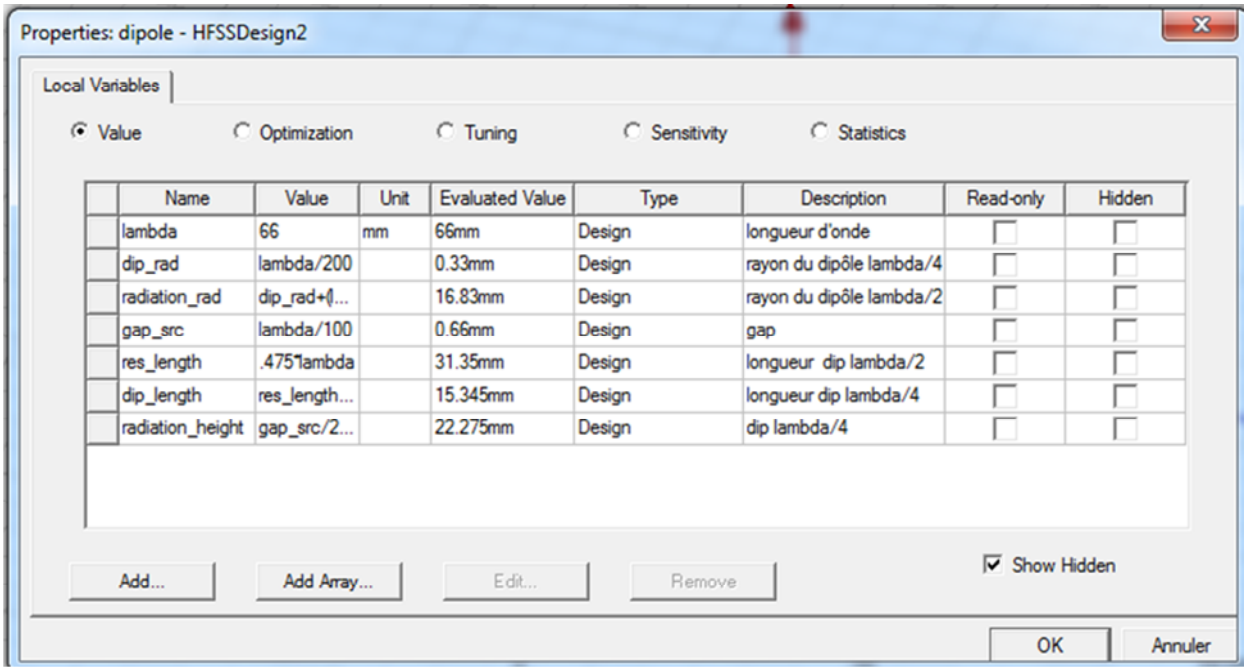
Clique sur la rubrique HFSS et on sélectionne ***Design properties*** au bas du menu.



Cela entraine l'ouverture d'une fenêtre appelée table des variables, ajouter les variables tels que la longueur, la hauteur, le rayon… une par une en cliquant sur ***add*** à chaque ajout et s'assurer de l'attribution des unités.

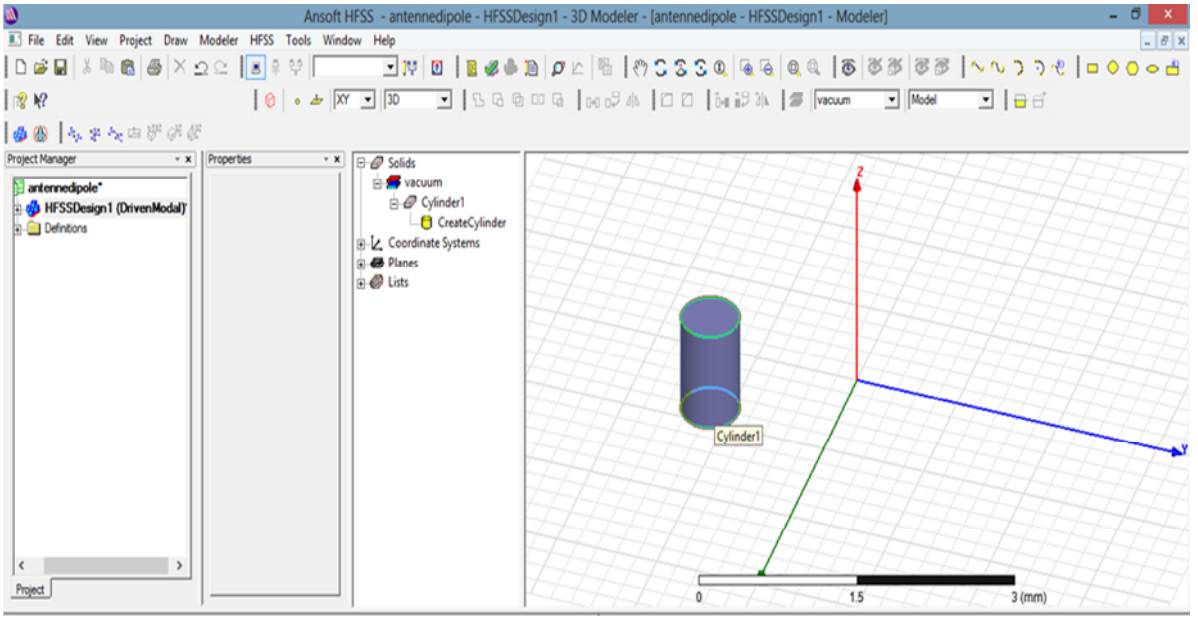


Dans cet exemple voici les variables à ajouter:

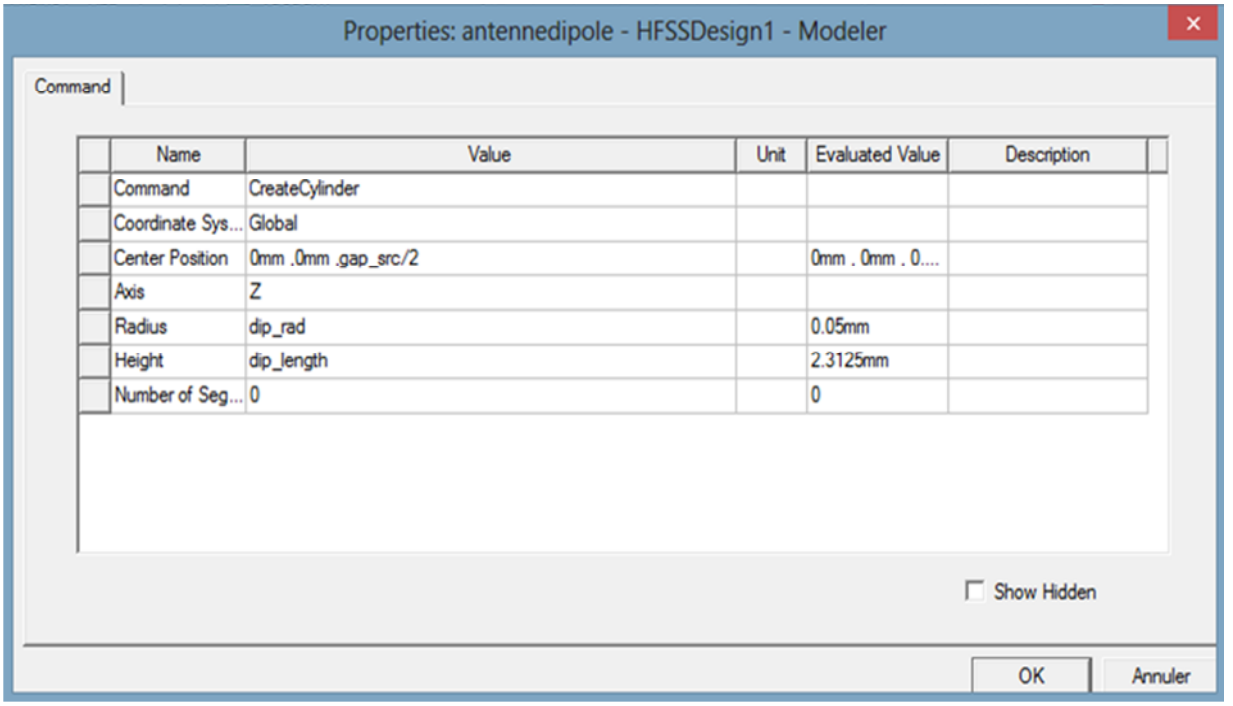


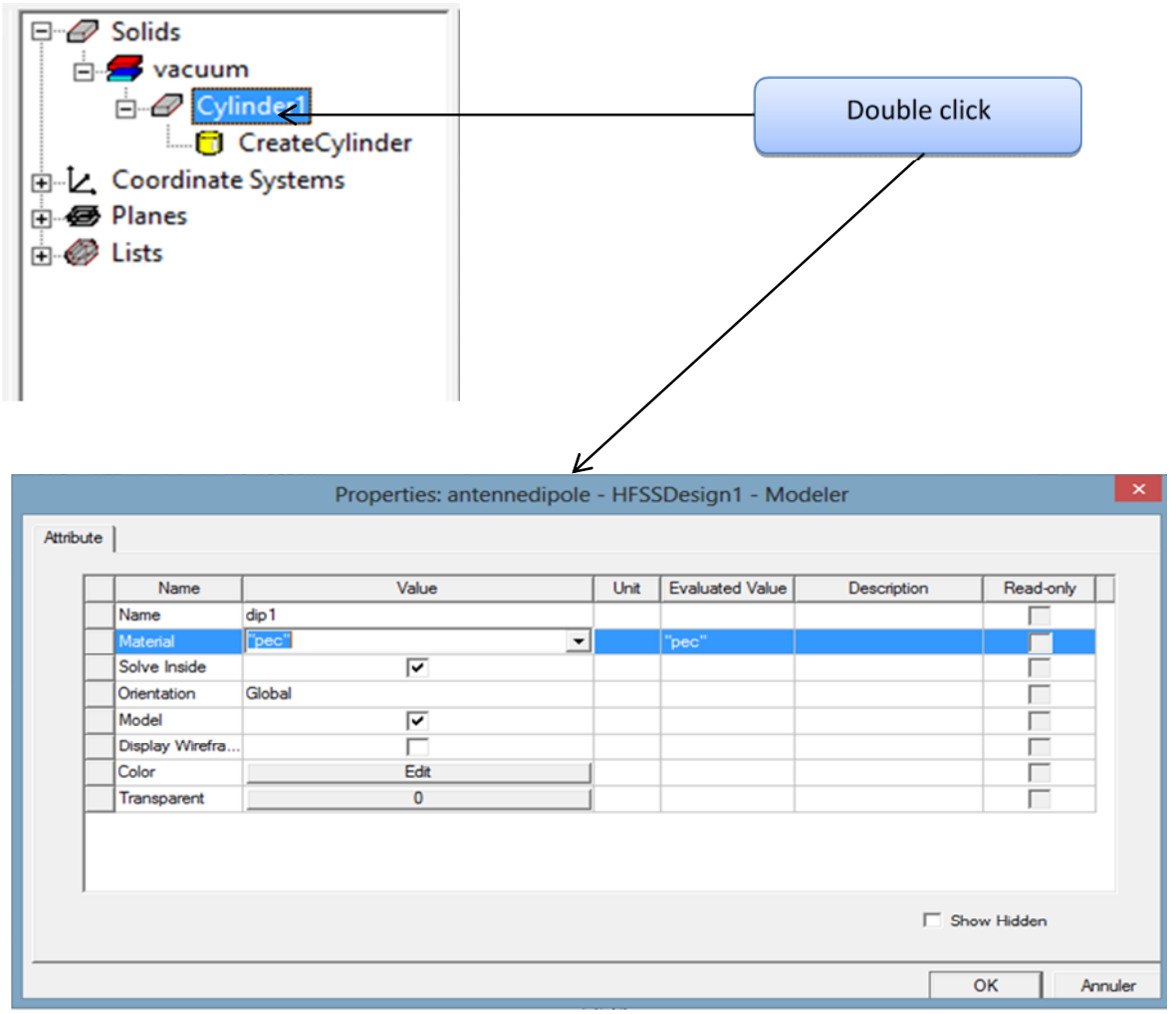
II -1-4. Dessiner le dipôle

On commence par créer l'élément dipôle en cliquant sur ***Draw cylinder***  de la barre d'outils :



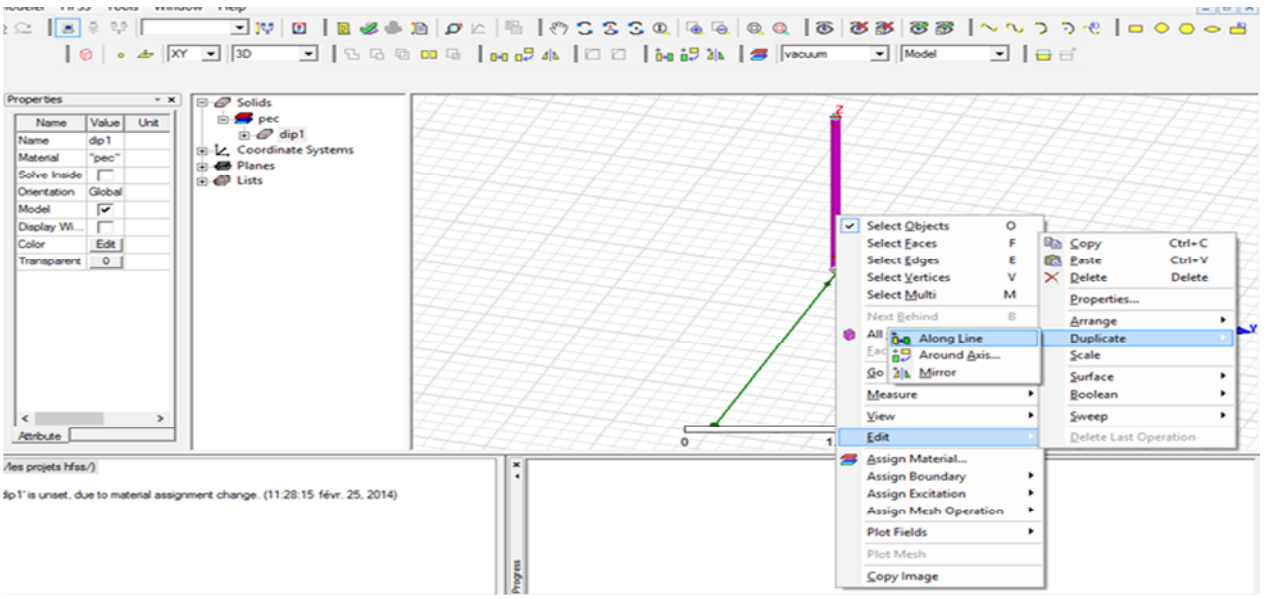
Par défaut la table des propriétés apparait une fois qu'on termine de dessiner l'objet, la position et la taille de l'objet peuvent être modifiées via cette table ainsi que sa couleur et sa transparence.

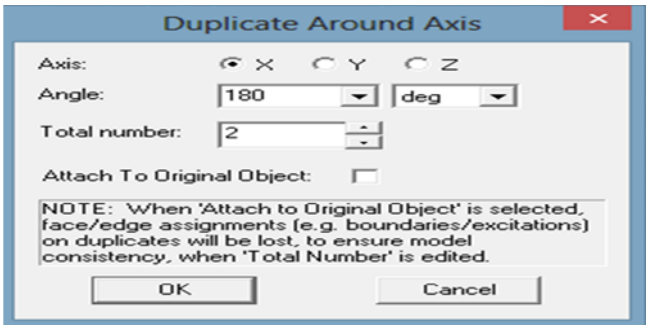




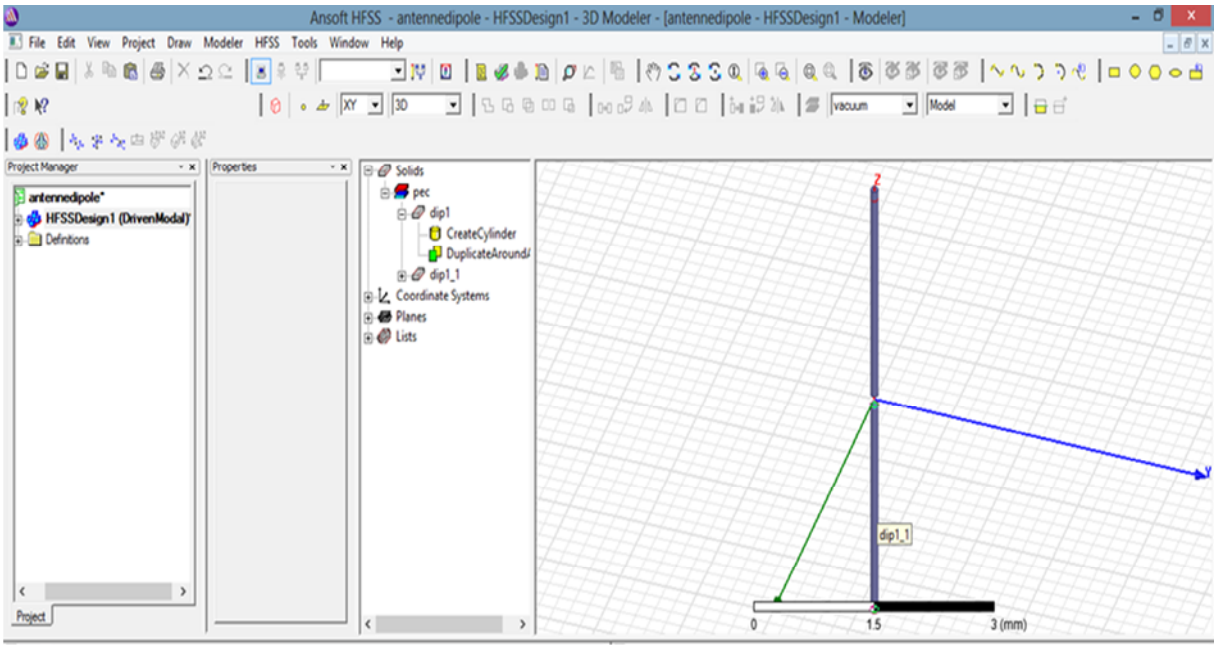
Nommé dip1, matériel PEC (***Perfect Electric Conductor***), clique sur OK

La prochaine étape est de construire la symétrie du dip1, pour faire cela clique-droit sur l'objet dip1 sélectionnez ***Edit -> Duplicate ->Around Axis***.



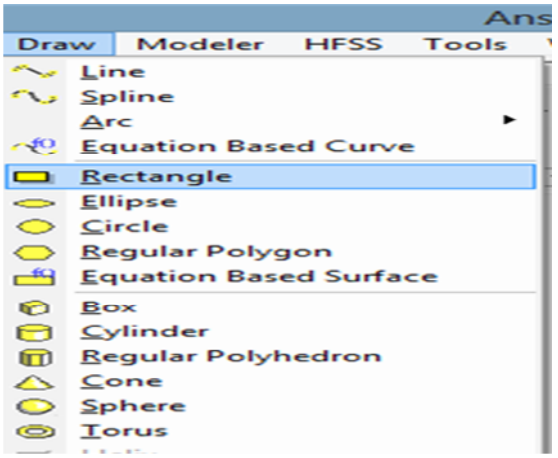


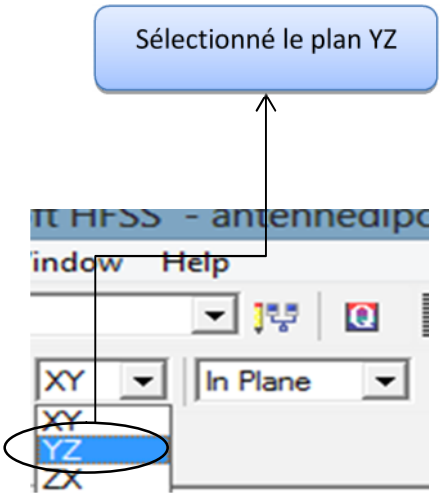
La structure du dipôle est illustrée ci-dessous :



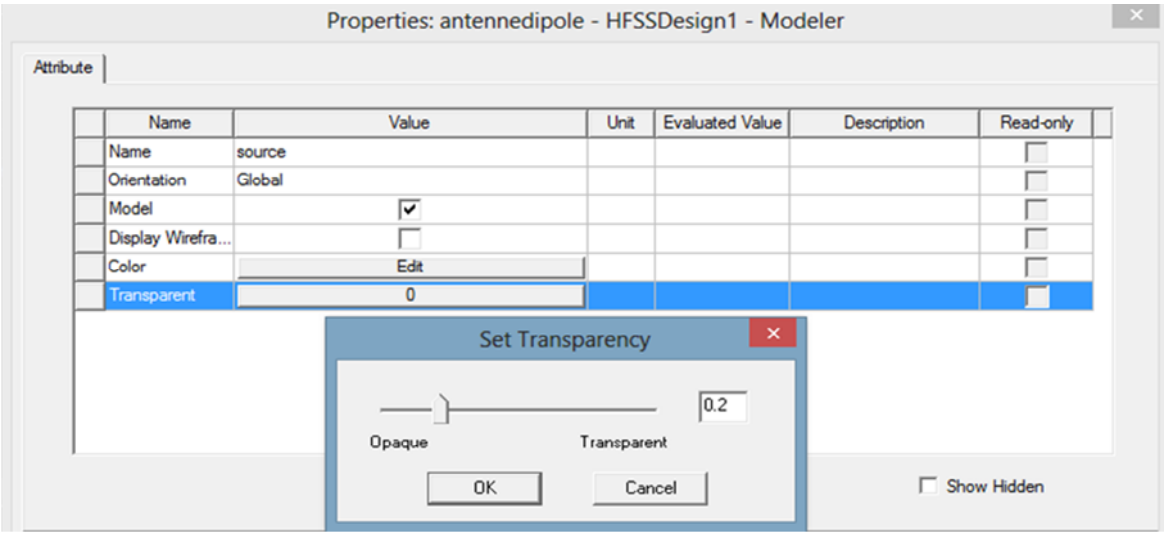
II -1-5. Créer le port d'excitation

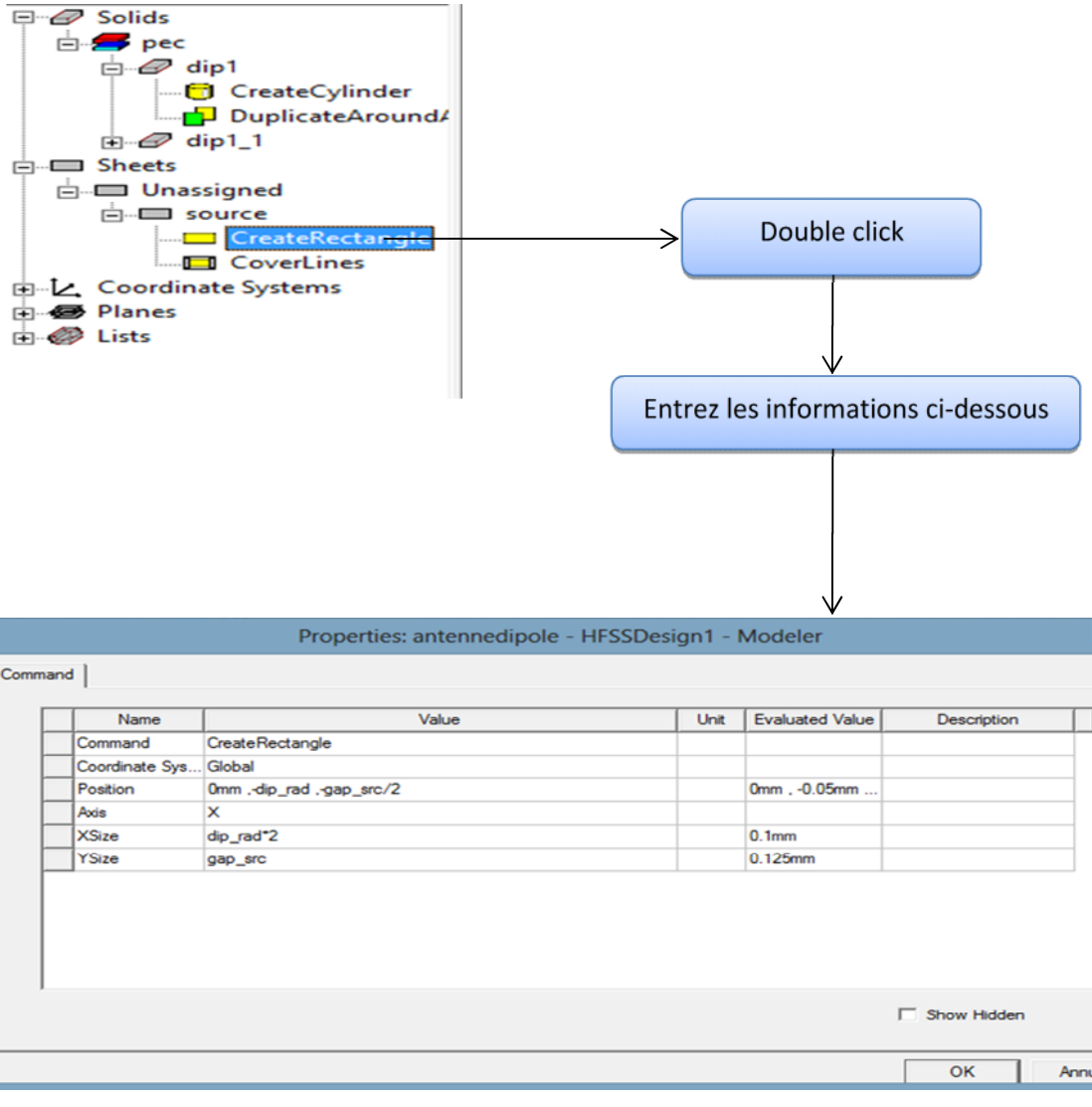
Dans cette section nous allons créer la source, pour cela nous allons exploiter le vide au milieu du dipôle pour assigner l'excitation. On sélectionne le plan YZ de la barre des outils, puis on clique sur ***Draw rectangle*** et on choisit trois points arbitraires.



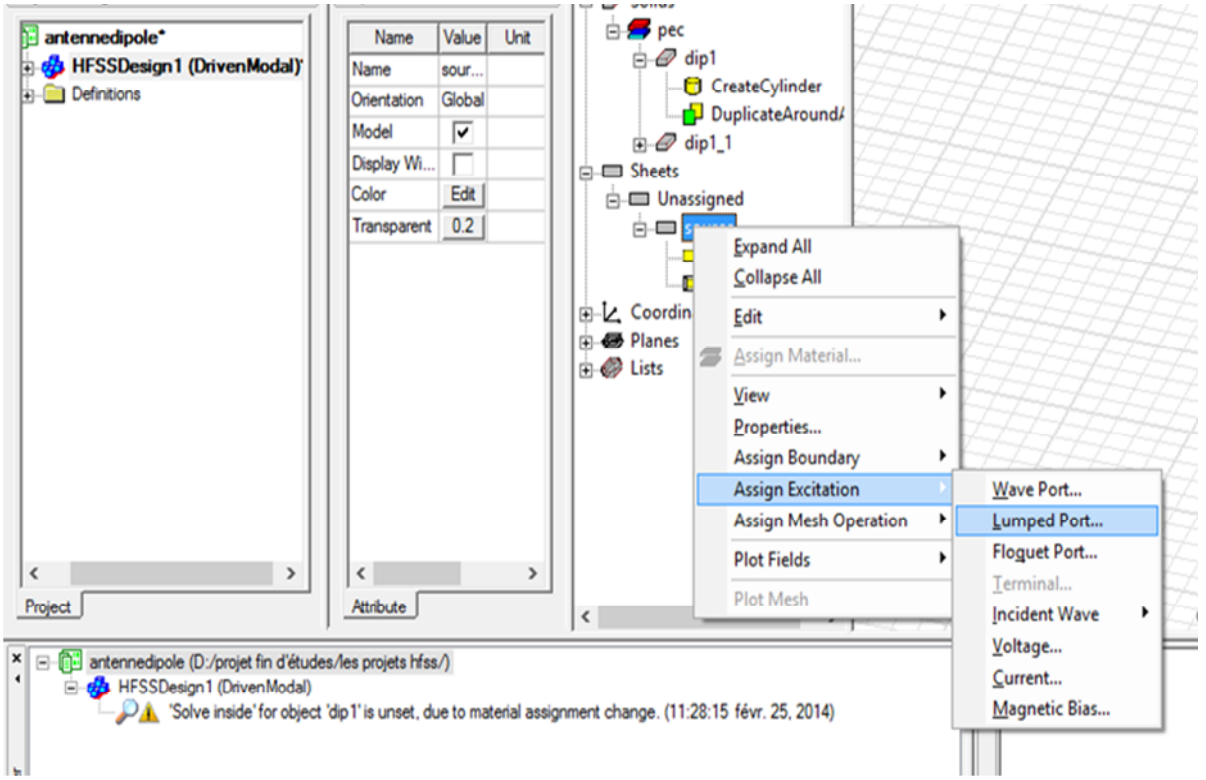


Insérer les informations suivantes :

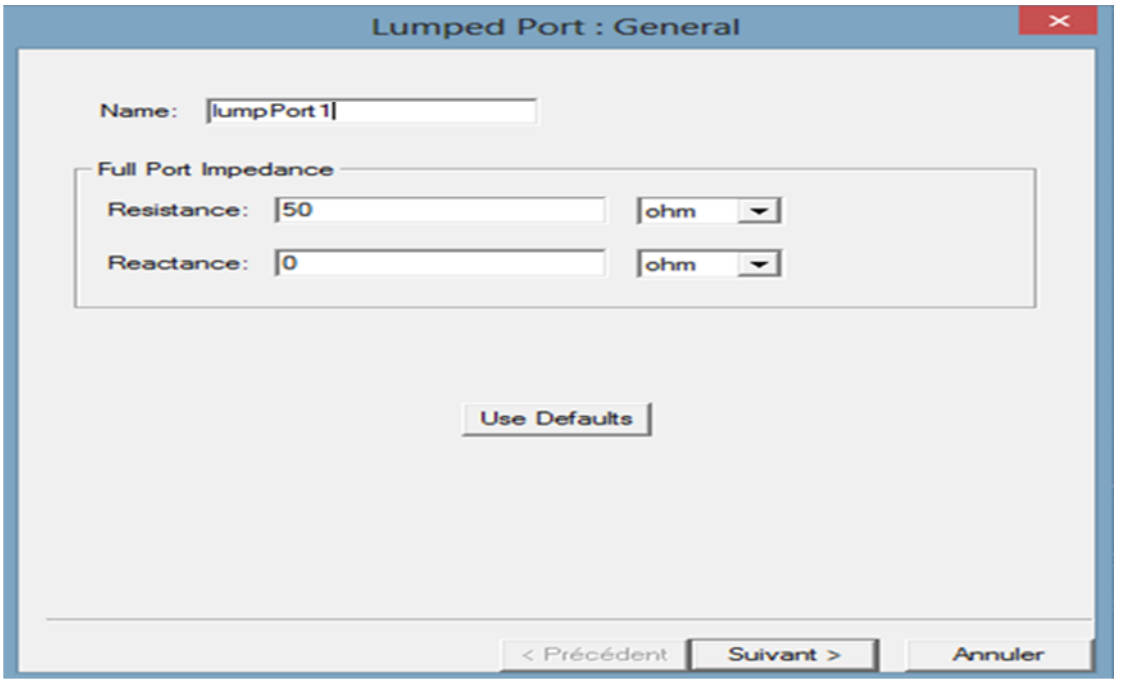




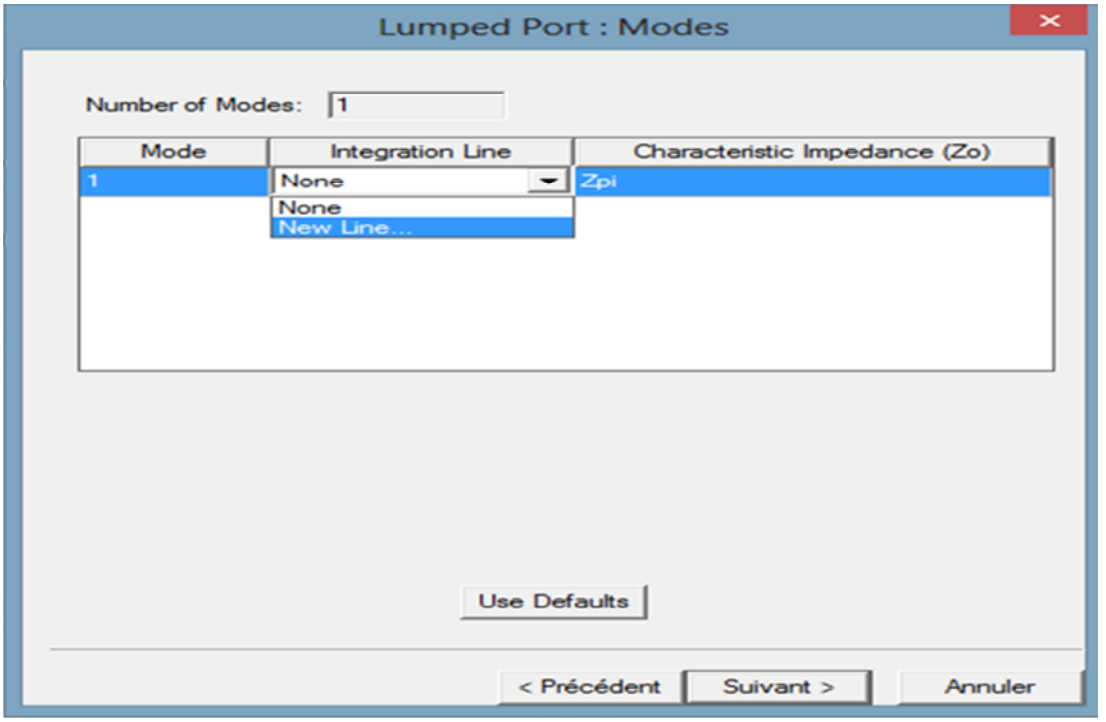
Puisque la source est en place, nous allons maintenant attribuer une excitation.
Pour cela on utilise ***Lumped port*** (ce genre d'excitation est généralement utilisé lorsqu'on s'intéresse au champ lointain).
Sélectionnez la source cliquez ***Excitation ->Assign>Lumped Port*** **:**



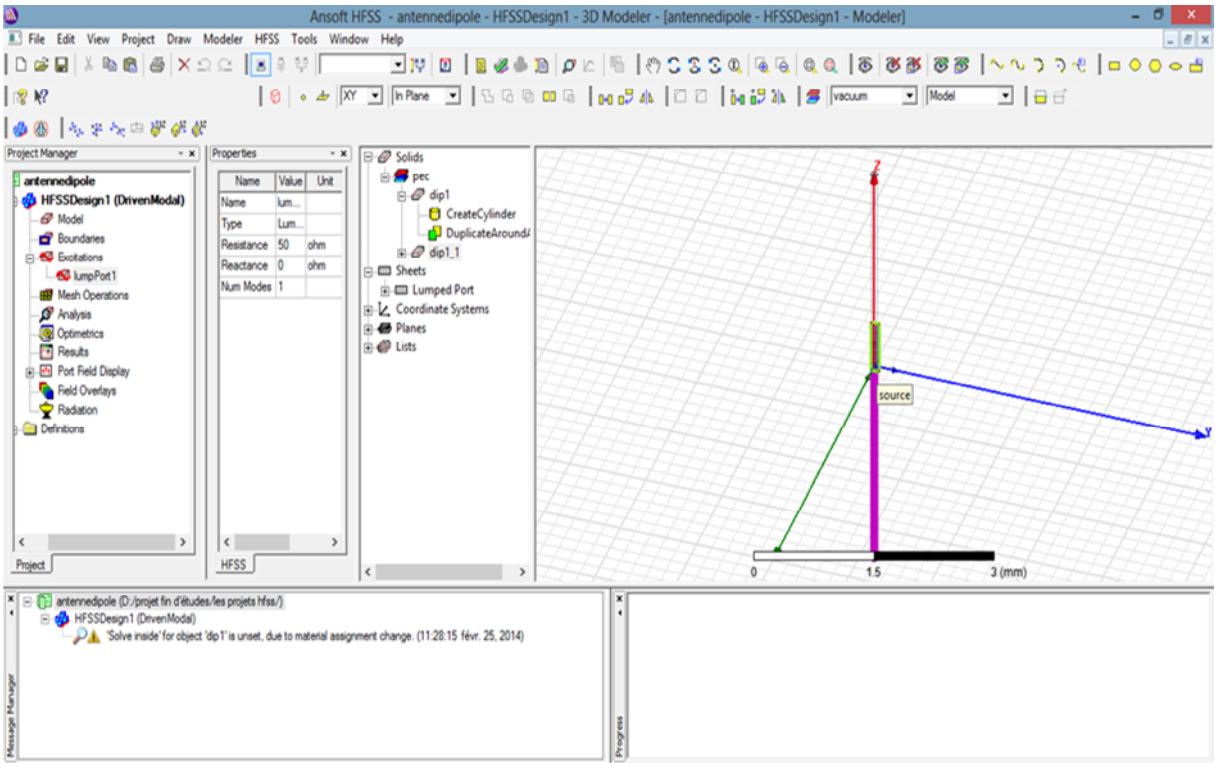
Nommer le port source et laisser les valeurs de l'impédance par défaut :



Cliquez sur suivant et sur ***new line*** :



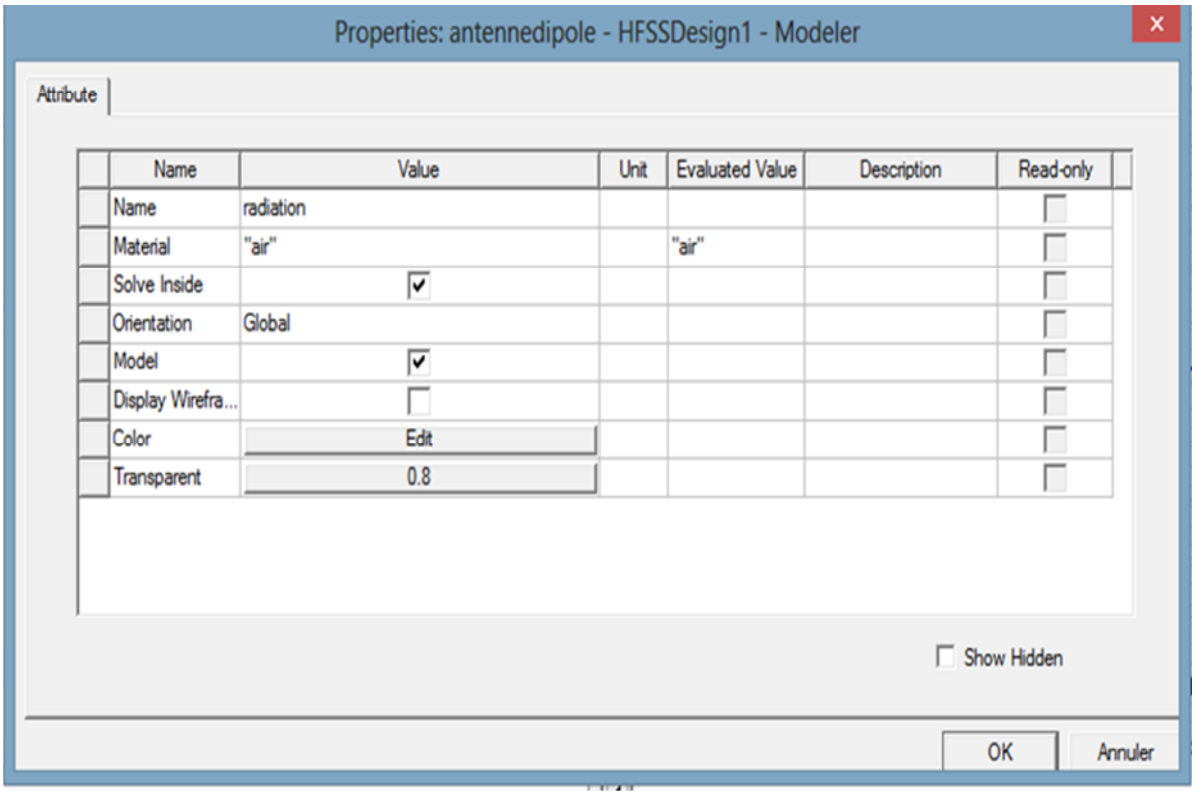
En utilisant la souris on positionne le curseur en dessous du centre, on clique puis on place le curseur au-dessus du centre, on clique pour terminer l'opération. Pour visionner le résultat on clique sur la rubrique excitation dans le ***Project Manager*** on aura ceci :

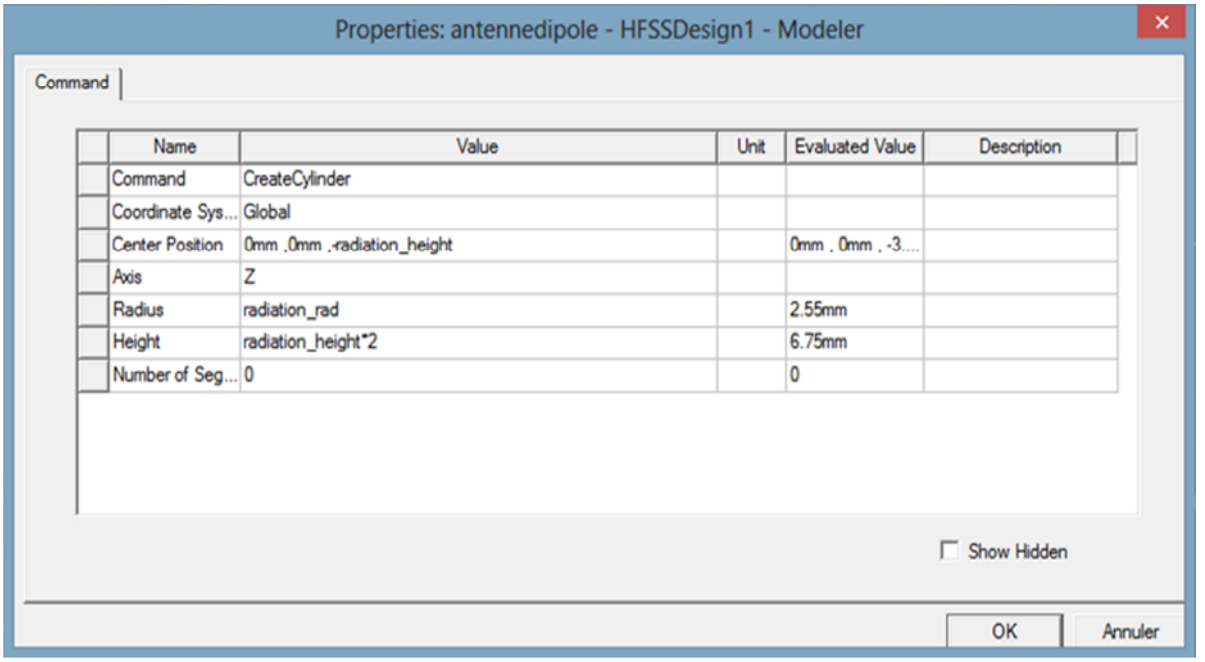


II -1-6. Attribuer les conditions aux limites (*Radiation Boundary*)

Dans cette section, les conditions aux limites sont créées afin que les informations sur le champ lointain puissent être extraites de la structure. Pour obtenir le meilleur résultat on dessine un cylindre autour du dipôle avec une distance de λ/4.

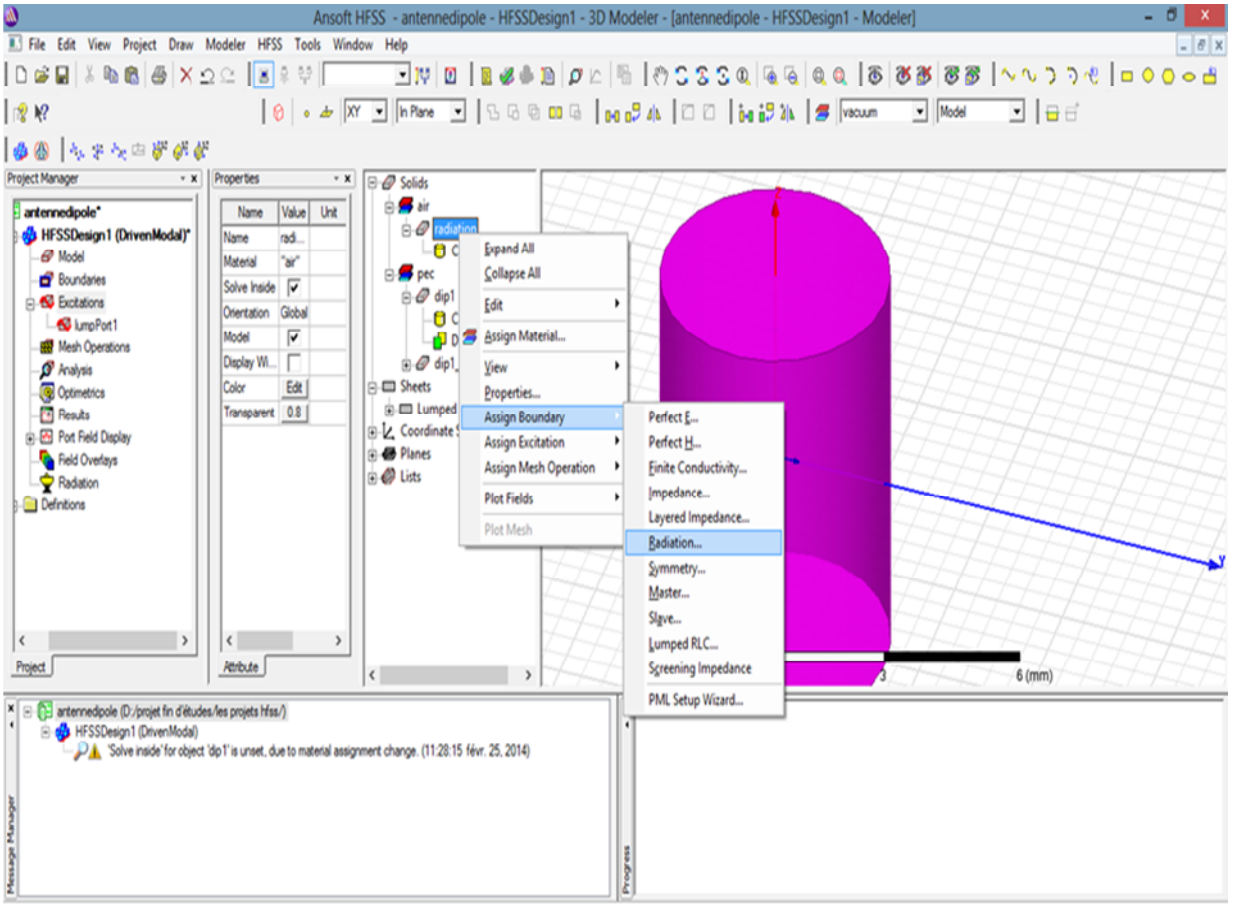
De la barre d'outils, ***Draw Cylinder***.



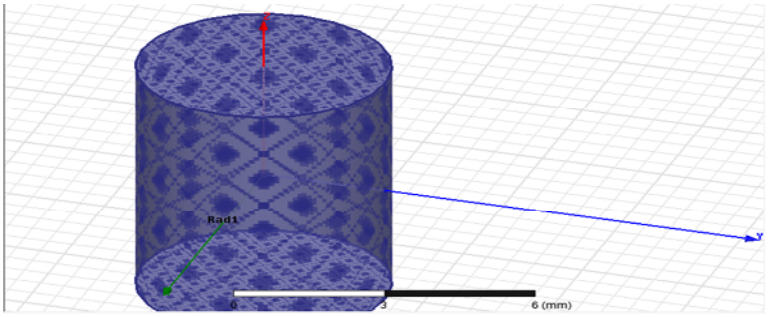


Avec la géométrie complète, la limite peut être attribuée en sélectionnant toutes les faces.

