

## *TP antenne*

### *Conception et réalisation d'un réseau d'antennes imprimées*

#### I. Introduction

Un réseau d'antennes est un regroupement de sources élémentaires qui seront des pastilles imprimées dans notre cas. Le fait de regrouper des antennes permet :

- ✓ Une augmentation de la directivité et donc du gain. Des réseaux de grande taille de plusieurs centaines ou milliers de pastilles permettent ainsi d'obtenir une directivité allant jusqu'à 40-45dBi.
- ✓ Un contrôle du niveau des lobes secondaires en pondérant les différentes antennes composant le réseau.
- ✓ D'obtenir des diagrammes formés : sectoriels, cosécante...
- ✓ Une obtention de plusieurs faisceaux (déphasages entre les éléments). L'antenne peut donc « regarder » dans plusieurs directions.

Dans le cadre de ce TP plusieurs types de réseaux peuvent être étudiés.

$$F(\theta_i) = \frac{\sin N \left( \pi \frac{d}{\lambda_0} \sin(\theta_i) - \frac{\Delta\varphi_i}{2} \right)}{N \sin \left( \pi \frac{d}{\lambda_0} \sin(\theta_i) - \frac{\Delta\varphi_i}{2} \right)}$$

Dans notre cas, la distance inter éléments est fixée à  $0.5\lambda_0$  à la fréquence centrale de 2.5Ghz. Nous désirons un angle de dépointage  $\theta_i$  de  $30^\circ$ .

Calcul de l'incrément de phase nécessaire entre les éléments du réseau :

Pour  $f=2.5\text{Ghz}$  on a  $\lambda=12\text{cm}$ .

$$\theta_i = \arcsin \left( \frac{\lambda_0 \Delta\varphi_i}{2\pi d} \right)$$

On obtient alors un incrément de phase de  $\pi/2$ . Les phases des différents éléments du réseau seront  $\pi/2, \pi, 3\pi/2$ .

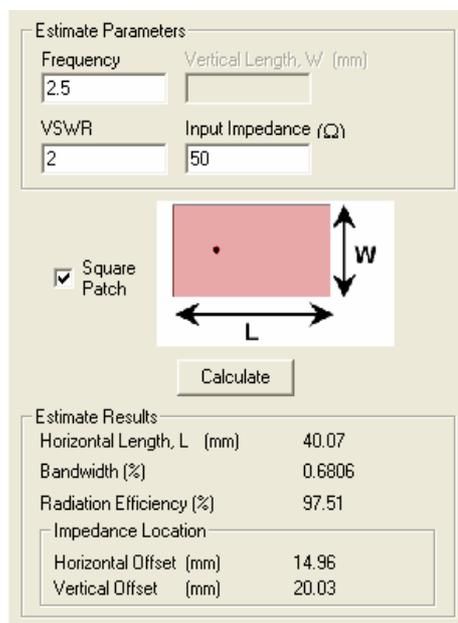
## II. Calcul de la pastille carrée à 2.5Ghz

Le réseau sera réalisé sur un substrat verre Téflon dont les caractéristiques diélectriques sont les suivantes :  $h=0.8\text{mm}$  ;  $\epsilon_r = 2.2$  ;  $\text{tg } \delta = 0.001$ .

Nous devons alors dimensionner avec designer la pastille carrée et simulez cette antenne pour obtenir son impédance d'entrée à la fréquence de résonance.

Pour pouvoir dimensionner le carré nous allons entrer les caractéristiques du substrat et la fréquence à laquelle nous voulons travailler ici à 2.5Ghz. Nous obtenons alors une largeur  $W=40.07\text{mm}$  et  $\epsilon_{\text{eff}} = 1.8797$ . Ce qui nous permet de calculer  $\lambda_g = (c/f) * (1/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}})$

On a  $\lambda_g = 43.8\text{mm}$ .



Estimate Parameters	
Frequency	Vertical Length, W (mm)
2.5	
VSWR	Input Impedance ( $\Omega$ )
2	50

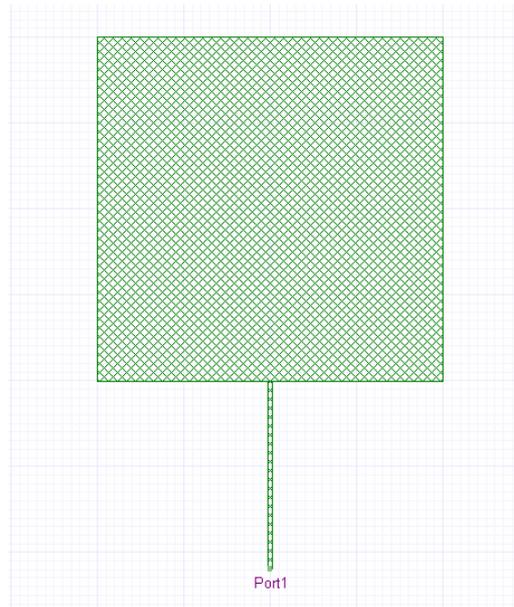
Square Patch

Calculate

Estimate Results	
Horizontal Length, L (mm)	40.07
Bandwidth (%)	0.6806
Radiation Efficiency (%)	97.51
Impedance Location	
Horizontal Offset (mm)	14.96
Vertical Offset (mm)	20.03

Pour mesurer l'impédance d'entrée à la fréquence de résonance on placera une piste de  $\lambda_g/2$  donc de longueur 21.9mm.

On simulera donc le patch suivant :



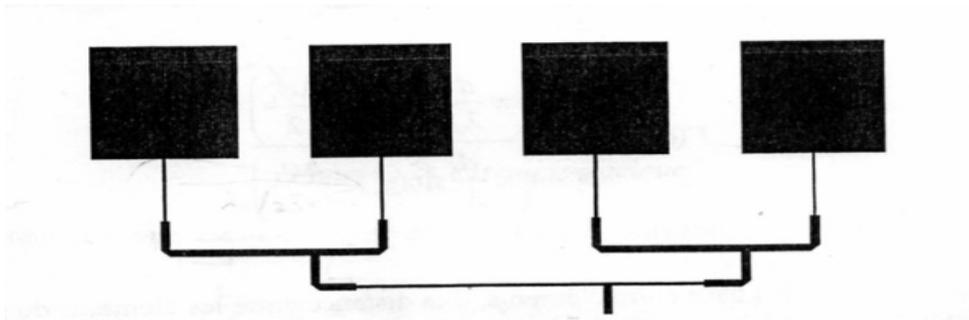
D'après la simulation on a la fréquence de résonance à 2.478Ghz avec  $Z_e=277.5\Omega$ .

### III. Calcul des lignes de l'arborescence d'alimentation du réseau

Le premier objectif de cette étape est d'obtenir les bons déphasages entre les 4 pastilles du réseau afin d'assurer le dépointage du faisceau de  $30^\circ$ .

Le second objectif est d'adapter ce réseau, c'est-à-dire que l'impédance d'entrée globale soit de  $50\Omega$ . Pour cela, il faudra partir de l'impédance d'entrée d'une seule pastille calculée précédemment.

Voici l'allure générale du réseau :