Clique-droit sur radiation (radiation) ***>Boundary ->Assign -> Radiation*** :

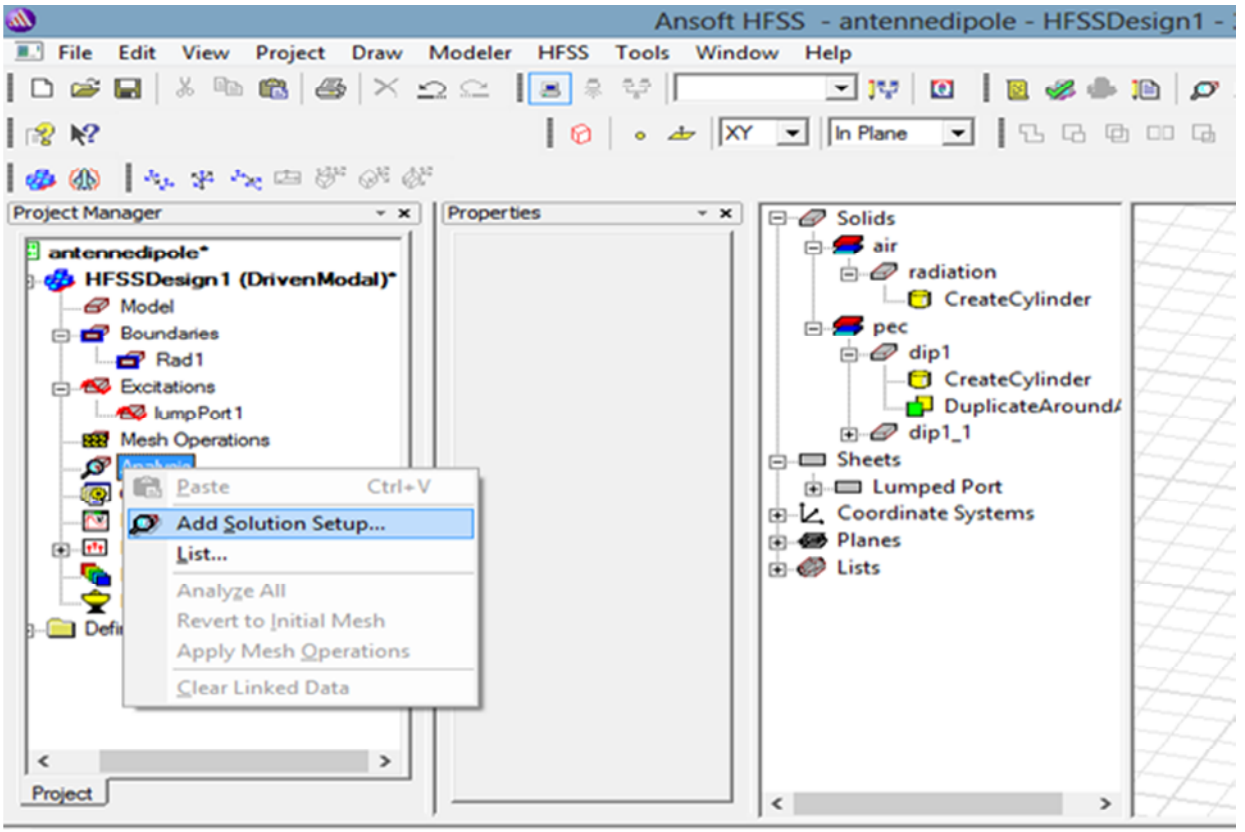


On laisse le nom par défaut rad1 et on clique sur ok, on obtient ceci :

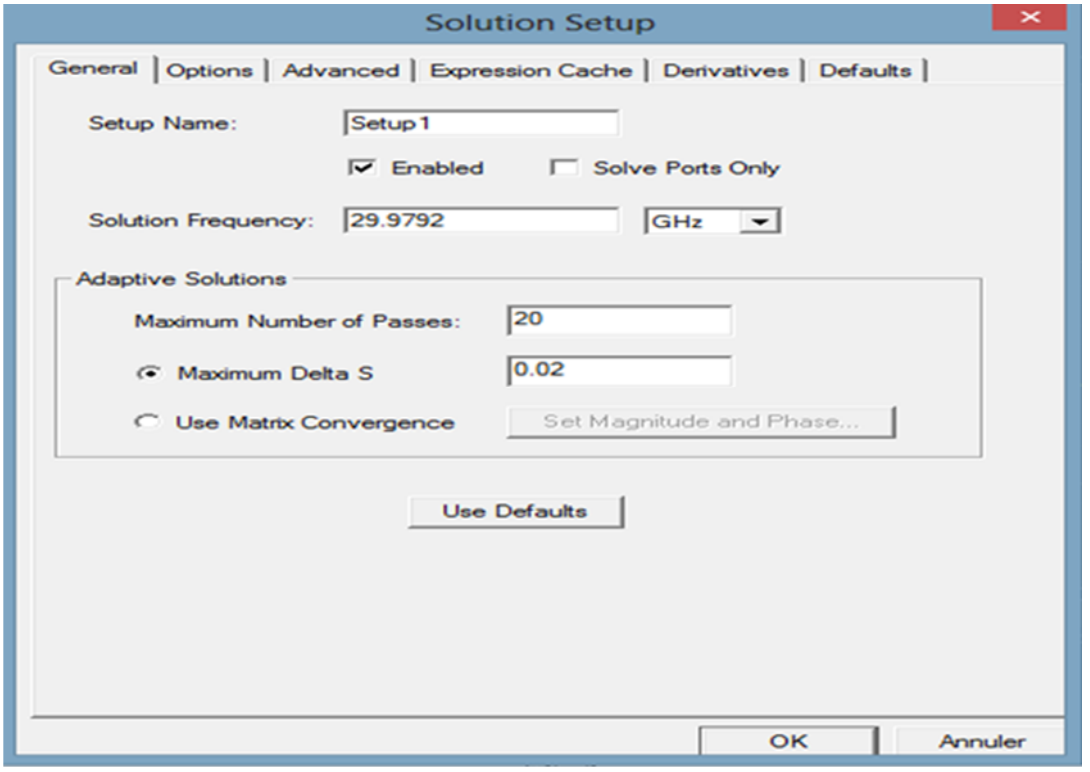


II -1-7. Configuration des solutions (*Solution Setup)*

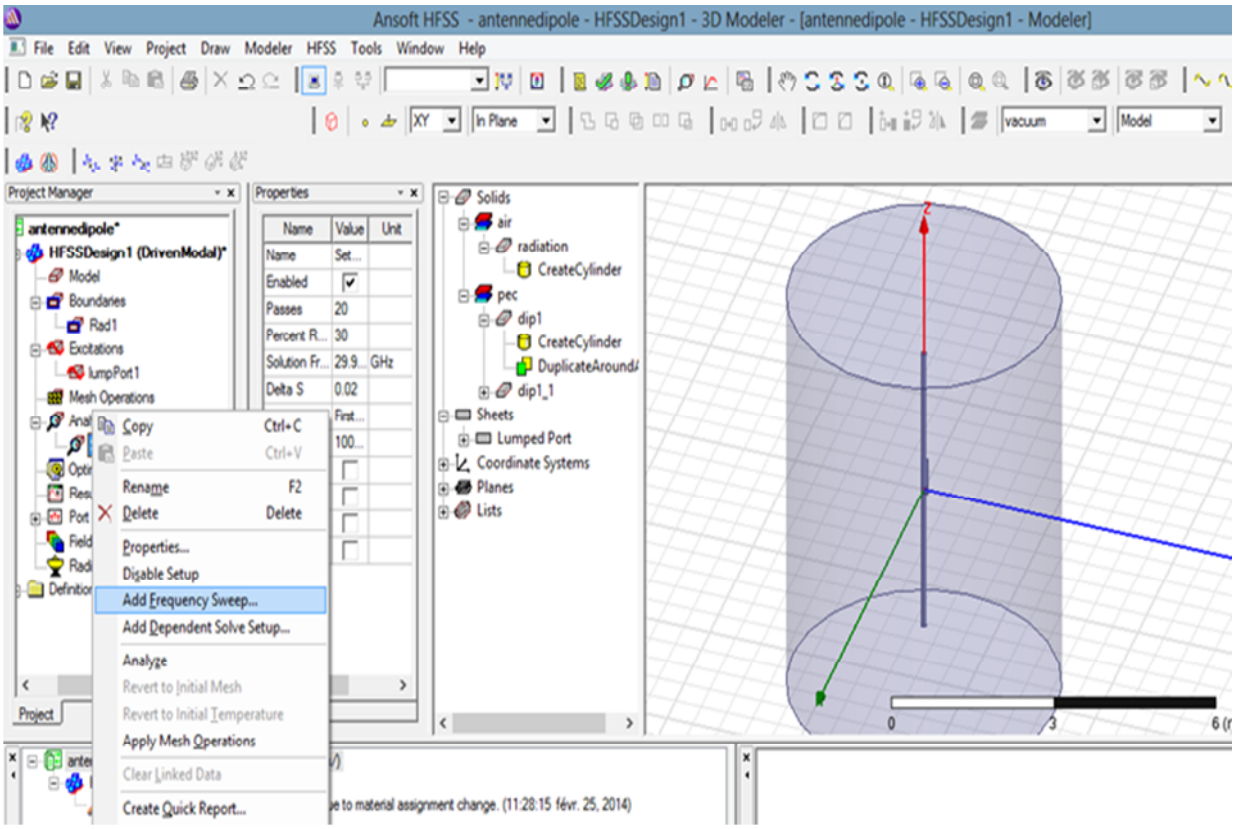
Une solution devrait être définie pour afficher les résultats désirés, on est essentiellement intéressé par la fréquence de résonance de la structure
Analysis ->Add Solution Setup.



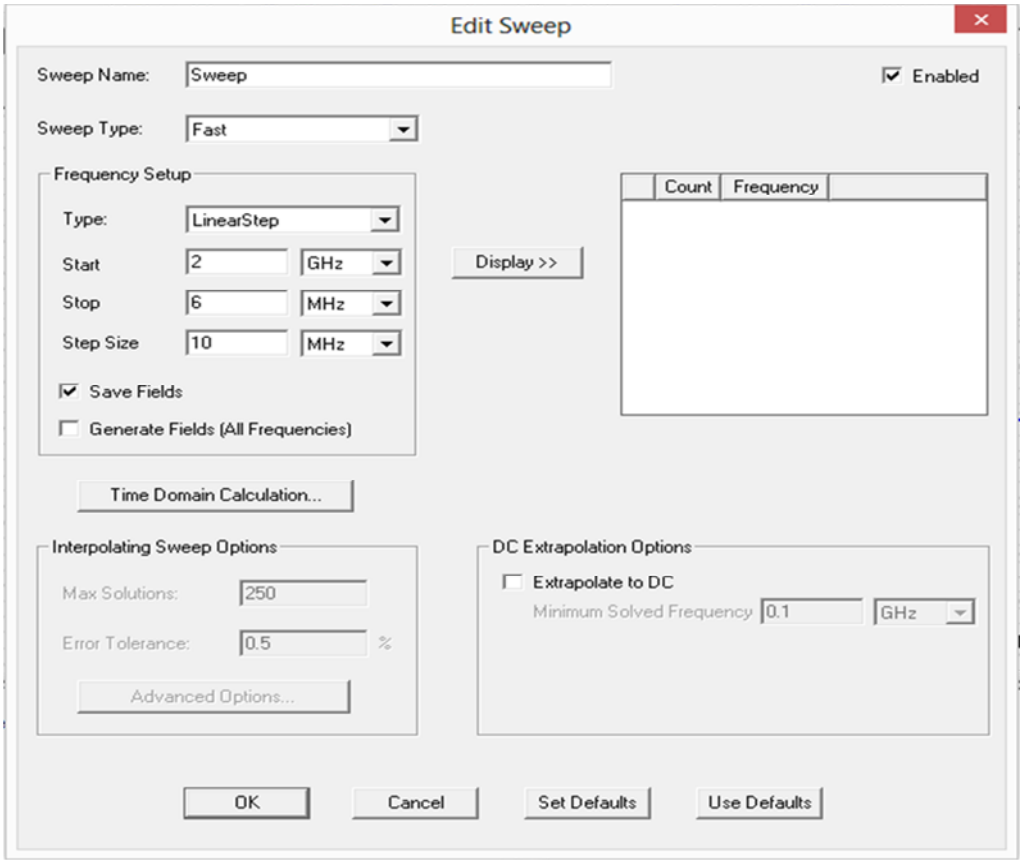
On insère les données suivantes et on clique sur Ok.



Pour avoir la fréquence de résonance de la structure, une fréquence de balayage doit être définie. ***Setup1 ->Add Sweep***.

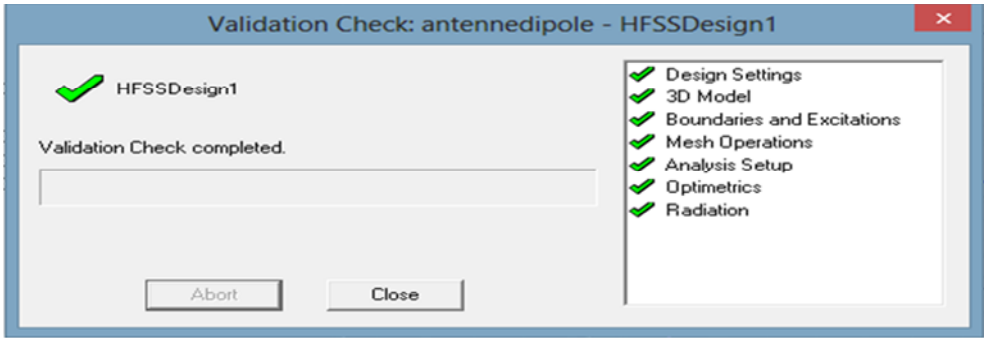


On insère les données suivantes:

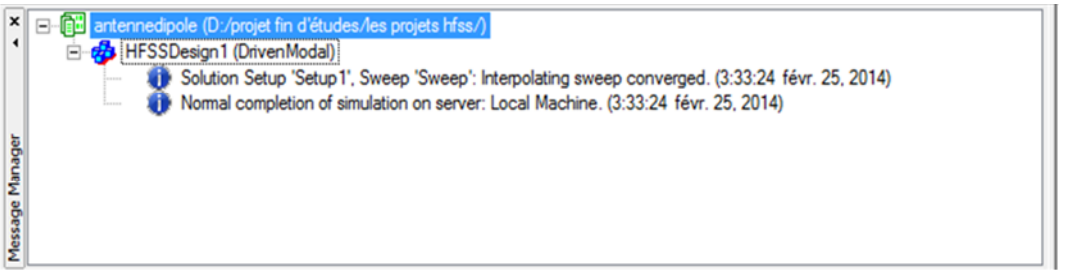


II -1-8. Analyse de la structure (*Structure Analysis)*

A ce stade on devrait être prêt pour compiler , si tout est correct on devrait voir cette fenêtre :

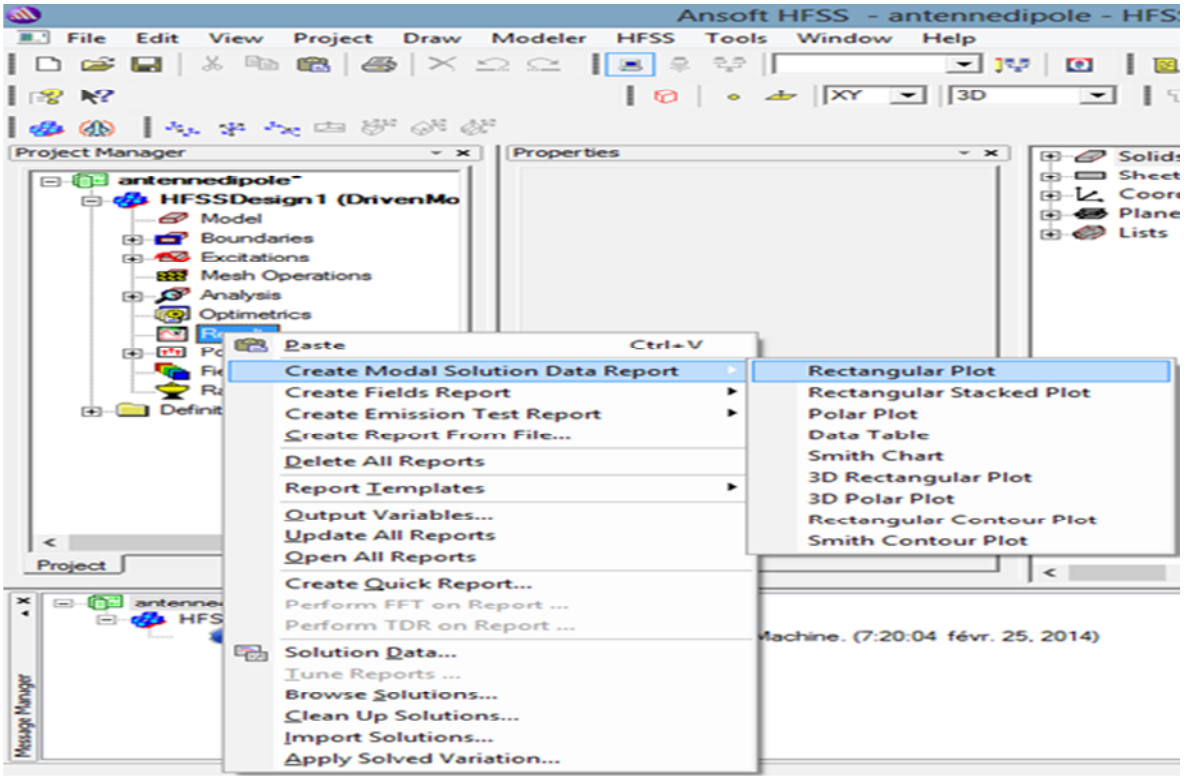


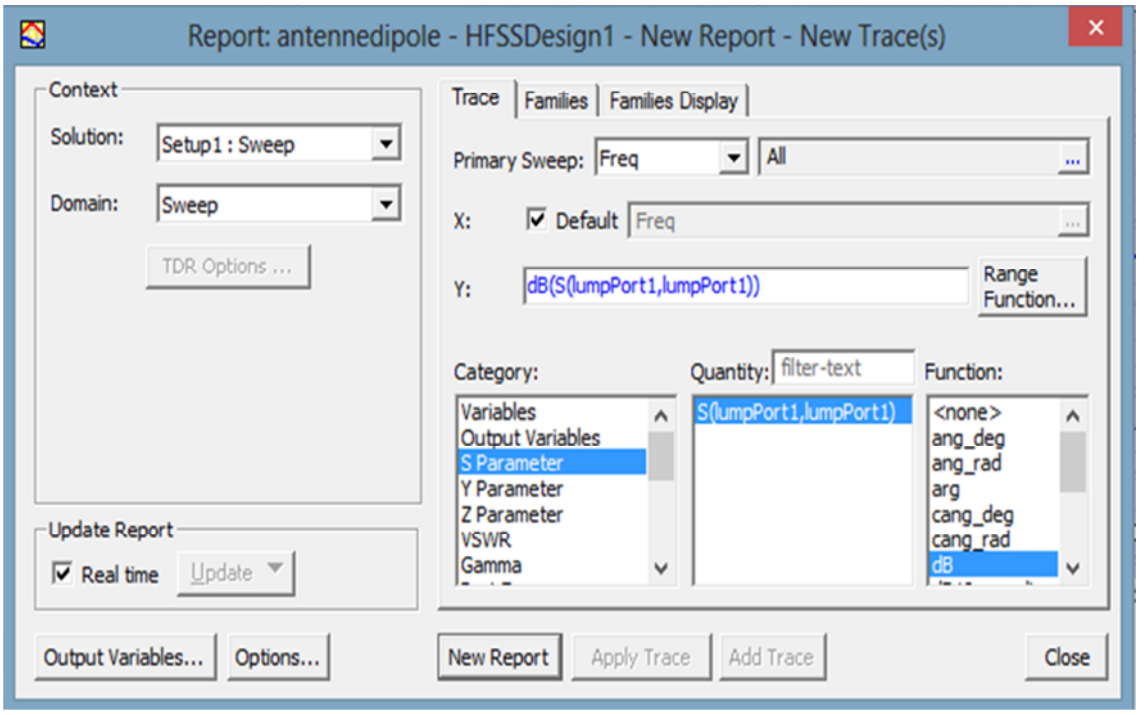
Et on analyse la structure en cliquant sur



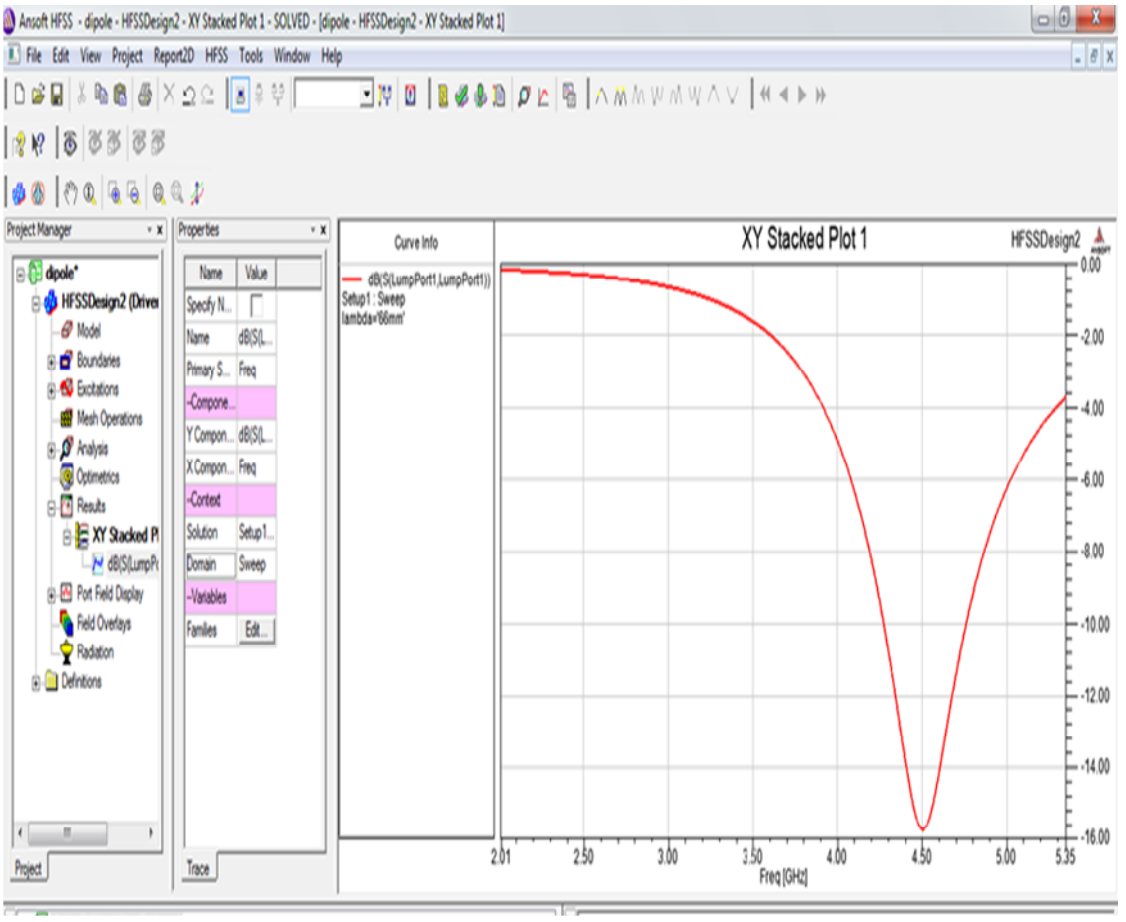
II -1-9. Créer les rapports (*Create Reports*)

On va créer des rapports pour afficher les résultats désirés : paramètres S, diagramme de rayonnement. Clique droit sur ***Results ->Create modal solution data Reports.***

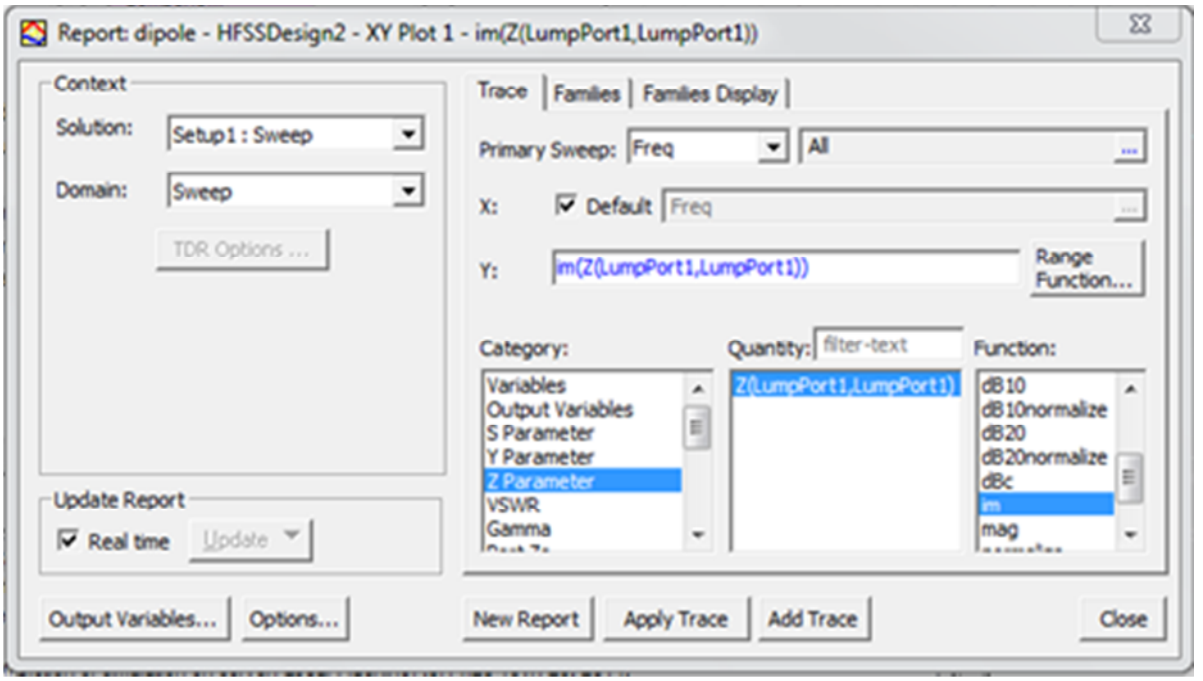




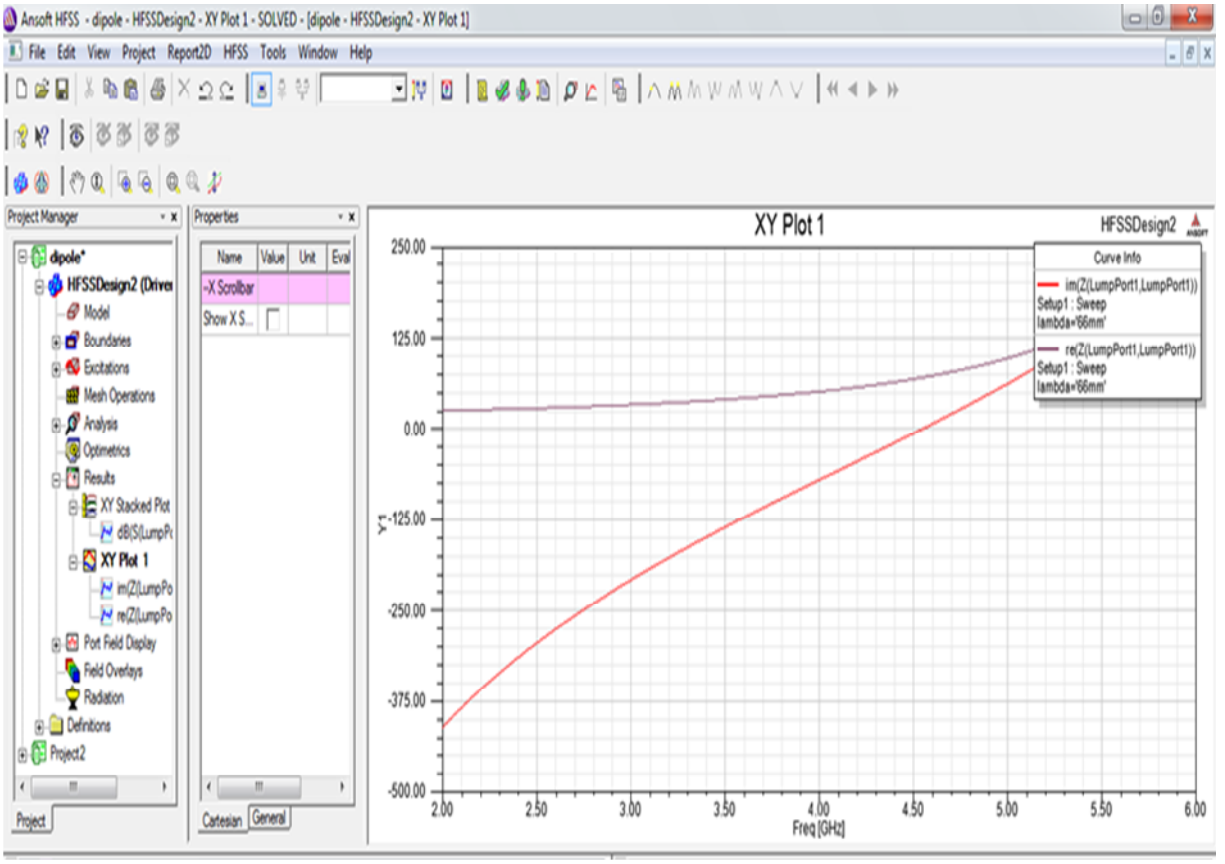
On clique sur ***new report***, le graphe est affiché ci-dessous :



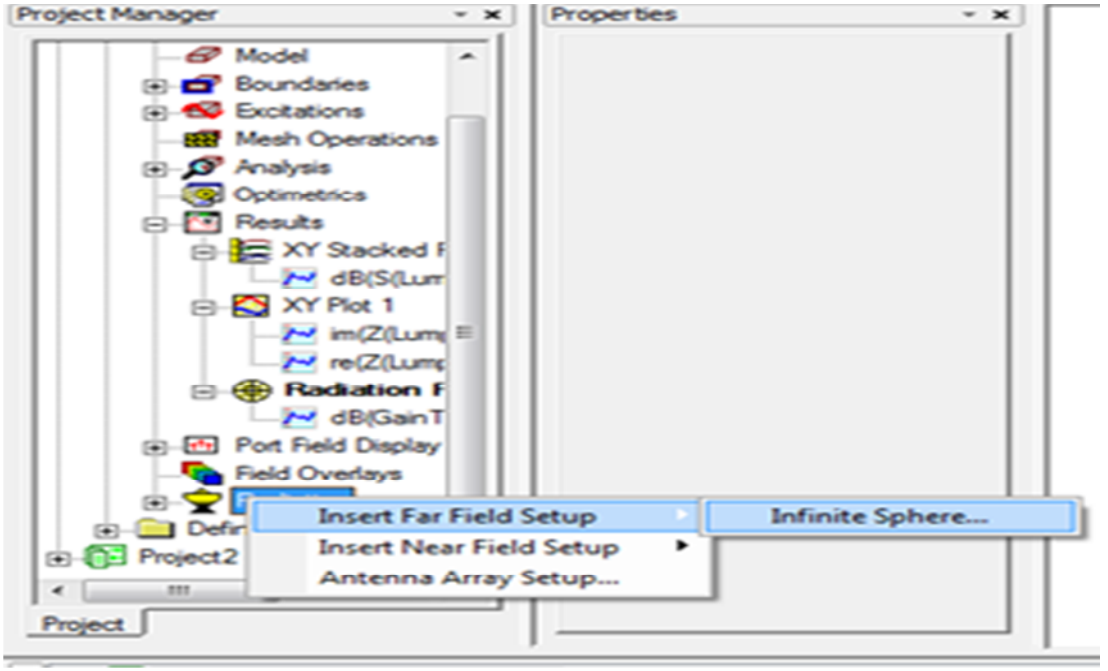
Maintenant on se propose d'afficher le graphe de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.



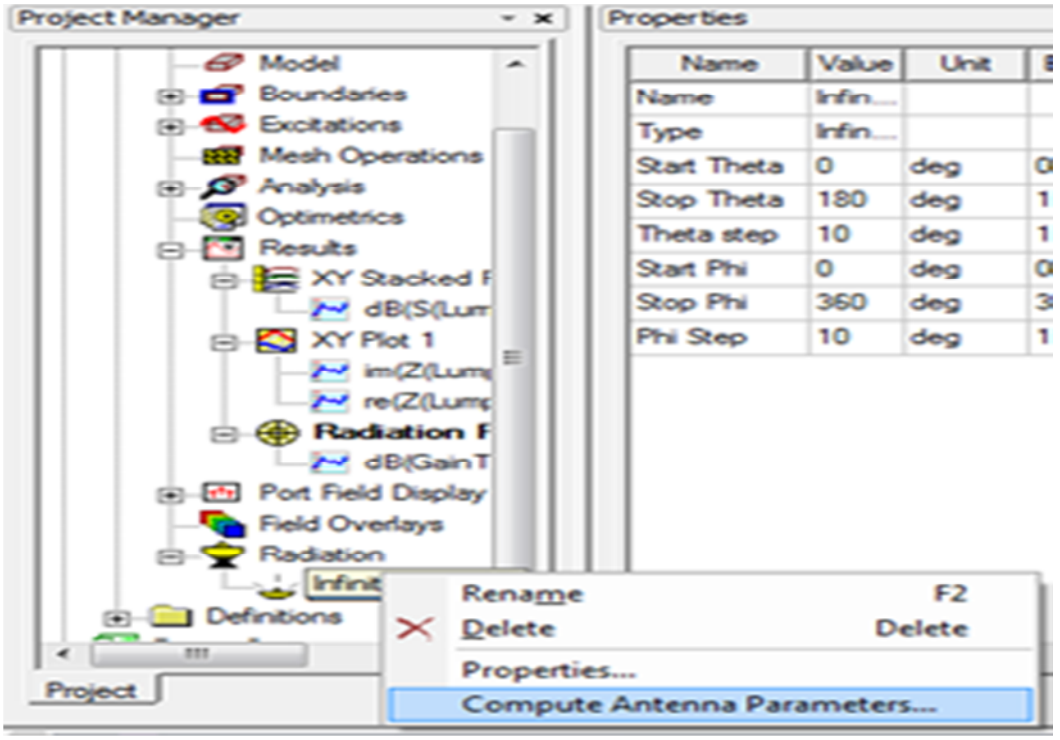
On clique sur ***new report*** la courbe s'affiche puis cliquez sur :
Add category : z parameter, quantity: z (lumpPort1, lumpPort1), function: re. Puis clique une deuxième fois sur ***add,*** on aura les deux courbes sur le même graphe comme suit :



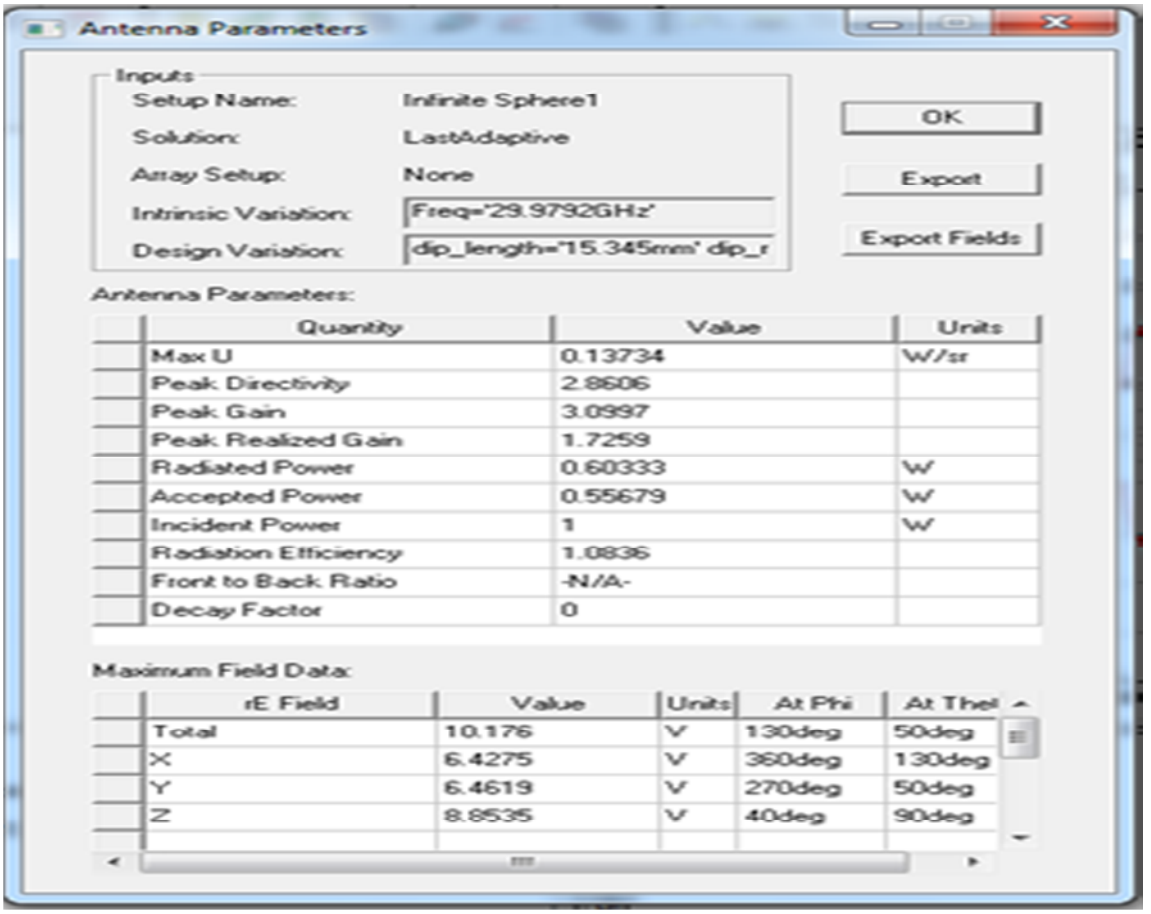
On doit définir une sphère infinie pour afficher la représentation du champ lointain. Clique droit sur l'icône ***Radiation*** dans ***project manager*** et on sélectionne ***Insert Far Field Setup ->Infinite Sphere.***



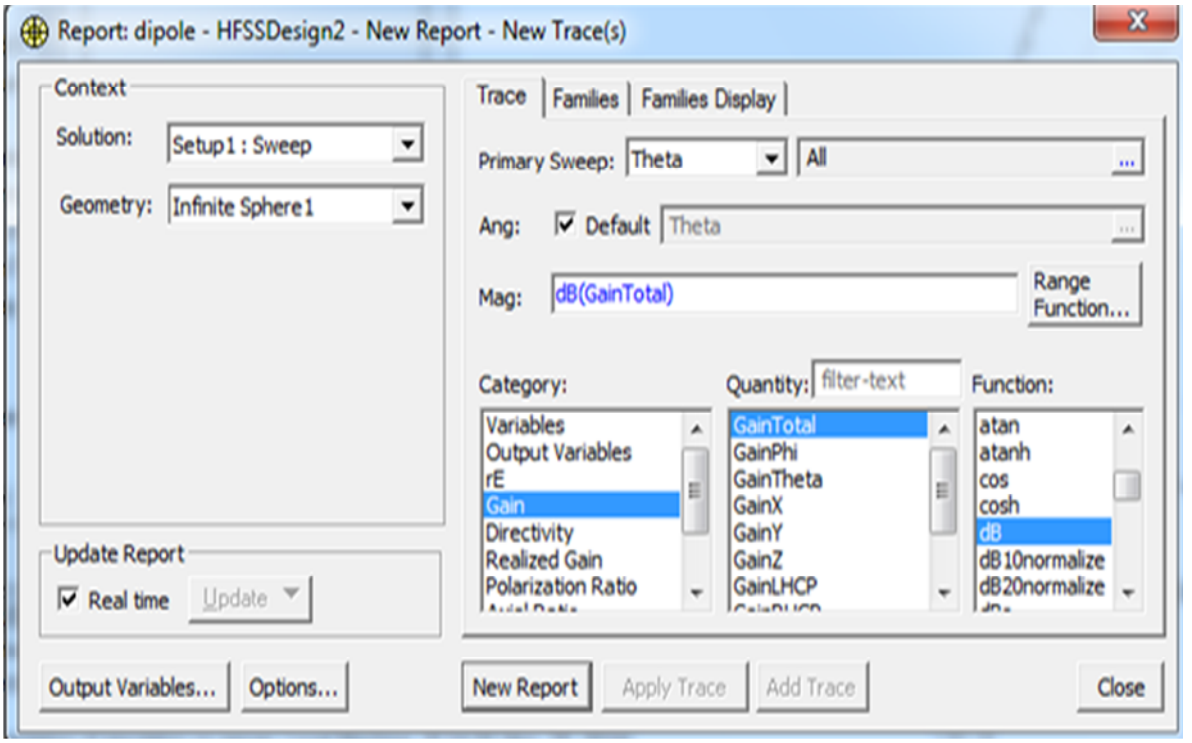
Accepter tout les paramètres par défaut et on clique sur OK.
Clique droit sur ***Infinite Sphere1 ->Compute Antenna Parameters...***



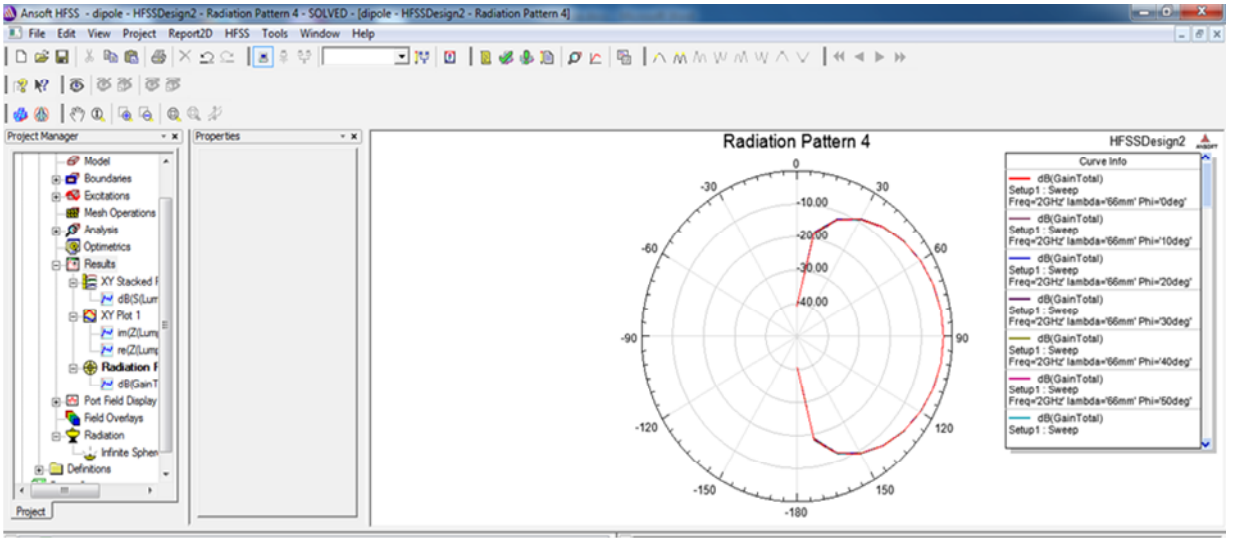
Cliquez sur OK

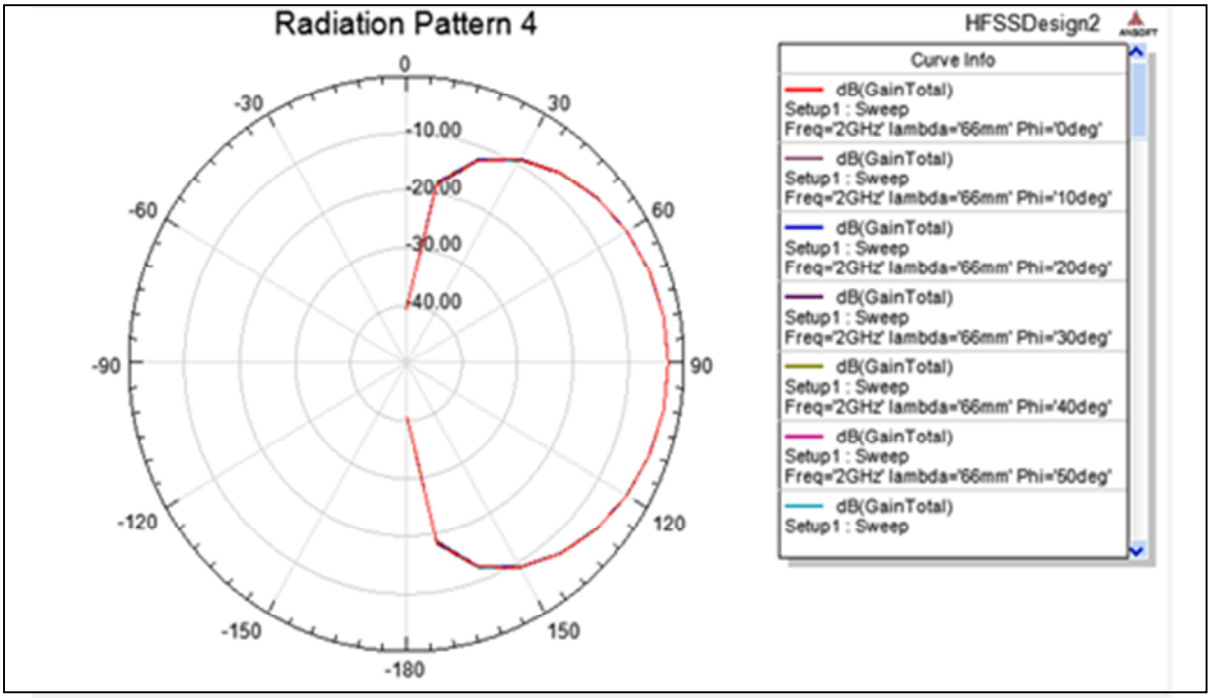


Results>create far field report>radiation pattern



On obtient le diagramme de rayonnement du dipôle :





Ce qui termine la simulation de l'antenne demi-onde.

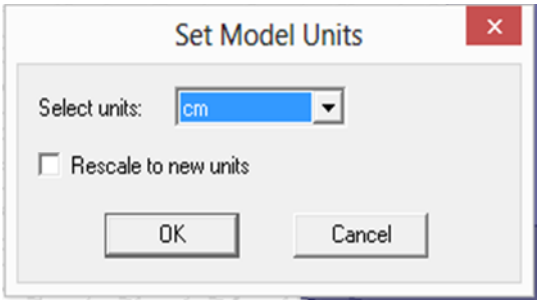
II-2 Patch rectangulaire alimenté par câble coaxial

On voudrait fixer la fréquence de résonnance f_r=2.98GHz
Epaisseur = 0.32cm imposée par le matériel diélectrique : Rogers Rt/ duroid 5880(™)
ε_r = 4.4
L = 4cm
W = 3cm
Plan de masse L+10h = 4+3.2=7.2cm
W+10h = 3+3.2=6.2cm

- Ouvrir un nouveau projet et nommer ***le probe_feed_patch_antenna***

HFSS > Solution Type Driven Terminal

- Choisir l'unité dans la fenêtre ***3D Modeler > Units >*** **cm** puis OK.



II-2-1 Créer le substrat

- ***Draw>Box*** ou clique sur 
- Attribuer d'abord le matériau dans le champ recherche, on tape ***Rogers RT/ duroid 5880 (tm),*** clique OK.
- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position de la boîte.

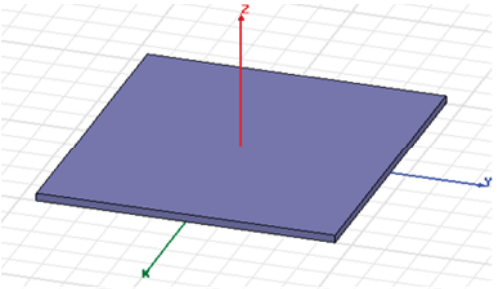
X: -5.0, Y: -4.5, Z: 0.0, appuyez sur la touche Entrée.

- À l'aide des champs de saisie des coordonnées, entrez le coin opposé de la boîte.

dx : 10.0, dy: 9.0, dz: 0,32, appuyez sur la touche Entrée.

- Ouvrez la fenêtre des Properties tapez: Sub1

Cliquez ***View>Fit All>Active View,*** ou cliquez CTRL+D. Le substrat ressemblera à ceci :



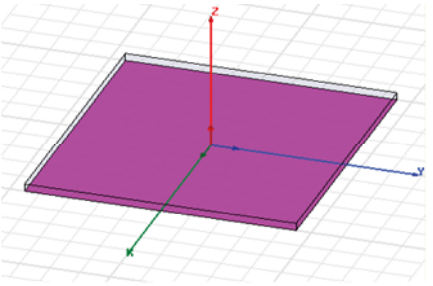
II-2-2. Créer le plan de masse infini

Draw>Rectangle

- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position du rectangle :

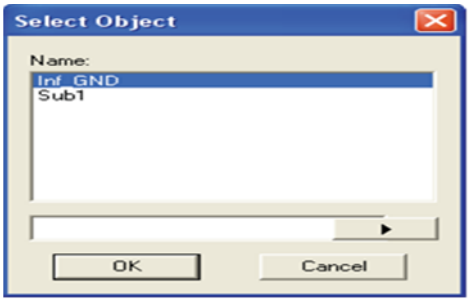
X: -5.0, Y: -4.5, Z: 0.0, appuyez sur la touche Entrée.

- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez le coin opposé du rectangle: dx: 10.0, dy: 9.0, dz: 0.0, appuyez sur la touche Entrée
- Nommé le ***: Inf_GND*** et la figure ci-dessous montre le résultat :



II-2-3. Attribuer les conditions aux limites

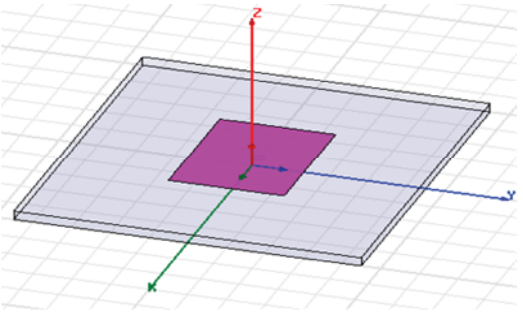
Edit>Select>By Name, on selectionne: ***Inf_GND***



II-2-4. Créer le Patch

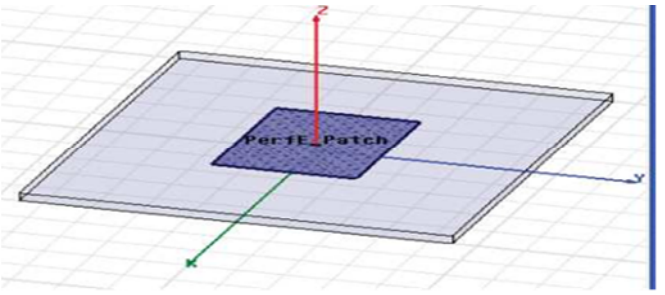
Draw>Rectangle

- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position du rectangle : X: -2.0, Y: -1,5 Z: 0,32, appuyez sur la touche Entrée
- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez le coin opposé du rectangle: dx: 4.0,dy: 3.0, dz: 0.0, appuyez sur la touche Entrée
- La fenêtre des propriétés s'ouvre automatiquement entrez le nom: Patch



II-2-5. Attribuer un champ perfect E pour le patch

Sélectionnez le patch, allez vers ***HFSS>Boundaries>Assign>Perfect E***, nommé: ***PerfE_Patch*** cliquez sur OK.



II-2-6. Créer le câble coaxial

- Choisir: vacuum (vide)



Pour le dessin du coaxial: ***Draw>Cylinder***

- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position du cylindre:

X: -0.5, Y: 0.0, Z: 0.0 Appuyez sur la touche Entrée

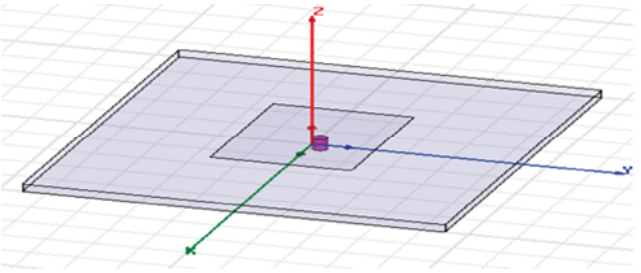
- À l'aide des champs de saisie des coordonnées, entrez le rayon:

dx: 0.16, dy: 0.0, dz: 0.0 Appuyez sur la touche Entrée

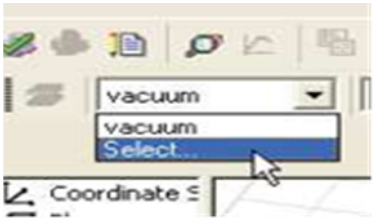
- Utiliser les champs de saisie des coordonnées, entrez la hauteur:

dx: 0.0, dy: 0.0, dz: -0.5 Appuyez sur la touche Entrée

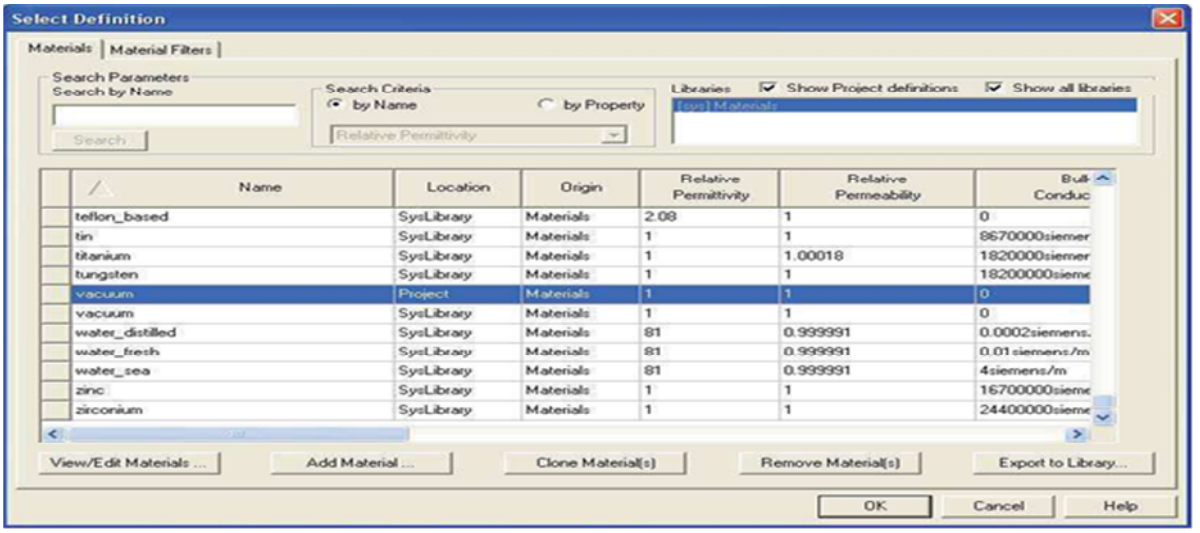
- Nommer : Coax cliquez sur Ok



- Attribuer un matériau par défaut:



- Taper PEC (***perfect electric conductor***)



II-2-7. Créer l'âme du coaxial

Draw>Cylinder

- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position du cylindre

X: -0.5, Y: 0,0, Z: 0.0 Appuyez sur la touche Entrée

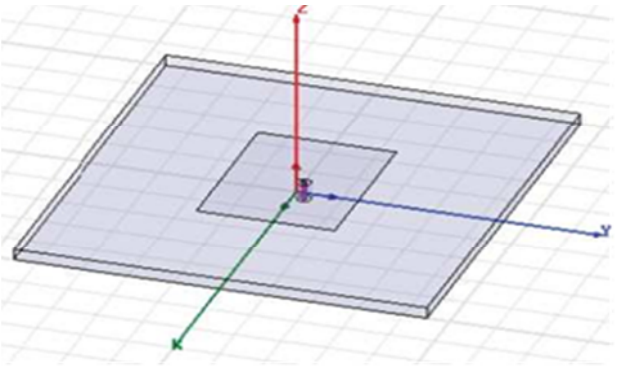
- À l'aide des champs de saisie des coordonnées, entrez le rayon:

Dx : 0.07, dy: 0.0, dz: 0.0 Appuyez sur la touche Entrée

- Utiliser les champs de saisie des coordonnées, entrez la hauteur:

Dx : 0.0, dy: 0.0, dz: -0.5 Appuyez sur la touche Entrée

- Nommer: ***Coax_Pin***.



II-2-8. Créer le port d'onde *(wave port)*

- Pour créer un cercle qui représente le port: Cliquez sur ***Draw> Cercle***
- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position centrale

X: -0.5, Y: 0,0, Z: -0.5 Appuyez sur la touche Entrée

- À l'aide des champs de saisie des coordonnées, entrez le rayon du cercle

dx 0.16, dy: 0.0, dZ: 0.0: Appuyez sur la touche Entrée

- Dans la fenêtre Propriétés nom: ***Port1***

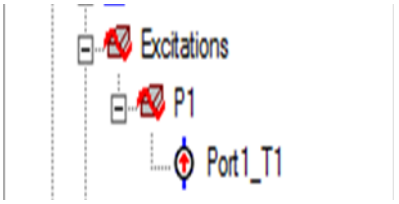
- Cliquez sur le bouton OK Sélectionnez: ***Port1***

II-2-9. Attribuer une excitation au port d'onde

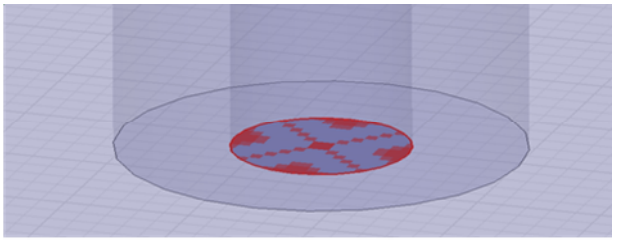
HFSS>Excitations>Assign>Wave Port

Spécifié le nom: p1

Le terminal est p dans l'arborescence du projet.



L'excitation est illustrée ci-dessous:



II-2-10. Création de la sonde (*probe*):

- Cliquez sur ***Draw>Cylinder***
- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position du cylindre

X: -0.5, Y: 0,0, Z: 0.0 Appuyez sur la touche Entrée

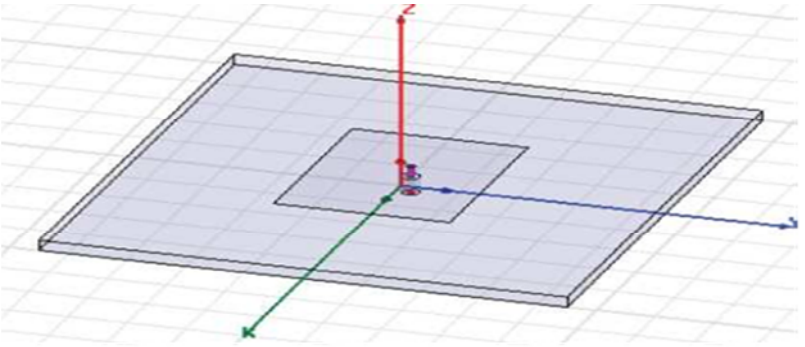
- À l'aide des champs de saisie de coordonnées, entrez le rayon:

dx : 0.07, dy: 0.0, dz: 0.0 Appuyez sur la touche Entrée

- Utiliser les champs de saisie des coordonnées, entrez la hauteur:

dx 0.0, dy: 0.0, dz: 0,32 Appuyez sur la touche Entrée

- Définir le nom: ***Probe***



Pour définir le matériau par défaut: Utilisez la barre d'outils ***Modeler Matériaux 3D***. Choisir ***vaccum.***

II-2-11. Créer la boite de vide (air)

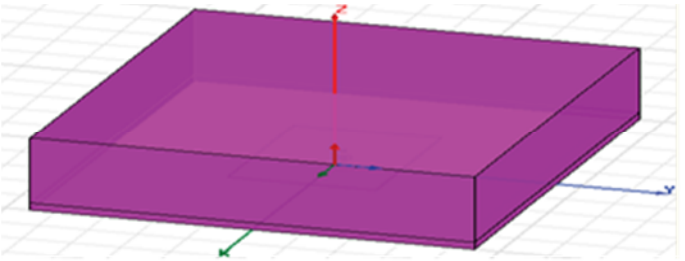
- Cliquez sur ***Draw>Box***
- En utilisant les champs de saisie des coordonnées, entrez la position de la boîte

X: -5.0, Y: -4.5, Z: 0.0, appuyez sur la touche Entrée

- À l'aide des champs de saisie des coordonnées, entrez le coin opposé de la boîte

dx 10.0, dy: 9.0, dz: 3.32. Définir le nom: Air

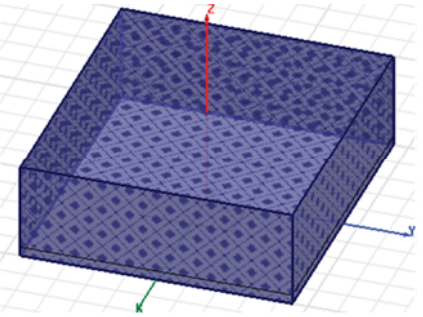
- Pour s'adapter à la vue: Cliquez sur ***View>Fit All>Active View***



II-2-12. Assigner les conditions aux limites (*Radiation Boundary)*

- Sélectionnez les faces :
- Cliquez sur ***Edit>Select>Faces***
- Sélectionner graphiquement toutes les faces de l'objet, sauf la face à Z = 0.0cm qui correspond au fond.
- Pour créer une limite de rayonnement ***HFSS>Boundaries>Assign>Radiation***
- La boîte de dialogue des limites des rayonnements s'ouvre, nommé: Rad1

La fenêtre est illustrée ci-dessous:



II-2-13. Créer une configuration du rayonnement (radiation setup)

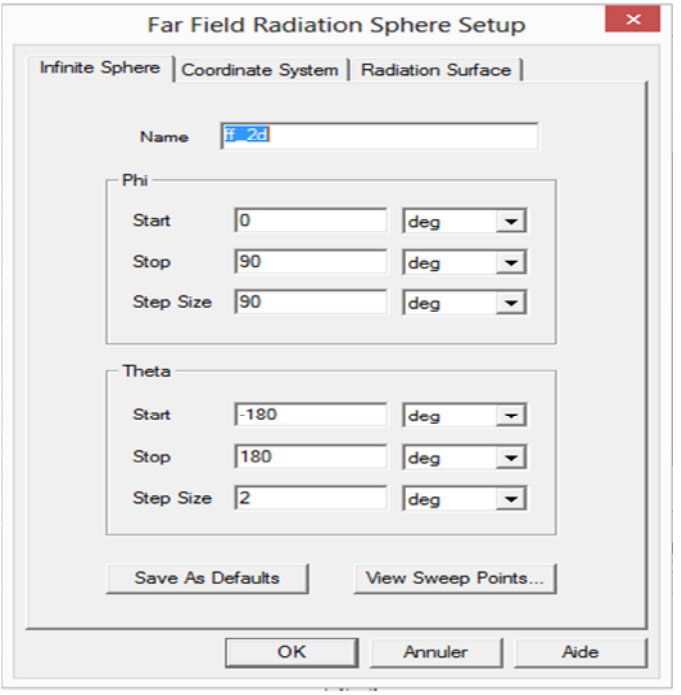
Pour définir la configuration de rayonnement ***HFSS>Radiation>Insert Far Field Setup>Infinite***

La boîte de dialogue ***Far Field Radiation Sphere Setup*** s'ouvre. Sélectionnez l'onglet sphère infinie :

Nom: ff_2d

Phi: (Début: 0, Arrêt: 90, Step Taille: 90) Theta: (Début: -180, Arrêt: 180, Step Taille: 2)

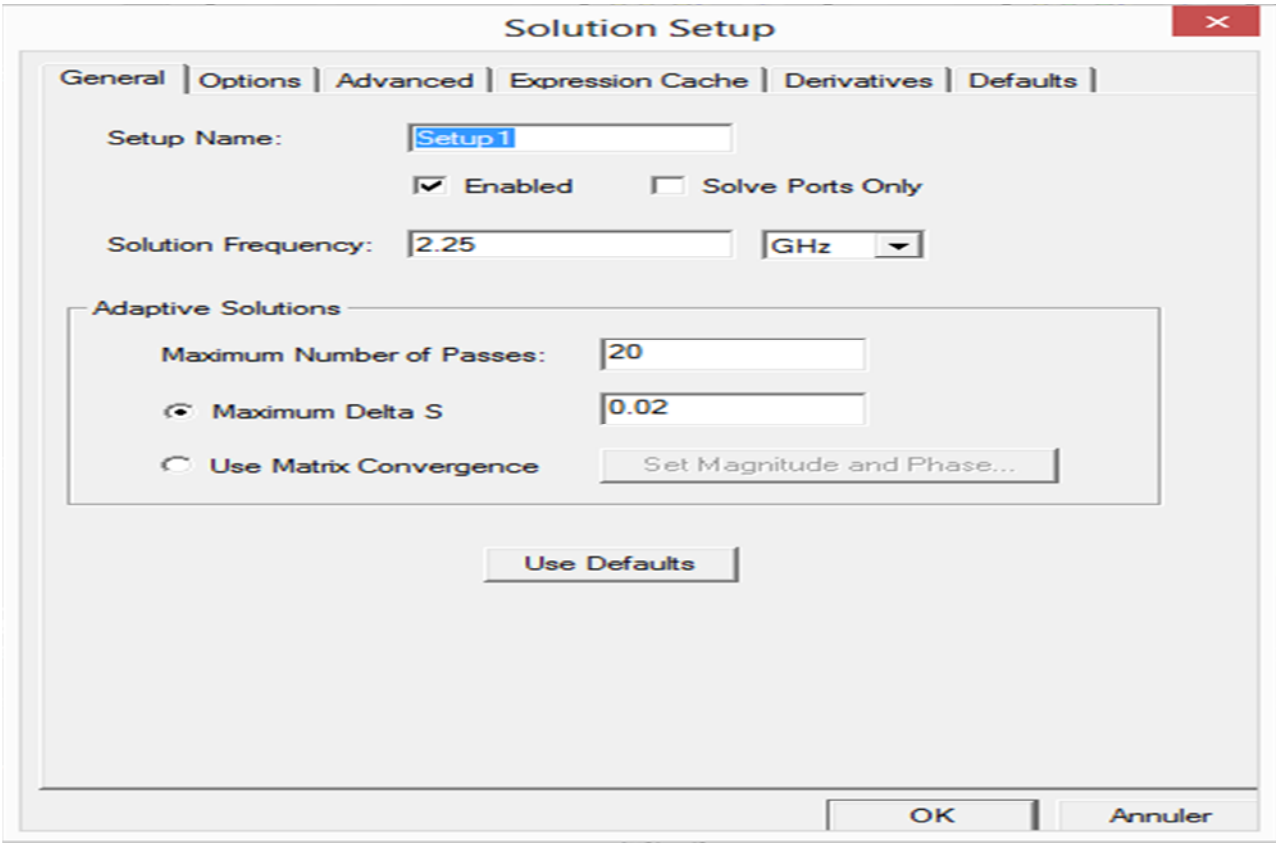
Cliquez sur OK.



II- 2-14. Configuration de l'analyse (*Analysis Setup)*

Création d'une configuration d'analyse ***HFSS>Analysis Setup>Add Solution Setup***

- Dans l'onglet Général: Solution fréquence: 2,25 GHz
- Nombre maximum de passes: 20
- Delta maximale: 0.02



II-2-15. Ajout d'une fréquence de balayage (*Frequency Sweep*)

HFSS>Analysis Setup>Add Sweep

- **Add/Edit Sweep.**

Indiquez les éléments suivants:

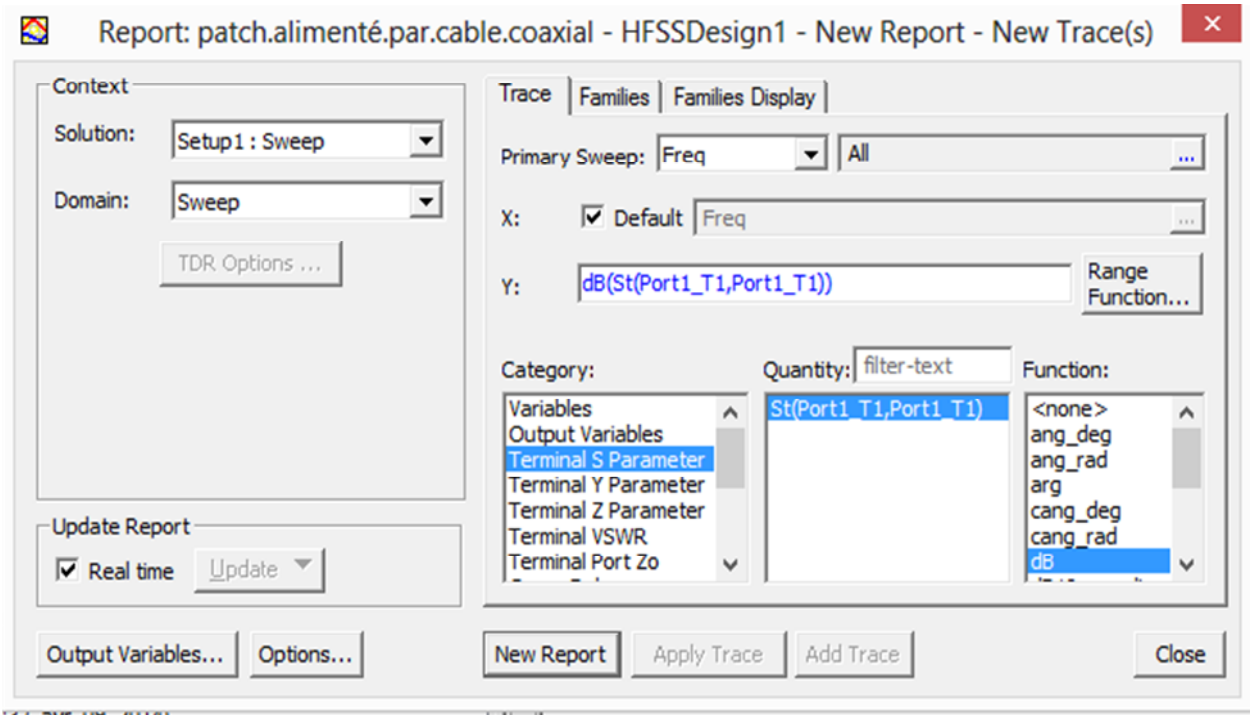
Sweep Type: Fast (Type de balayage: Rapide) ***Frequency Setup Type***: ***Linear Count***
Start: 1.0GHz ***Stop***: 3.5GHz ***Count***: 201

II-2-16. Analyse

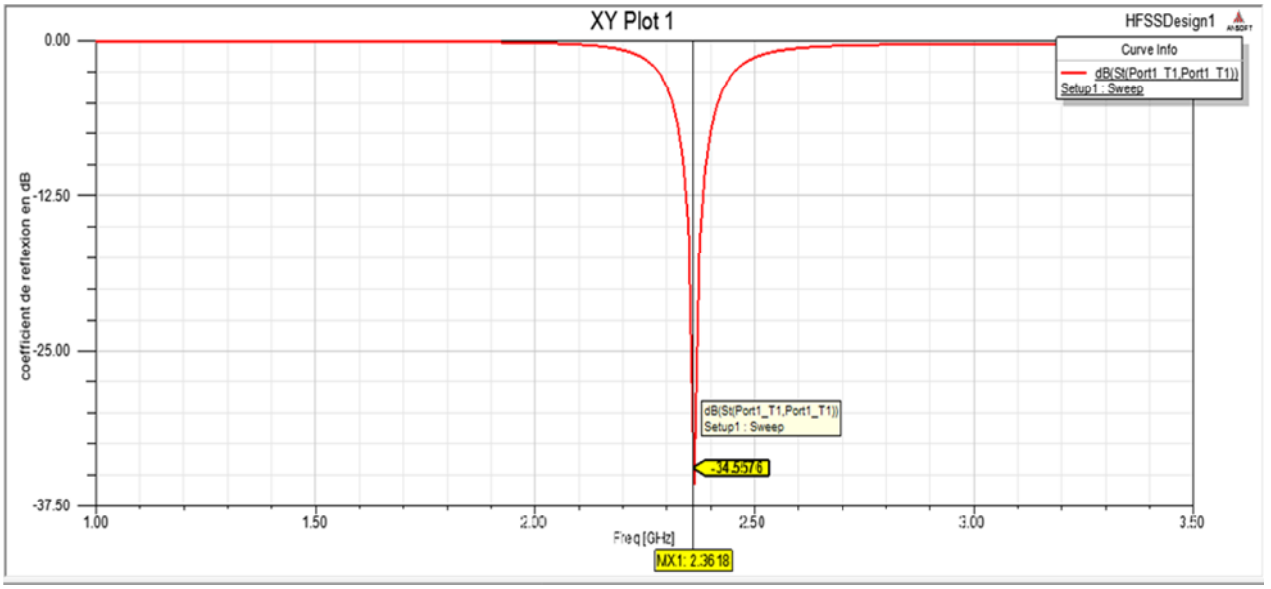
- Validation du modèle***>HFSS>Validation Check***
- Cliquez sur ***HFSS>Analyze All***
- Pour afficher les données de la solution: Cliquez ***HFSS>Results>Solution Data***, la boîte de dialogue de données solution s'ouvre.

II-2-17. Création des rapports de résultats

HFSS>Results>Create Terminal Solution Data Report. Solution: ***Setup1***: Balayage1
Domaine: ***Sweep***
Catégorie***: Terminal S Paramètre*** Quantité: St (Port1_T1, Port1_T1), Fonction: dB²



Cliquez sur ***New Report***



II-2-18. Créer un rapport de rayonnements en Champ lointain *HFSS>Results>Create Far Fields*

Report>Radiation Pattern. Solution: Setup1: sweep1

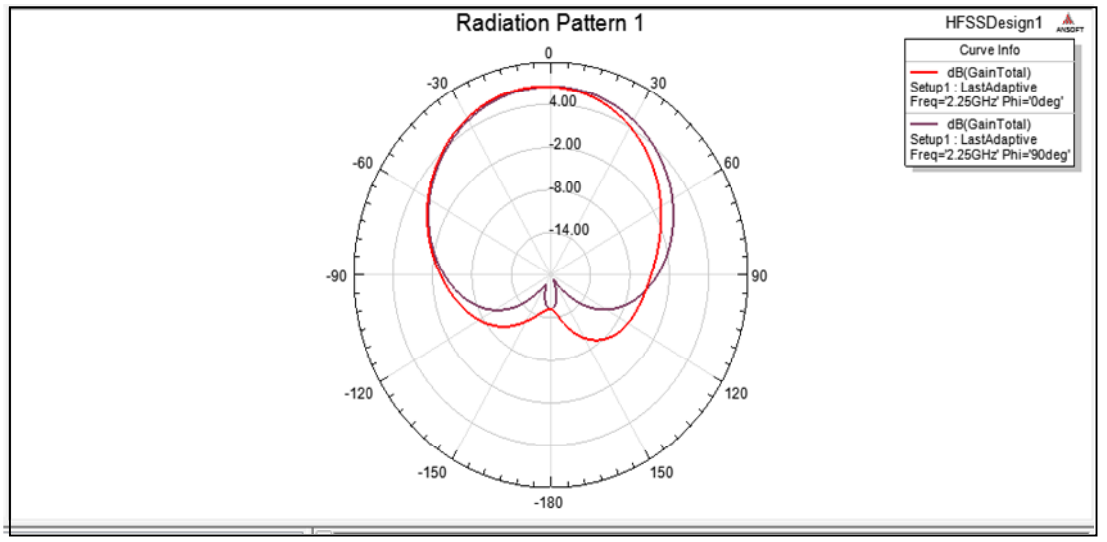
Géométrie: ff_2d

- Dans l'onglet Trace:

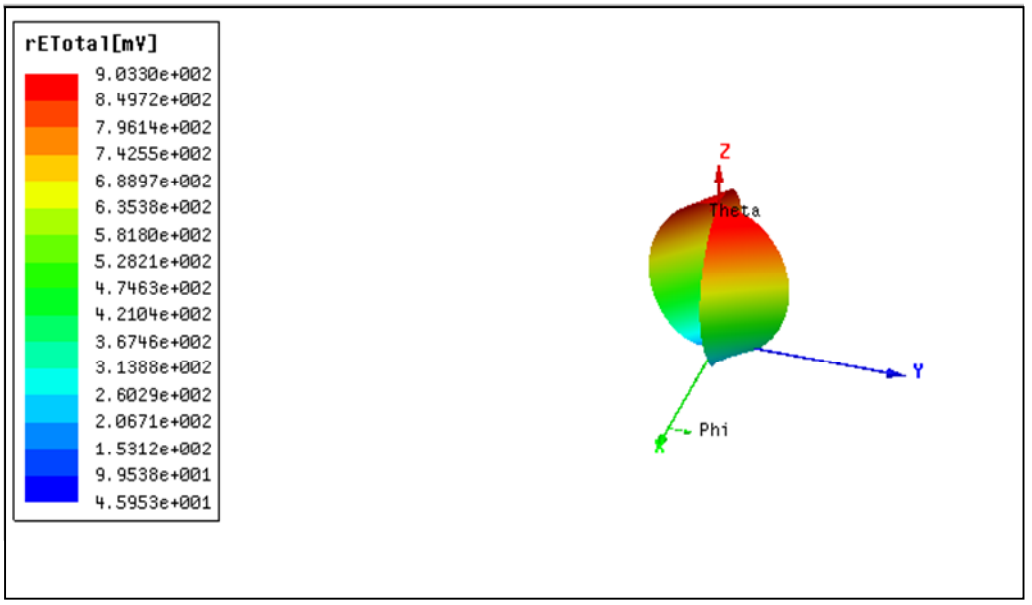
Sélectionnez Theta le balayage primaire. Catégorie: Gain
Quantité: Gain Total
Fonction: dB

- Cliquez sur New repport.

Le diagramme de rayonnement en 2D s'affiche:



Pour l'affichage en ***3D HFSS>Results>Create Far Fields Report>3D polar plot.***
Cliquez sur ***New repport:***



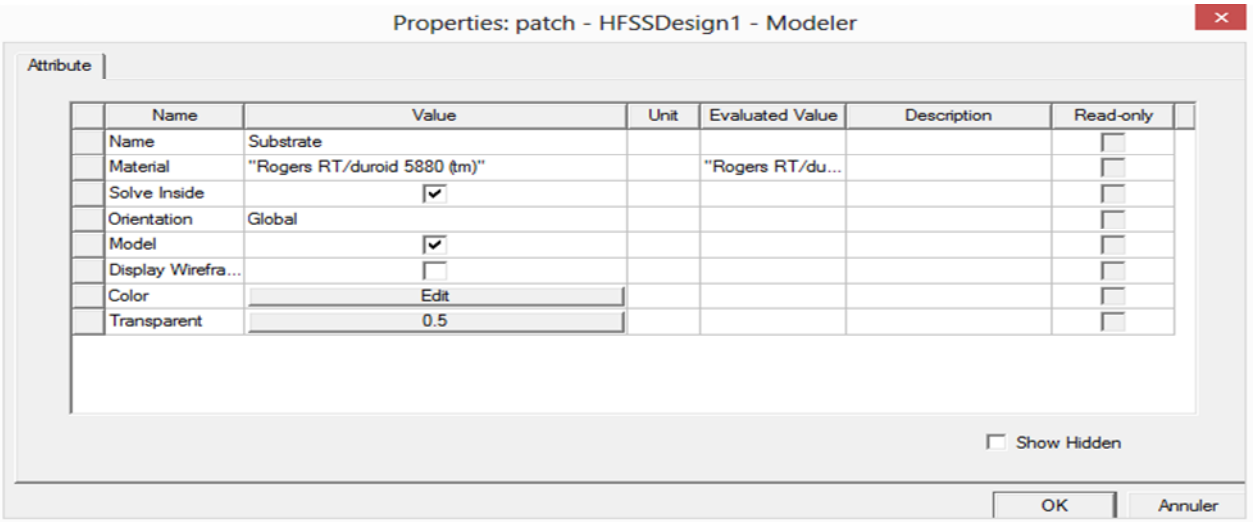
Ce qui termine la simulation de l'antenne patch rectangulaire alimenté par cable coaxiale

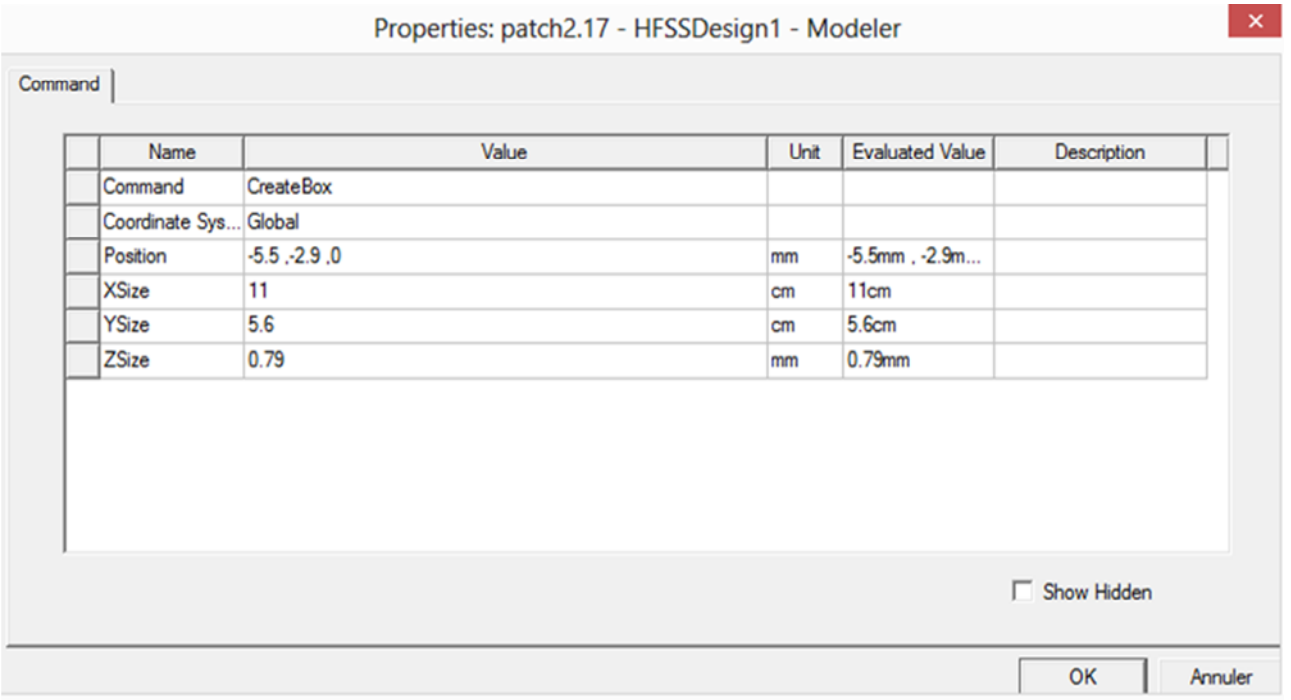
II -3. Antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne microruban

On veut simuler l'antenne patch rectangulaire du laboratoire micro-onde travaillant à la fréquence de résonance f_r=2.97 GHz, le matérieu utilisé est le Rogers RT/duroid 5880(™)
$\varepsilon_r = 2.17$
H = 0.79 mm , W = 6.5 cm , L = 3.3 cm , h = 35 um
Ouvrir un nouveau projet nommé le patch.

II-3-1. Substrat

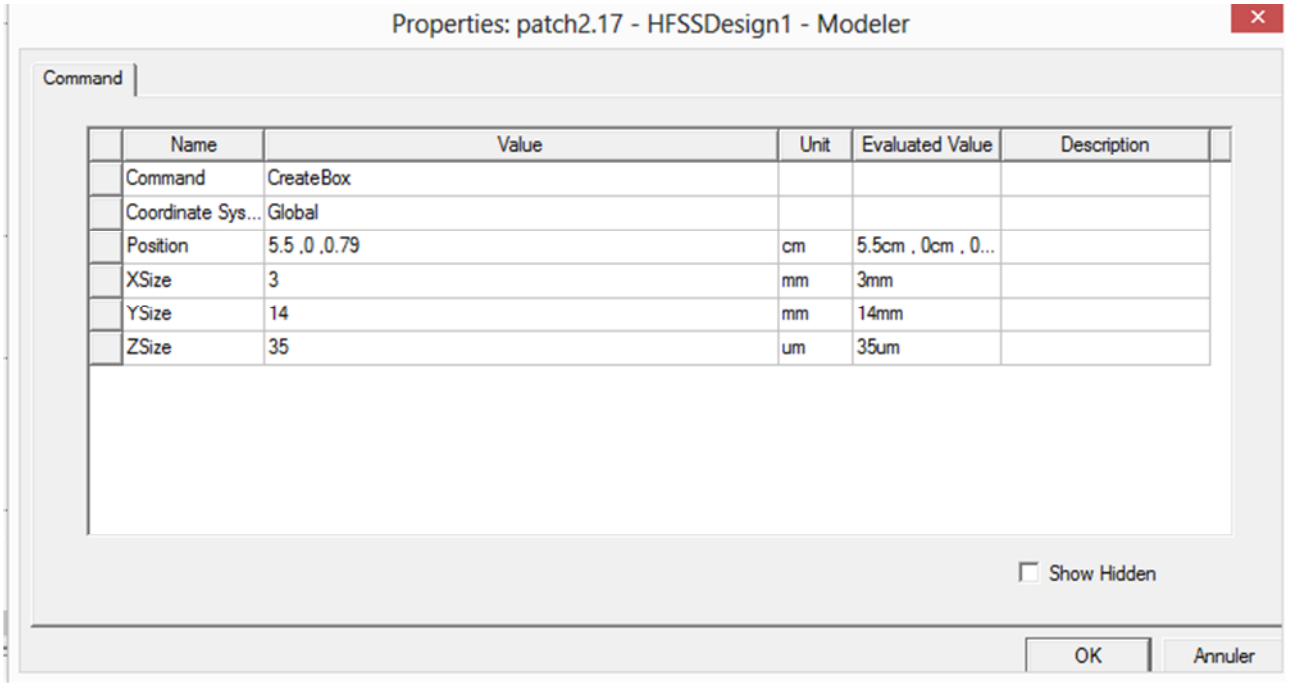
Pour dessiner le substrat >***Draw Box*** et entrez les variables suivantes :





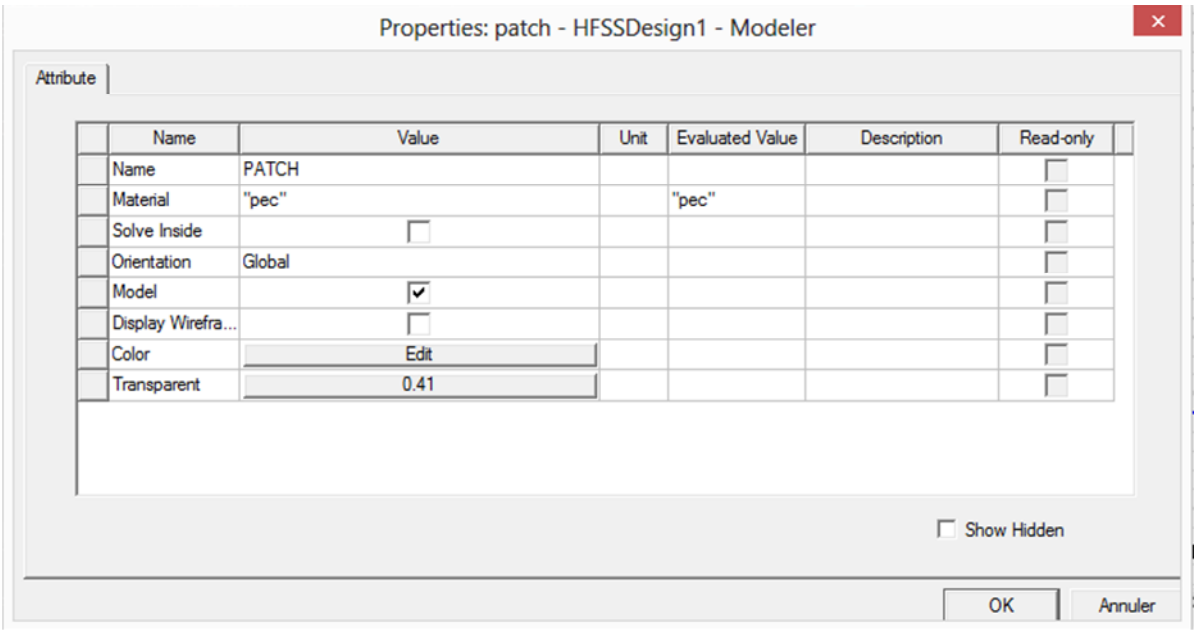
II -3-2. Dessiner la ligne d'alimentation

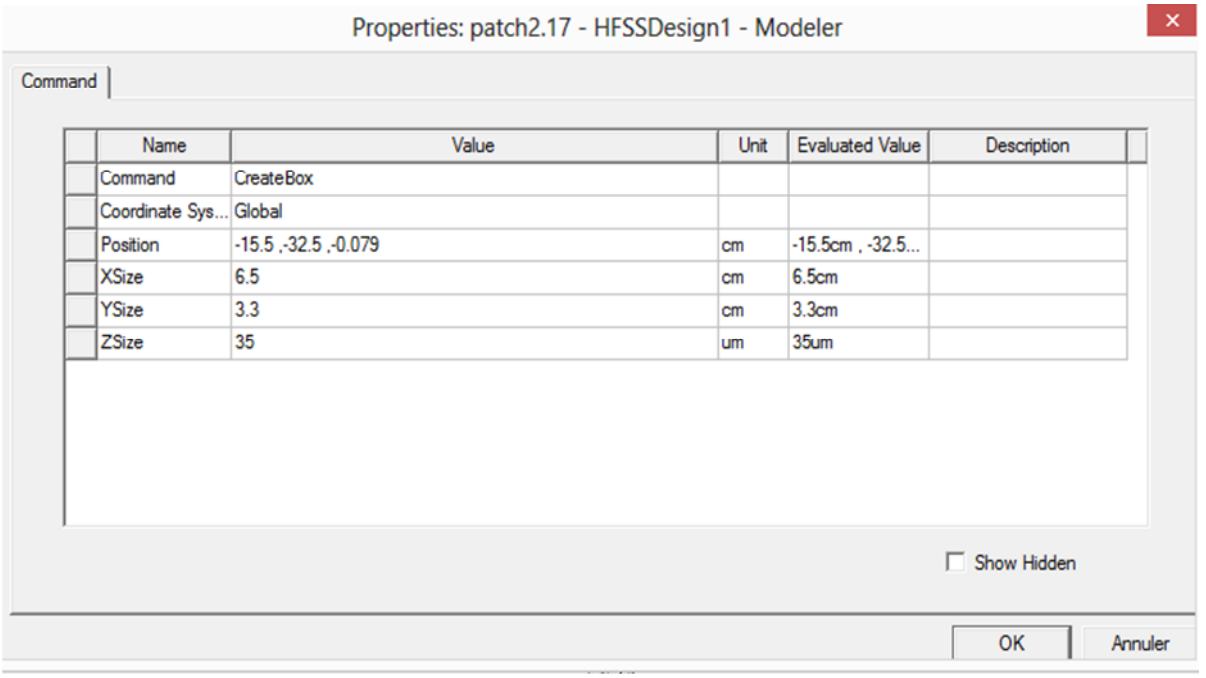
Pour dessiner il suffit de cliquer sur  et entrez les valeurs suivantes :



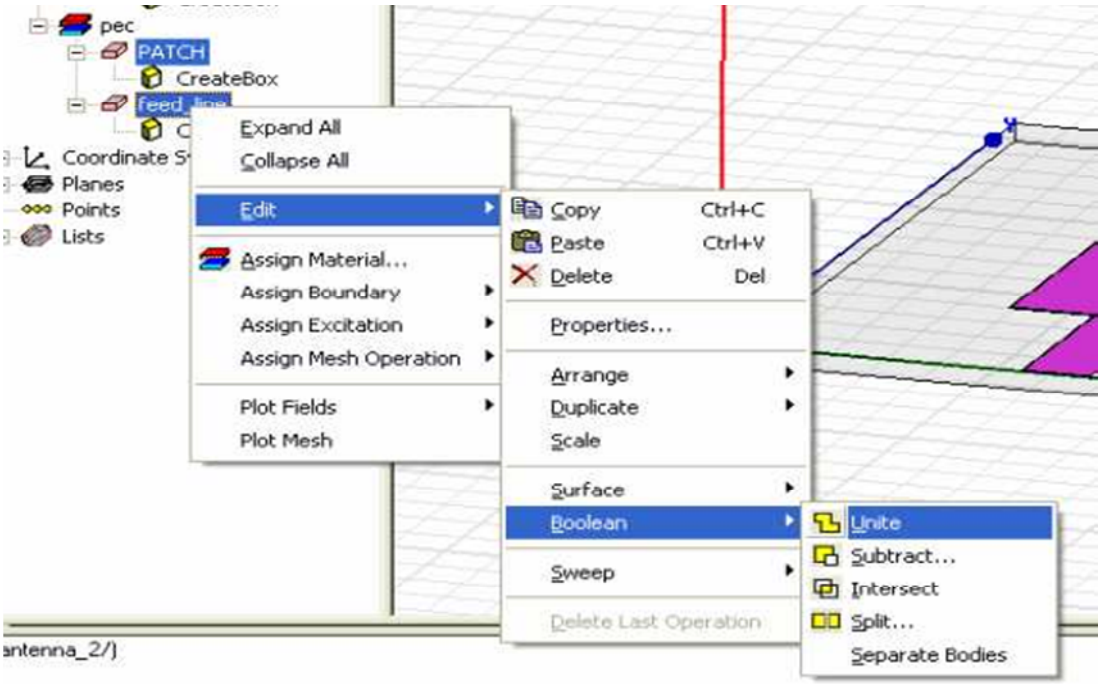
II-3-3. Dessiner Patch (élément rayonnant):

Dessiner  et suivez les étapes suivantes:



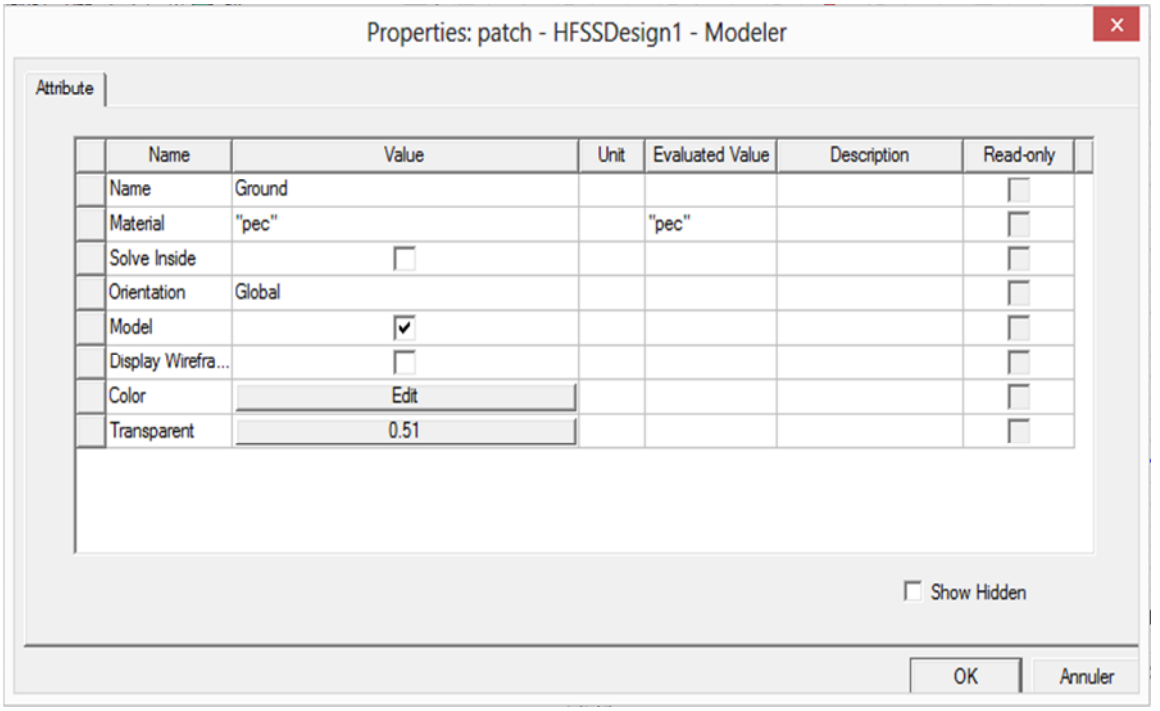


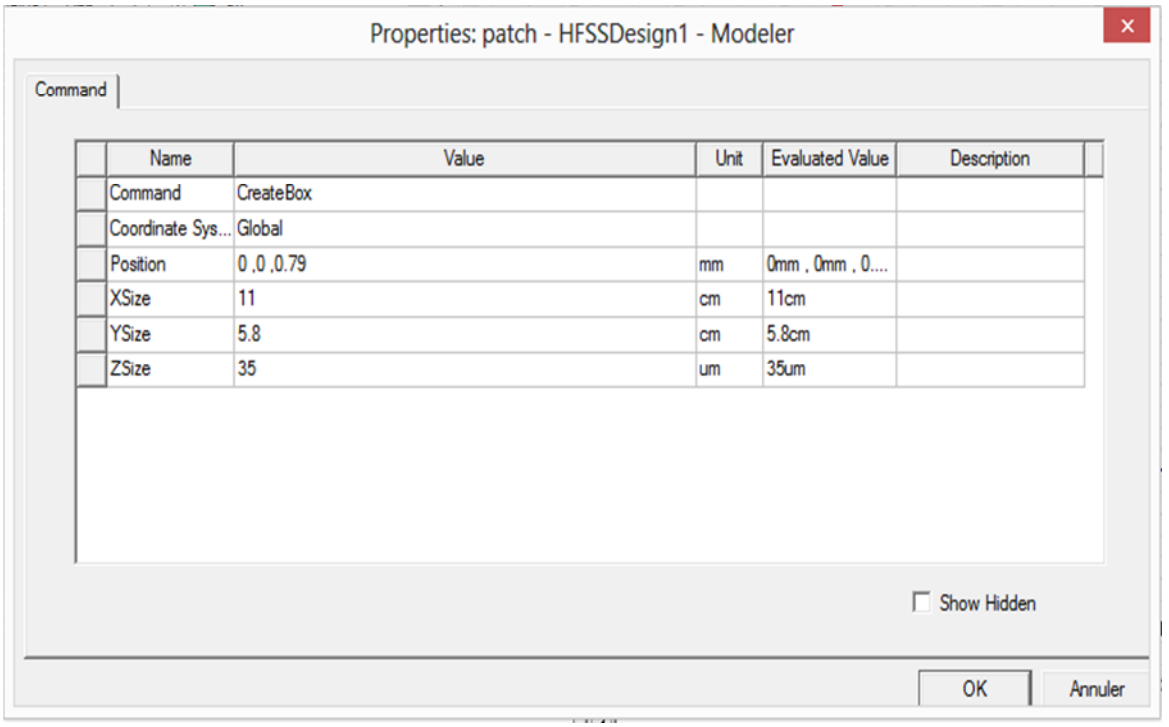
On sait que le patch et la ligne d'alimentation doivent être un seul objet, donc on a besoin de les unirent cliquez sur les deux objets Patch and ***Feed_line,*** clique droit ***Edit > Boolean > Unite.***



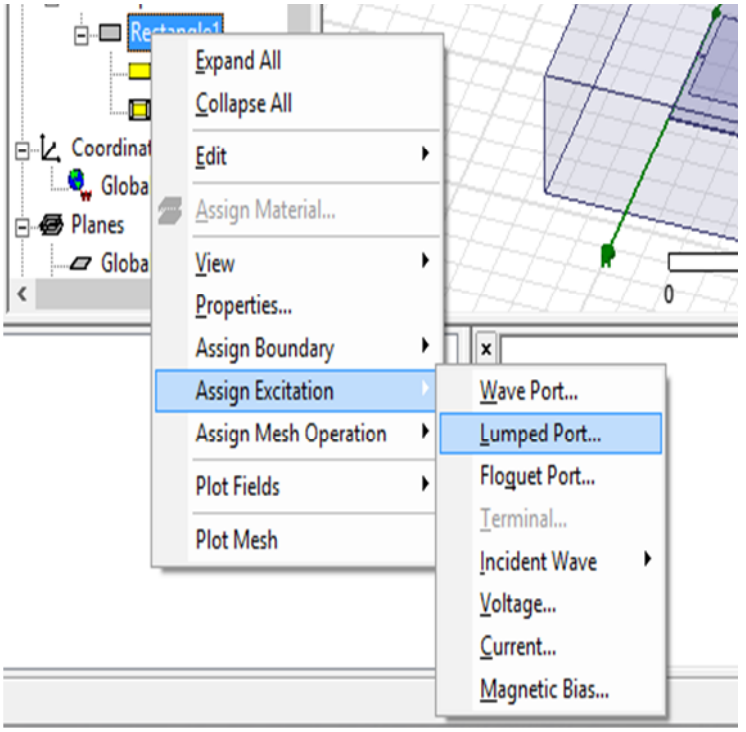
I I-3-4. Plan de masse (*Ground Plane*)