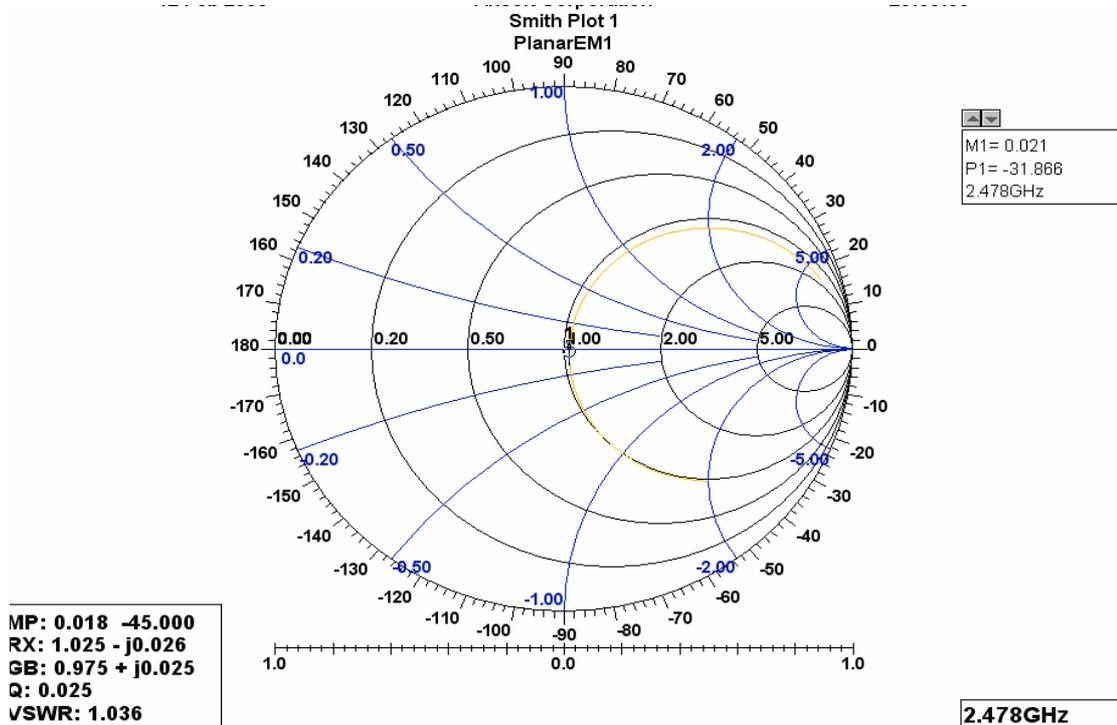


Nous devons tout d'abord ramener une impédance de  $50\Omega$  au lieu des  $277.5\Omega$  calculé précédemment. On utilisera la formule du  $\frac{1}{4}$  d'onde :  $Z_c=\sqrt{(Z_1Z_2)}$   
D'où  $Z_c=117.79\Omega$ .

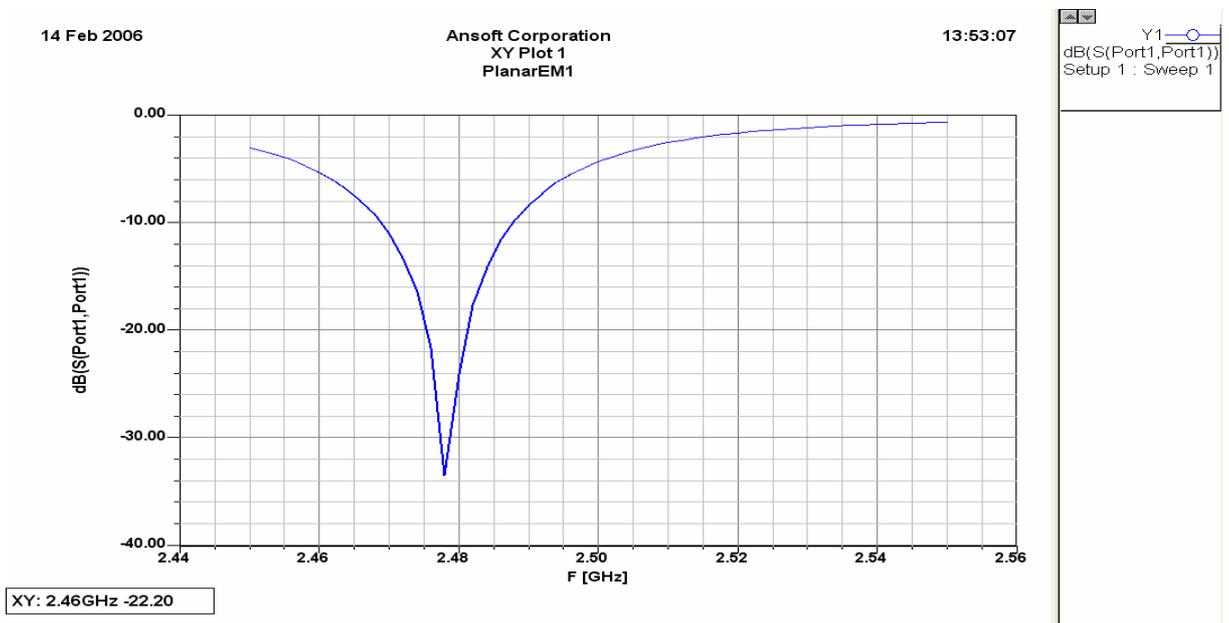
Avec Ansoft on a  $W=0.4578$ .