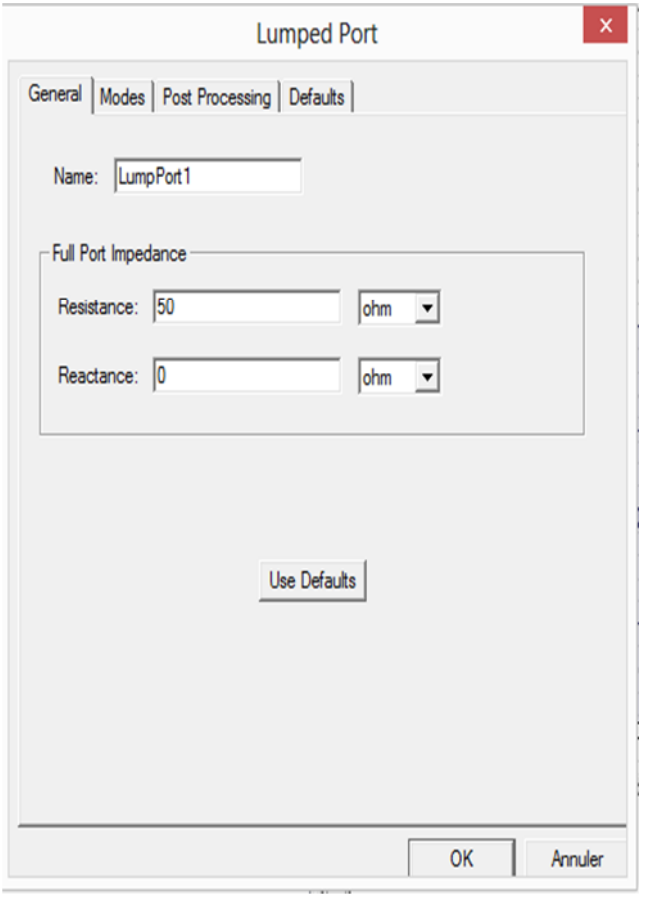
Pour dessiner le plan de masse cliquez sur  et remplir la table des propriétés :



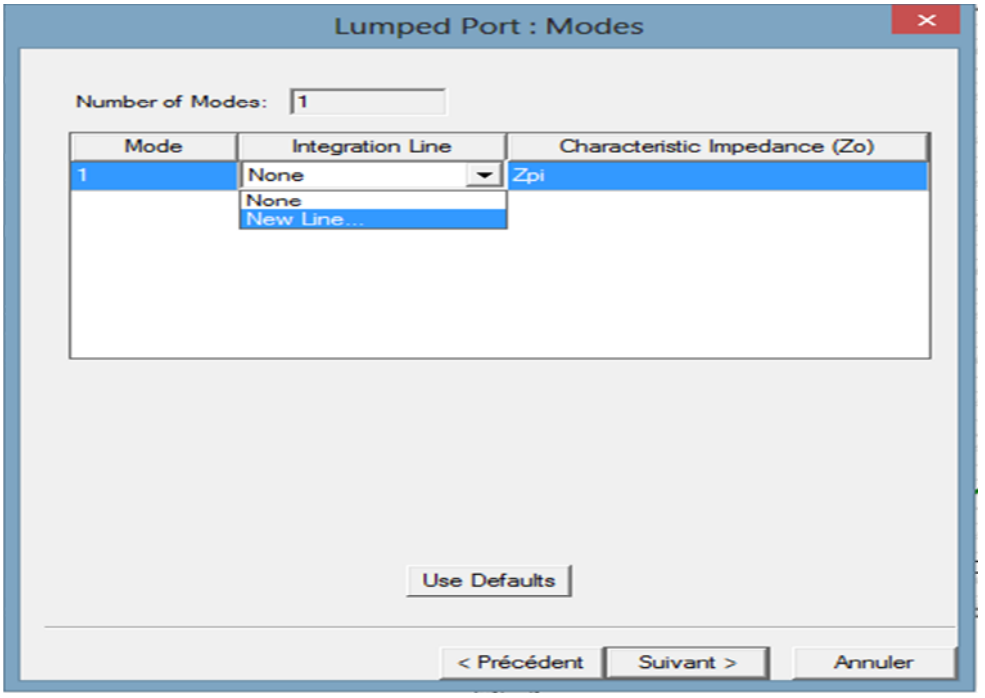


II -3-5 .Attribuer une excitation

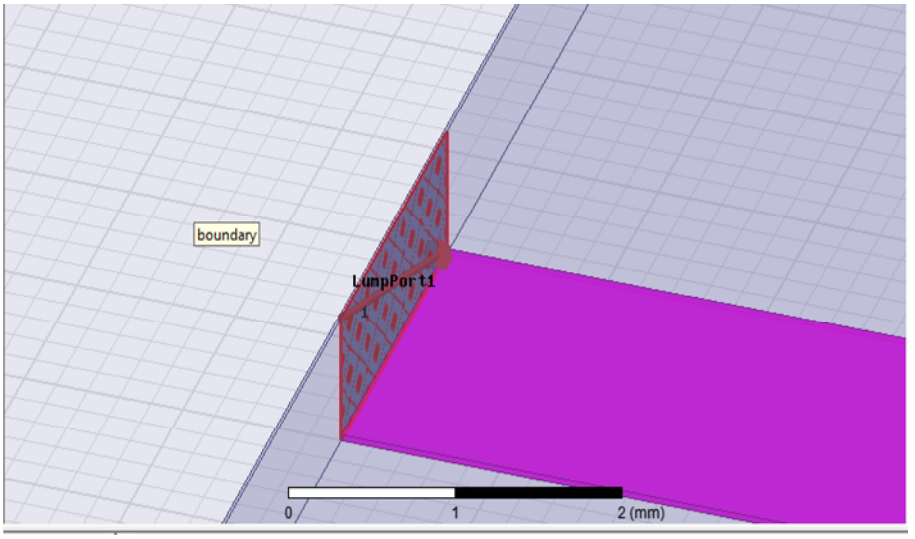




On clique sur 'suivant' et choisir ***new line***

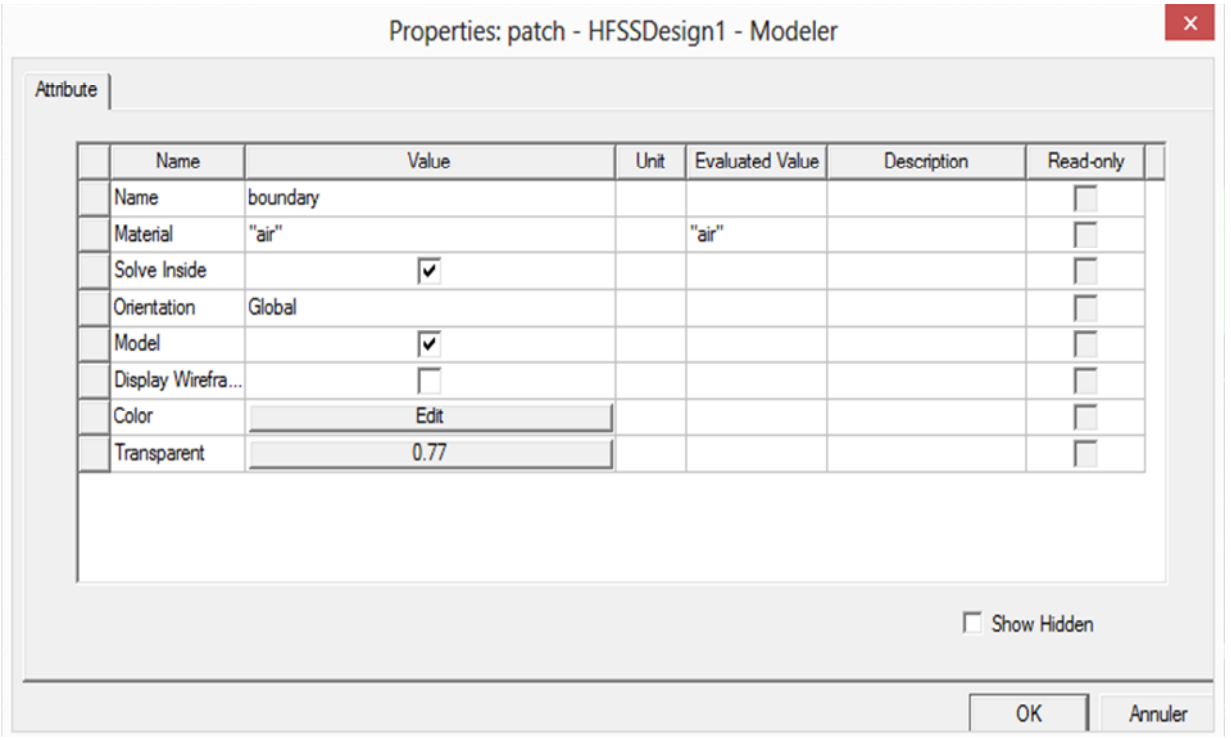


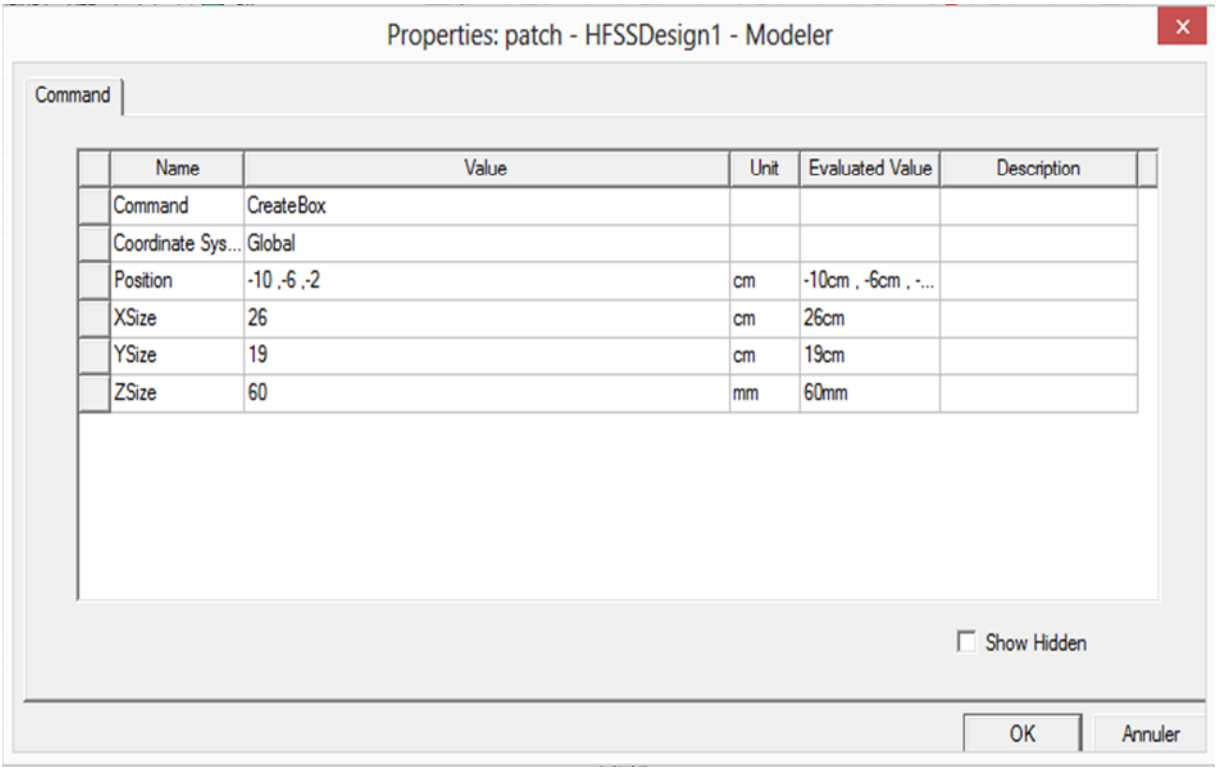
Le port d'excitation est illustré sur cette figure :



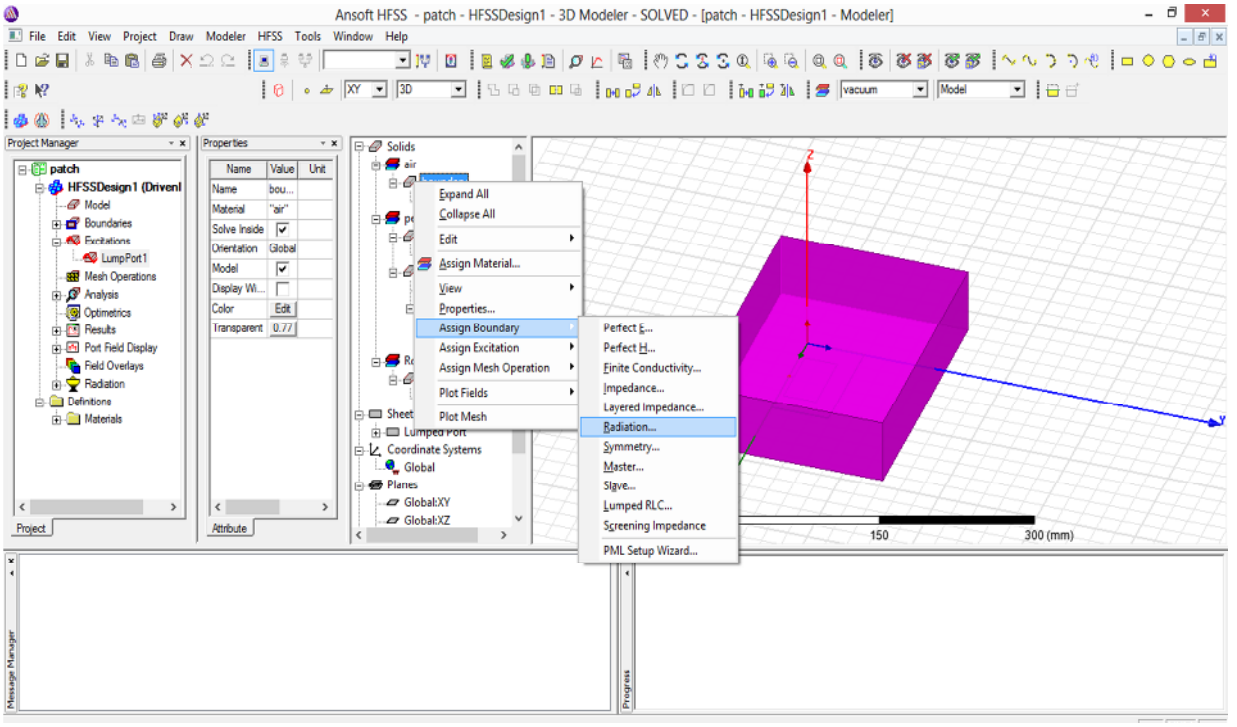
II -3-6. Assigner les conditions aux limites

Maintenant que le model est crée, on a besoin d'attribuer les conditions aux limites. Dans HFSS, les radiations aux limites sont utilisées pour simuler le fait que les ondes se propagent infiniment loin dans l'espace. Dans notre cas notre ABC (***Absorbing Boundary condition)*** est une boite de vide.
Pour dessiner l'Air Box cliquez sur ***Draw>Box***

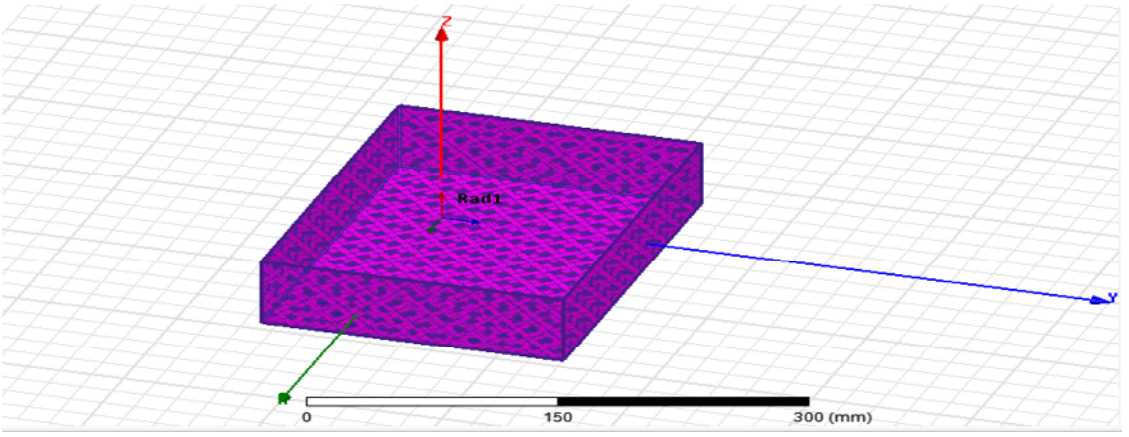




Boundary, clique droit > ***Assign Boundary > radiation***



Voilà ce qu'on obtiendra comme résultat:



II-3-7 .Configuration d'analyse (*Analysis Setup*)

Maintenant notre model est prêt a être exécuté. Pour identifier notre analyse on doit créer ce qu'on appelle solution setup pour cela :

HFSS > Analysis Setup > Add Solution Setup clique general tab, Solution frequency: 6 GHz, Maximum Number of Passes: 20 and Maximum Delta S per pass: 0.02.

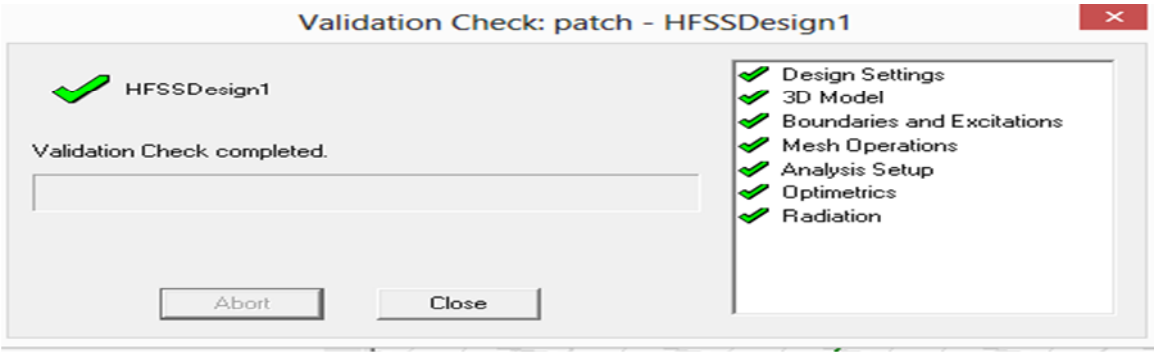
II-3-8. Ajouter une fréquence de balayage *(Frequency Sweep)*

Pour ajouter une fréquence de balayage ***: HFSS > Analysis Setup > Add Sweep .Solution***

Setup: Setup1.cliquez OK. Sweep Type: Interpolating, Frequency Setup Type: Linear Step, Start: 1GHz, Stop: 6GHz, Step size: 10 MHz. Clique sur OK.

II-3-9 .Validation

HFSS > Validation Check.



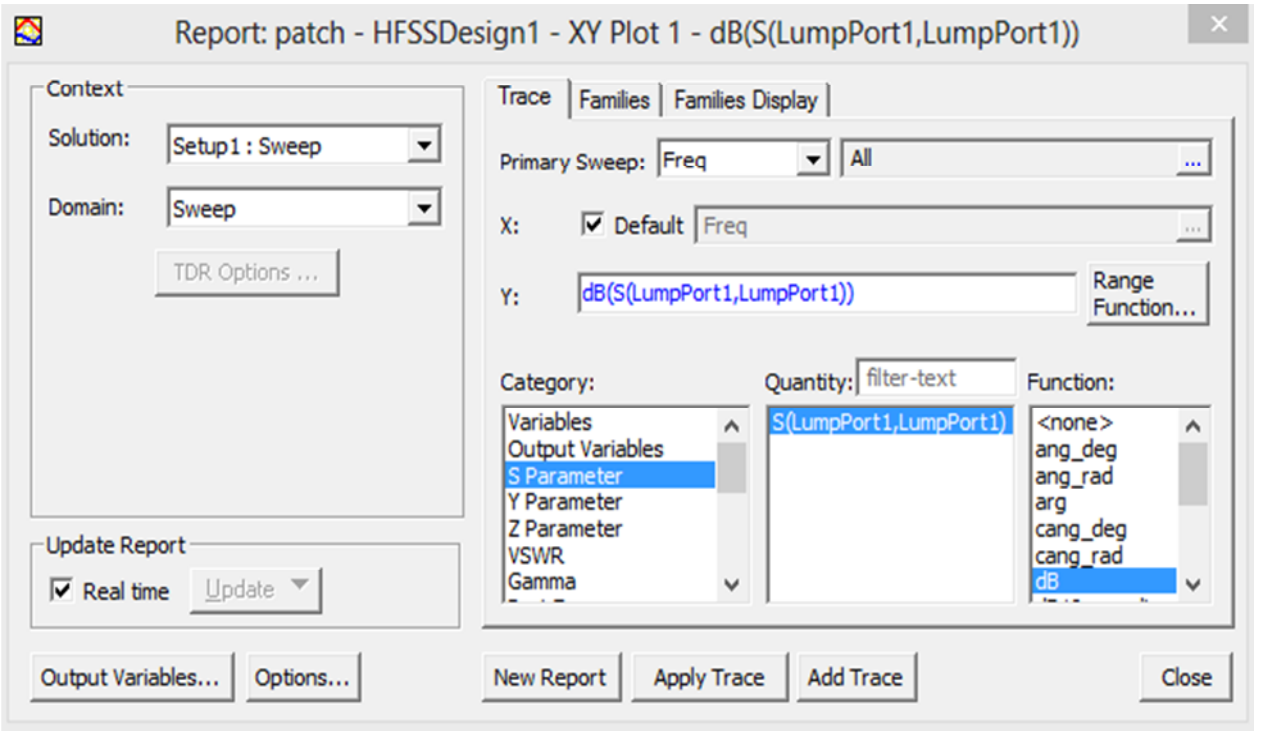
II-3-10 Analyser tout

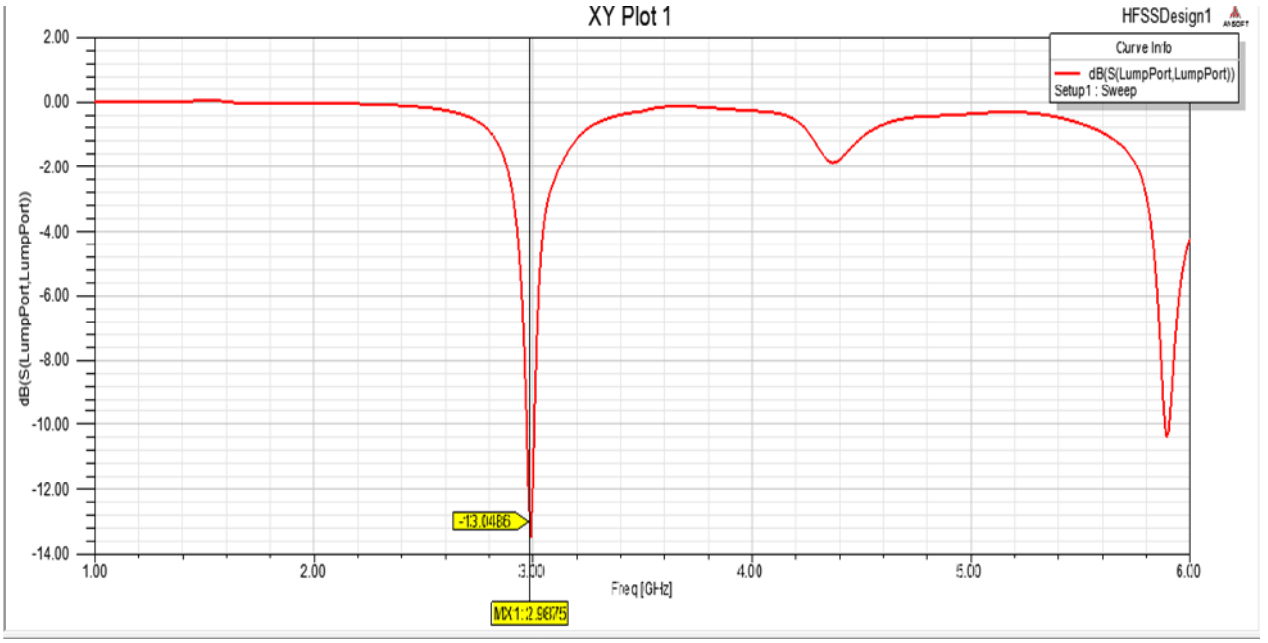
HFSS > ***Analyze*** pour analyser s'il ya des erreurs elles seront affichées en bas de la fenêtre.

II-3-11. Créer les rapports de résultats

Results > Create Modal solution Data Report:

Traces Window: Setup1: Adaptive1. Category: S Parameter, Quantity: S (lumpPort, lumpPort), Function dB puis clique sur new report.





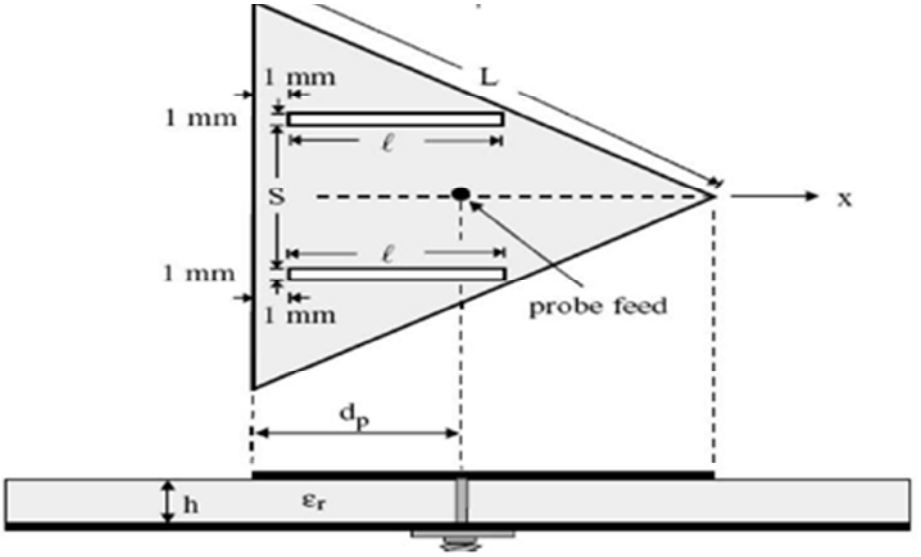
Ce qui termine la simulation de l'antenne patch du laboratoire.

II-4. Antenne Microruban Triangulaire

Simuler et analyser une Antenne complexe comme l'antenne bi fréquences triangulaire équilatérale avec une paire de fentes étroites en utilisant ***l'Ansoft HFSS***.

Notre objectif principal est de montrer comment créer le dessin compliqué.

La figure suivante représente la géométrie de l'antenne triangulaire équilatérale double avec une paire de fentes étroites.



II-4-1.Début du projet

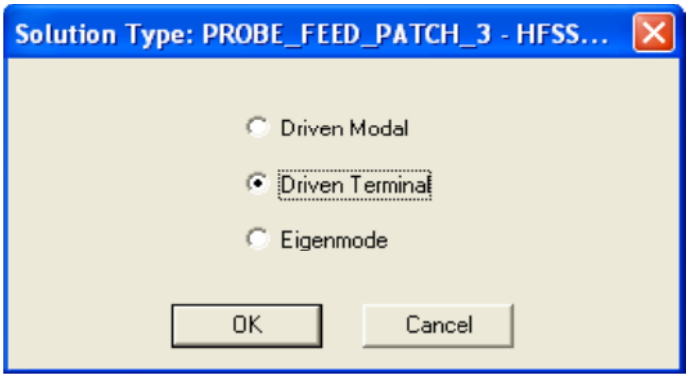
Après avoir lancé HFSS, on ouvre un projet que l'on nomme "***Triangular Antenna"***.

Ensuite on définit le type de solution:

-Sélection de l'élément de menu ***HFSS>Solution Type***

-Choisir ***Terminal Driven***

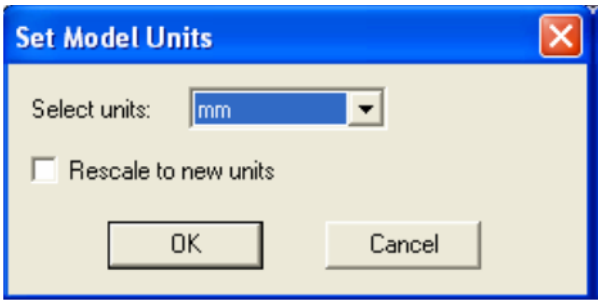
-Cliquez sur le bouton ***Ok***



Pour définir les unités

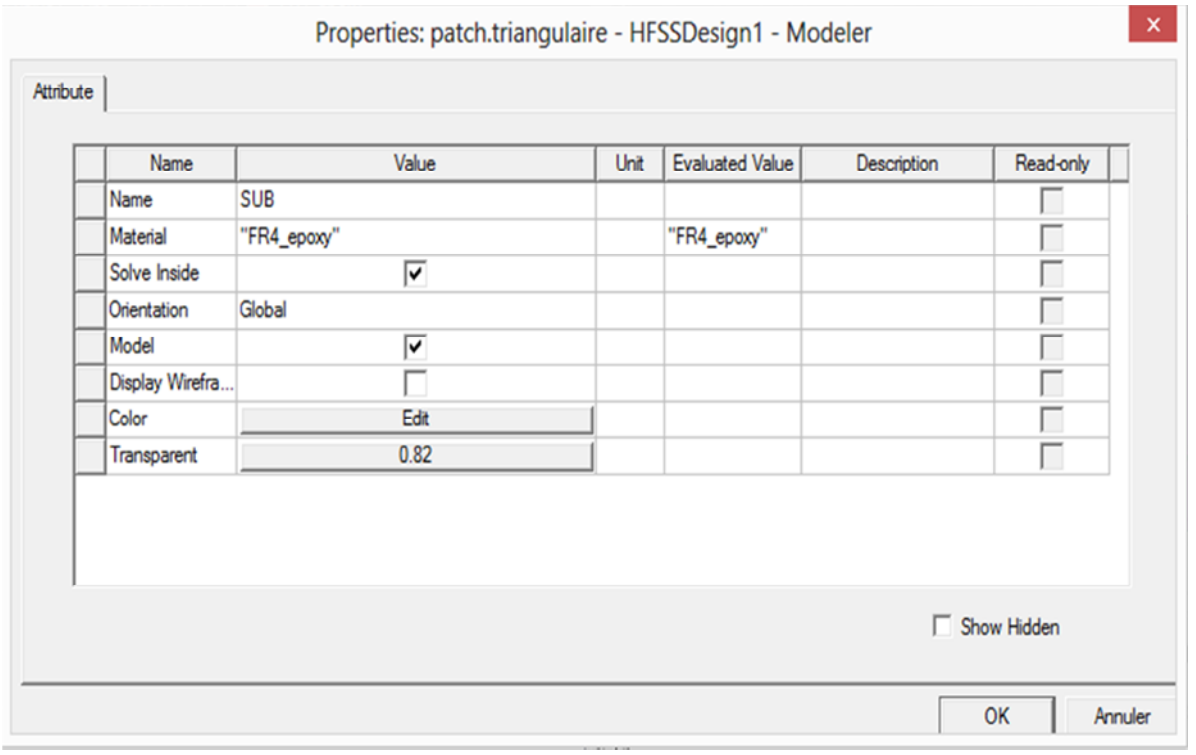
-Sélectionnez l'élément de menu***3DModeler> Unités*** -Sélectionnez Unités: **mm**

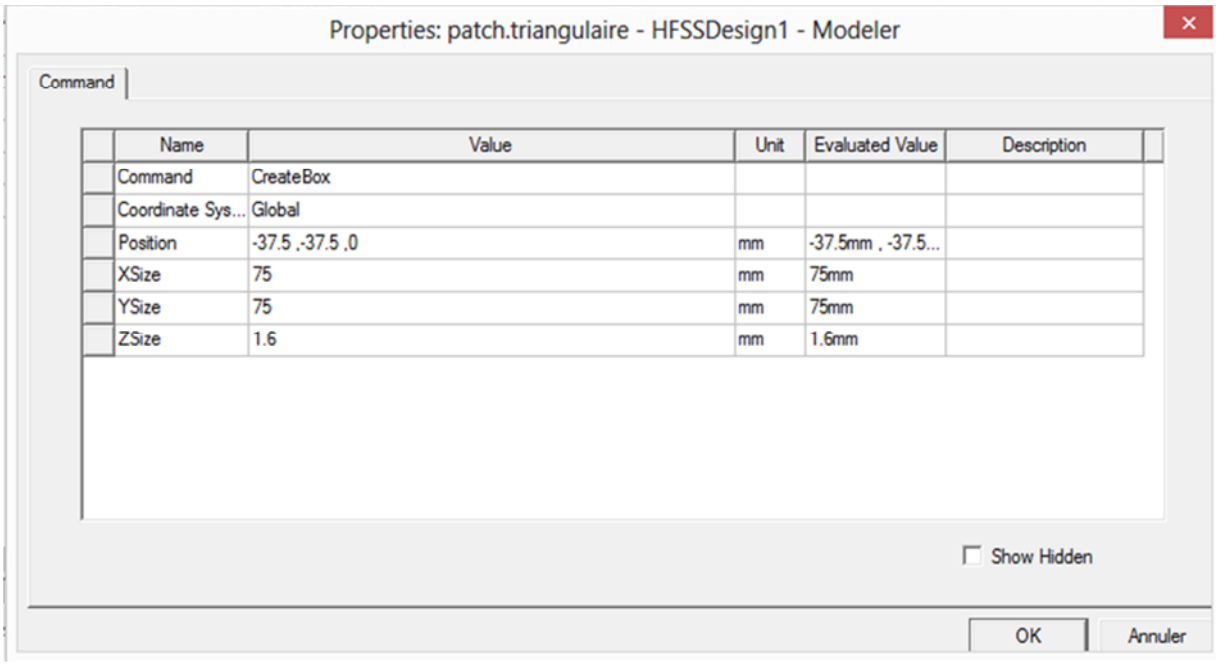
-Cliquez sur le bouton **ok**



II-4-2.Créer le substrat

Pour dessiner le substrat, cliquez sur la barre d'outils (boite). Dessiner une boîte en remplissant les données suivant es comme indiqué ci-dessous.



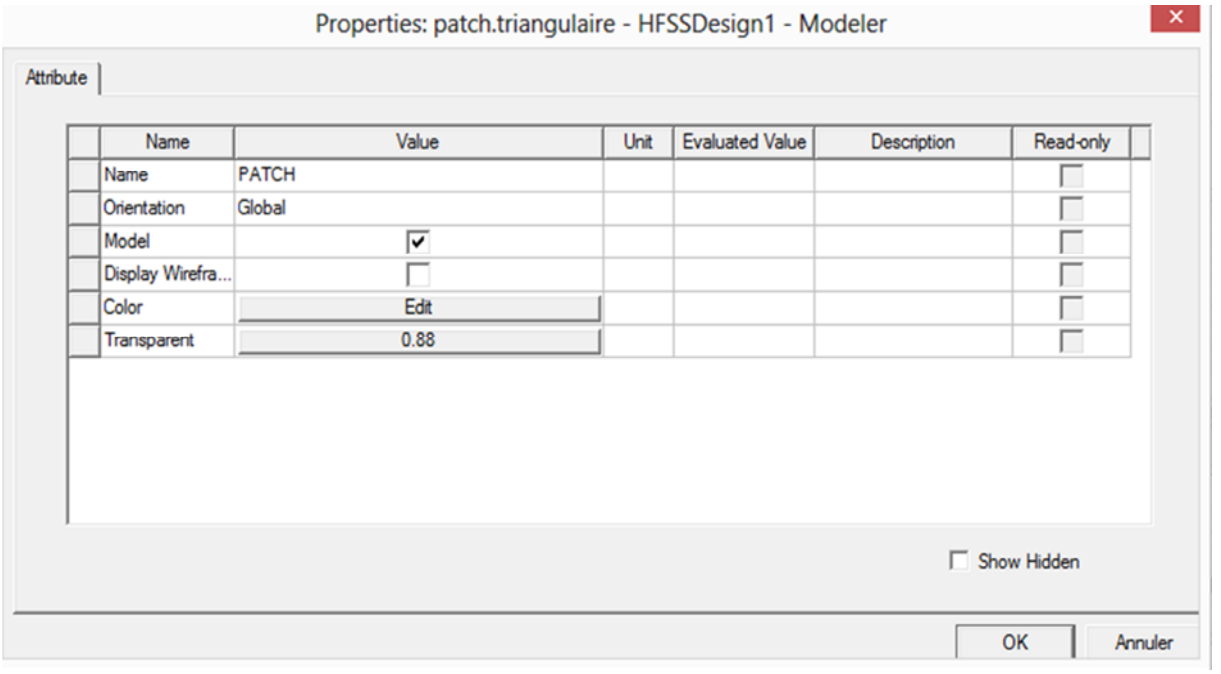


II-4-3. Dessiner le Patch triangulaire

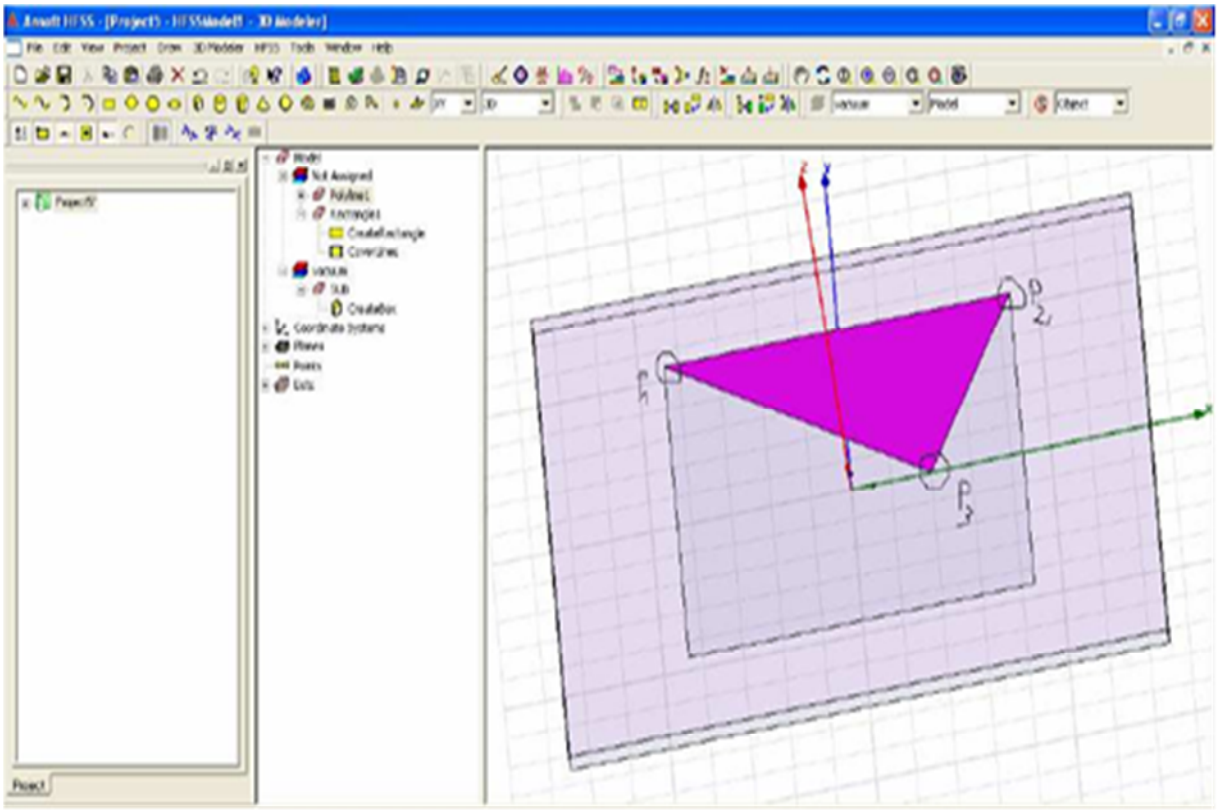
Comme il n'y a pas une icône triangulaire qui nous permet de tirer des formes triangulaires, pour dessiner, il faut d'abord commencer par établir un patch rectangulaire.

Pour dessiner le patch, cliquez sur la barre d'outils (rectangle).

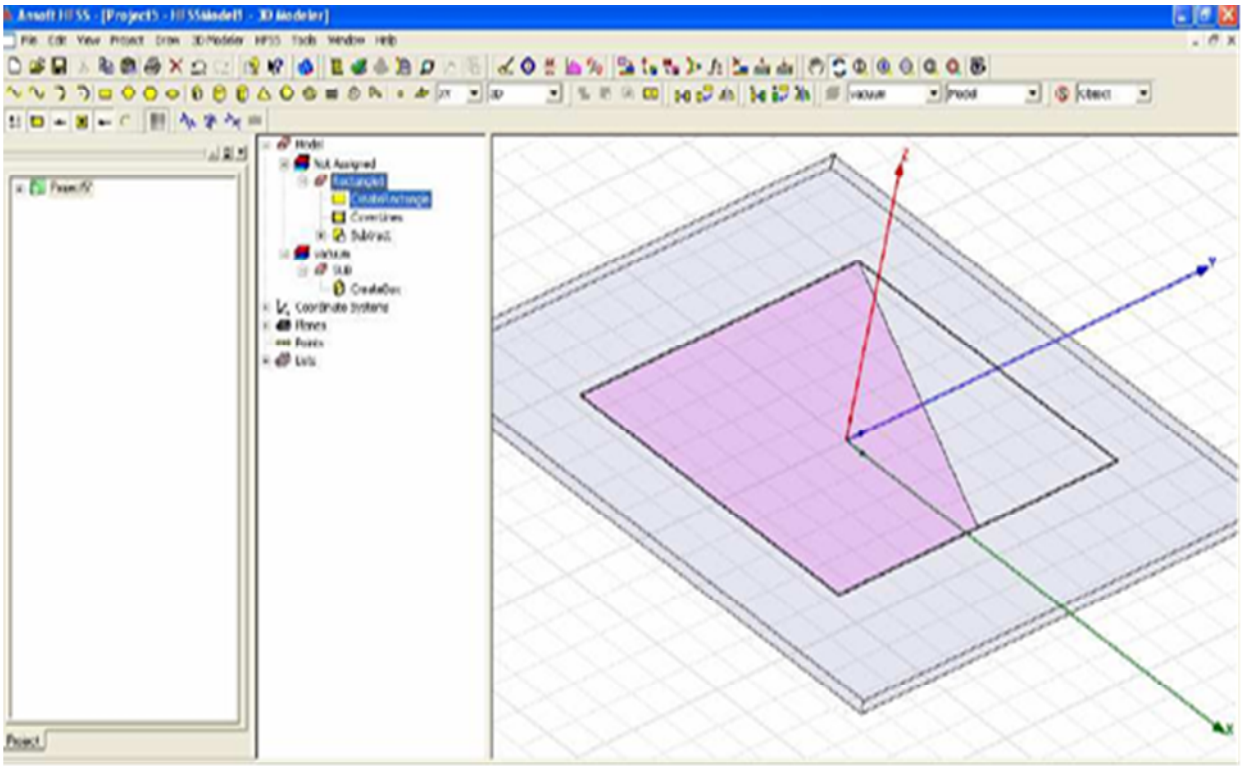
Ensuite, dessinez un rectangle en remplissant les données suivantes comme indiqué ci-dessous.



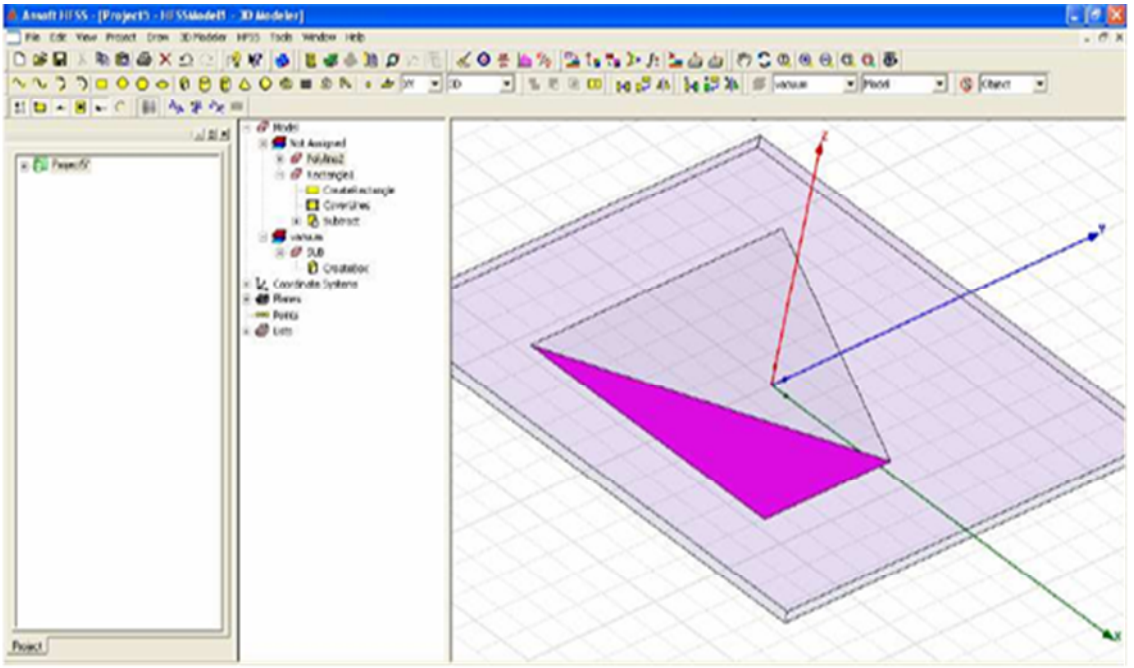
Nous commençons à tracer une ligne poly pour former une forme triangulaire, comme indiqué ci-dessus en cliquant sur cette icône ( ) sur la barre d'outils.



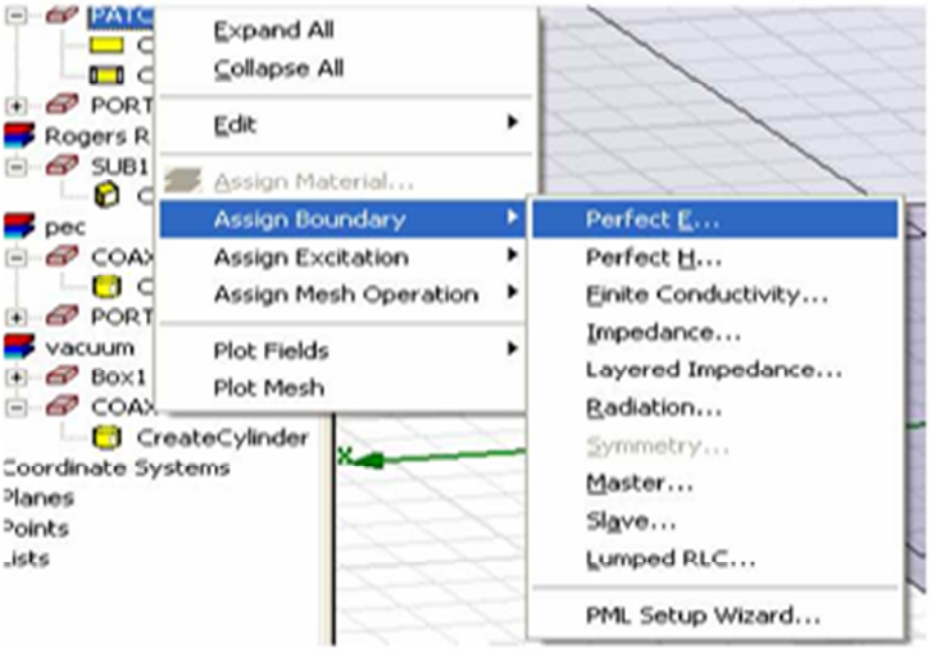
Puis commencez à entrer dans les positions de points (P1, P2et P3).
Ensuite, sélectionnez le Patch &Polyline1
Clic droit, sélectionnez ***Modifier>Boolean>Soustraire***



Maintenant, nous commençons à autre une seconde Polyline
Entrez ensuite les positions des points appropriés de lapolyligne2, lorsque vous avez terminé de sélectionner le Patch &Polyline2
Clic droit, sélectionnez ***Modifier>Boolean>Soustraire***

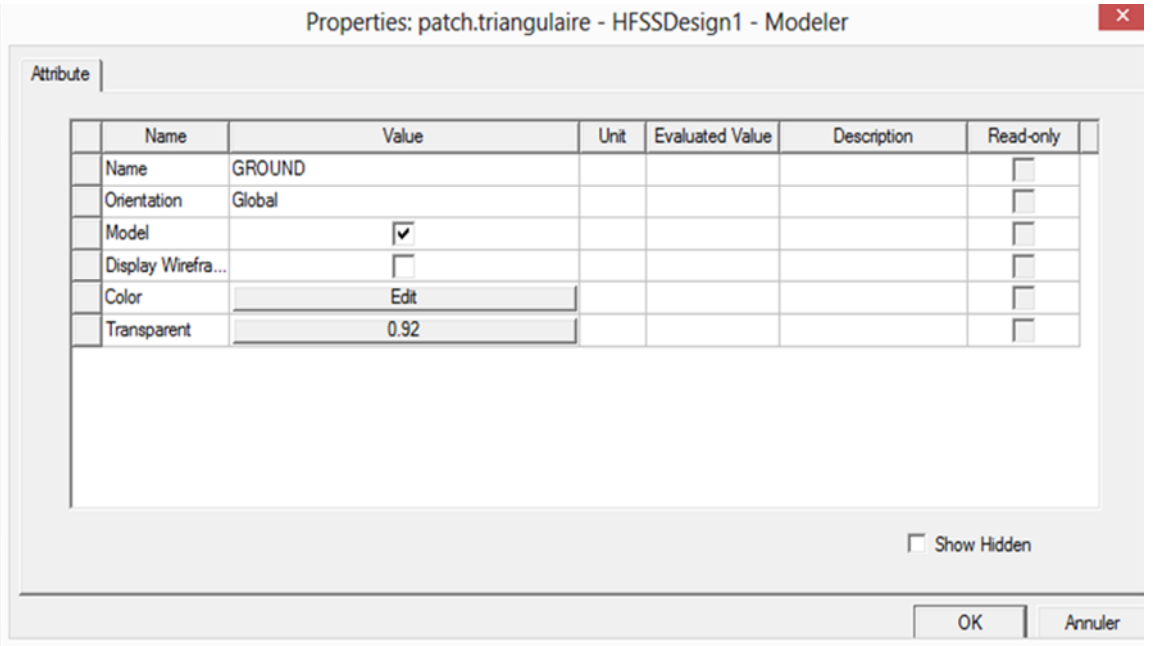


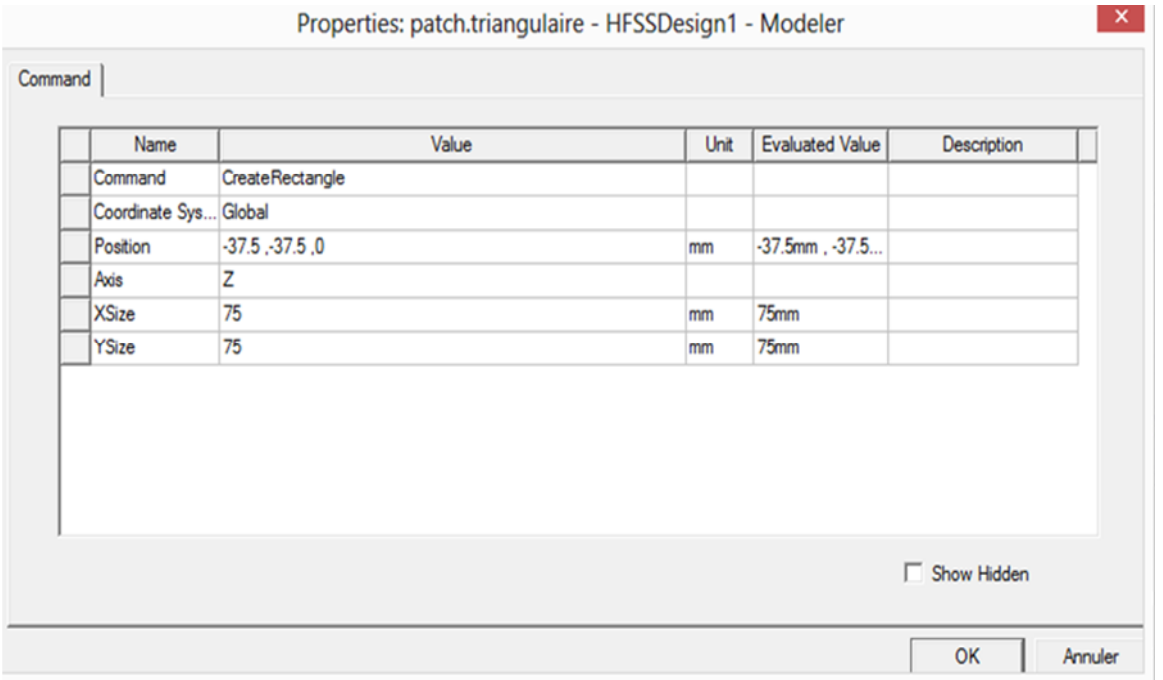
Attribuer une limite d'Idéal pour le patch. Sélectionnez **Patch**, double- clic, sélectionnez ***Assign Boundary>Perfect E…***



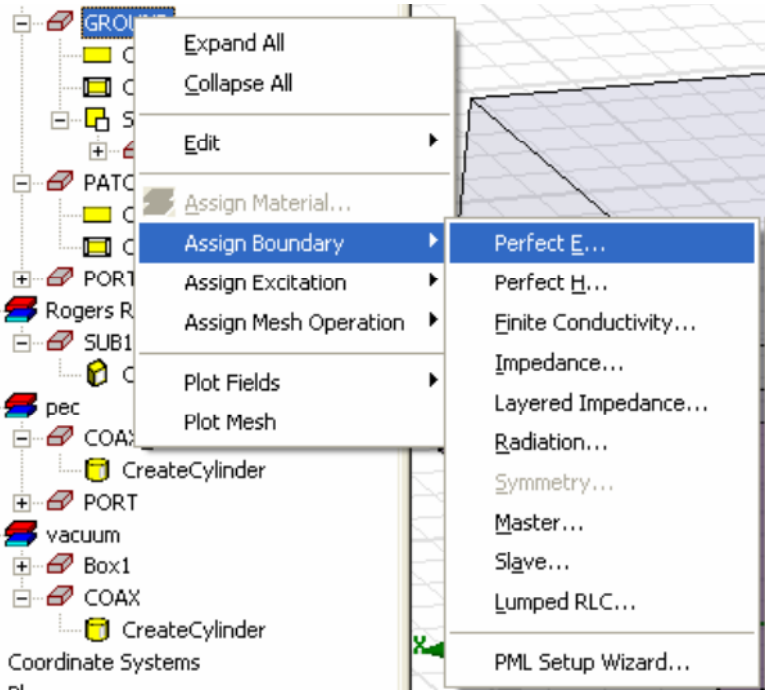
II-4-4.Plan de masse

Pour dessiner le plan de masse, cliquez (rectangle) sur la barre d'outils. Ensuite, dessinez un rectangle en remplissant les données suivantes comme indiqué ci-dessous.



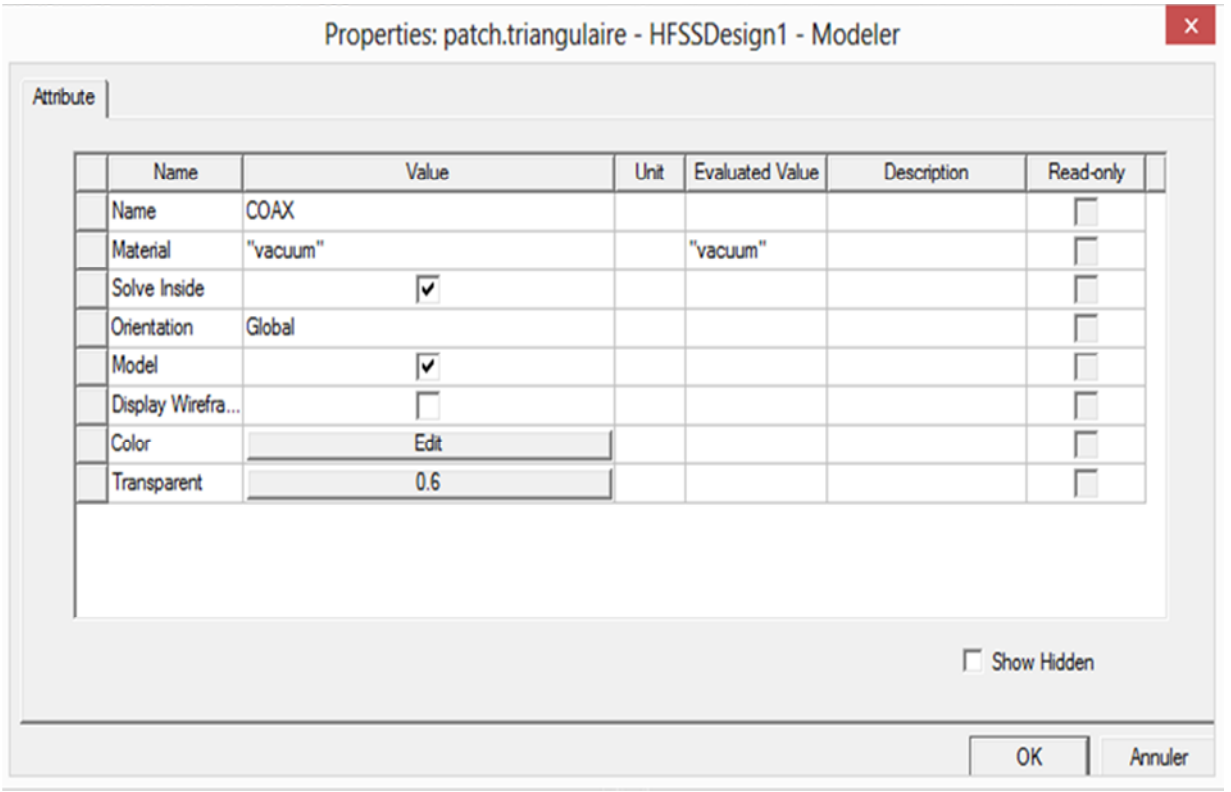


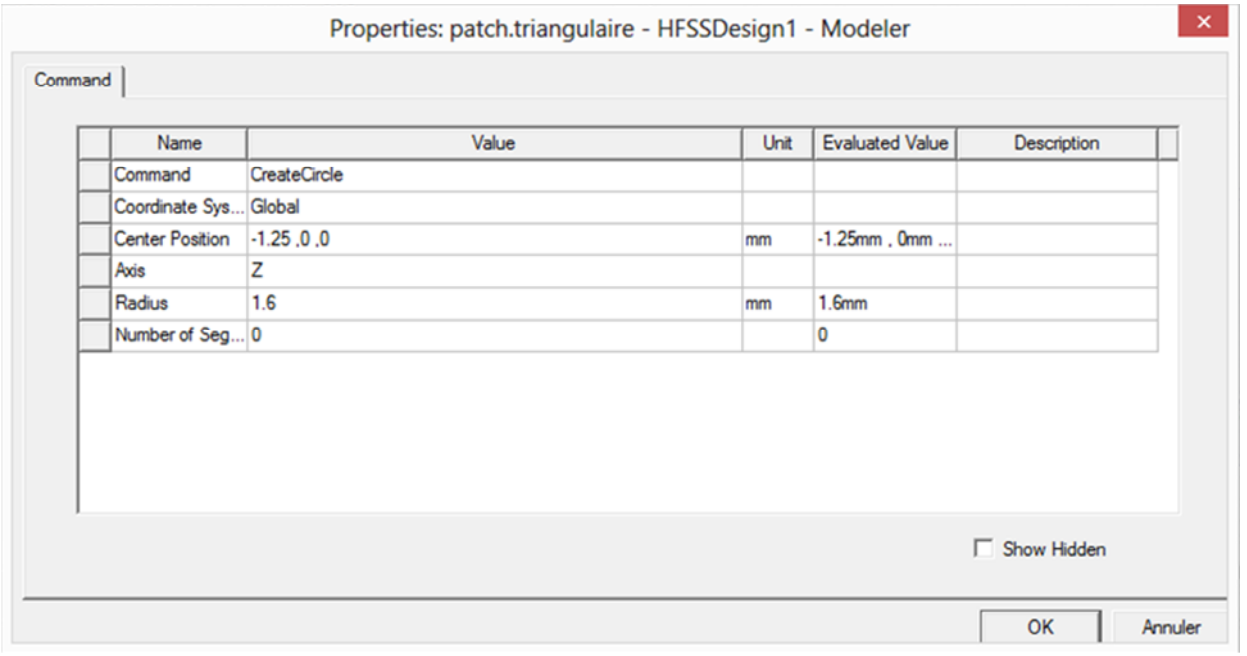
Ensuite, assigner une limite d'Idéal pour le patch. Sélectionnez ***Ground,*** double clic, et sélectionnez ***Assign Boundary>Perfect E…***



II-4-5.Câble coaxial

L'antenne est excitée à l'aide d'un câble coaxial. Ce port est situé sous le patch. Pour dessiner le câble coaxial, nous commençons par dessiner le plan de masse infini Cut _ Out comme indiqué ci-dessous

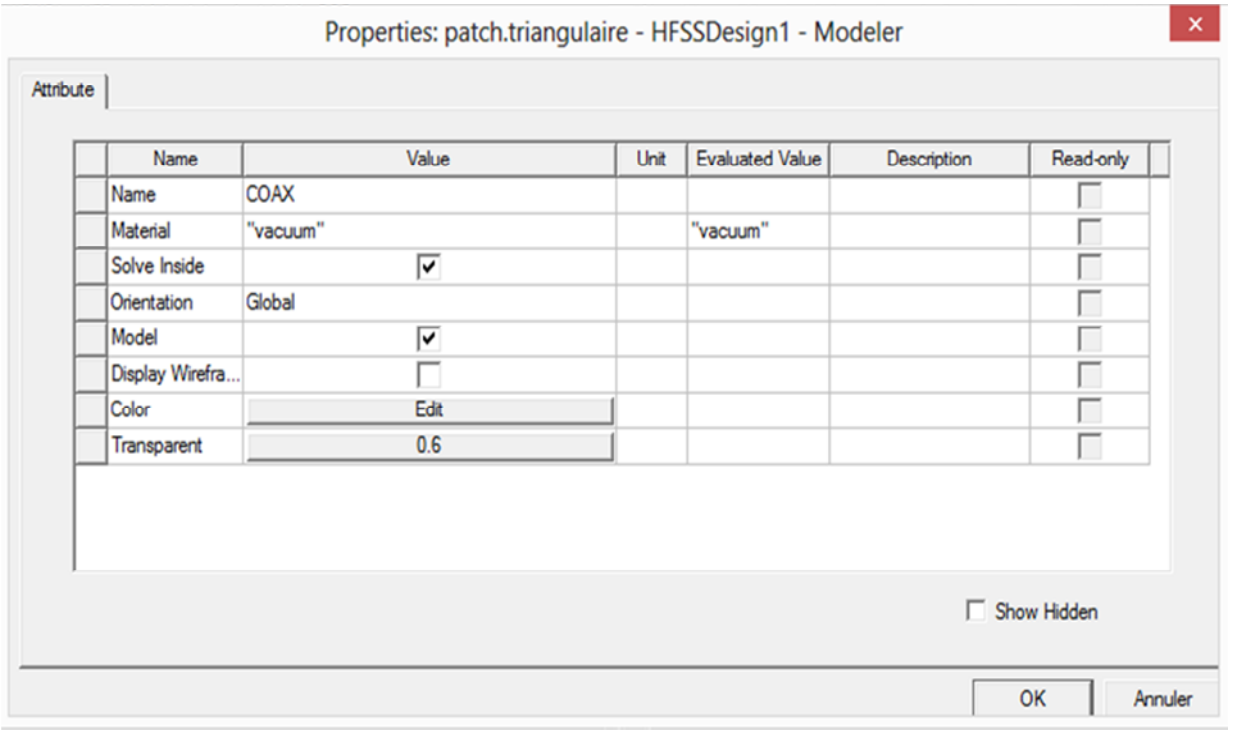


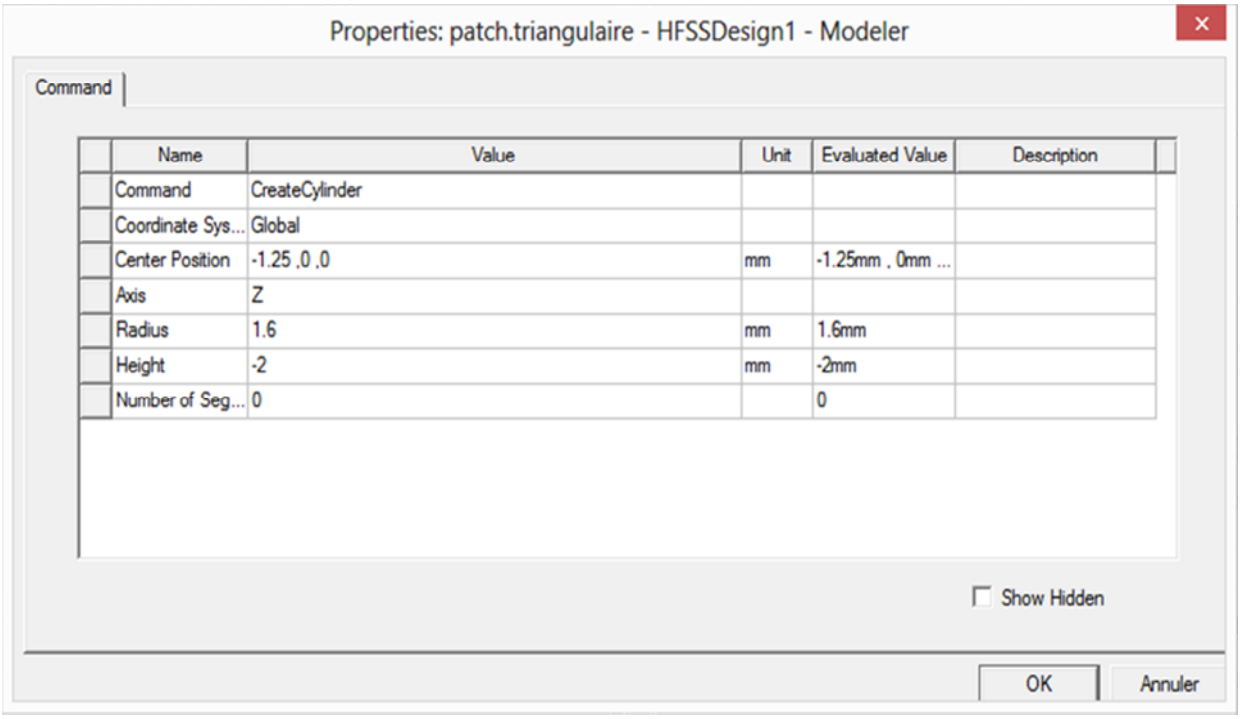


Ensuite, sélectionnez le plan de masse et Cut _ Out, clique droit, sélectionnez ***Edit >Boolean>Substract***

Créer le câble coaxial

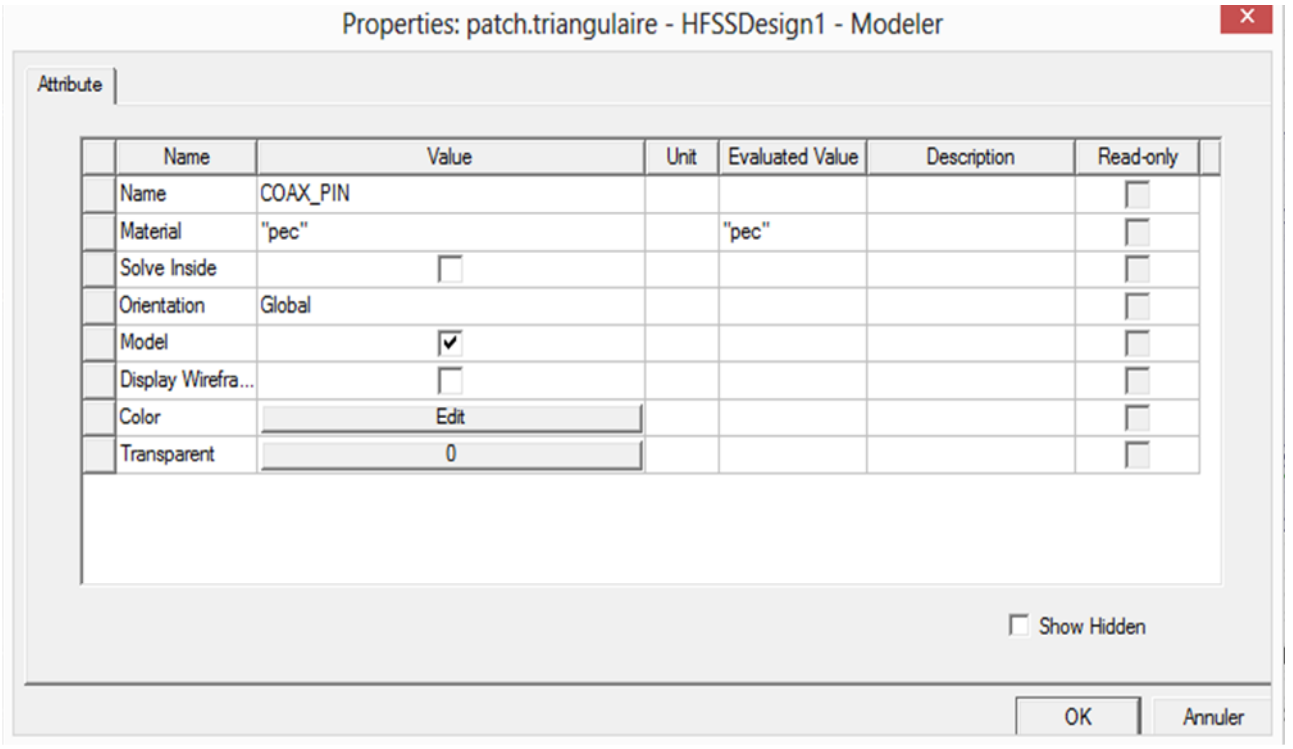
Pour créer le câble coaxial, sélectionnez l'élément de menu ***Draw > Cylinder***, puis entrez les données décrites ci-dessous:

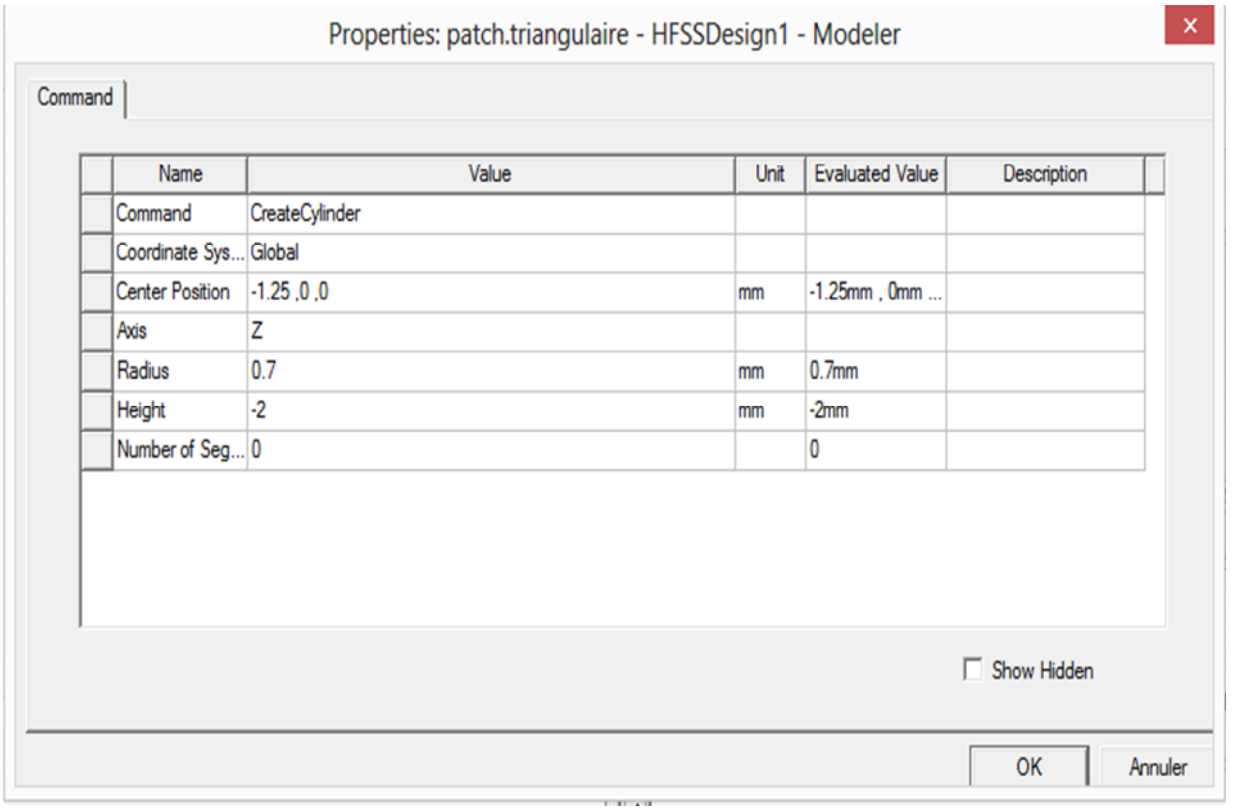




II-4-6.Créer l'âme centrale du coaxial

Donc Sélectionnez l'élément de menu ***Draw*>*Cylinder,*** puis entrez les données comme décrit ci-dessous

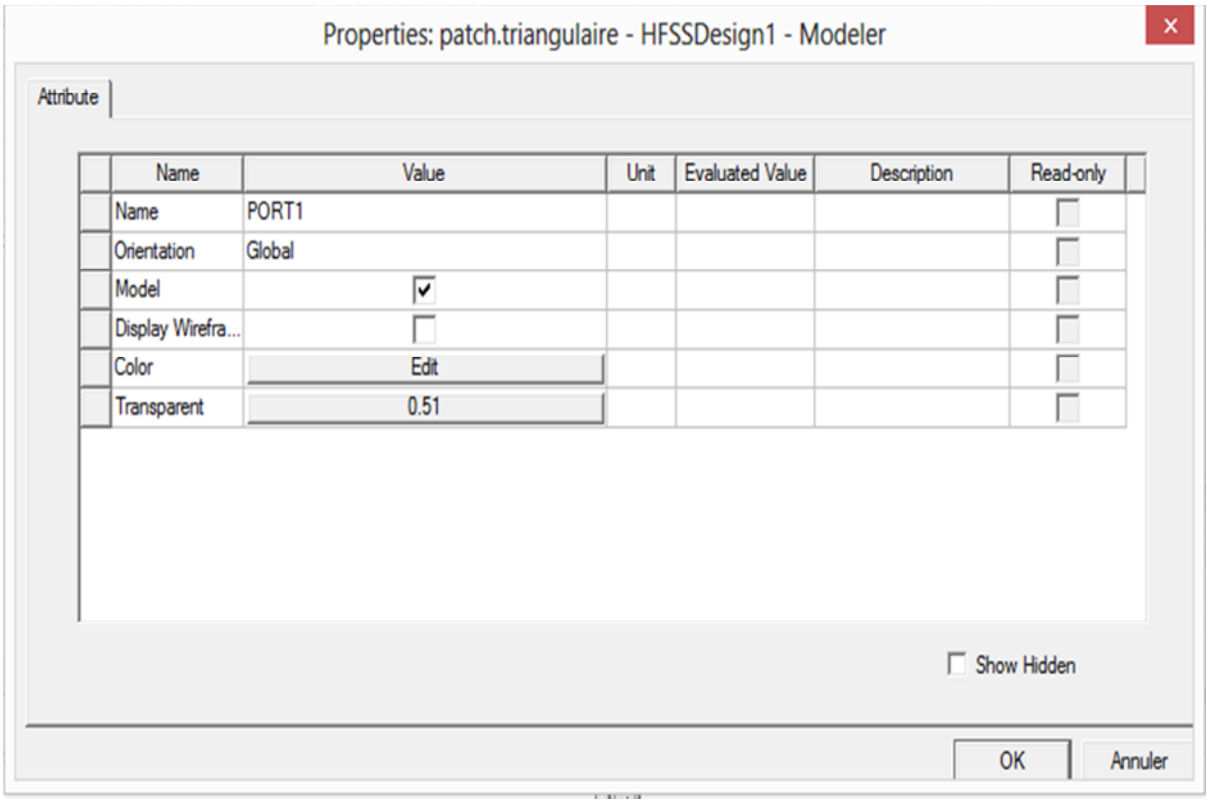


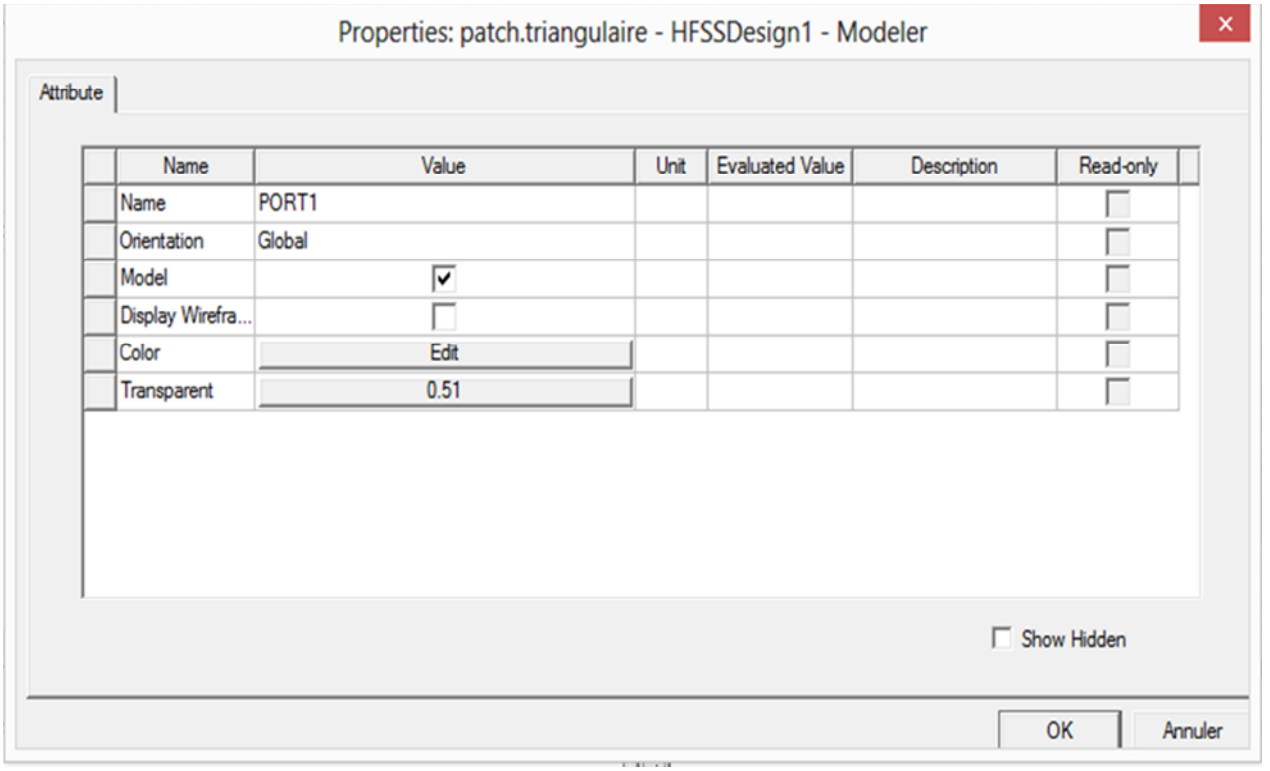


II-4-7.Créer le port d'onde

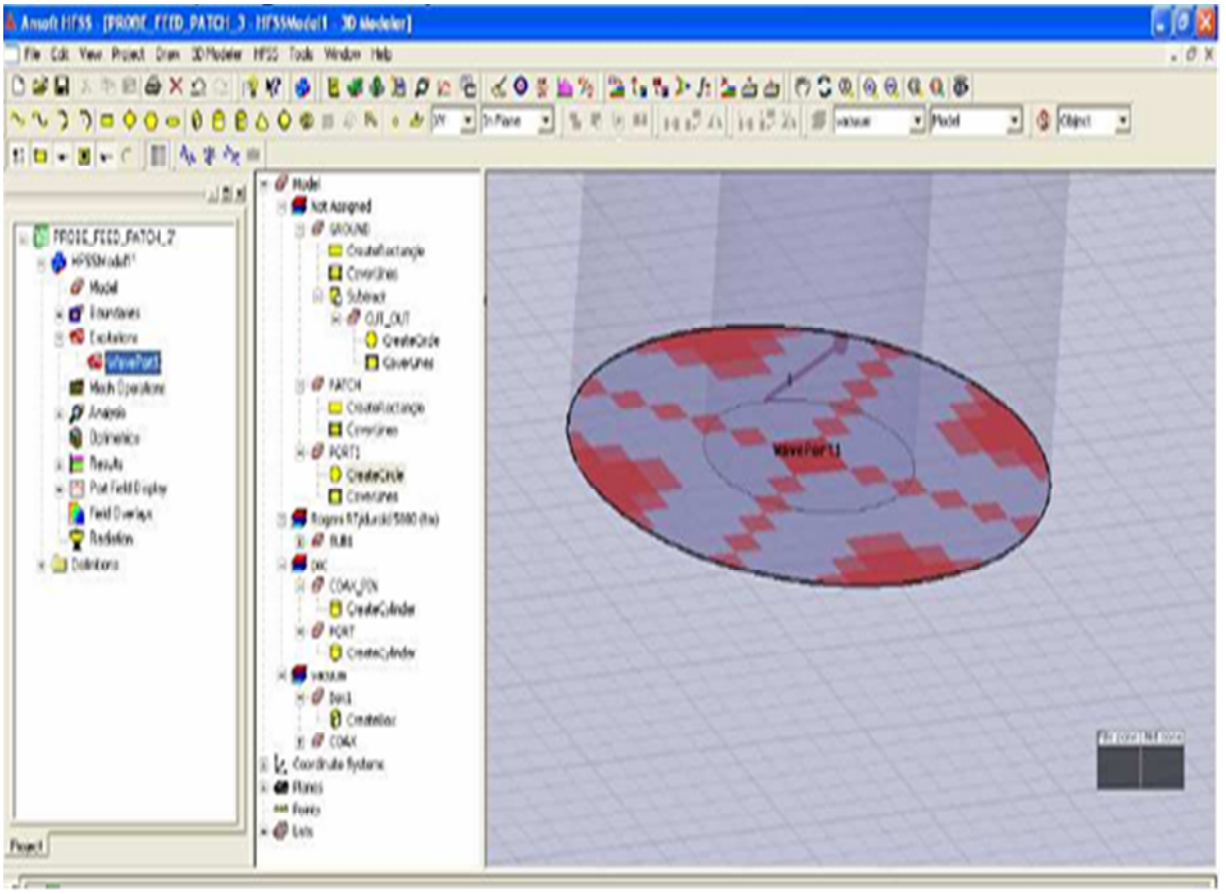
Pour créer un cercle qui représente le port:

Sélectionnez l'élément de menu ***Draw>Circle,*** Cercle, puis entrez les données comme indiqué ci-dessous



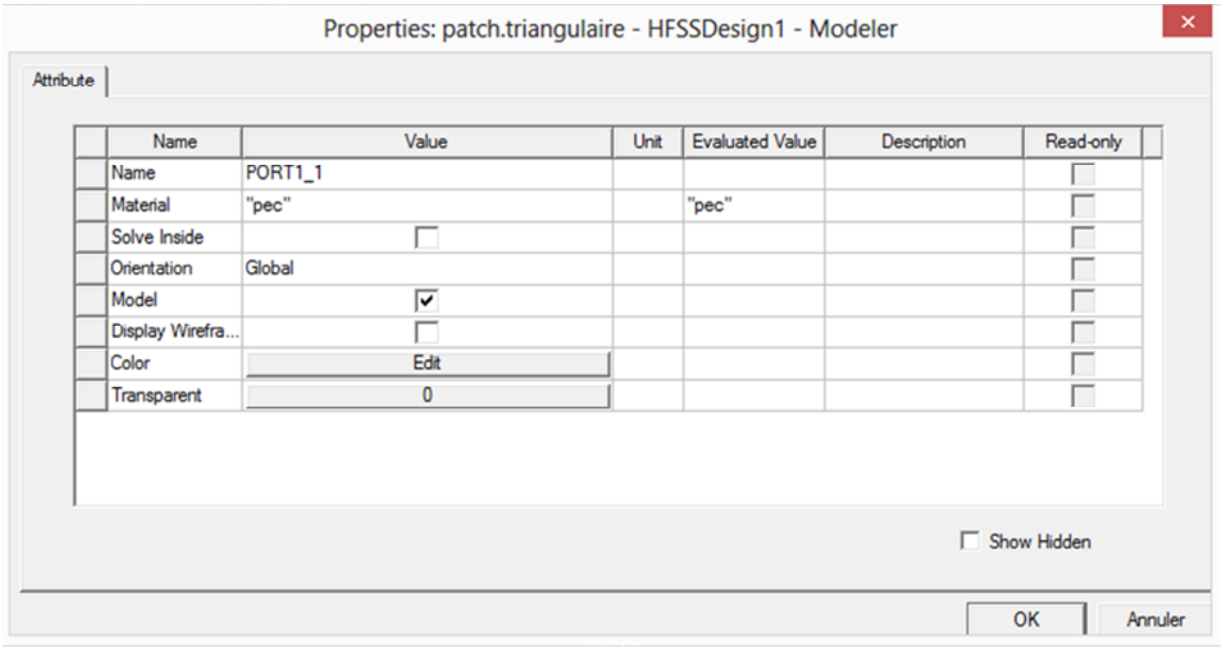


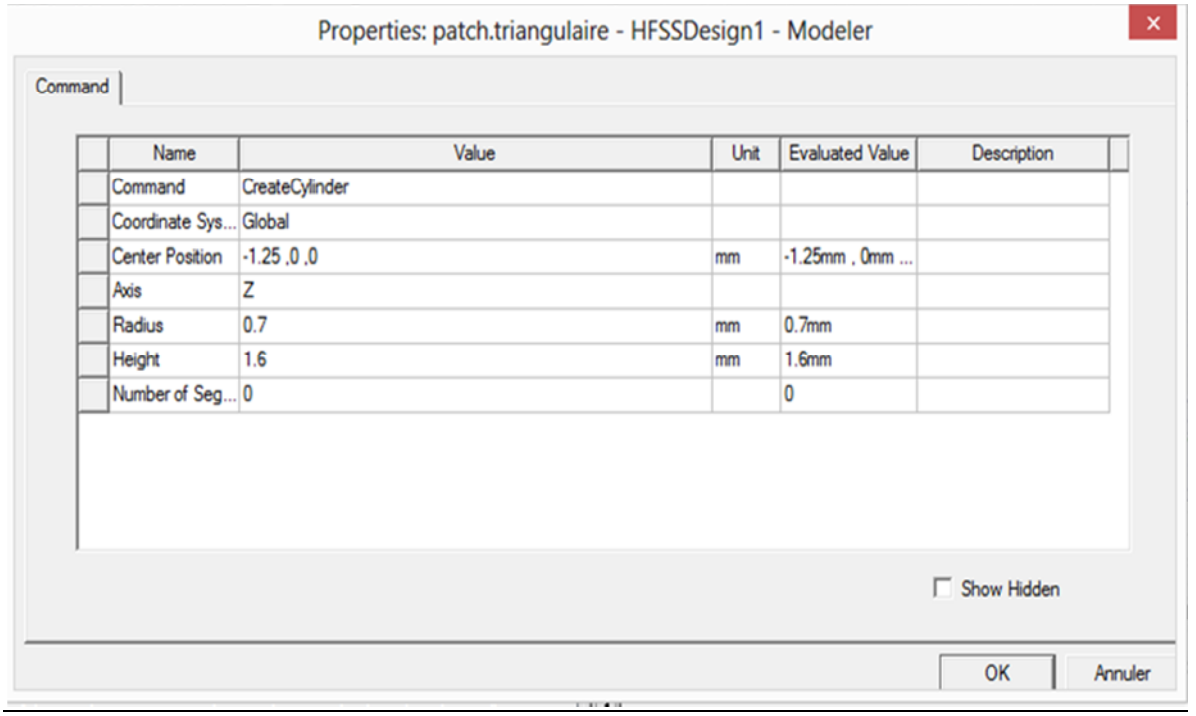
Pour attribuer l'excitation ***wave port***, sélectionnez ***Port1***, puis passez à l'élément de menu ***HFSS > Excitations >Assign>Wave port***



II-4-8.Créer la sonde

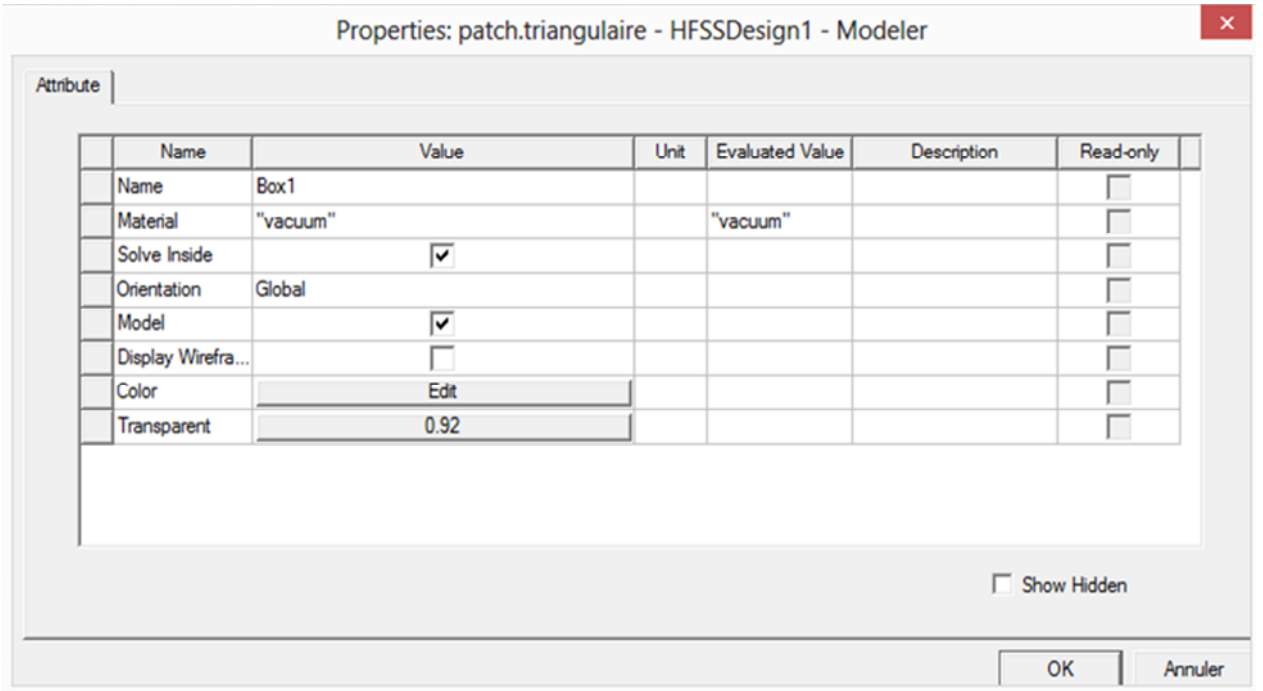
Pour créer la sonde, sélectionnez l'élément de menu ***Draw>Cylinder,*** puis entrez les données comme indiqué ci-dessous

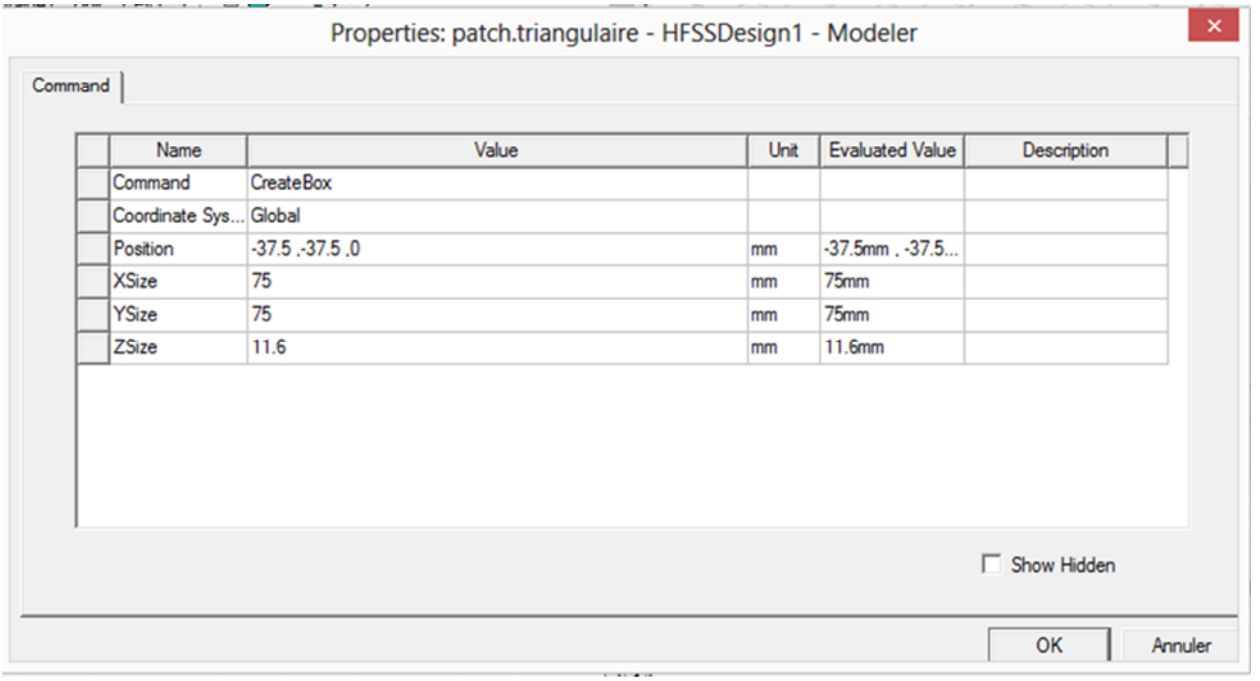




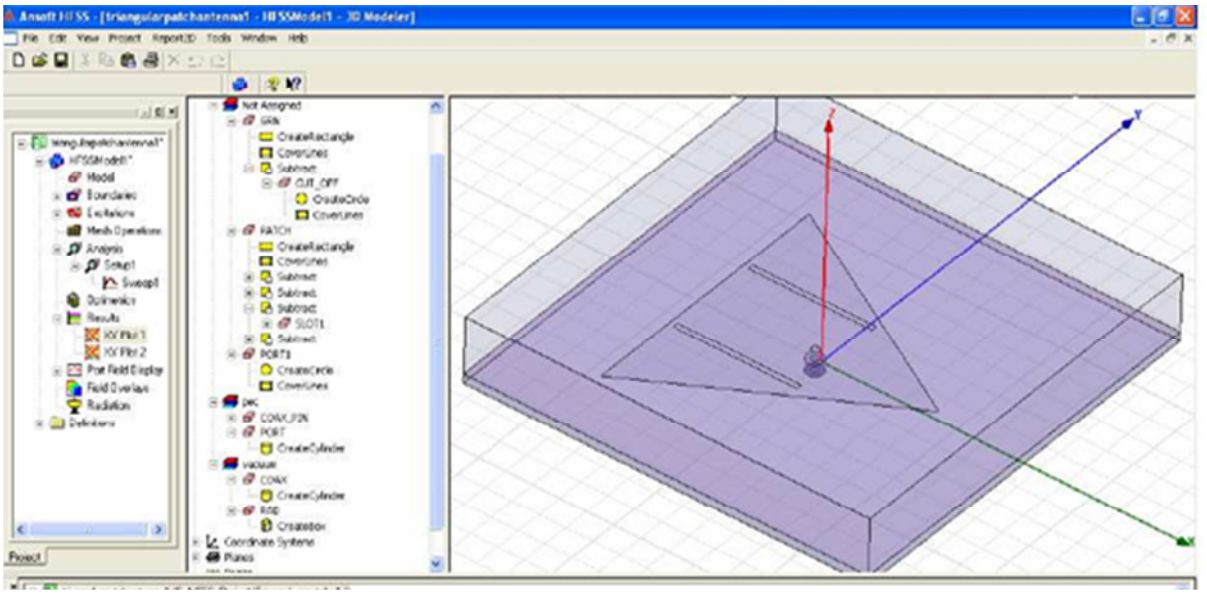
II-4-9. Affecter les conditions aux limites

Pour dessiner la boîte à air, cliquez sur la barre d'outils (boîte). Dessiner une boîte en remplissant les données suivantes comme indiqué ci-dessous.





Maintenant, sélectionnezboite1, clic droit >> ***Assign Boundary > radiation***
L'antenne finale devrait être comme suit



II-4-10. Configuration de l'analyse

Enfin, vous avez votre modèle prêt à fonctionner. Maintenant, vous devez identifier la configuration de votre analyse.

Pour créer une configuration d'analyse, sélectionnez l'élément de menu ***HFSS >Analysis Setup >Add Solution Setup***.

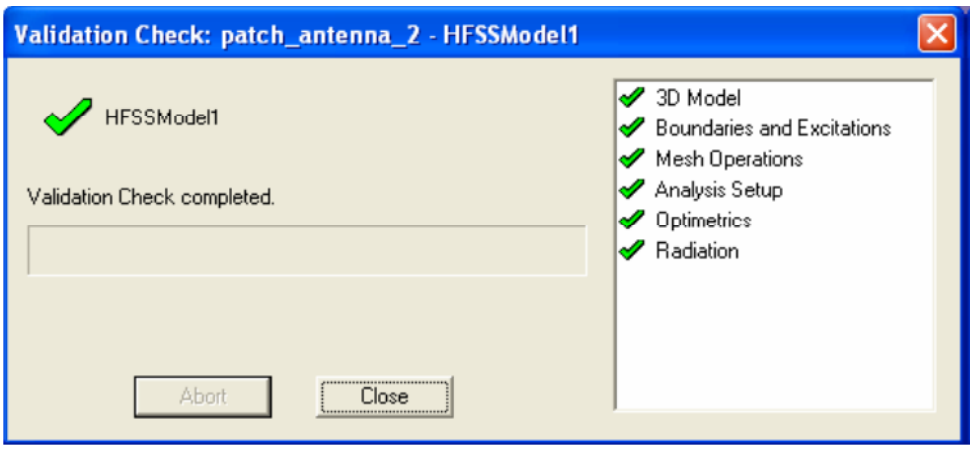
Dans la fenêtre de configuration de la solution, cliquez sur l'onglet général, la fréquence de la solution est de 1,8 GHz, Nombre maximum de laissez-passer est de 20 et Delta maximum par S Pass est 0,02.

II-4-11.Ajouter balayage de fréquence

Pour ajouter un balayage de fréquence, sélectionnez l'élément de menu ***HFSS >Analysis Setup >Add Sweep.*** Sélectionnez Configuration de la solution: Setup1. Cliquez sur le bouton OK. Puis Modifier Sweep fenêtre. Type de balayage: rapide, Fréquence Type d'installation: comte linéaire, Début:1GHz, Stop:3GHz, Count:200. Cliquez sur le bouton OK.