Après simulation nous obtenons une impédance de  $60\Omega$ . On devra alors optimiser le système. On va légèrement augmenter la largeur de la ligne, on prend alors  $W=0.5578$ .

On obtient alors l'abaque de Smith suivant :



On a alors  $51.75\Omega$  à la fréquence 2.478Ghz. Notre patch sera donc adapté à cette fréquence. Ce que nous montre le diagramme suivant qui représente le coefficient de réflexion  $S_{11}$ .



Maintenant que nous sommes adapté on va pouvoir continuer notre réseau. Il faut que l'écart entre deux patchs fasse  $90^\circ$  donc il nous faut une ligne de longueur de  $\lambda_g/4$ .

Il nous faut donc placer la ligne à une longueur de ligne de 10.94mm sachant que la distance entre les deux patchs est de 60mm.

$X1+X2=60\text{mm}$  sachant qu'il faut rajouter la distance  $\lambda_g/4$  donc on a

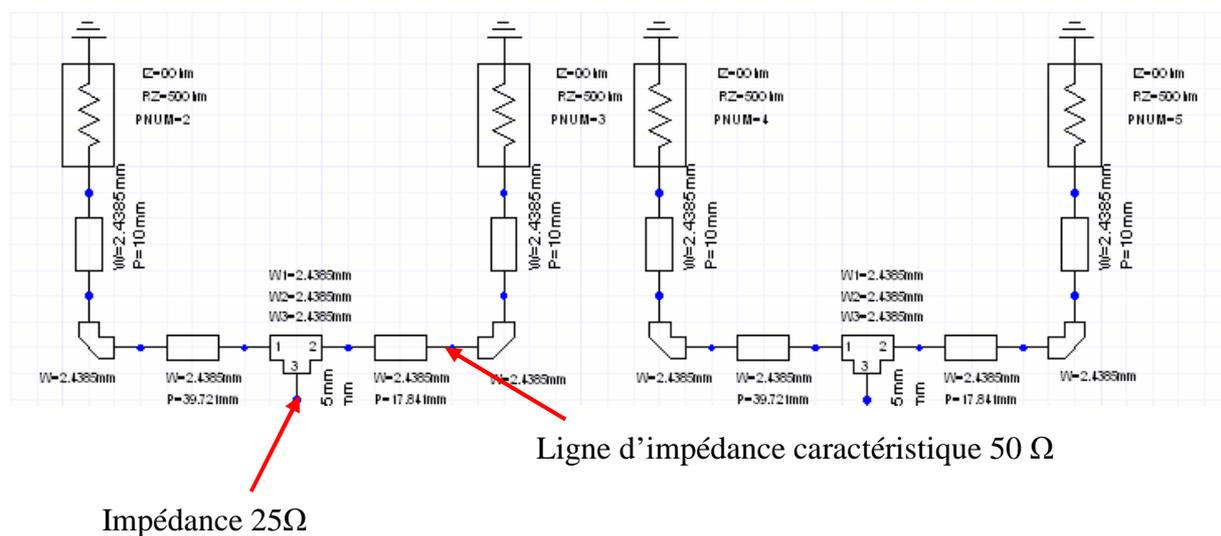
$$X1+10.94+X2=60\text{mm}$$

D'où  $X1=40.94\text{mm}$  et  $X2=19.06\text{mm}$ .

Il faut penser également à retirer les 2.4385 qui sont utilisés avec le coude pour que l'on est bien 60mm d'écart et pas 62.4385mm.