II-4-12. Validation du modèle

Pour valider le modèle, sélectionnez le menu ***HFSS >Validation Check***. Cliquez sur le bouton Fermer. Pour voir les erreurs ou avertissements messages, utiliser le gestionnaire de message

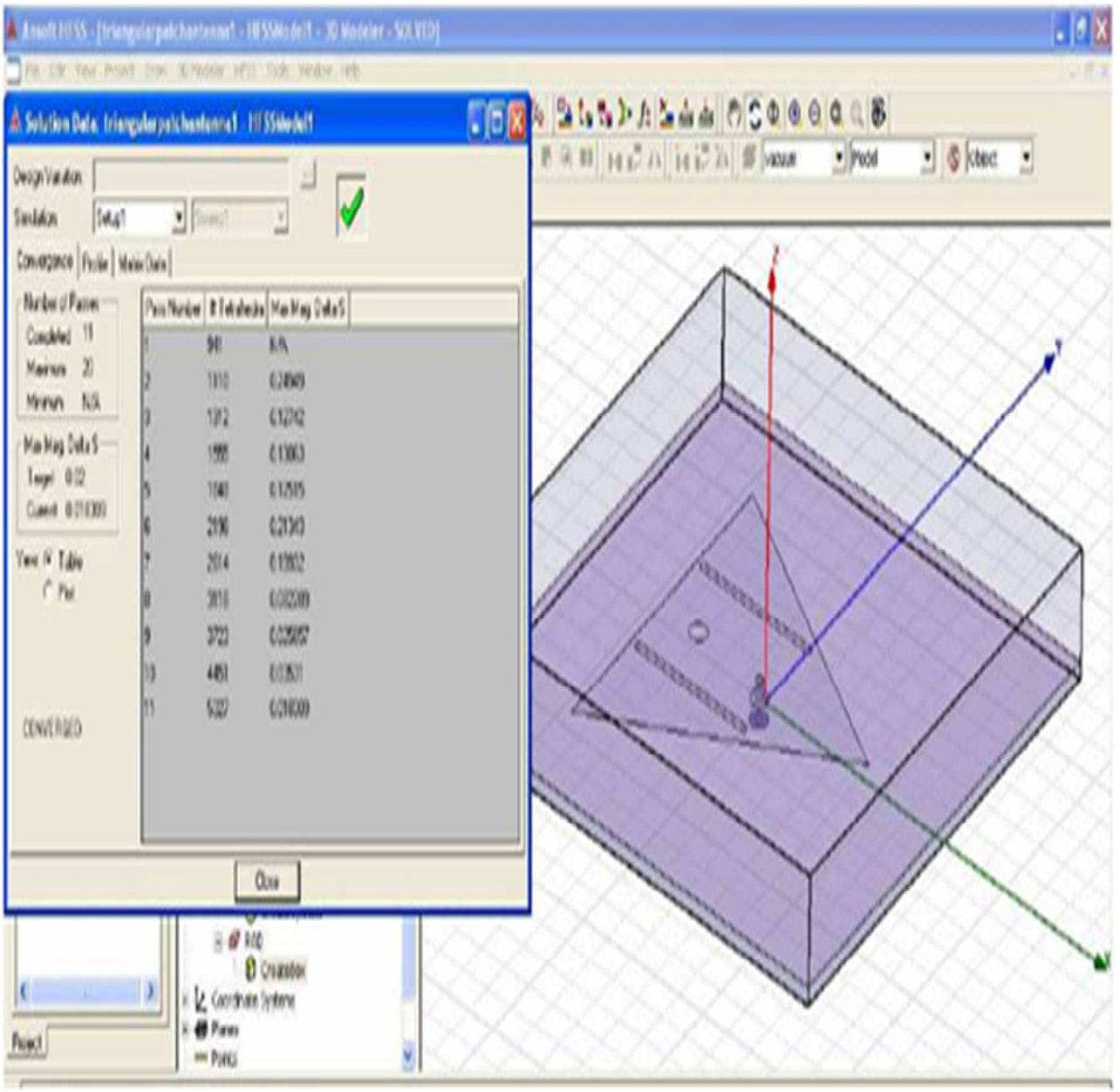


II-4-13. Analyser tout

Pour démarrer le processus de solution, sélectionnez l'élément de menu ***HFSS*** >***Analyze***. Ou cliquez sur l'icône.

II-4-14. Les résultats de la solution

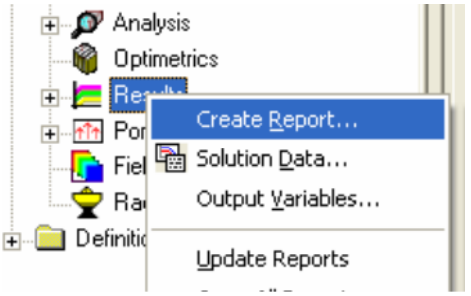
Remarque: La fenêtre de solution de données peut également être affichée par un clic droit sur le Setup1 en cours d'analyse sur l'arbre de création HFSS. Notez également que la vue par défaut est le profil. Sélectionnez l'onglet Convergence.



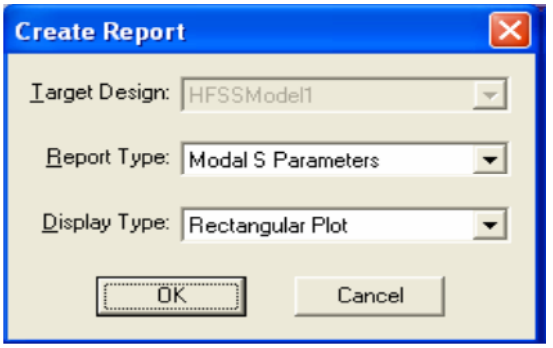
La simulation s'arrête dès que les résultats convergent, qui est au passage10.

II-4-15.Créer des rapports

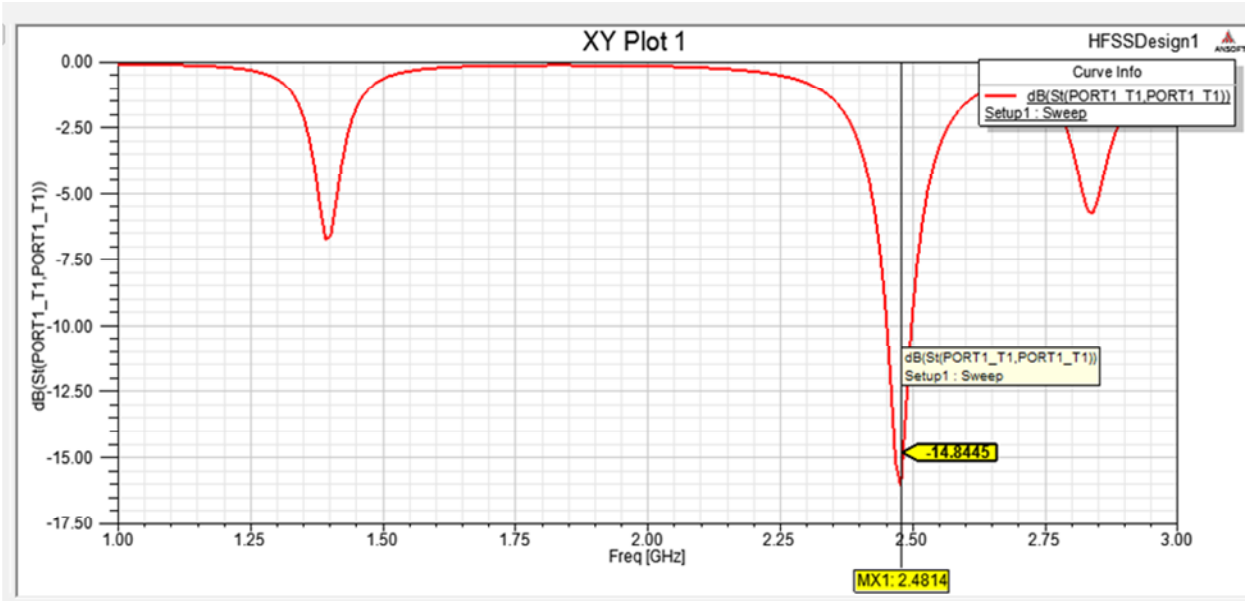
Pour créer un rapport, sélectionnez ***Results > Create Report.***



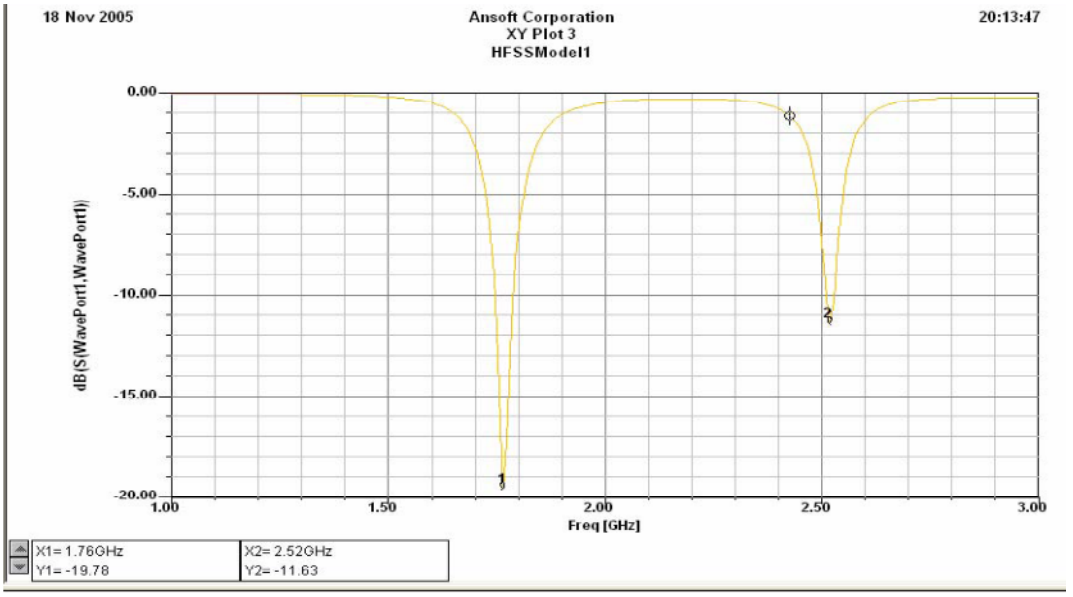
Définissez le type de rapport à modales S Paramètres, Type d'affichage à rectangulaire puis cliquez sur le bouton OK.



Dans la fenêtre des traces, la solution pour régler ***Setup1: Adaptive1***. Dans l'onglet Y, ensemble Catégorie de paramètre S, Quantité de S (***wave port, wave port***), Fonction de dB et cliquez sur Ajoute Bouton Trace. Cliquez sur le bouton Terminé. Notez que vous pouvez créer n'importe quel type de rapport, tout dépend de ce que vous voulez analyser spécifiquement.



Résultat de l'article :



Ce qui termine la simulation de l'antenne triangulaire.

III - Conclusion

Contrairement aux composants basses fréquences, il est très difficile voir même impossible d'ajuster les caractéristiques des antennes microbandes une fois qu'elles sont réalisées. Par conséquent, il est nécessaire d'avoir des outils pour l'estimation des caractéristiques des ces antennes, le meilleur et même le seul outil est la CAO qui est un outil Indispensable dans la réalisation de ces antennes.

Le véritable challenge dans la CAO se situe au niveau des méthodes numériques fiables qui offrent à la fois des caractéristiques exactes et un temps de calcul réduit.

L'utilisation des logiciels de simulation électromagnétique se démocratise dans les départements de recherche et développement d'antennes. Ces logiciels sont basés sur des méthodes numériques complexes nécessitant des compétences approfondies sur les techniques de modélisation électromagnétique.

A l'aide de programme de simulation, type HFSS, nous avons développé, à partir d'un cahier des charges, différentes antennes et nous les avons simulées pour en étudier les effets.

De plus, en combinant simulation et mesure nous mettons en évidence la complémentarité qui existe entre simulation électromagnétique et caractérisation expérimentale des antennes.

Chapitre III

Mesures en hyperfréquences

I. Introduction

Les paramètres *S* tels que introduits et utilisés ne prennent leur vrai sens que parce ce qu'il existe dorénavant un appareil, l'Analyseur de Réseau Vectoriel qui permet aisément leur mesure de quelques dizaines de MHz jusqu'à plus de 110 GHz.

Il ne faut toutefois pas perdre de vue que la technique de mesure est complexe et met en jeu de nombreux éléments actifs ou passifs qui sont tous imparfaits. En pratique la précision des mesures réalisées est dépendante à la fois du soin apporté par l'expérimentateur aux diverses manipulations, tout particulièrement lors de la procédure de calibration dont la description clôt ce chapitre.

II. Problème des hautes fréquences

Les fréquences de l'ordre de grandeur de quelques GHz ont ceci de particulier, c'est qu'elles mettent en jeu des longueurs d'onde comparables aux dimensions du circuit ce qui ne permet pas d'utiliser les hypothèses simplificatrices du formalisme employé en basse fréquence. Ceci implique que :

- La mesure directe des courants et des tensions n'est pas possible à cause de la fréquence très élevée des signaux. Les appareils de mesure doivent intégrer des étages de conversion.
- A chaque mesure doit être associée une référence géométrique, appelée plan de référence, rendue nécessaire par le fait que ces grandeurs peuvent varier rapidement sur quelques centimètres.

- Les références en circuit ouvert sont difficiles à réaliser du fait des dimensions physiques proches de la longueur d'onde. Le rayonnement est alors difficile à éviter

- Les transistors peuvent ne pas supporter des courts circuits (courant maximum) et des circuits ouverts (tension maximum) à leurs extrémités.

La caractérisation des circuits électriques fait souvent appel à des grandeurs qui varient peu en fonction de la position de la sonde de mesure, ce qui est le cas de la tension et du courant aux fréquences basses. Aux fréquences plus élevées, la grandeur invariante est la puissance transportée sur la ligne. Ce sera la grandeur fondamentale mesurée en hyperfréquences. Elle présente l'avantage de pouvoir être mesurée directement. Par contre, celle-ci s'exprime de façon complexe en fonction des paramètres tension - courant :

$$P = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left(VI^*\right)$$

Il faut donc introduire de nouveaux paramètres caractéristiques permettant de manipuler aisément les puissances mises en jeu et rendant mieux compte des phénomènes physiques.
(Voir annexe 1)

III. L'analyseur de réseaux

L'analyseur de réseaux est l'outil principal de mesure aux hautes fréquences. Il permet de mesurer les ondes transmises et réfléchies sur un dispositif sous test. On a ainsi directement accès aux paramètres S. Il existe deux catégories d'analyseurs de réseaux :

- ✓ Les scalaires qui ne donnent accès qu'au module des paramètres S,
- ✓ les vectoriels qui donnent le module et la phase des paramètres.



Figure 3.1 : Analyseur de réseaux scalaire (a) et vectoriel (b)

III.1 Principe de fonctionnement

L'analyseur comporte une source radiofréquence qui produit un signal incident auquel est soumis le composant à tester. Ce dernier répond en réfléchissant une partie du signal incident et en transmettant la partie restante. S'il s'agit d'un composant passif, une partie du signal transmis est absorbée, révélant ainsi un dispositif avec perte (ou de type "dissipatif").

Soient deux ondes représentées en valeurs instantanées par :

$$a = A \cos(\omega\tau+\varphi a)$$
$$b = B \cos(\omega\tau+\varphi b)$$

Si la fréquence est trop élevée (à partir des 100 MHz), on ne peut mesurer directement les déphasages relatifs. Il faut donc effectuer une transposition en fréquences plus basses (qq KHz)

$$a' = A' \cos(\Omega\tau+\varphi' a)$$
$$b' = B' \cos(\Omega\tau+\varphi' b)$$

Il faut cependant respecter :

$$A' / B' = A/B \text{ et } \quad (\varphi'a - \varphi'b) = (\varphi a - \varphi b)$$

Comme les analyseurs de réseaux permettent d'effectuer des mesures sur des plages defréquences importantes, il y a nécessité d'un étalonnage des amplitudes et phases en fonction de la fréquence de mesure.

III.1.1 Schéma de principe de la mesure de S_{11}: D.U.T

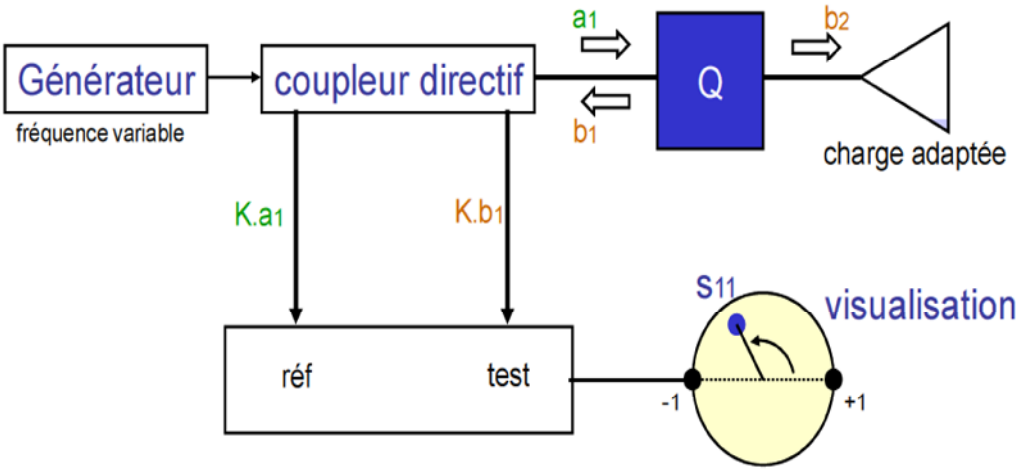


Figure 3.2 : Synoptique de la mesure de S_{11}

III.1.2 Schéma de principe de la mesure S_{21}:

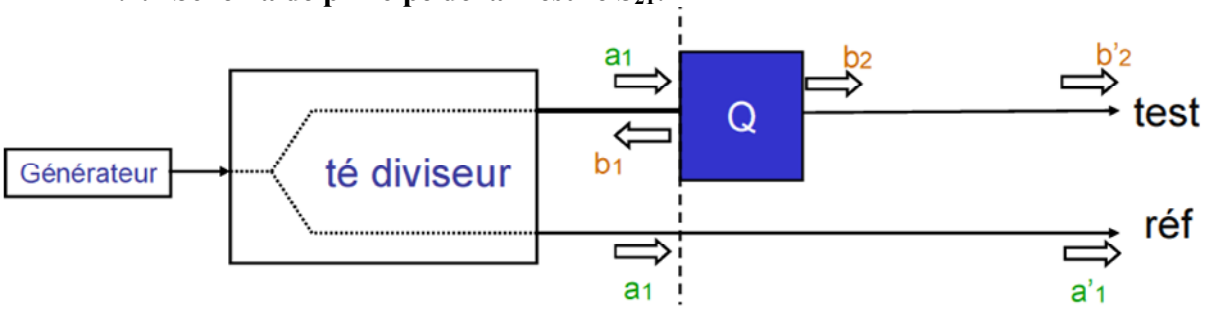


Figure 3.3 : Synoptique de la mesure de S_{21}

L'égalisation des déphasages dus aux parcours est nécessaire, pour cela il faut respecter :

$$\frac{b_2'}{a_1'} = \frac{b_2}{a_1}$$

III.1.3 Mesure globale:

Nous avons vu qu'il est nécessaire pour pouvoir calculer les paramètres S de connaître les signaux réfléchis et transmis mais aussi le signal incident. Lafigure 3.4 suivante montre un schéma simplifié du prélèvement des signaux.

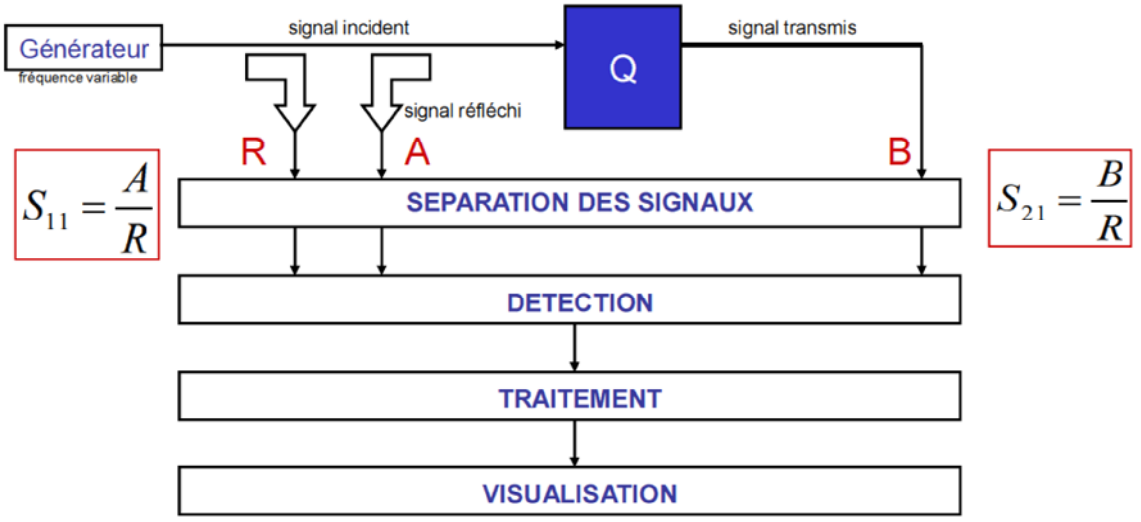


Figure 3.4 : Synoptique de la mesure des différents signaux

Le signal émis par une source RF est divisé en deux (en général à l'aide d'un diviseur de Wilkinson). La partie prélevée servira de référence (R). L'autre partie attaque le DUT (Dispositif Under Test ou quadripôle Q). Une partie est réfléchie et l'autre est transmise (en supposant que le quadripôle est sans pertes). A l'aide de coupleurs, nous dérivons une portion des signaux (A et B).

En résumé la première étape est de séparer les signaux (à l'aide des coupleurs) puis de mesurer le module et la phase des signaux et enfin la dernière étape est de traiter les données ainsi mesurées (passage domaine temporel, échelle dB,…) à l'aide d'un processeur

III.2 Erreurs de mesures

Le principe décrit plus haut suppose que les composants utilisés soient parfaits c'est à dire sans pertes et de caractéristique fréquentielle idéale. En pratique, les mesures effectuées contiennent un certains nombres d'erreurs qui peuvent être, suivant les cas, corrigés. L'ensemble des erreurs existantes est regroupé en trois grandes familles :

- ✓ **Erreurs de mesure systématiques**

Elles sont dues aux imperfections de l'analyseur, elles sont invariantes dans le temps et peuvent être corrigés numériquement. On peut citer :

- Les erreurs de réponse en fréquence dues aux différences entre les réponses en fréquence des récepteurs utilisés pour les mesures des différents rapports de grandeurs.

- Les erreurs de fuite résultent des fuites d'énergie entre les chemins des signaux.

Dans les mesures de transmission, ces fuites sont dues à de la diaphonie entre les ports de test. Dans les mesures de réflexion, elles sont dues à des défauts de directivité des dispositifs internes de séparation des signaux.

- Les erreurs d'adaptation d'impédance sont dues au fait que les impédances des ports de l'analyseur ne sont pas exactement égales à l'impédance du système sur toute la gamme de fréquence. Des erreurs d'adaptation d'impédance de la source se produisent du côté source du composant soumis au test (CST), tandis que des erreurs d'adaptation d'impédance de la charge se produisent du côté charge.

✓ **Erreurs aléatoires**

La principale cause est le bruit interne des composants, ces erreurs sont imprévisibles car variables en fonction du temps et ne peuvent pas être corrigés ;

✓ **Erreurs de dérive**

Et deux principales causes sont les variations de température et l'utilisateur. Elles sont correctibles numériquement.

Exemple d'une mesure entrée-sortie : sources d'erreurs

La figure 3.5suivante présente les erreurs dans le cas d'une mesure entrée-sortie.

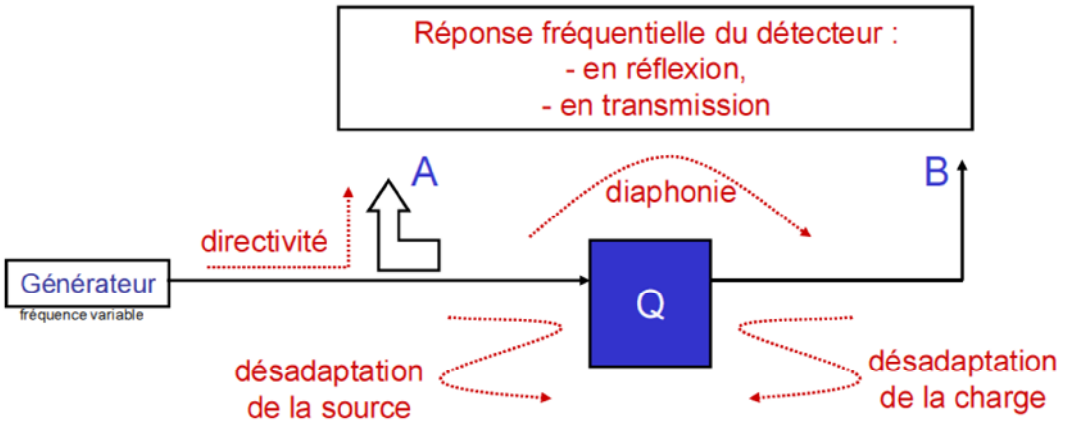


Figure 3.5 : Schéma de principe d'un analyseur vectoriel

Ces erreurs sont au nombre de six dans le sens direct (et de six dans le sens inverse).

- ✓ La première est la directivité du coupleur en entrée : une partie du signal incident passe directement sur la voie A sans être réfléchie par le DUT.
- ✓ Ensuite nous avons les désadaptations de la source et de la charge.
- ✓ Puis les réponses fréquentielles des dispositifs de mesures : leur fonction de transfert n'est pas égale à 0dB sur l'ensemble de la bande de mesure de l'analyseur.
- ✓ Enfin, la dernière erreur est la diaphonie qui correspond à une partie du signal qui passe directement sur la voie B sans traverser le DUT.

Nous avons donc 6 erreurs dans le sens direct, et de fait 6 erreurs dans le sens inverse. Il ya donc nécessité d'un étalonnage de l'analyseur pour corriger ces erreurs il existe d'autres sources d'erreurs moins contrôlables : par exemple bruit interne des composants et température ambiante (variables dans le temps)

III.3 Principes de base des étalonnages

Un étalonnage de mesure est une opération qui consiste à améliorer la précision d'une mesure en utilisant des tableaux de données de correction d'erreur pour compenser des erreurs de mesure systématiques. Les notions d'étalonnage, d'amélioration de précision des mesures et de correction d'erreurs sont équivalentes.

Exemple d'étalonnage : Etalonnage '' un port'':

Pour la mesure seule du S_{11}, on peut réduire le nombre d'erreurs à 3.L'utilisation de charges de référence (kit de calibration) pour calibrer l'analyseur sur la bande de fréquences voulue.

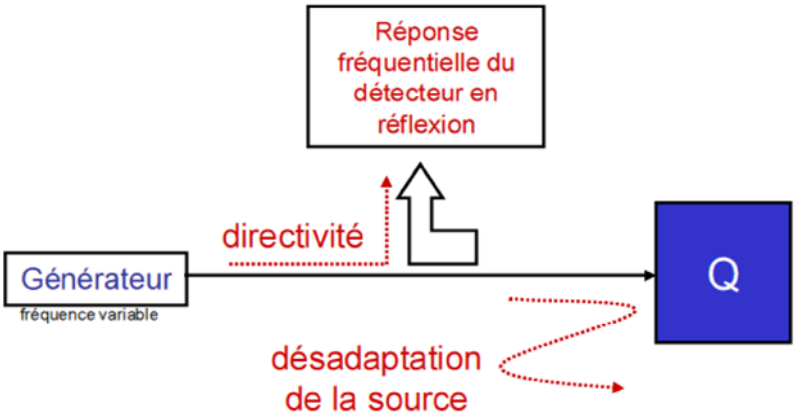


Figure 3.6 : Les trois erreurs systématiques présentent lors de la mesure de S_{11}

La calibration va permettre de déterminer toutes les erreurs présentent lors d'une mesure. Son principe est d'obtenir un système d'équations exprimant les paramètres S vrais en fonction des paramètres S mesurés. Pour simplifier la présentation de cette calibration nous allons nous intéresser à la calibration «one-port» qui permet d'obtenir des mesures en réflexion.

Comme nous ne cherchons que S_{11}, nous devons tenir compte que de trois erreurs : la directivité, la désadaptation de la source et enfin la réponse fréquentielle du détecteur. L'influence de chaque erreur est résumée sur le diagramme de fluence de la figure 3.7

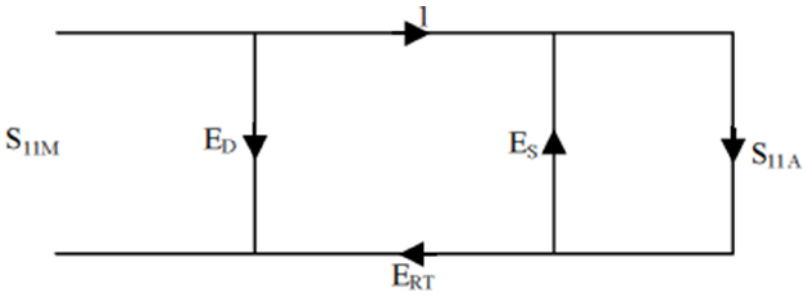


Figure 3.7 : Diagramme de fluence de l'influence des erreurs sur la mesure de S_{11}.

Avec $S_{11M} = S_{11}$ mesuré ; $S_{11A} = S_{11}$ du composant ; E_D = erreur liée à la directivité du coupleur ;E_S = erreur liée à la source ; E_{RT} = erreur liée à la réponse fréquentielle
La résolution de ce diagramme donne :

$$S_{11M} = E_D + E_{RT}\frac{S_{11A}}{1 - E_S S_{11A}}$$

L'équation obtenue lie le S_{11} vrai (S_{11A})au S_{11} mesuré (S_{11M}) grâce à trois paramètres inconnus. Pour pouvoir déterminer ces trois valeurs d'erreur, il faut effectuer trois mesures :

Avec une charge adaptée : $S_{11M}(0) = E_D$ car $S_{11A} = 0$

Avec un court-circuit: $S_{11M}(-1) = E_D - \frac{E_{RT}}{1+E_S}$ car $S_{11A} = -1$

Avec un circuit ouvert : $S_{11M}(1) = E_D + \frac{E_{RT}}{1-E_S}$ car $S_{11A} = +1$

Finalement, on a obtenu un système de trois équations à trois inconnues qui est résolu par l'analyseur de réseaux.

$$E_D = S_{11M}(0)$$

$$E_{RT} = \frac{S_{11M}(-1) - S_{11M}(0)}{S_{11M}(1) - S_{11M}(-1)}[S_{11M}(0) - S_{11M}(1)]$$

$$E_S = \frac{S_{11M}(1) + S_{11M}(-1) - 2S_{11M}(0)}{S_{11M}(1) - S_{11M}(-1)}$$

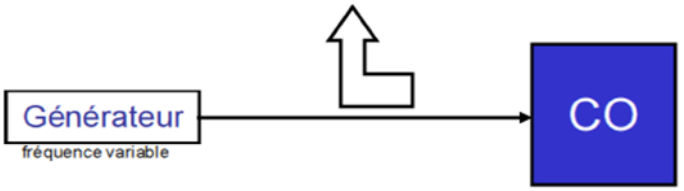
Les valeurs ainsi trouvées sont mémorisées et permettent au cours de la mesure d'obtenir les vrais paramètres S à l'aide des paramètres mesurés.

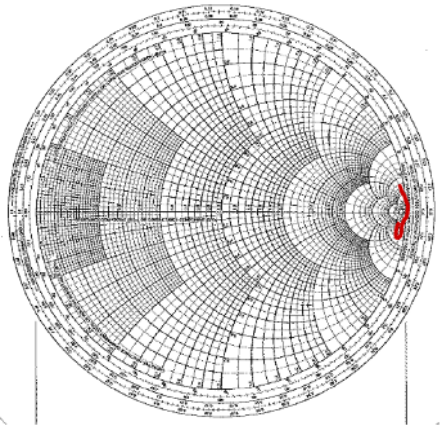
En conclusion, il faut juste souligner que si les procédures de calibration et de mesure sont respectées, l'analyseur de réseau est un réel outil de métrologie, essentiellement grâce à l'usage de la technique de calibration et à l'utilisation de générateurs synthétisés ultra-stables et reproductibles

Remarque

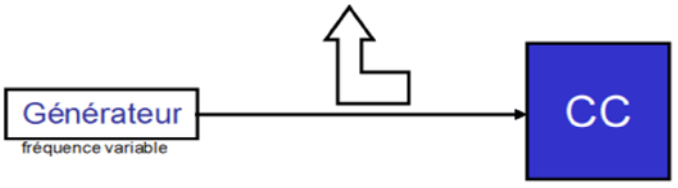
Il est toutefois prudent à la fin d'une calibration de vérifier celle-ci en remesurant les étalons et en vérifiant que leurs positions sur l'abaque de Smith sont correctes.

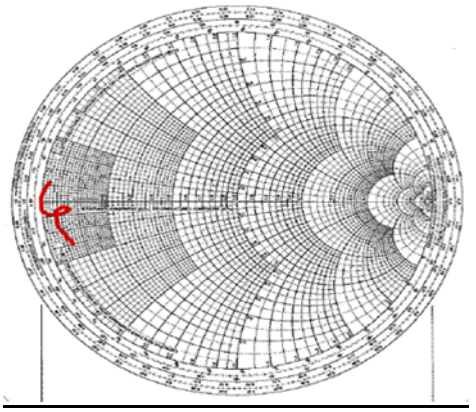
Mesure avec un circuit ouvert



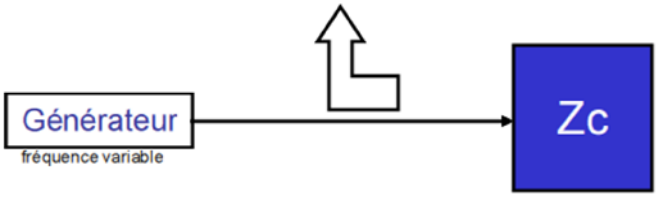


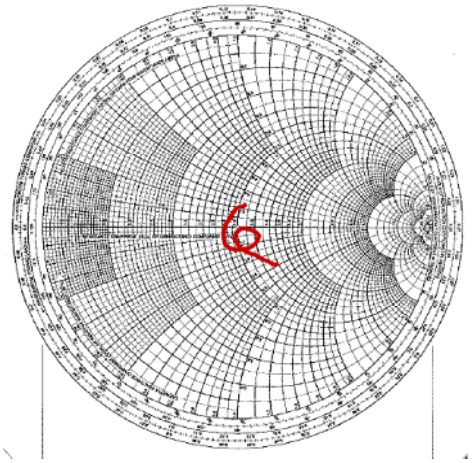
Mesure avec un circuit fermé





Mesure avec une charge adaptée





IV. Etude de l'antenne patch disponible au laboratoire



Figure 3.8 : antenne patch disponible au laboratoire.

IV.1 Mesure à l'aide du banc ''*Microstrip MST532*''

IV.1.1 Caractéristiques physiques et électrique de l'antenne patch

- **Constante diélectrique relative effective**

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air comme le montre la Figure 3.9.

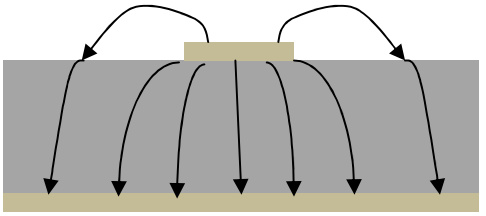
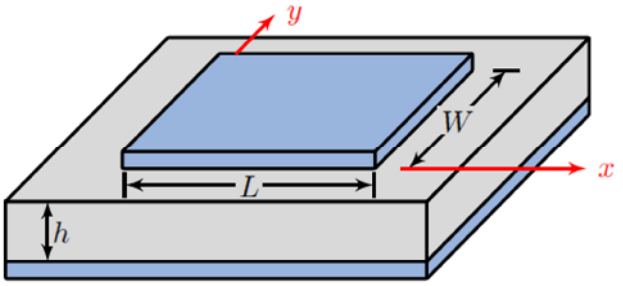


Figure 3.9 – Lignes de champ électrique autour d'une ligne microruban

Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique relative **effective** exprimée par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{-0.5} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.5}\frac{t}{h}\sqrt{\frac{h}{W}}$$

- **Dimensions de l'antenne**



L = 3.3 cm est la longueur du patch appelée dimension de résonance (environ = λ / 2)
W = 6.5cm est la largeur du patch
t = 35 µm est l'épaisseur de métallisation

- **Caractéristiques du substrat**

Le substrat est en PTFE (Poly – Tetra – Fluor – Ethylène) communément appelé Téflon

- Permittivité relative : Ɛr = 2.17
- Hauteur : h = 0.79 mm
- Pertes dans le diélectrique : tg(Φ) = 10^{-3} à 2 GHz
- Pertes dans le conducteur : 0.2 db / m à 2 GHz et 4.0 db / m à 10 GHz

➢ **Caractéristiques de la ligne d'alimentation**

- Largeur W = 2.0mm
- Impédance caractéristique $Z_o = 50\Omega$
- Point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'antenne

➢ **Fréquence de résonance**

La fréquence de résonance de la plaque :

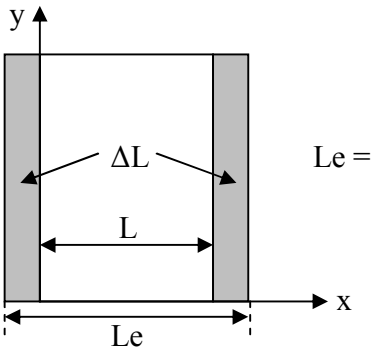
$$f_{mn} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2}$$

m et n sont des entiers supérieurs ou égaux à 0, qui représentent les modes de cavités. Ces modes caractérisent la distribution du champ électrique le long d'un axe de la cavité.

Le mode fondamental est le mode (m,n) = (1,0) et la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_{10} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}}\left(\frac{1}{L}\right)$$

A cause de l'effet de bord, la longueur électrique de la ligne est supérieure à la longueur physique. On ajoute une extension de longueur telle que :



Le = L + 2 ΔL

L'extension de longueur est donnée par l'expression de Hammerstad :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412\,\frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$

La fréquence de résonance, contrôlée par L et le diélectrique, devient : $f_{10} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}}\left(\frac{1}{Le}\right)$

- **Application Numérique :**
-

$\varepsilon_{eff} = 2.13$ $\Delta L = 0.42$ mm $Le = 33 + 0.84 = 33.84$mm $f_{10} = 3.015$ GHz

L'antenne rayonne le plus efficacement lorsque la longueur de l'élément rayonnant est un multiple de la demi-longueur d'onde guidée). En effet

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}}\left(\frac{1}{f_{10}}\right) = 33.84\,mm = Le$$

IV.1.2 Principe de la mesure de S_{11} à l'aide d'un coupleur

Le dispositif expérimental est présenté selon le schéma synoptique de la figure 3.8.

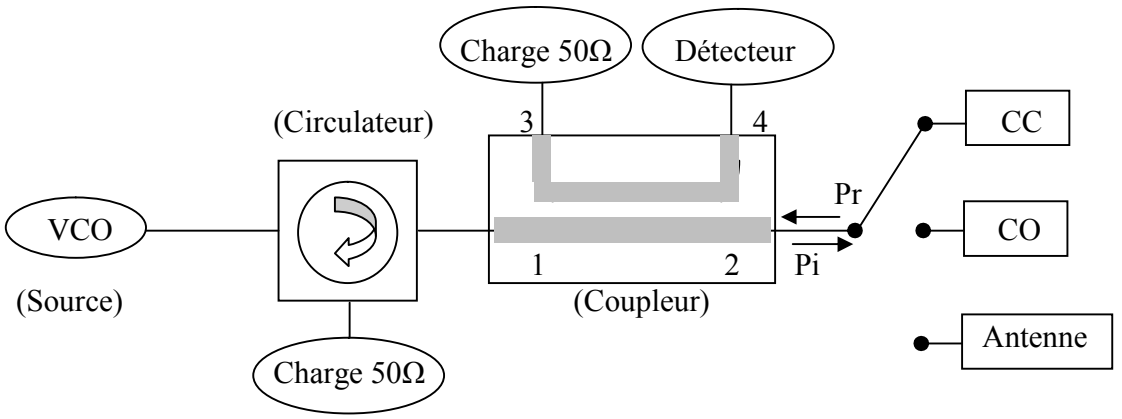


Figure 3.10: Dispositif expérimental pour la mesure du coefficient de réflexion

Un coupleur directif est un octopôle réunissant deux lignes de telle manière à créer un couplage entre un port de la ligne principale et un port de la ligne secondaire. La figure 3.9 présente une implantation de lignes couplées. Nous pouvons voir (cas a) que le port 1 est l'entrée et est adapté, le port 4 est isolé, le port 2 est la voie directe et le port 3 la voie couplée.

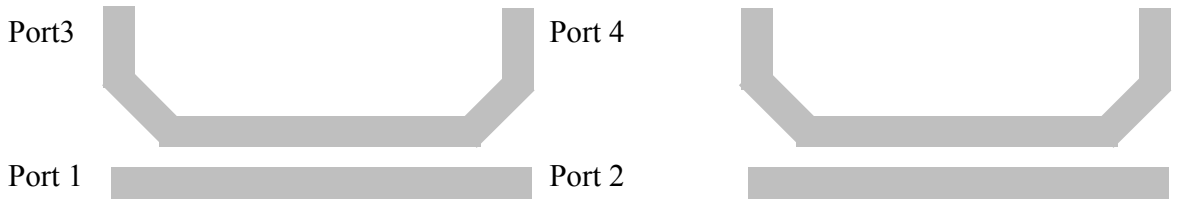


Figure 3.11: a) Excitation port (1) ; b) Excitation port (2)

En b) la puissance incidente au port (2) est transmise au port (1) avec une fraction couplée au port (4). Idéalement aucune puissance n'apparait au port (3).

Le couplage est défini par le rapport de puissance entre voie couplée et voie incidente :

$$C = \frac{P_3}{P_1}(cas\ a) ou C = \frac{P_4}{P_2}(cas\ b)$$

IV.1.3 Procédure de mesure

a) On connecte l'antenne et pour chaque fréquence de travail de la source (VCO), on mesure la puissance P'r disponible au port (4) du coupleur. Cette puissance est proportionnelle à la puissance réfléchie par l'antenne : P'r = C Pr

b) On déconnecte l'antenne, on insert un court-circuit et on mesure la puissance P'cc disponible au port (4) du coupleur. Cette puissance est proportionnelle à la puissance réfléchie par le court-circuit : P'cc = CP'i

c) On remplace le court-circuit par circuit ouvert et on mesure la puissance P'co disponible au port (4) du coupleur. Cette puissance est proportionnelle à la puissance réfléchie par le circuit ouvert : P'co = CP'i

Idéalement un court-circuit ou un circuit ouvert produit une réflexion totale, on peut alors considérer que P'cc (P'co) représente la puissance incidente au niveau de l'antenne. On prendra la moyenne de ces puissances comme étant la puissance incidente c'est-à-dire :

$$P'i = \frac{P'cc + P'co}{2}$$

Le module du coefficient de réflexion est donc:

$$|S_{11}| = \sqrt{\frac{\overline{Pr}}{Pi}} = \sqrt{\frac{\overline{P'r}}{P'i}} = \sqrt{\frac{\overline{P'r}}{\frac{P'cc+P'co}{2}}}$$

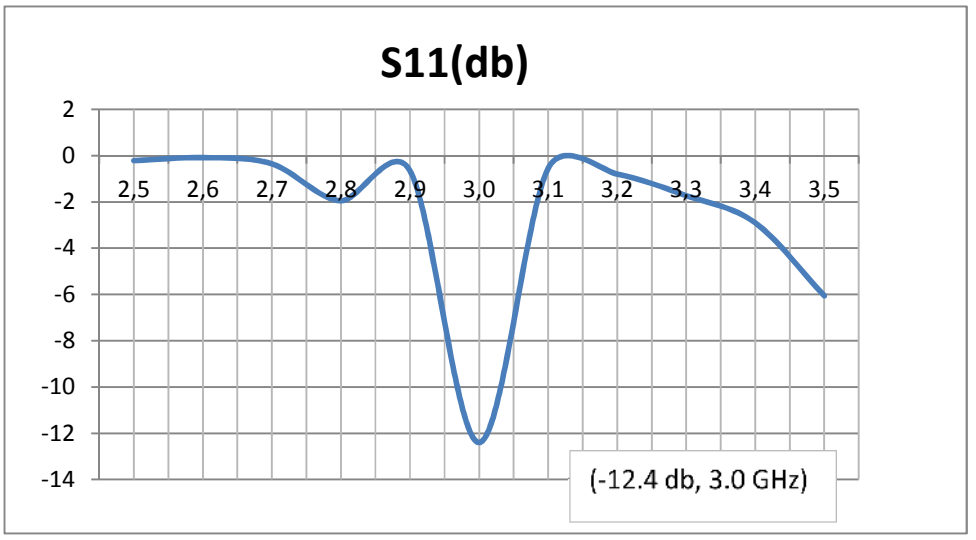
IV.1.4 Résultats de mesures

Les résultats de mesure sont portés dans le tableau suivant :

F(GHz)	2.5	2.6	2.7	2.8	2.9	3.0	3.1	3.2	3.3	3.4	3.5
V_{accord}(v)	4.3	5.4	6.8	8.5	10.5	12.5	14.8	17.3	10.3	23.4	26.9
V_{det}(mv)	53.2	41.0	46.6	43.2	24.3	33.4	41.1	36.4	34.6	41.9	40.9
Pcc(µW)	125	90	105	95	48	70	90	78	70	95	90
V_{det}(mv)	21.3	29.8	26.7	20.2	27.4	19.2	12.8	15.7	21.4	18.7	21.8
Pco(µW)	40	62	50	38	55	35	24	30	40	32	45
Pi(µW)	82.5	76	77.5	51.5	51.5	52.5	57	54	55	63.5	67.5
V_{det}(mv)	31.2	33.5	30.6	25.1	28.8	8.8	27.6	26.2	22.6	18.8	9.1
Pr(mW)	61	61.9	60	50	58	15	55	52	42	32	15.5
$\|S_{11}\|$	0.974	0.988	0.958	0.798	0.926	0.239	0.937	0.911	0.819	0.714	0.497
$\|S_{11}\|db$	-0.22	-0.09	-0.36	-1.95	-0.66	-12.4	-0.56	-0.80	-1.73	-2.91	-6.06

Remarque : La puissance incidente varie en fonction de la fréquence, cette fluctuation est due à l'instabilité de la source. On prend la valeur moyenne: Pi (moy) = 62.6 µW

Tracer de $|S_{11}|db$ = g(f)



A partir de la courbe donnant $S_{11}(f)$, on voit que la fréquence de résonance est de l'ordre de 3 GHz. En effet à cette fréquence la réflexion est minimale c'est-à-dire que la transmission est la meilleure.

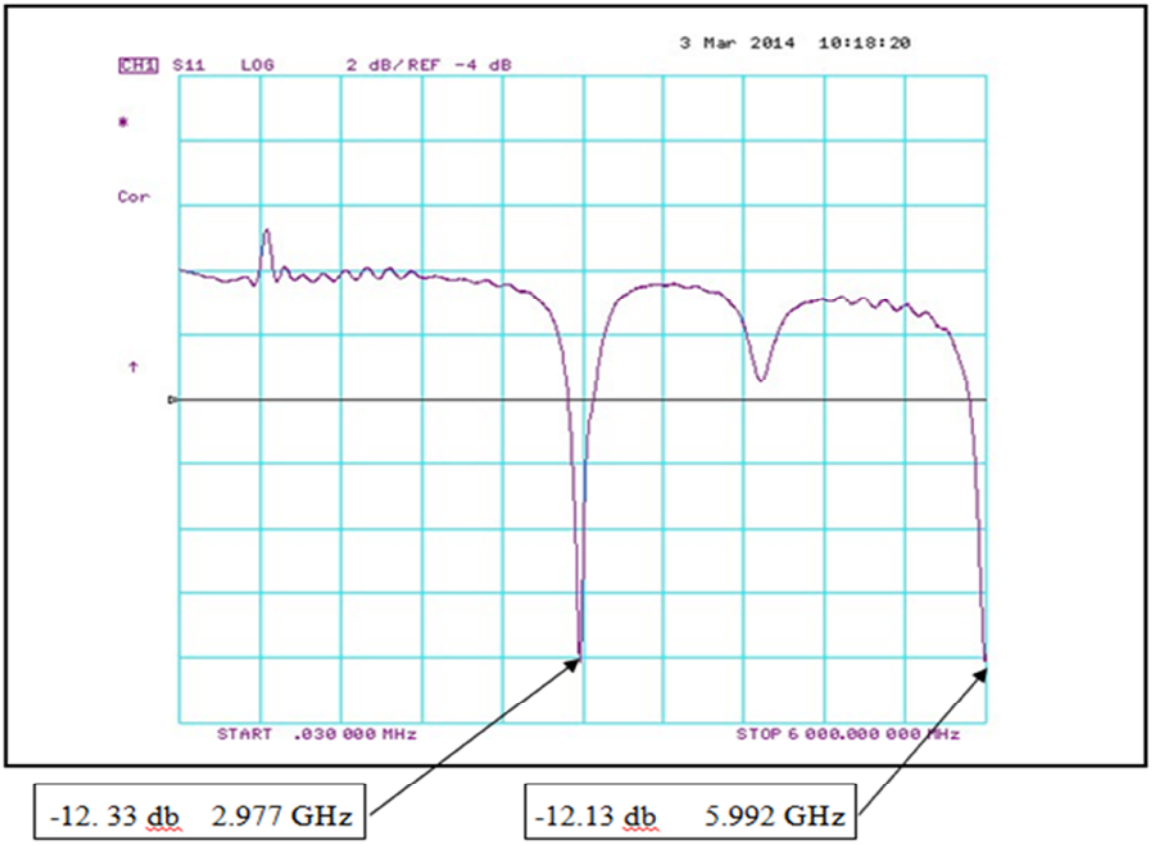
IV.2 Mesure à l'aide de l'analyseur de réseaux du CDTA

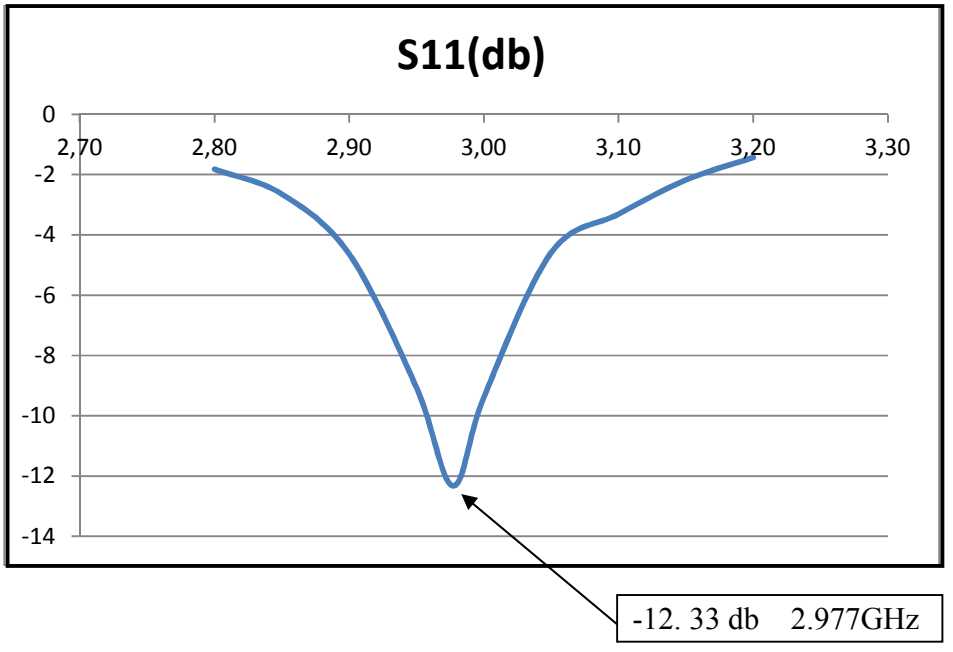
Extrait des résultats de mesures à l'analyseur de réseaux vectoriel HP 8753ES effectuées au CDTA

NA, FW_VERSION, FW_DATE
HP8753ES,07.70, "Jul 30,2001"
DATE, TIME,3 Mar 2014, "10:12:58",
CHAN, MEAS, FORMAT
1,S11, LOG_MAG
CHAN_START_FREQ,CHAN_STOP_FREQ,2.000,3.500
FREQUENCY,UNITS,GHZ,dB2.000,0.1

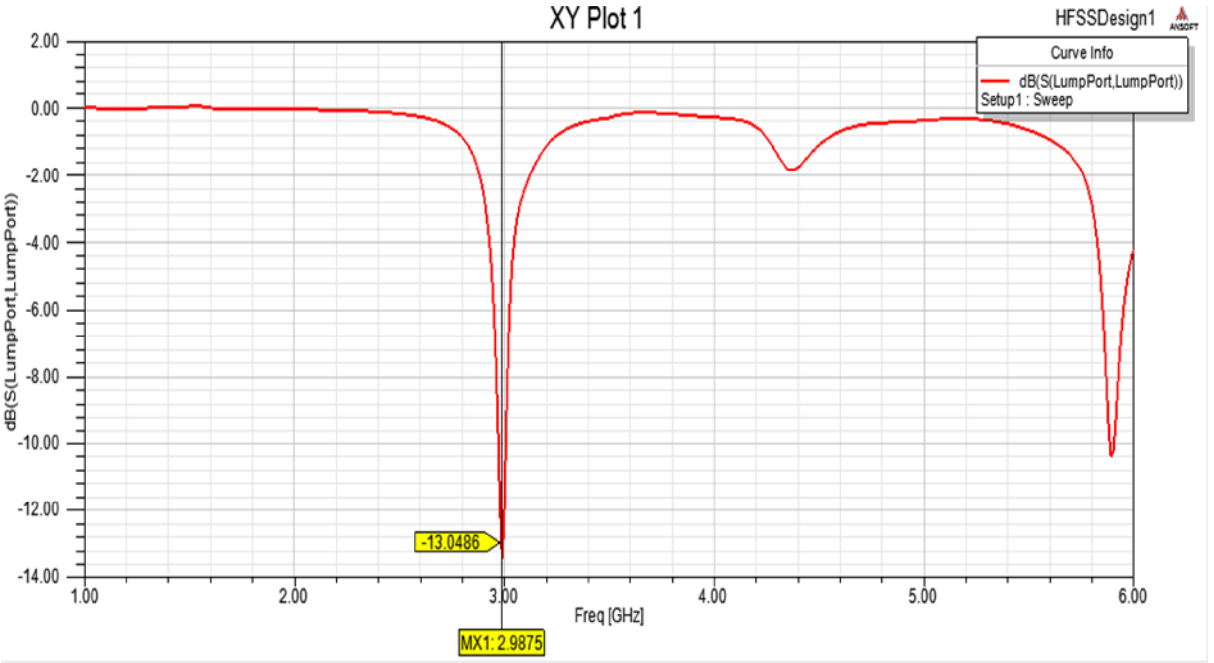
F(GHZ)	2.002	2.100	2.201	2.302	2.400	2.501	2.602	2.700	2.801
S_{11}(db)	-0.28	-0.26	-0.39	-0.32	-0.46	-0.58	-0.68	--1.04	-1.82

F(GHZ)	2.902	2.955	2.977	3.000	3.101	3.202	3.300	3.401	3.502
S_{11}(db)	-4.63	-9.58	-12.32	-9.38	-3.30	-1.42	-0.79	-0.54	-0.46


3 Mar 2014 10:18:20
CH1 S11 LOG 2 dB/ REF -4 dB
Cor
START .030 000 MHz
STOP 6 000.000 000 MHz
-12. 33 db 2.977 GHz
-12.13 db 5.992 GHz


S11(db)
0
-2
-4
-6
-8
-10
-12
-14
2,70
2,80
2,90
3,00
3,10
3,20
3,30
-12. 33 db 2.977GHz

IV.3 Simulation HFSS



IV.4 Comparaison des résultats

RECAPITULATION

	Théorie	Mesures Labo	HP8753ES	HFSS
f_0 (GHz)	3.015	3.000	2.977	2.987
S_{11} (db)	x	-12.40	-12.33	--13.04

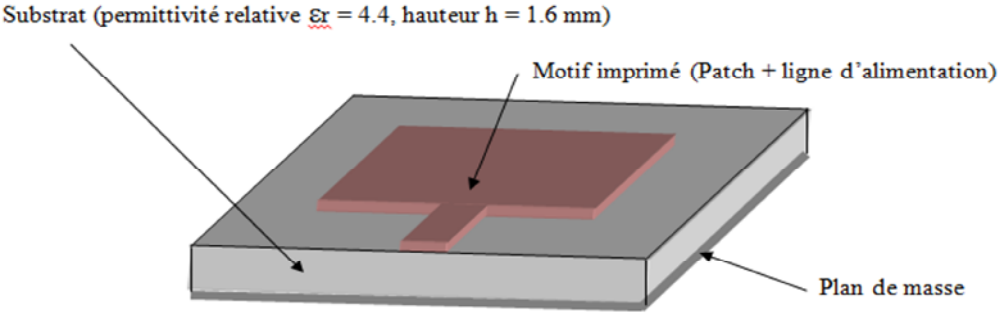
Commentaire : On voit qu'il Ya concordance entre les résultats mesurés et simulés

V. Etude de l'antenne patch réalisée



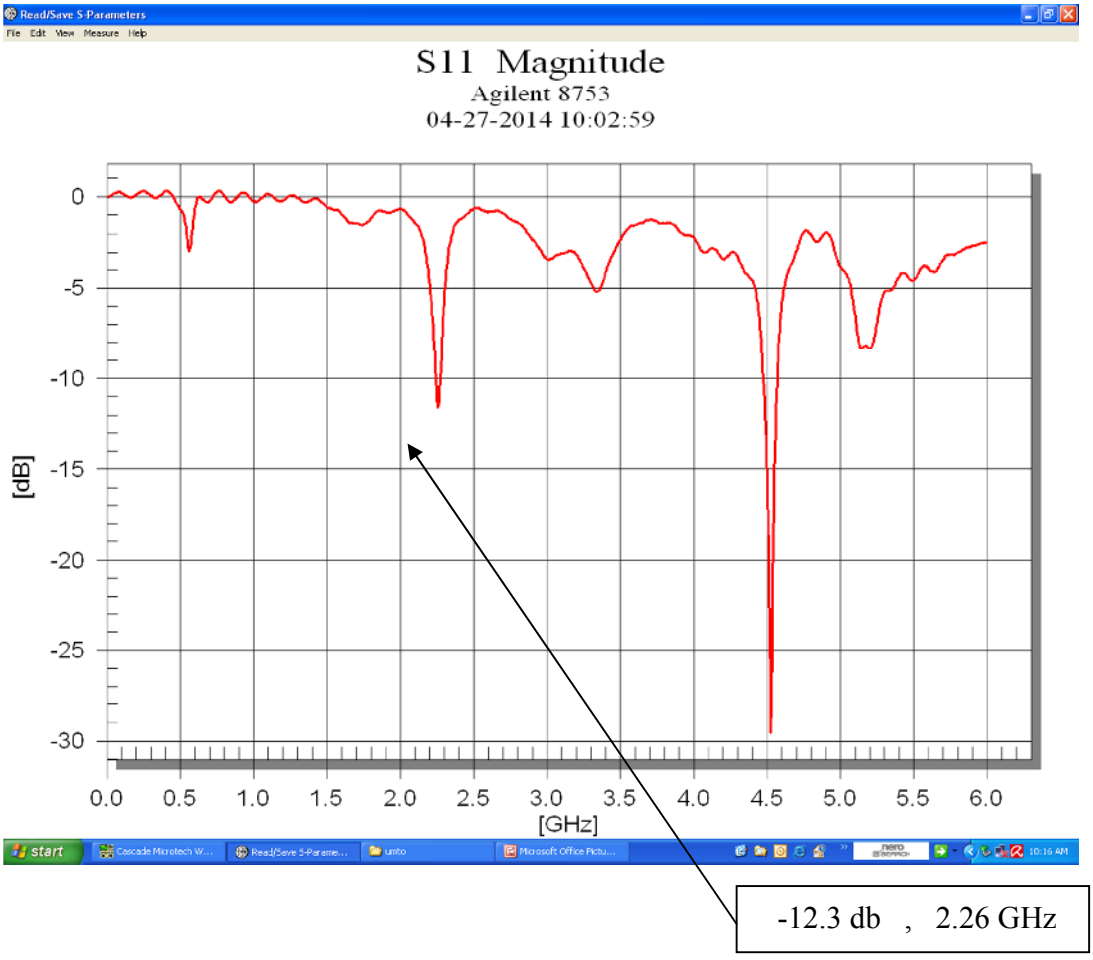
Figure 3.12 : antenne patch réalisée.

- Largeur du patch W_P = 65 mm Longueur du patch L_P = 33 mm
- Largeur de la ligne W_L = 3 mm Longueur de la ligne L_L = 14 mm

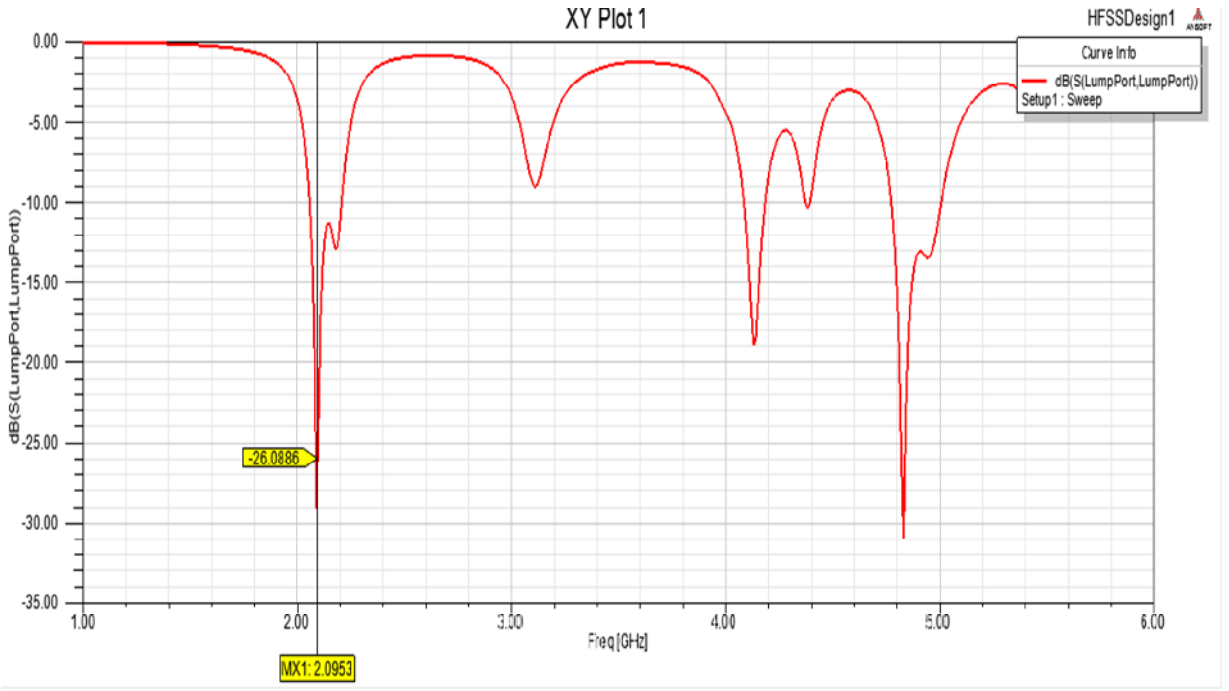


La fréquence de résonance théorique est : $f_{10} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}}\left(\frac{1}{Le}\right)$ = 2.166 GHz

V.1 Mesure à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel



VI.2: Simulation HFSS



V.3 Comparaison des résultats

	Théorie	HFSS	HP8753ES
f_0 (GHz)	2.166	2.095	2.26
S_{11} (db)	x	-26.08	-12.3

Remarque : Bande passante

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne est maximal. Elle peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, un critère typique: avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB par exemple sur la bande passante. Le bon fonctionnement de l'antenne n'est satisfaisant que dans une bande ΔF prise autour de la fréquence de résonance

A titre d'exemple, les valeurs extraites du fichier « données de mesure » permettent de déterminer la bande passante selon le critère défini précédemment :

$f_1 = 2.958 \rightarrow S_{11} = -10.09$
$f_2 = 2.996 \rightarrow S_{11} = -10.12 \rightarrow \Delta f = f_2 - f_1 = 38$ MHz

VI. Conclusion

La simulation en paramètre S de l'antenne du laboratoire montre que les résultats de mesure effectuées à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel et celles effectuées à l'aide du banc de mesure Microstrip sont satisfaisants et correspondent aux attentes.

Le prototype a été réalisé sur un circuit imprimé PCB avec un substrat FR-4 ayant une constante diélectrique εr de 4.4. L'épaisseur du substrat est de 1.6 mm et l'épaisseur de la couche de cuivre de 35 µm. Pour exciter l'antenne, un connecteur SMA 50 Ω a été soudé au début de la ligne.

A l'aide de l'analyseur de réseau HP 8753ES, une mesure du paramètre S_{11} a pu être effectuée. Cette mesure permet de voir à quelles fréquences la réflexion est la plus faible.

Les résultats du test sont satisfaisants, la fréquence de résonance correspond à peu de choses près à celle de la simulation. Toutefois les atténuations à la résonance ne sont pas tout à fait similaires.

Ceci est dû, soit à la ligne qui n'est pas adapté de la meilleure des manières, soit à l'imprécision de quelques paramètres du substrat utilisé qui ne sont pas totalement similaires à ceux utilisés lors de la simulation. En effet la machine utilisée pour fabriquer le print a peut-être une précision limitée, ce qui permet d'avoir des dimensions de lignes éloignées de celles désirées.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

A notre époque, la majeure partie des systèmes doivent communiquer avec l'extérieur, que se soit pour transmettre des informations ou pour en recevoir. Le mode sans fil devient de plus en plus important dans la télécommunication et comme les systèmes se miniaturisent toujours plus, il faut trouver des solutions pour rendre les antennes plus petites.

Il n'est pas toujours possible d'intégrer une antenne verticale dans un système c'est pourquoi les antennes patch ou microstrip deviennent une bonne alternative. Ces antennes, qui sont directement imprimées sur la platine du circuit, ont comme principaux avantages, leurs petites tailles, leurs petits volumes et leurs faibles coûts de fabrication.

Une antenne patch consiste en une partie de cuivre rayonnant d'un côté d'un matériau diélectrique et comportant sur son autre côté un plan de masse. Sa taille varie en fonction de la fréquence de résonance et du matériau utilisé comme substrat, ces antennes peuvent également résonner à plusieurs fréquences mais ont une largeur de bande très limitée. Elles ne sont de ce fait utilisables que pour des applications spécifiques ne nécessitant pas de modifications des fréquences d'émission et de réception.

A l'aide du programme de simulation HFSS designer, il a été possible de développer différentes antennes et de les simuler pour en étudier les effets. Les différents paramètres influant sur les fréquences de résonnance, l'impédance d'entrée ou le diagramme de rayonnement peuvent être étudiés.

Ainsi on peut dire que la longueur L de l'antenne, agit sur la fréquence de résonnance, la largeur W, sur l'impédance.

Pour permettre l'excitation à l'aide d'un signal, il faut lui ajouter une ligne de transmission qui sera reliée à un connecteur d'impédance de 50 ohms, afin de pouvoir y brancher n'importe quel appareil de test ou de mesure.

La largeur de la ligne de transmission influence son impédance. Il faut donc la modifier en conséquence pour adapter correctement l'impédance de l'antenne afin d avoir le moins de réflexion possible et donc un meilleur rayonnement à la fréquence de résonance.

La longueur de la ligne est fixée à un quart de la longueur d'onde pour permettre de simplifier les calculs d'adaptation d'impédance.

Une amélioration possible serait de développer un logiciel capable de prendre en entrée les fréquences de rayonnement et le matériau utilisé et qui nous dessinerait l'antenne en sortie sur une interface graphique. Il faudrait pour ce faire trouver des équations capables de déterminer plus précisément l'impédance du patch pour éviter de devoir faire des simulations.

Ce projet de simulation sur HFSS nous a permis de prendre en main le logiciel, il peut paraître très convivial mais nous nous sommes rendu compte qu'il fallait rester prudent quant à son utilisation. En effet, comme nous avons pu le voir précédemment, les choix du type d'excitation, de la méthode de simulation et les interprétations doivent être maîtrisées pour obtenir des résultats valables dans un domaine de fréquence donné.

De plus, nous avons pu étendre nos connaissances sur le domaine des micro-ondes et plus particulièrement sur les méthodes de mesure pour avoir accès au coefficient de réflexion d'une antenne.

Annexes

ANNEXE 1 : l'installations du Logiciel HFSS

1. **Pour installer HFSS il suffit de commencer par double clic sur Autorun,** la fenêtre suivante apparaît :

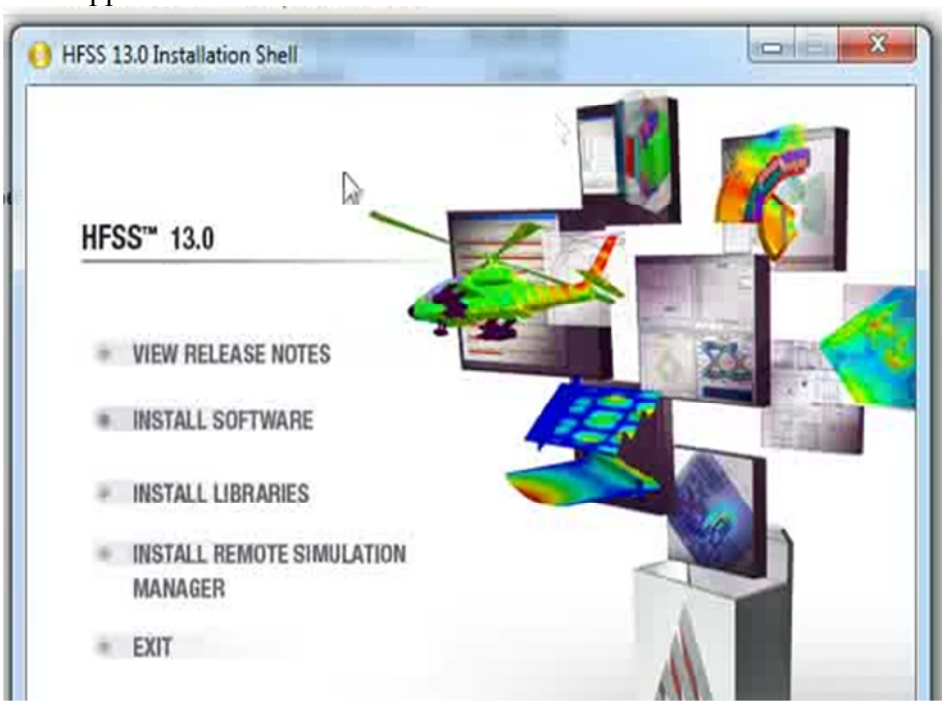
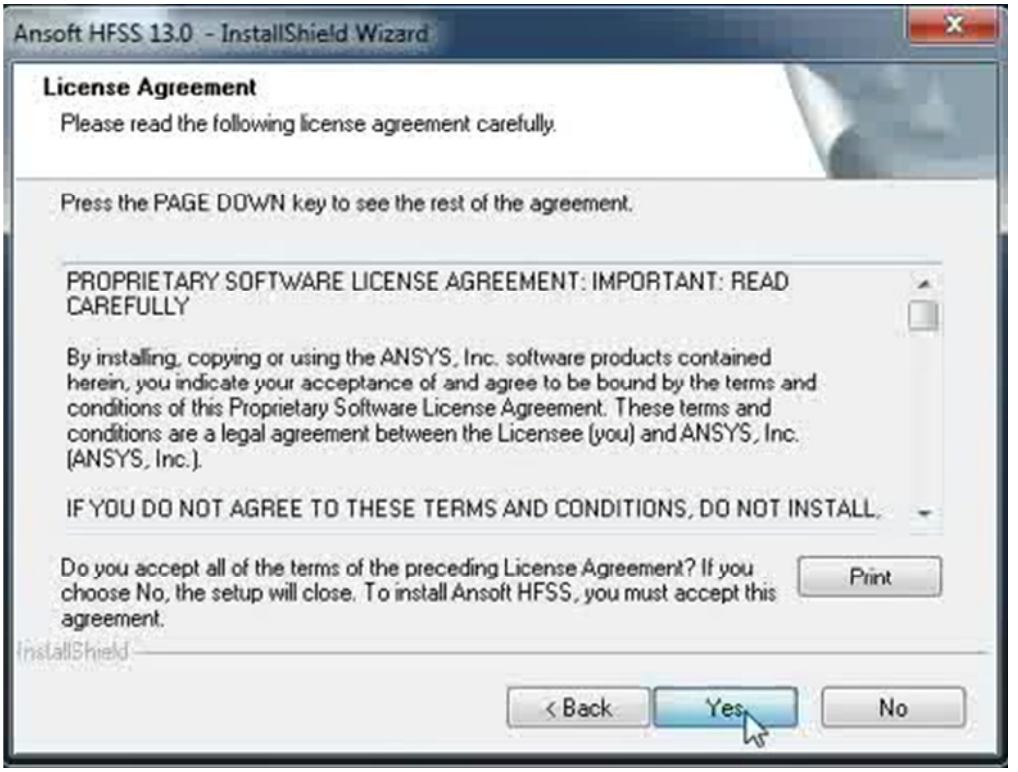
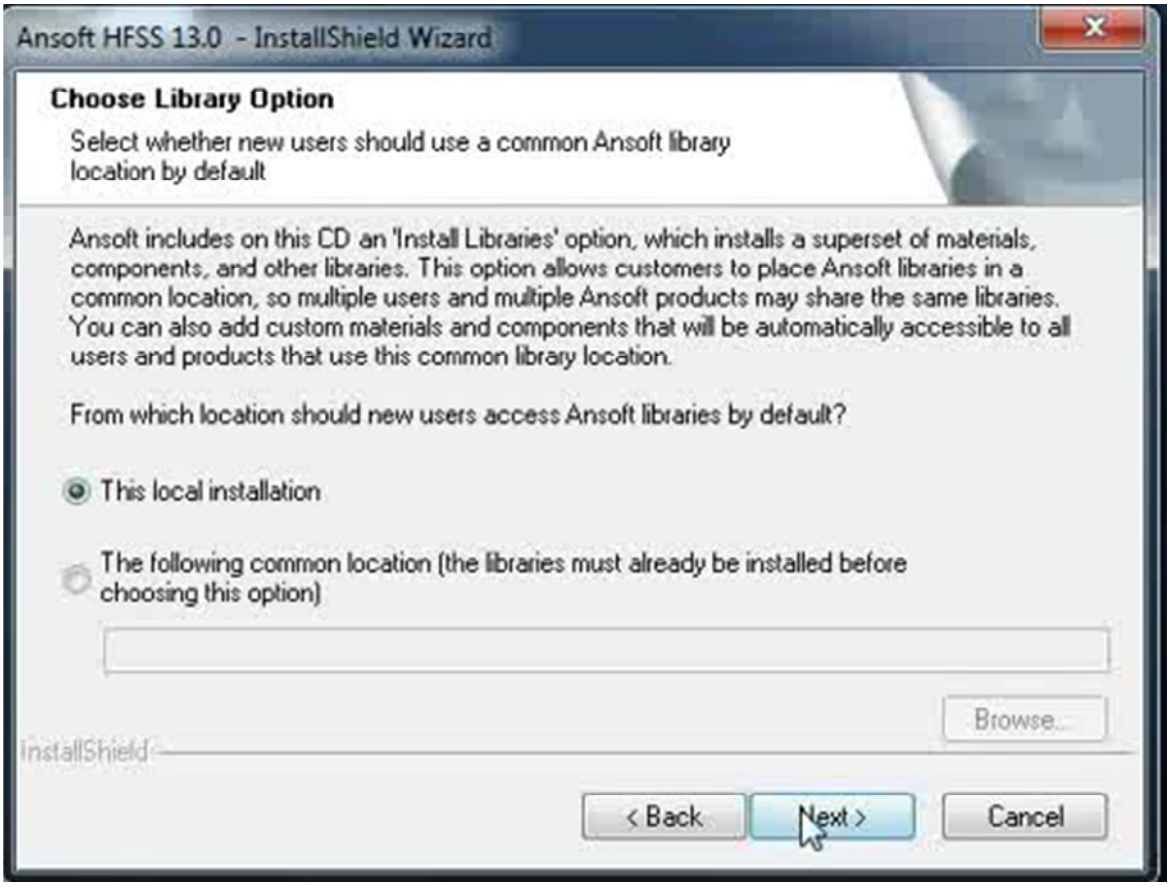
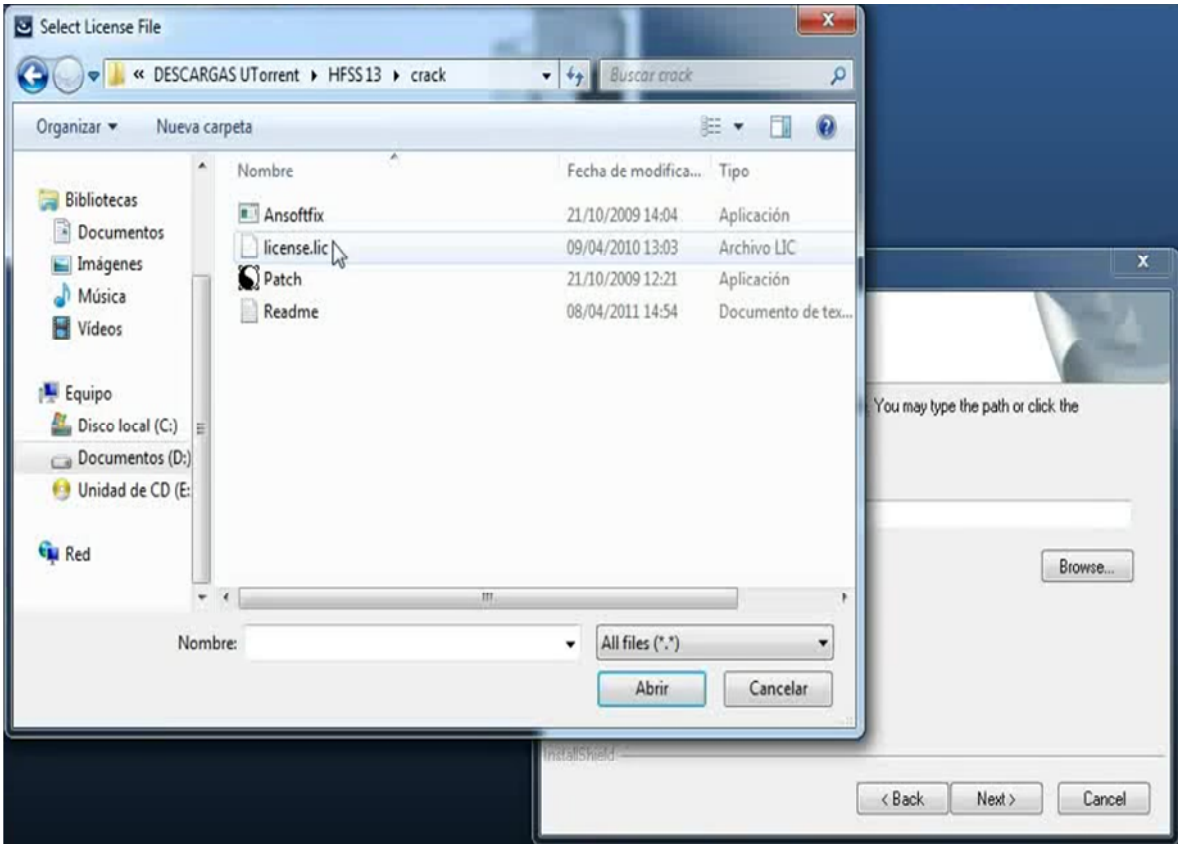


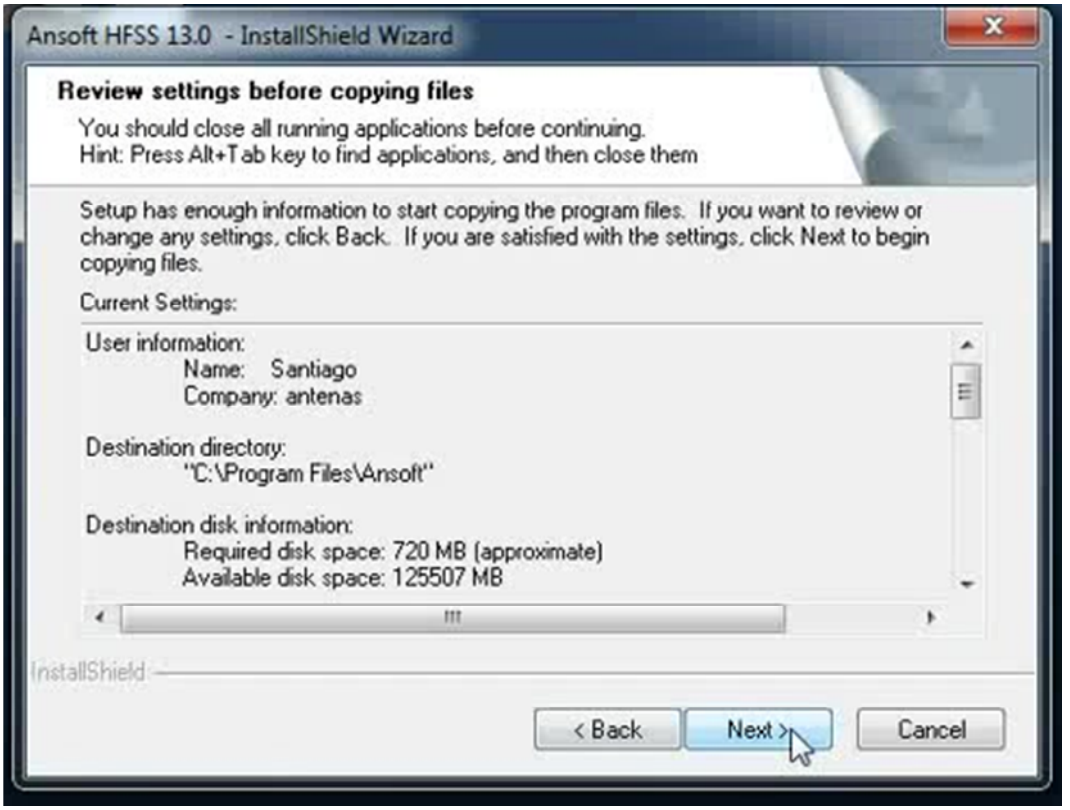
Figure 1 : Démarrage de l'application

2. **Clic sur HFSS et suivre les étapes :**

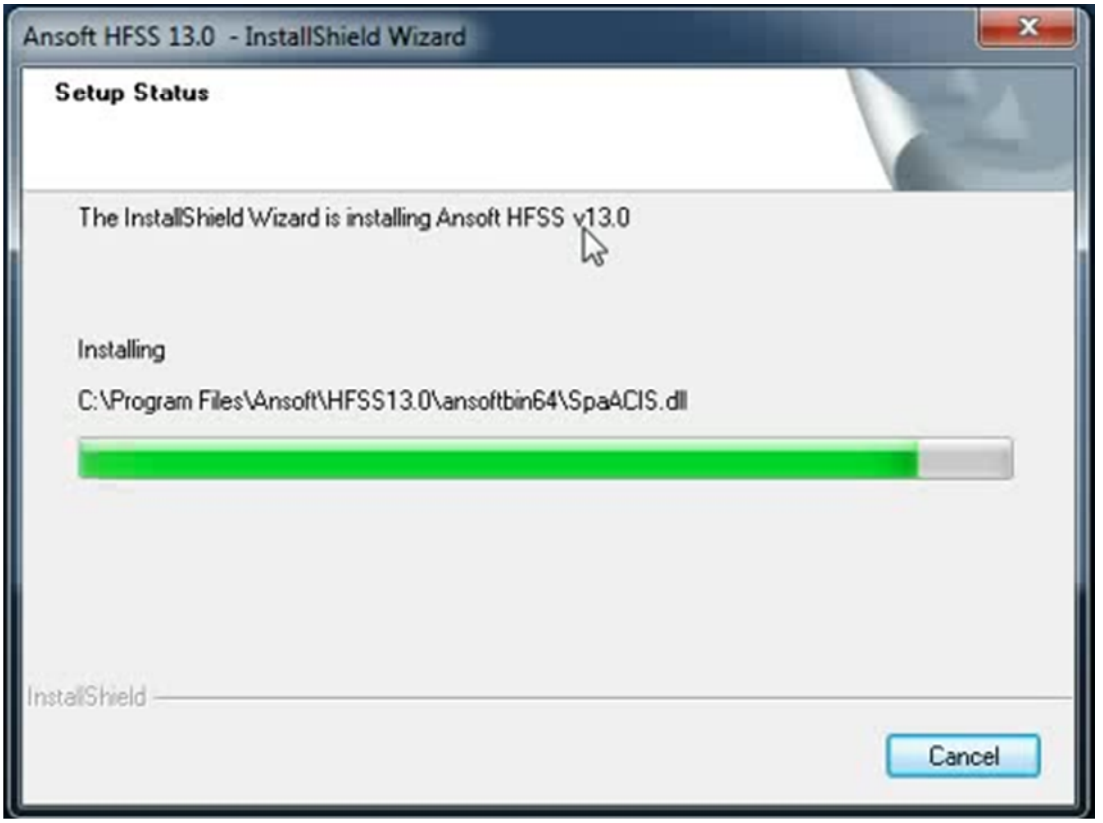



Ansoft HFSS 13.0 - InstallShield Wizard
Choose Library Option
Select whether new users should use a common Ansoft library location by default
Ansoft includes on this CD an 'Install Libraries' option, which installs a superset of materials, components, and other libraries. This option allows customers to place Ansoft libraries in a common location, so multiple users and multiple Ansoft products may share the same libraries. You can also add custom materials and components that will be automatically accessible to all users and products that use this common library location.
From which location should new users access Ansoft libraries by default?
This local installation
The following common location (the libraries must already be installed before choosing this option)
Browse...
InstallShield
< Back
Next >
Cancel

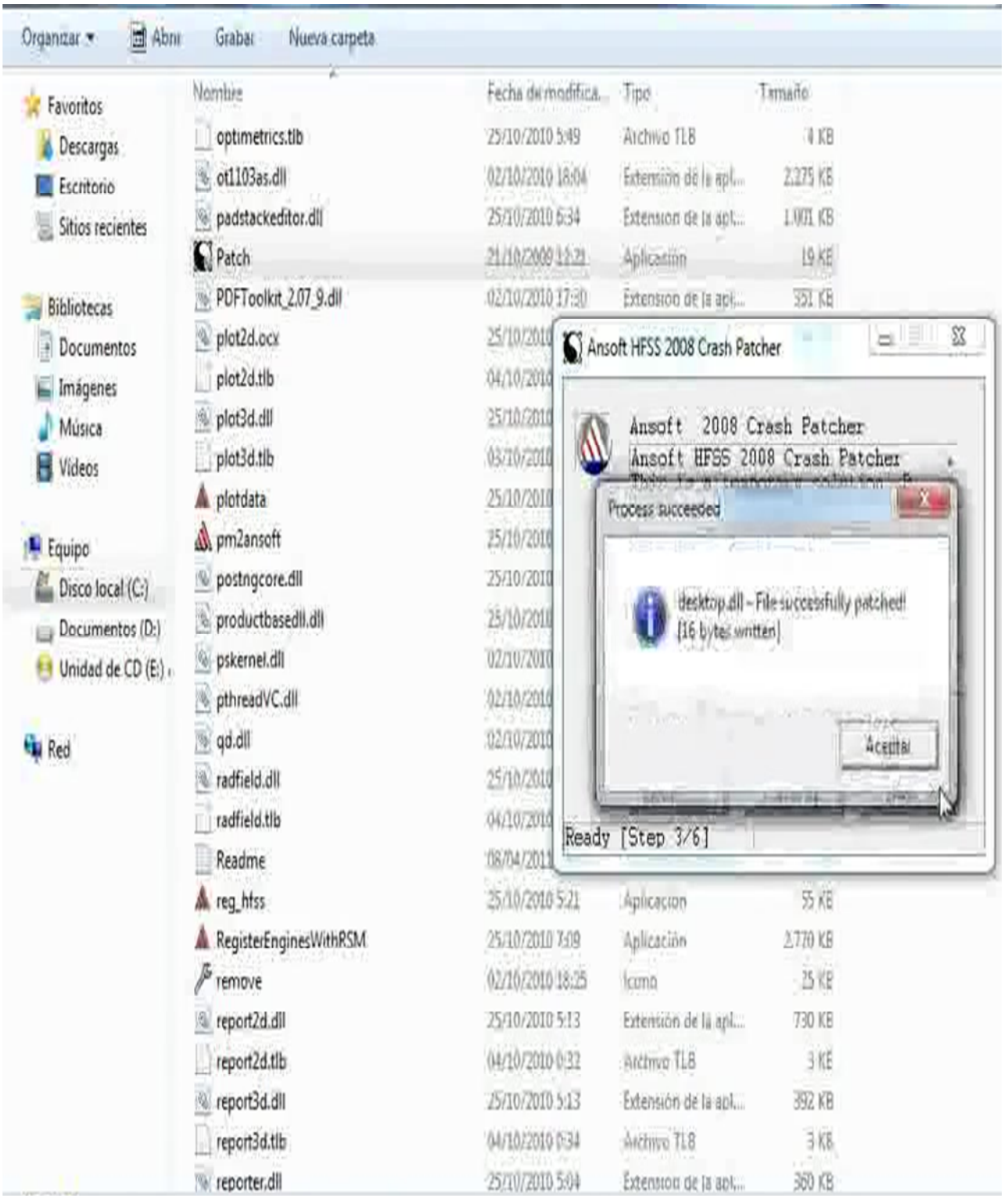

Select License File
« DESCARGAS UTorrent ▸ HFSS13 ▸ crack
Buscar crack
Organizar
Nueva carpeta
Bibliotecas
Documentos
Imágenes
Música
Vídeos
Equipo
Disco local (C:)
Documentos (D:)
Unidad de CD (E:
Red
Nombre
Fecha de modifica...
Tipo
Ansoftfix 21/10/2009 14:04 Aplicación
license.lic 09/04/2010 13:03 Archivo LIC
Patch 21/10/2009 12:21 Aplicación
Readme 08/04/2011 14:54 Documento de tex...
Nombre:
All files (*.*)
Abrir
Cancelar
You may type the path or click the
Browse...
InstallShield
< Back
Next >
Cancel



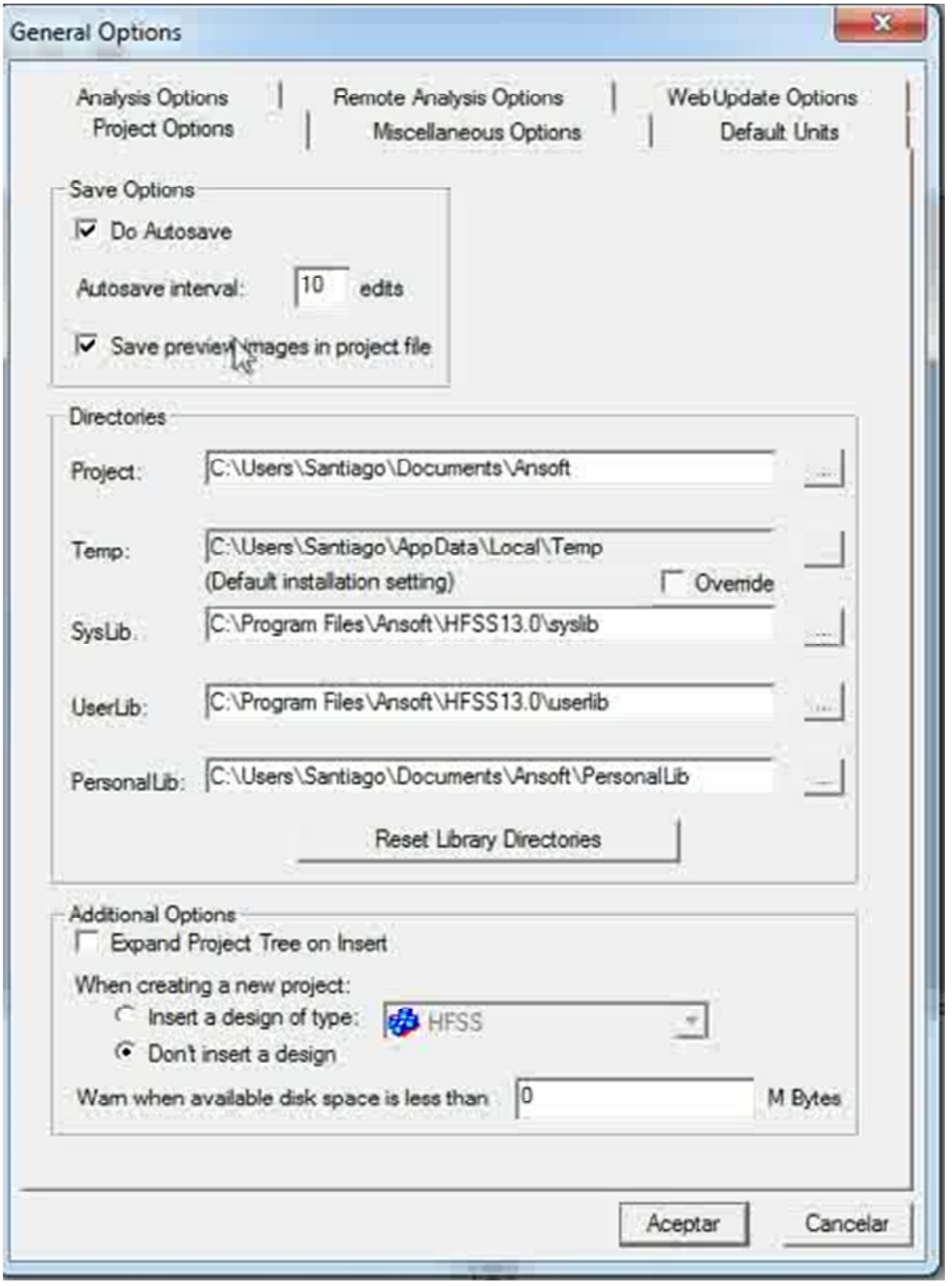
3. Démarrage de l'installation



4. Crack du logiciel

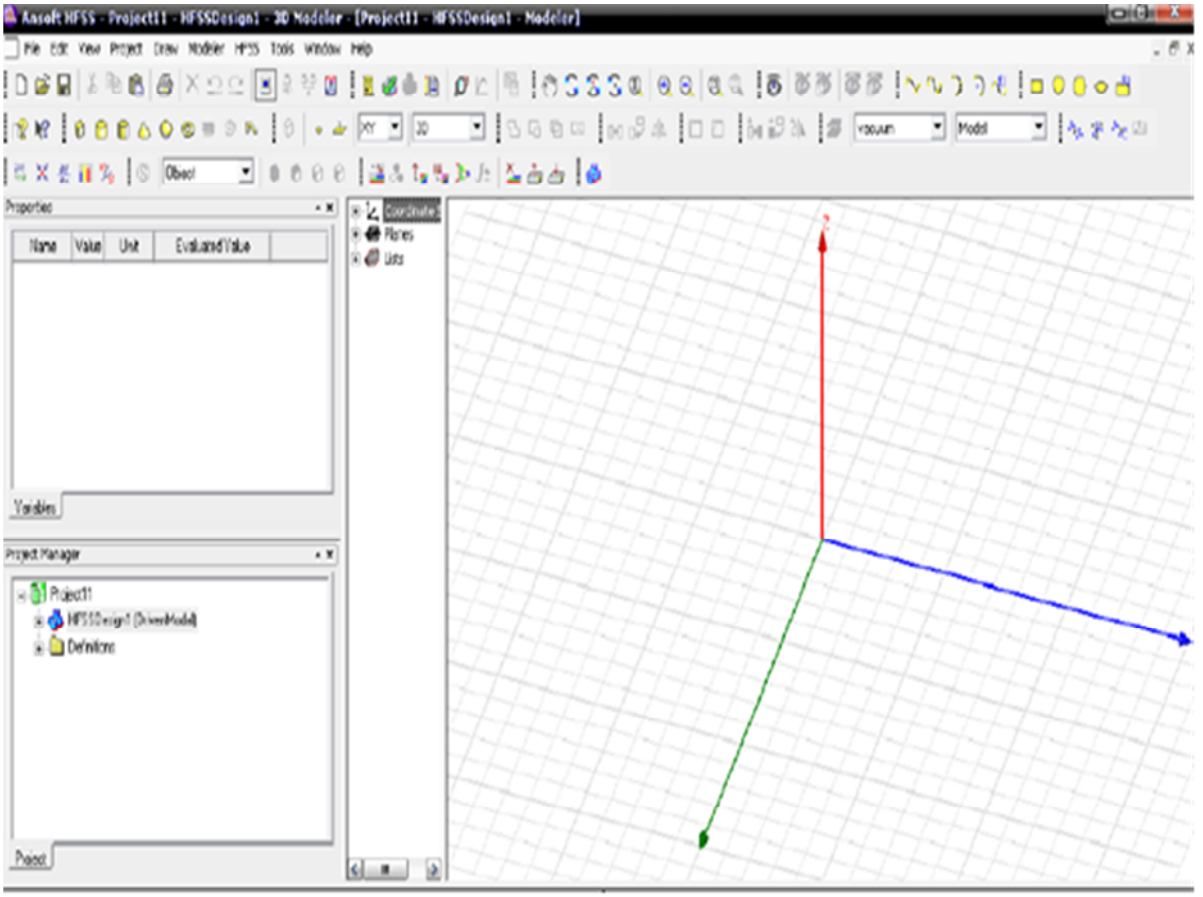


5. Finalisation de l'installation



Remarque : L'installation de la bibliothèque est indispensable pour le bon fonctionnement du logiciel.

Maintenant vous pouvez accéder à HFSS en cliquant sur l'icône  et cette page apparait sur vos écrans :


Ansoft HFSS - Project11 - HFSSDesign1 - 3D Modeler - [Project11 - HFSSDesign1 - Modeler]
File Edit View Project Draw Modeler HFSS Tools Window Help
Properties
Name
Value
Unit
Evaluated Value
Variables
Project Manager
Project11
Definitions
Project
Coordinate
Planes
Lists
z

ANNEXE 2 : PARAMETRES S_{ij}

1. Ondes incidentes et réfléchies

Lorsque les dimensions du circuit ne sont plus très grandes devant la longueur d'onde, un phénomène de propagation du signal électrique apparaît, ce qui introduit la notion de signaux incidents et réfléchis. Considérons le circuit ci dessous :

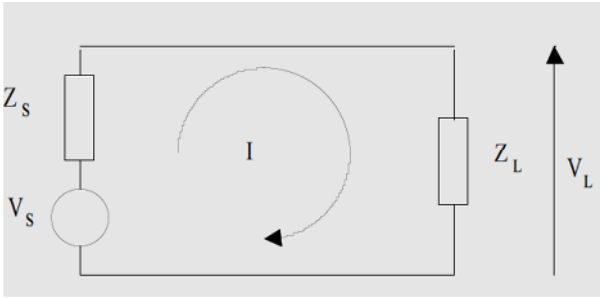


Figure 2-1 : Générateur chargé

Le courant circulant dans la maille s'écrit :

$$I = \frac{V_S}{Z_S + Z_L}$$

La tension aux bornes de la charge s'écrit :

$$V_L = Z_L \frac{V_S}{Z_S + Z_L}$$

La puissance délivrée à la charge s'en déduit :

$$P_L = \frac{1}{2} Re(V_L \cdot I^*) = \frac{|V_S|^2}{2} \frac{R_L}{(R_L + R_S)^2 + (X_L + X_S)^2}$$

On recherche la valeur de X_L qui maximise P_L :

$$\frac{\partial P_L}{\partial X_L} = \frac{R_L |V_S|^2}{2} \frac{-2(X_L + X_S)}{\left((R_L + R_S)^2 + (X_L + X_S)^2\right)^2} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad X_L = -X_S$$

Dans ce cas, la puissance délivrée à la charge se met sous la forme suivante :

$$P_L\big|_{X_L = -X_S} = \frac{|V_S|^2}{2} \frac{R_L}{(R_L + R_S)^2}$$

On cherche alors la valeur de R_L qui maximise à nouveau P_L :

$$\frac{\partial P_L\big|_{X_L=-X_S}}{\partial R_L} = \frac{|V_S|^2}{2}\frac{(R_L+R_S)^2 - 2R_L(R_L+R_S)}{(R_L+R_S)^4} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad R_L = R_S$$

On en déduit que le générateur délivre sa puissance maximum s'il est chargé par son impédance conjuguée. Dans ce cas, cette puissance vaut :

$$Z_S = Z_L^* \quad \Leftrightarrow \quad P_L = \frac{|V_S|^2}{8R_S}$$

Admettons maintenant le fait que tout signal électrique (tension ou courant) présent sur un circuit dont les dimensions ne sont pas très grandes devant la longueur d'onde, subit un phénomène de propagation.

Il peut donc se décomposer en signaux incident et réfléchi :

$V = V_I + V_R$ $\qquad\qquad$ $I = I_I - I_R$

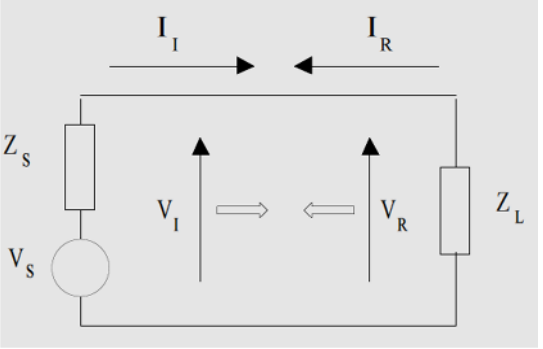


Figure 2-2: Décomposition en signaux incidents et réfléchis

Il est clair que la puissance délivrée à la charge par le générateur sera maximum s'il n'y a pas de signal réfléchi, c'est à dire si la charge est conjuguée de l'impédance interne du générateur. Dans ce cas :

$$V = V_I + V_R = V_I$$
$$I = I_I - I_R = I_I$$

Sur la charge :

$$V_L = V_I = V_S\frac{Z_S^*}{Z_S + Z_S^*}$$
$$I = I_I = V_S\frac{1}{Z_S + Z_S^*}$$

On en déduit les termes réfléchis dans le cas général :

$$V_R = V - V_I = V_S \frac{Z_S\left(Z_L - Z_S^*\right)}{\left(Z_S + Z_S^*\right)\left(Z_S + Z_L\right)}$$
$$I_R = I_I - I = V_S \frac{Z_L - Z_S^*}{\left(Z_S + Z_S^*\right)\left(Z_S + Z_L\right)}$$

On vérifie aisément que les tensions et courants réfléchis s'annulent lorsque le générateur est chargé par son impédance interne conjuguée.

Les signaux incidents et réfléchis sont reliés entre eux par l'impédance interne du générateur:

$$V_I = Z_S^* \cdot I_I$$
$$V_R = Z_S \cdot I_R$$

Cette impédance est appelée impédance de normalisation et on la note souvent Z_0.

$$V_I = Z_0 \cdot I_I$$
$$V_R = Z_0 \cdot I_R$$

2. Paramètres S généralisés

Les paramètres S répondent à la nécessité d'un nouvel outil de caractérisation des circuits linéaires aux fréquences microondes. D'un point de vue purement mathématique, les paramètres qu'ils relient sont issus d'une combinaison linéaire des tensions et des courants aux N accès du circuit et représentent des ondes incidentes a_j et réfléchies b_j.

Au jième accès, l'onde sortante s'écrit comme une combinaison linéaire des ondes entrantes à chacun des autres accès :

$$b_j = \sum_{k=1}^{N} S_{jk} a_k$$

Les paramètres a et b sont définis par :

$$a_j = \sqrt{\frac{Z_{0j} + Z_{0j}^*}{2}} \cdot I_{jI}$$
$$b_j = \sqrt{\frac{Z_{0j} + Z_{0j}^*}{2}} \cdot I_{jR}$$

Z_{0j} est l'impédance de normalisation du j^{ième} port, c'est-à-dire l'impédance interne du générateur connecté au port j. Les relations inverses conduisent à :

$$I_{jI} = \sqrt{\frac{2}{Z_{0j} + Z_{0j}^*}} \cdot a_j$$
$$I_{jR} = \sqrt{\frac{2}{Z_{0j} + Z_{0j}^*}} \cdot b_j$$

Le courant rentrant par l'accès j s'écrit :

$$I_j = I_{jI} - I_{jR} = \sqrt{\frac{2}{Z_{0j} + Z_{0j}^*}} \cdot (a_j - b_j)$$

La tension présente à l'accès j se met sous la forme :

$$V_j = V_{jI} + V_{jR} = Z_{0j}^* . I_{jI} + Z_{0j} \cdot I_{jR} = \sqrt{\frac{2}{Z_{0j} + Z_{0j}^*}} \cdot (a_j \cdot Z_{0j}^* + b_j \cdot Z_{0j})$$

Les expressions de I_j et V_j ci dessus nous permettent de relier les paramètres a et b à chacun des accès aux tensions et courants à ces mêmes accès :

$$a_j = \frac{V_j + Z_{0j} \cdot I_j}{\sqrt{2(Z_{0j} + Z_{0j}^*)}}$$

$$b_j = \frac{V_j - Z_{0j}^* \cdot I_j}{\sqrt{2(Z_{0j} + Z_{0j}^*)}}$$

REMARQUE :

La dimension de ces paramètres a et b est une racine carrée de puissance. On verra par la suite que cette formulation permet de traiter de façon extrêmement simple les problèmes de transfert de puissance dans les circuits micro-ondes.

L'origine de la définition de a et b fait appel aux courants incident et réfléchi. On les appellera donc les ondes incidente et réfléchie. Z_{0j}, l'impédance de normalisation à l'accès j est complexe dans le cas général. Si on appelle R_{0j} et X_{0j} les parties réelle et imaginaire de Z_{0j}, les paramètres a et b se mettent sous la forme suivante :

$$a_j = \frac{V_j + Z_{0j} \cdot I_j}{2\sqrt{R_{0j}}}$$

$$b_j = \frac{V_j - Z_{0j}^* \cdot I_j}{2\sqrt{R_{0j}}}$$

Si l'impédance de normalisation est purement réelle, $Z_{0j} = R_{0j}$:

$$a_j = \frac{V_j + R_{0j} \cdot I_j}{2\sqrt{R_{0j}}}$$

$$b_j = \frac{V_j - R_{0j} \cdot I_j}{2\sqrt{R_{0j}}}$$

Si l'impédance de normalisation est purement réelle et commune à tous les accès, $Z_{0j} = R_0$:

$$a_j = \frac{V_j + R_0 \cdot I_j}{2\sqrt{R_0}}$$

$$b_j = \frac{V_j - R_0 \cdot I_j}{2\sqrt{R_0}}$$

3. Application à un quadripôle

Dans le cas général, les ondes incidentes et réfléchies prennent la forme suivante :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_1 I_1}{2\sqrt{R_e(Z_1)}} \qquad a_2 = \frac{V_2 + Z_2 I_2}{2\sqrt{R_e(Z_2)}}$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_1^* I_1}{2\sqrt{R_e(Z_1)}} \qquad b_2 = \frac{V_2 - Z_2^* I_2}{2\sqrt{R_e(Z_2)}}$$

Z_1 et Z_2 sont les impédances de normalisation aux accès 1 et 2.

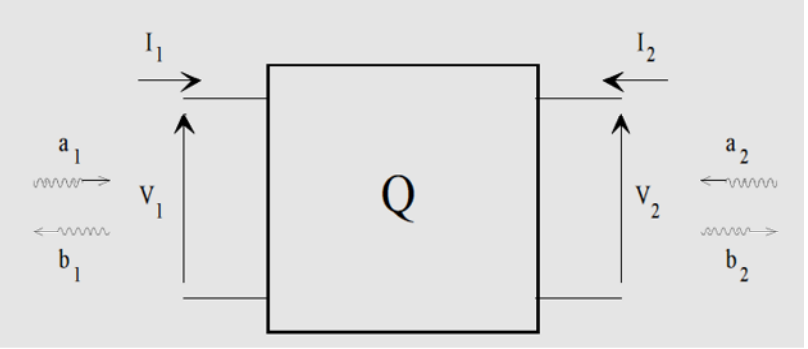


Figure 2-3 : Ondes incidentes et réfléchies

- ✓ a_1 et b_1 sont les ondes incidente et réfléchie à l'accès 1
- ✓ a_2 et b_2 sont les ondes incidente et réfléchie à l'accès 2

Pour un quadripôle possédant une impédance de normalisation purement résistive et commune aux 2 accès, on écrira :

$$a_1 = \frac{V_1 + R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} \qquad a_2 = \frac{V_2 + R_0 I_2}{2\sqrt{R_0}}$$

$$b_1 = \frac{V_1 - R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} \qquad b_2 = \frac{V_2 - R_0 I_2}{2\sqrt{R_0}}$$

Aux fréquences microondes, R_0 est très souvent prise égale à 50ohms.

Comme on l'a vu précédemment, les paramètres S relient entre elles les ondes incidentes et réfléchies. Pour un quadripôle:

$$b_1 = S_{11}\, a_1 + S_{12}\, a_2$$
$$b_2 = S_{21}\, a_1 + S_{22}\, a_2$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad lorsque \quad a_2 = 0.$$

C'est le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente à l'entrée du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle. D'un point de vue terminologie le rapport d'une onde réfléchie à une onde incidente s'appelle un coefficient de réflexion. C'est la fraction d'énergie réfléchie par le quadripôle dont on comprend bien qu'elle devra être minimisée pour favoriser le transfert du signal à la sortie du quadripôle.

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad lorsque \quad a_1 = 0$$

C'est le «gain» inverse du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad lorsque \quad a_2 = 0$$

C'est le «gain» direct du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad lorsque \quad a_1 = 0$$

C'est le coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle.

La mesure des paramètres S nécessite donc d'annuler tour à tour, non pas des tensions et des courants comme pour les paramètres descriptifs classiques mais des ondes incidentes. La nullité des ondes $a_1$ou a_2 se traduit par :

$$a_1 = 0 \Leftrightarrow V_1 = - R_o\, I_1$$
$$a_2 = 0 \Leftrightarrow V_2 = - R_o\, I_2$$

Dans le cas général, on aura :

$$a_j = 0 \Leftrightarrow V_j = - Z_{oj}\, I_j$$

Ces conditions sont réalisées lorsque l'accès considéré est chargé par son impédance de normalisation ce qui évite d'utiliser des références en circuit ouvert ou en court circuit.

ANNEXE 3 : GENERALITES SUR L'ANTENNE PATCH

1. Ligne microruban (*microstrip line*)

Proposées en 1952, les lignes microruban sont des circuits imprimés opérant dans la bande des microondes, au dessus de la région du GHz du spectre électromagnétique. Réalisées par un processus lithographique, elles permettent de réduire la taille, le poids et le coût des composants et systèmes pour des applications mobiles en remplaçant le guide d'onde commun.

Ce processus de fabrication est bien adapté pour une production en série de circuits et antennes car les composants discrets et les dispositifs actifs peuvent facilement être combinés avec des sections de lignes de transmission.

1.1 Structure de la ligne microruban

Les paramètres caractérisant une ligne microruban sont les suivants (Figures 3.1.et 3.2):

- un substrat d'épaisseur h avec une constante diélectrique relativement élevé (ε r ≈10)
- une face entièrement métallisée ou plan de masse
- une autre face partiellement métallisée o u les circuits et antennes sont imprimés

Le substrat diélectrique est le support du circuit microruban. Il permet aux composants implantés d'être fermement tenus en place. Il assure également une fonction électrique en concentrant les champs électromagnétiques et empêchant les rayonnements non voulus dans le circuit.

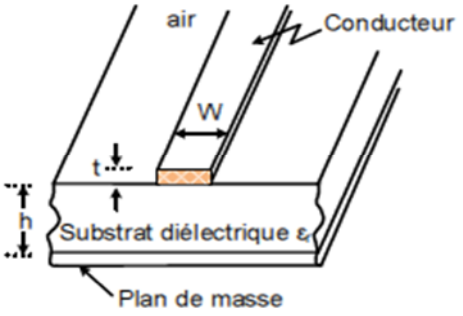


Figure 3.1 : Ligne microruban

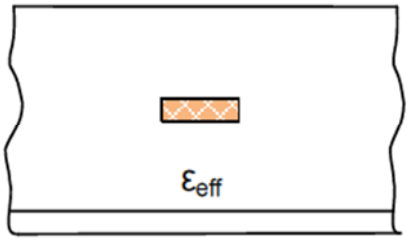


Figure 3.2 : Ligne microruban équivalente

Cette ligne microruban inhomogène est remplacée par une ligne équivalente homogène. Le conducteur garde la même géométrie mais est entourée par un diélectrique homogène de permittivité équivalente εeff (Figure 3.2), dont la valeur est déterminée par des méthodes numériques :

Une formule explicite de ε_{eff}, à titre d'exemple, a été donnée par ***Hammerstad***:

- Pour des dimensions telles que W / h ≥ 1

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1)\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-0.5}$$

- Pour des dimensions telles que W / h ≤ 1

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1)\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04\left(1 - \frac{h}{W}\right)^2$$

La structure des lignes microruban n'est cependant pas homogène car les champs électromagnétiques se propagent dans deux supports de permittivité différente : l'air (de permittivité égale à 1) et le diélectrique (εr). Ainsi, la propagation d'onde ne peut pas être transverse électromagnétique (TEM) car les ondes dans les deux supports voyagent à des vitesses différentes. Les ondes ne sont donc ni transverses électriques (TE) ni transverses magnétiques (TM) mais hybrides.

Les composantes longitudinales des champs restent beaucoup plus faibles que celles transverses et la ligne microruban se comporte comme une ligne quasi-TEM.

1.2 L'antenne patch

Une antenne microruban est constituée de deux couches métallisées : le motif et le plan de masse, séparées par une couche de diélectrique. Le cas le plus simple est une antenne imprimée rectangulaire (Figure 3.3).

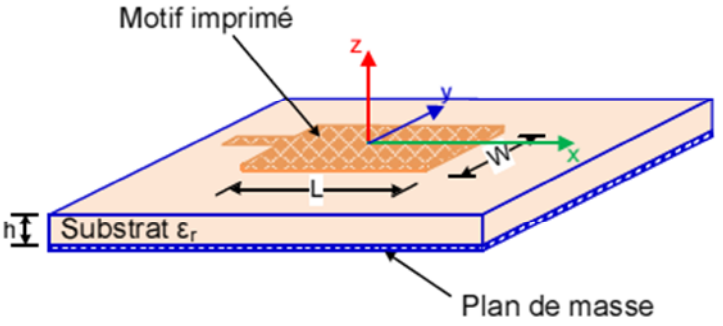


Figure 3.3 : Antenne patch rectangulaire

1.3 Rayonnement de l'antenne microruban

En faisant l'hypothèse que l'épaisseur du substrat est très inférieure à la longueur d'onde et que le champ électrique ne varie pas suivant la largeur de la structure microruban, alors on peut dire que le rayonnement est essentiellement attribuée aux débordements du champ électrique au niveau des discontinuités en quasi-circuit ouvert aux extrémités du patch (Figure 3.4).

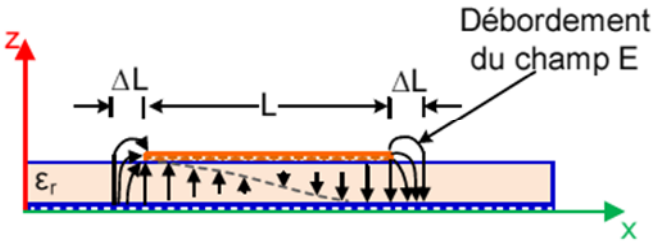


Figure 3.4 : Configuration du champ dans une antenne patch

Le fonctionnement du patch est détaillé dans l'Annexe 4, notamment par rapport à la distribution des champs à l'intérieur du patch. Un modèle simple permet d'approximer de manière analytique le rayonnement en champ lointain dans les plans E et H. Le plan

colinéaire à la direction de propagation du champ électrique est appelé ''plan E". Le plan perpendiculaire est, quant à lui, appelé ''plan H" (Figure 3.5).

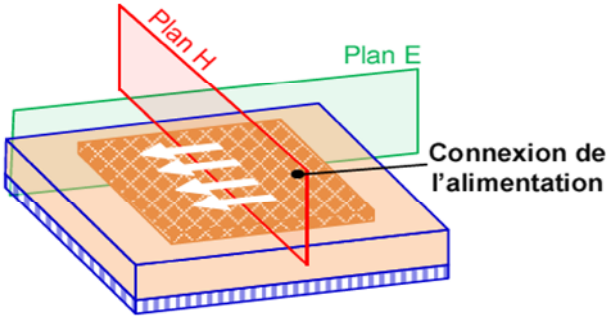


Figure 3.5 : Plans E et H d'une antenne microruban

Pour exemple, l'approximation analytique du rayonnement dans le plan H est une équation de la forme suivante (Annexe 3) :

$$E(\theta) = \frac{sin\left(\pi \frac{W_P}{\lambda_0} \sin(\theta)\right)}{\pi \frac{W_P}{\lambda_0} \sin(\theta)} \cos(\theta)$$

Notons que des modèles plus complexes et plus précis existent mais ce modèle du patch est largement utilisé par les antennistes. Dans le plan E, le champ normalisé, rayonné par le patch, s'écrit sous la forme suivante [7, 17] :

$$|E(\theta)| = \frac{(1 + \cos(\theta))}{2} \cos\left(k_0 \frac{L}{2} \sin(\theta)\right) \frac{sin\left(\pi \frac{h}{\lambda_0} \sin(\theta)\right)}{\pi \frac{h}{\lambda_0} \sin(\theta)} \frac{sin\left(2\pi \frac{h}{\lambda_0} cos(\theta)\right)}{sin\left(2\pi \frac{h}{\lambda_0}\right)}$$

Dans le plan H, il s'écrit de la manière suivante [7, 17] :

$$|E(\theta)| = \frac{(1 + \cos(\theta))}{2} \frac{sin\left(\pi \frac{W}{\lambda_0} \sin(\theta)\right)}{\pi \frac{W}{\lambda_0} \sin(\theta)} \frac{sin\left(2\pi \frac{h}{\lambda_0} cos(\theta)\right)}{sin\left(2\pi \frac{h}{\lambda_0}\right)}$$

avec :

W : largeur du patch ; h : hauteur du substrat
L : longueur du patch ; $k_0 = 2\pi / \lambda_0$: constante de propagation dans le vide
λ_0 : longueur d'onde dans le vide

1.3.1 Ondes dans les lignes microruban

Les mécanismes de transmission et de rayonnement dans une ligne microruban peuvent être compris en considérant une source de courant ponctuelle (***Hertz dipôle***) au dessus du substrat qui rayonne des ondes électromagnétiques (Figure 2.6). Suivant la direction vers laquelle les ondes se propagent, on distingue quatre catégories distinctes de propagation,

chacune exhibant des comportements assez différents : les ondes rayonnées, les ondes de surface, les ondes évanescentes et les ondes guidées.

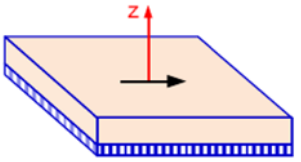


Figure 3.6 : Dipôle de Hertz sur un substrat microruban

1.3.1.1 Les ondes rayonnées (*SpaceWaves*)

Les ondes rayonnées (***SpaceWaves***) se propagent dans l'air sans rencontrer d'autres interfaces, avec des angles d'élévation θ compris entre 0 et π / 2 (Figure2.7).

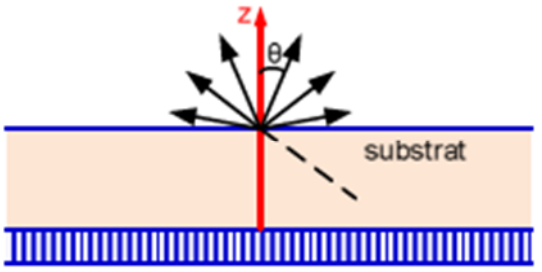


Figure 3.7 : Ondes rayonnées (***SpaceWaves***)

L'amplitude des champs décroît avec la distance en r^{-1}. Ce sont ces ondes rayonnées que nous cherchons à favoriser lors de la conception d'antennes. Dans les circuits et lignes de transmission, elles sont, au contraire, indésirables car elles produisent des pertes du fait du rayonnement parasite.

1.3.1.2 Les ondes de surface (*Surface Waves*)

Les ondes transmises avec des angles d'élévation compris entre :

$$\pi/2 \text{ et } \pi - \arcsin(1/(\varepsilon r)^{0.5})$$

Rencontrent le plan de masse qui les réfléchit, puis la limite diélectrique-air qui les réfléchit également (condition de réflexion totale).

Les amplitudes des champs augmentent pour des angles d'incidences particuliers, menant à l'excitation de différents modes d'ondes de surface (***Surface Waves***), similaires aux modes des guides d'onde métalliques.

Les champs restent pour la plupart piégés dans le diélectrique, déclinant exponentiellement au-dessus de l'interface (Figure 2.8).

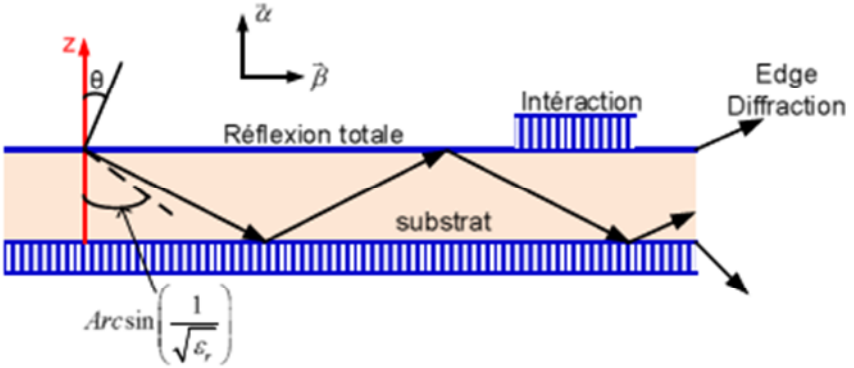


Figure 3.8 : Ondes de surface (***Surface Waves***)

Le vecteur (α) indique la direction de la plus forte atténuation. L'onde se propage horizontalement selon le vecteur (β), avec une faible absorption pour un diélectrique avec un bon coefficient de qualité. Avec les deux directions orthogonales (α) et (β), l'onde est une onde plane non-uniforme. Les ondes de surface s'étendent de manière cylindrique autour du point d'excitation, avec des amplitudes de champs qui décroissent avec la distance en $1/(r)^{0.5}$, plus lentement que les ondes rayonnées.

Les ondes de surface utilisent une partie de l'énergie du signal qui n'atteint pas la cible initiale. L'amplitude de ce signal est alors réduite, contribuant à une atténuation apparente du signal ou à la diminution du rendement d'une antenne.

1.3.1.3 Les ondes évanescentes (*Leaky Waves*)

Les ondes ayant des angles d'élévation compris entre

$$\pi - \arcsin\left(1/(\varepsilon r)^{0.5}\right) \text{ et } \pi$$

Sont réfléchies par le plan de masse, puis partiellement réfléchies par la limite diélectrique-air. Elles s'échappent progressivement du substrat vers l'air (Figure 2.9) d'où leur nom d'ondes évanescentes ***(Leaky Waves***) et contribuent éventuellement au rayonnement.

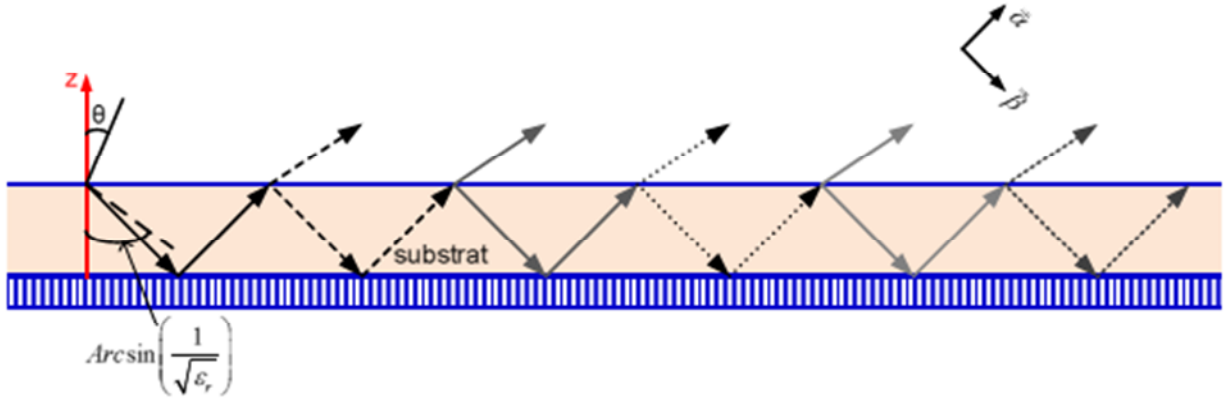


Figure 3.9 : Ondes évanescentes (***Leaky Waves***)

1.3.1.4 Les ondes guidées (*Guided Waves*)

Lorsque l'on réalise des circuits imprimés, une nouvelle couche de métal est ajoutée sur le substrat. Celle-ci introduit une nouvelle limite de réflexion. Les ondes introduites dans le diélectrique localisé entre les deux couches de métal vont pouvoir être guidées (Figure 2.10). Les ondes existent seulement pour des valeurs particulières de l'angle d'incidence, formant ainsi des modes discrets guidés.

Les ondes guidées (***Guided Waves***) correspondent au type de propagation attendu pour les lignes et circuits de transmission avec des champs électromagnétiques concentrés dans le substrat présent entre les deux conducteurs.

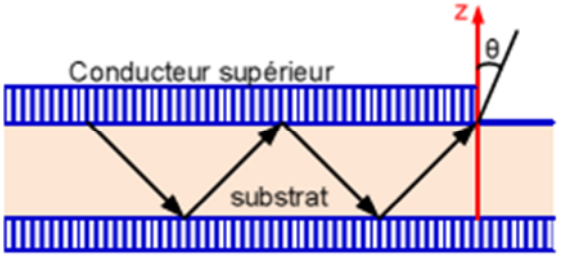


Figure 3.10 : Ondes guidées (***Guided Waves***)

1.3.2 Pré-requis du substrat pour les circuits et l'antenne

Suivant la direction de propagation dans une ligne microruban, les ondes peuvent se propager différemment. Une structure microruban peut ainsi se comporter comme une ligne de transmission, comme une antenne ou comme un générateur d'onde de surface.

Dans une ligne de transmission, le champ électromagnétique doit rester concentré dans une région proche du conducteur. Le circuit est alors imprimé sur un substrat fin (comparé à la longueur d'onde) constitué d'un matériau diélectrique à haute permittivité afin que le mode guide d'onde soit prédominant.

Pour une antenne, les ondes rayonnées doivent être prédominantes. Ceci requiert donc un substrat épais avec une faible permittivité ($\varepsilon r \leq 3$) pour permettre le rayonnement, en évitant de confiner les champs dans la cavité comprise entre l'élément rayonnant et le plan de masse.

Ainsi, les pré-requis pour les circuits et les antennes sont contradictoires. Il n'est donc pas possible de réaliser une antenne patch efficace et une ligne microruban non-rayonnant sur le même substrat.

1.3.3 Différents types d'excitation de l'antenne microruban

Pour alimenter un patch, il existe plusieurs types d'excitation : la ligne de transmission, la ligne coaxiale et le couplage électromagnétique. Etudions les avantages et inconvénients de ces différentes techniques d'alimentation afin de sélectionner celle qui est la plus adéquate pour notre application.

1.3.3.1 Excitation par ligne de transmission

Le moyen le plus simple d'alimenter un patch est de le connecter a une ligne microruban directement sur son bord. Cette technique est aussi appelée ‘’connexion directe" où le point de jonction est sur l'axe de symétrie du patch ou décalé par rapport a cet axe de symétrie si cela permet une meilleure adaptation d'impédance.

Cependant, une structure micro ruban avec une ligne de transmission et une antenne patch sur le même niveau de substrat ne peut pas être optimisée simultanément comme une antenne et comme une ligne de transmission car les besoins spécifiques sont contradictoires.

Excitation par ligne quart d'onde

Une manière simple d'adapter l'antenne au port d'entrée est d'utiliser une ligne quart d'onde (Figure 11.2).

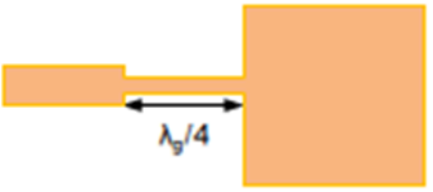


Figure 3.11: Excitation par la ligne quart d'onde

Afin de dimensionner cette ligne microruban quart d'onde, il convient de connaître son impédance caractéristique Z_C qui s’exprime en fonction de la longueur d'onde guidée λg, de la longueur de la ligne L, de l'impédance de la charge Z_L et de l'impédance ramenée en entrée Z_R, comme le montre l'Equation :

$$Z_R = Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan(\beta L)}{Z_C + jZ_L \tan(\beta L)} \quad avec\ \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \ et\ \lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$Z_R = \frac{Z_C^2}{Z_L} \ \square \ Z_C = \sqrt{Z_R Z_L} \quad car\ L = \frac{\lambda_g}{4}$$

L'impédance sur le bord du patch (Z_L) peut être récupérée via l'outil de simulation HFSS en effectuant un ***deembedding*** sur le port d'entrée.

Le problème de ce type d'excitation est que la ligne quart d'onde a tendance à rayonner et donc à dégrader le diagramme de rayonnement et le rendement de l'antenne.

Excitation par la ligne 50 W avec une encoche.

L'excitation par ligne 50 Ω avec une encoche consiste à alimenter à l'intérieur du patch (Figure 2.12).

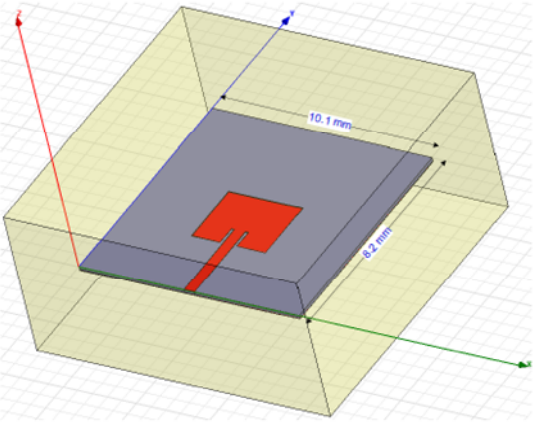


Figure 3.12 : Patch avec une excitation par ligne 50 Ω avec une encoche

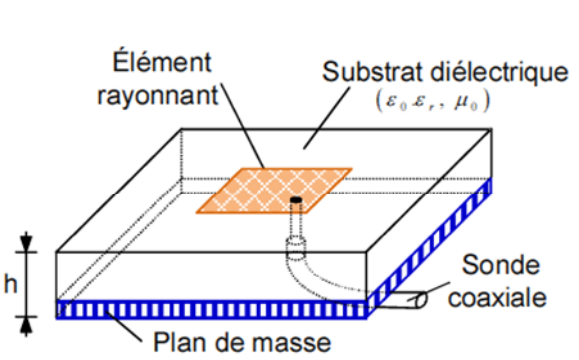
L'objectif est donc chercher la position sur le patch où l'impédance d'entrée de l'antenne est de 50Ω afin d'être parfaitement adaptée.

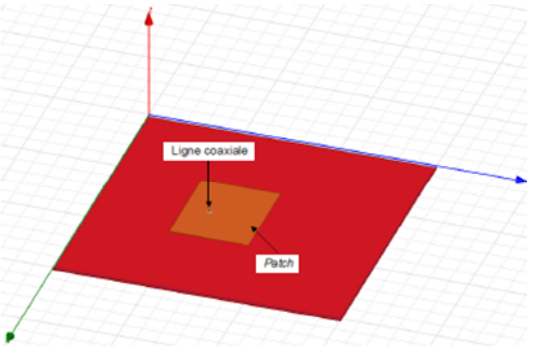
Les encoches ne doivent pas être trop étroites afin d'éviter de coupler le patch avec la ligne 50 Ω. En effet, la partie de la ligne encadrée par le patch n'est plus a 50Ω et l'adaptation d'impédance risque d'être compromise.

1.3.3.2 Excitation par ligne coaxiale

Un autre moyen d'alimenter un patch est d'utiliser une ligne coaxiale qui traverse le plan de masse (Figures 2.13 et 2.14). La connexion se fait donc entre le conducteur central et l'élément rayonnant en un point situé sur son axe de symétrie, plus ou moins prés du bord pour l'adaptation d'impédance.

En effet, comme pour l'excitation par ligne 50 Ω avec encoche, l'impédance d'entrée et donc l'adaptation du patch dépend de la position de l'alimentation. Dans cette structure, l'élément rayonnant et le système d'alimentation extérieur sont isolés l'un de l'autre par le plan de masse.





Figures 3.13 et 3.14 : Schéma d'une antenne patch excitée par une ligne coaxiale

La largeur de l'âme (conducteur central dans un câble coaxial) sera choisie afin d'éviter une trop grosse variation de l'impédance au point d'alimentation. Le port d'entrée étant à 50Ω (connecteur SMA), il faut choisir le rayon de la gaine en conséquence avec la formule suivante :

$$Z_C = \mu_0 \frac{f\lambda}{2\pi} Log\frac{r_2}{r_1} \quad \square \quad \frac{r_2}{r_1} = exp\left(\frac{2\pi Z_C}{\mu_0 f\lambda}\right)$$

r_1 : rayon de l'âme
r_2 : rayon de la gaine
f : fréquence de travail
μ_0 : Perméabilité du vide

1.4 Dimensionnement d'une antenne patch rectangulaire

En guise de résumé, voici une procédure de conception d'une antenne patch rectangulaire. Celle-ci peut être utilisée pour un premier dimensionnement. L'optimisation peut être faite ensuite à l'aide d'un simulateur électromagnétique.

Les données d'entrée sont : le substrat (permittivité électrique, tangente de pertes, épaisseur), la fréquence de fonctionnement. On considère un plan de masse parfait et infini.

- ✓ Le substrat doit être choisi avec soin car le rayonnement y est impacté. Le substrat assurant une optimisation du rayonnement est le ***Duroîd.***
- ***Le Rogers RT Duroîd 5880*** pour le substrat de l'antenne
- ***Le Rogers RT Duroîd 6010*** pour le substrat de la ligne de transmission.

Malgré son coût élevé (en comparaison avec celui de l'Epoxy (FR4, εr = 4.3), il n'existe pas d'autres alternatives que l'utilisation du matériau Duroîd pour minimiser les pertes.

- ✓ L'épaisseur du substrat doit être telle qu'elle satisfasse à l'équation :

$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

a. Calcul de la largeur du patch :

$$W = \frac{\lambda_0}{2}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad avec \quad \lambda_0 = \frac{c}{f_{res}}$$

b. Calcul de λeff et de la constante diélectrique effective εeff :

$$\lambda_{eff} = \frac{c}{f_{res}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2}\left|1 + 12\frac{h}{W}\right|^{-0.5} - \frac{\epsilon_r-1}{4.5}\frac{t}{h}\sqrt{\frac{h}{W}} \text{ (W/h} \geq 1)$$

c. L'extension de longueur (ΔL_P) s'explique par le fait que le champ électrique ne s'arrête pas au bord du patch mais s'étend légèrement au- delà. Son expression est la suivante:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$

d. Ainsi, l'expression de la longueur du patch suivant sa fréquence de fonctionnement est obtenue grâce à l'équation :

$$L_P = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\,\Delta L_P$$

e. Calcul de la position du point d'alimentation:

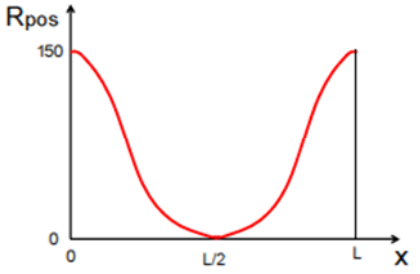
L'impédance d'entrée d'une antenne patch est assez difficile à calculer et de nombreuses formules approchées existent pour l'évaluer. L'impédance d'entrée dépend de plusieurs paramètres, tels que la constante diélectrique, l'épaisseur et la largeur du substrat, ainsi que de la position du point d'alimentation. Les équations ci-dessous permettent de déterminer approximativement la résistance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire :

$$R_{in} = 60\left(\frac{\lambda_0}{W}\right)^2 \quad si \quad \frac{W}{\lambda_0} \square 1 \quad R_{in} = 45\left(\frac{\lambda_0}{W}\right)^2 \quad si \quad \frac{W}{\lambda_0} \square 1$$

L'effet de la position du point d'alimentation peut être pris en compte et déterminé à partir de l'équation :

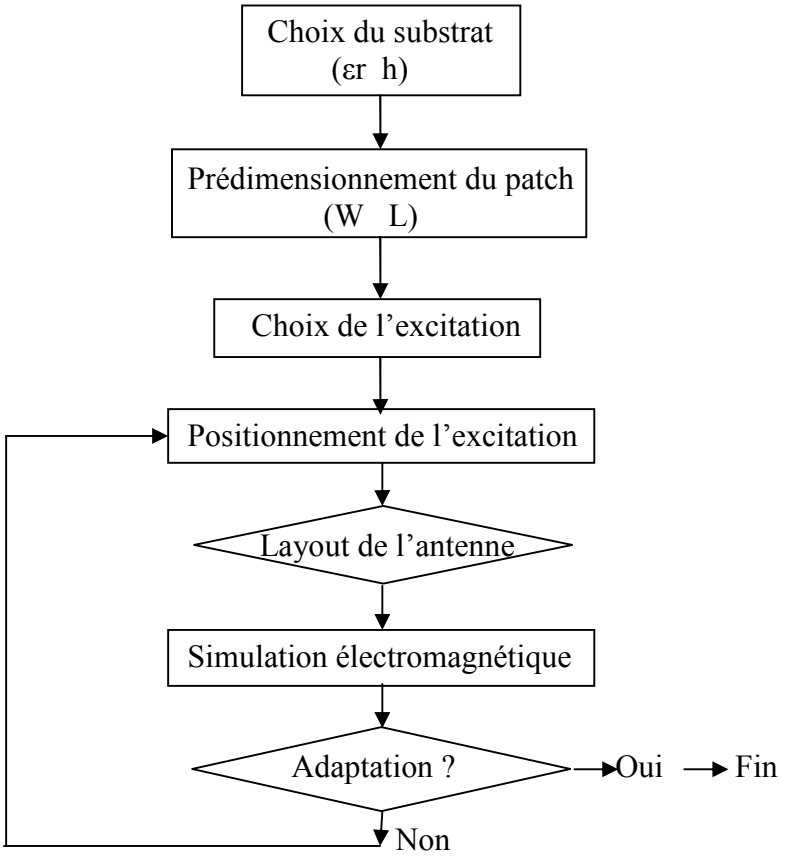
$$R_{pos} = R_{in}\cos^2\left(\frac{\pi x}{L}\right) \quad \rightarrow \quad x = \frac{L}{\pi}\arccos\left(\sqrt{\frac{R_{pos}}{R_{in}}}\right)$$

Comme le montre la figure :



placer le point de polarisation au milieu du patch conduit à une impédance d'entrée nulle et à une dégradation du rayonnement.

Ce prédimensionnement constitue la première, la suivante consiste à choisir le mode d'alimentation ainsi que son positionnement par rapport à l'élément rayonnant.



Le principal paramètre permettant de juger les performances d'une antenne sous HFSS est l'adaptation en entée par l'intermédiaire de S_{11}.

ANNEXE 4
Distribution des champs/courants et diagramme de rayonnement d'une antenne microruban (*patch*)

1. Répartition des champs et courants

Dans les antennes imprimées, les distributions de courants qui génèrent le champ rayonné sont imposées par des modes résonnants. La nature des modes dépend de la forme du patch. Une étude analytique est menée pour des antennes micro ruban de forme rectangulaire. Ce type de patch est assimilé a une cavité ayant deux murs électriques parfaits(les surfaces conductrices) et quatre murs magnétiques parfaits (Figure 4.1).

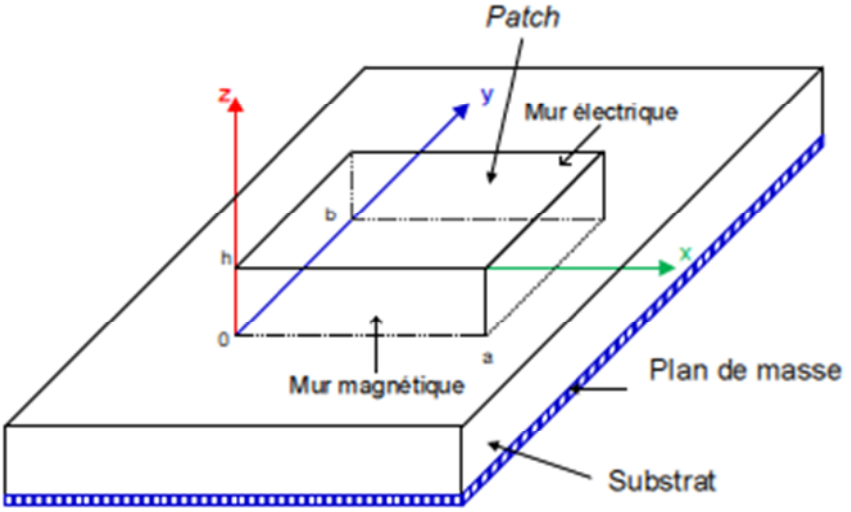


Figure 4.1 : Modèle de la cavité d'une antenne microruban rectangulaire

Hypothèses de travail

Quelques hypothèses doivent être émises afin de déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité :

- les murs électriques en z = 0 et z = h sont idéaux
- les murs magnétiques en y = 0, y = b, x = 0 et x = a sont id eaux
- la hauteur h du substrat au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (fréquence du mode excité).

Cette dernière hypothèse permet d'en déduire que le champ électromagnétique ne varie quasiment pas sur la hauteur h. Par ailleurs, puisque le champ électrique tangentiel est nul (car constamment continu a l'interface entre deux milieux) en z = 0 et z = h, on en déduit que les lignes de champ qui atteignent les conducteurs dans ces deux plans sont orthogonales à ces plans.

Au final, le champ électrique interne à la cavité ne peut être orienté que suivant Oz et est constant sur une ligne de champ entre les deux conducteurs, comme le montre l'équation:

$$\vec{E} = E_z(x,y)\overrightarrow{U_z}$$

On peut en déduire le champ magnétique interne en utilisant la relation de Maxwell:

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = j\omega\vec{B}$$

$$\vec{B} = -\frac{1}{j\omega}\left\{\frac{\partial E_z}{\partial y}\overrightarrow{U_x} - \frac{\partial E_z}{\partial x}\overrightarrow{U_y}\right\}$$

$$\vec{B} = B_x\overrightarrow{U_x} + B_y\overrightarrow{U_y}$$

A noter qu'il n'existe pas de composante de champ magnétique suivant Oz. Les lignes de champ magnétiques sont donc parallèles au plan z = 0. L'équation de propagation se simplifie car il n'y a qu'une composante de champ suivant Oz et cette composante n'a pas de dépendance en z :

$$\frac{\partial^2 E_z(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x,y)}{\partial y^2} + k^2 E_z(x,y) = 0 \quad avec k^2 = k_x^2 + k_y^2$$

Le champ électrique se présente donc sous la forme:

$$E_z(x; y) = [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)]\,[C \cos(k_y y) + D \sin(k_y xy)]$$

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfaits imposent un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit:

$B_x = 0$ en y =0 et y = b
$B_y = 0$ en x =0 et x = a

On peut en déduire alors: $B_x = 0$ et $\frac{\partial E_z}{\partial y} = 0$

Donc :E = 0 en y = 0 → $k_y = n\frac{\pi}{b}$ $en\ y = b$ B = 0 en x = 0 → $k_y = m\frac{\pi}{b}$ $en\ x = a$

Les champs életrique et magnétique s'écrivent ainsi :

$$E_z(x,y) = A' \cos(m\frac{\pi}{a}x)\cos(n\frac{\pi}{b}y)$$

$$B_x(x,y) = A' \frac{n\pi}{j\omega a}\cos(m\frac{\pi}{a}x)\cos(n\frac{\pi}{b}y)$$

$$B_y(x,y) = -A' \frac{m\pi}{j\omega a}\sin(m\frac{\pi}{a}x)\cos(n\frac{\pi}{b}y)$$

Les entiers m et n désignent l'ordre des modes qui s'excitent suivant les directions x et y. Le mode suivant la direction z a été identifié comme correspondant à un entier p=0, car tous les champs sont constants suivant cette direction à l'intérieur de la cavité.

On peut dés lors déterminer la fréquence de résonnance de chacun des modes. En effet, nous savons que la constante de propagation est telle que:

$$k^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 \quad et\ k^2 = \omega^2\epsilon\mu = 4\pi^2 f^2 \epsilon\mu$$

Et par conséquent, la fréquence de résonnance peut s'exprimer de la manière suivante:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

En pratique, le mode le plus utilisé est le mode (m; n; p) = (1; 0; 0) ou (m; n; p) = (0; 1; 0).Donc, la fréquence vaut alors:

$$f = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_{eff}}} \qquad pour\ (m, n, p) = (1,0,0)$$

On peut à présent représenter l'allure des champs électriques et magnétiques ainsi que l'allure du courant sur le patch. Dans le mode fondamental (m, n, p), les allures de champs électrique et magnétique sont illustrées Figures 4.2 et 4.3 respectivement.

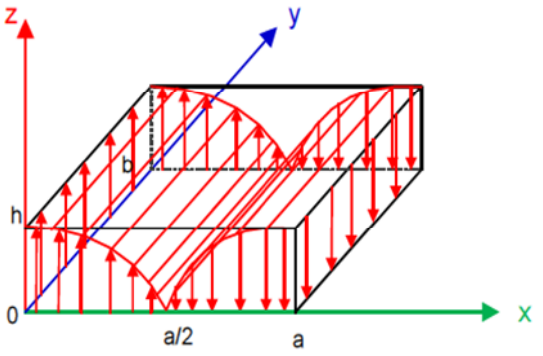


Figure 4.2 : Allure du champ électrique

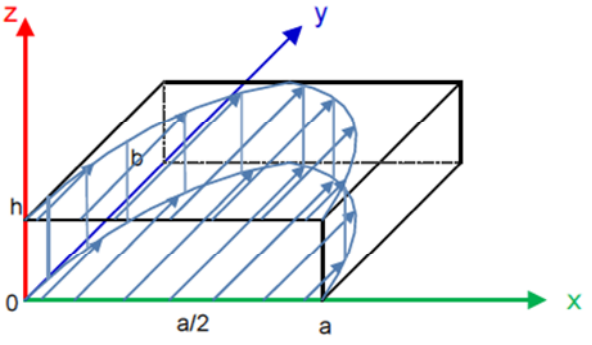


Figure 4.3 : Allure du champ magnétique

Les courants à la surface du patch sont, quant a eux, donnés par la relation suivante :

$$\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H} = \overrightarrow{U_z} \wedge \frac{\vec{B}}{\mu}$$

Ainsi, l'expression finale du courant à la surface du patch est donnée par :

$$\vec{J}(x, y) = \frac{\pi}{j\omega\mu a}\ sin\left(\frac{\pi}{a}\ x\right)\overrightarrow{U_x}$$

L'allure du courant à la surface du patch est illustrée Figure 4.4

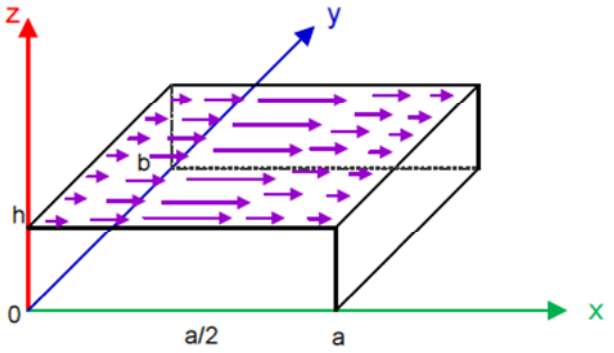


Figure 4.4 : Allure du courant en surface du patch

L'orientation de ces courants qui sont tous parallèles permet de définir deux plans de coupe dans lesquels la polarisation de l'onde rayonnée est parfaitement déterminée : le plan E qui contient le vecteur champ électrique et qui correspond au plan y=0, et le plan H qui contient le vecteur champ magnétique et qui correspond au plan x=0.

2. Diagramme de rayonnement du patch

A partir de cette répartition de courant, on peut en déduire l'approximation analytique du champ lointain rayonné par l'antenne. Les calculs étant extrêmement lourds, seule la formule finale du champ rayonné est donnée. Le champ total rayonné est de la forme suivante [ ]:

$$\vec{E}(P) = \left\{ -b\cos\left(\frac{Aa}{2}\right)\frac{\sin\left(\frac{Bb}{2}\right)}{\frac{Bb}{2}}\sin(\varphi) + A\sin\left(\frac{Bb}{2}\right)\frac{\cos\left(\frac{Aa}{2}\right)}{A^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}\cos(\varphi) \right\} \cos(\theta)\overrightarrow{U_\varphi}$$

Avec

$$A = k \sin(\theta) \cos(\varphi) \quad B = k \sin(\theta) \sin(\varphi)$$

Finalement, suivant les plans E ou H, le diagramme de rayonnement approximatif est de la forme suivante :

- dans le plan E ($\varphi = 0°$), selon l'équation:

$$E(\theta) = \left|\cos\left(\frac{\pi\sin(\theta)}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right)\right|$$

- dans le plan H ($\varphi = 90°$), selon l'équation:

$$E(\theta) = \left|\frac{\sin\left(\frac{kbsin(\theta)}{2}\right)}{\frac{kbsin(\theta)}{2}}\cos(\theta)\right| \qquad avec\ k = \frac{\pi}{a\sqrt{\epsilon_r}}$$

Bibliographie

[1] Alexandre Boyer alexandre.boyer@insa-toulouse.fr http://lesia.insa-toulouse.fr/~a_boyer.

[2] HFSS tutoriel Dr. Otman El Mrabet & M. Essaadi.

[3] Les antennes Jean-philippe muller.

[4] www.mémoireOnline.fr. Antenne Patch

[5] Cours de physique de Feynman - Les cours de référence - Éditions Dunod.
[6] www.google.fr WIKIPEDIA.

[7] Antenne patch pour le 23cm Par Yves OESCH / HB9DTX, janvier/avril 2010

[8] User's guide – High Frequency Structure Simulator (HFSS).

[9] Paul François Combes. Micro-ondes - Circuits passifs, propagation, antennes. Dunod, 1997.

[10] Mémoire de fin d'études Simulations des antennes sous HFSS (High Frequency Structure Simulator).OUALLI. L 2013