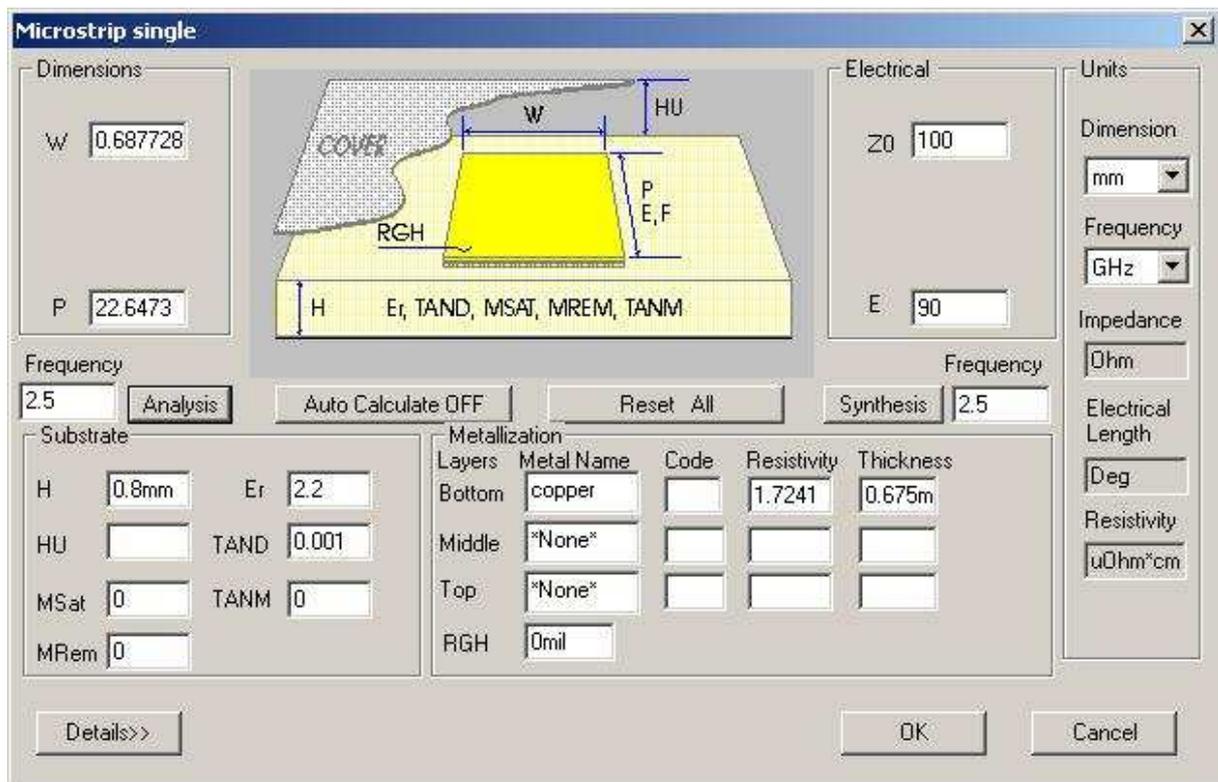
Donc  $X1=40.94-2.4385/2=\underline{39.72\text{mm}}$  et  $X2=19.06-2.4385/2=\underline{17.84\text{mm}}$ .

Maintenant que nous avons réalisé notre déphasage de  $90^\circ$  nous reproduisons la même chose pour que nous disposions des 4 patchs. Le but sera ensuite de les rassembler en gardant un écart de 60mm et un déphasage de  $90^\circ$ .



L'impédance vue au point 3 sera alors de 25 $\Omega$ . On ramènera cette impédance par le biais d'une ligne de longueur  $\lambda_g/2$  soit de 21.88mm. Ensuite il va falloir réaliser un déphasage de  $90^\circ$  entre les patchs que nous assemblons donc nous devons à nouveau les écarter d'une longueur de ligne  $\lambda_g/4$ . Le but est également d'obtenir en sortie de notre réseau une impédance caractéristique de 50 $\Omega$  donc pour cela il nous faudra deux lignes d'impédances caractéristiques 100 $\Omega$  en parallèle.

Nous devons donc calculer les caractéristiques de la ligne 100 $\Omega$  nous donnant un déphasage de  $90^\circ$  avec le logiciel Ansoft.



Il nous faut donc une ligne de longueur 22.64mm et une largeur  $W=0.6877\text{mm}$ . L'écart sera de 120mm donc il faut écarter les lignes de 22.64mm sans oublier d'enlever la distance 2.4385 des coudes mais également la longueur de la ligne de  $\lambda_g/2$  qui nous a servi à ramener notre impédance de  $25\Omega$  qui sera de 10.94mm car nous avons mis un coude au milieu de cette ligne.

$$D'o\grave{u} X1+X2+21.88=120\text{mm}$$

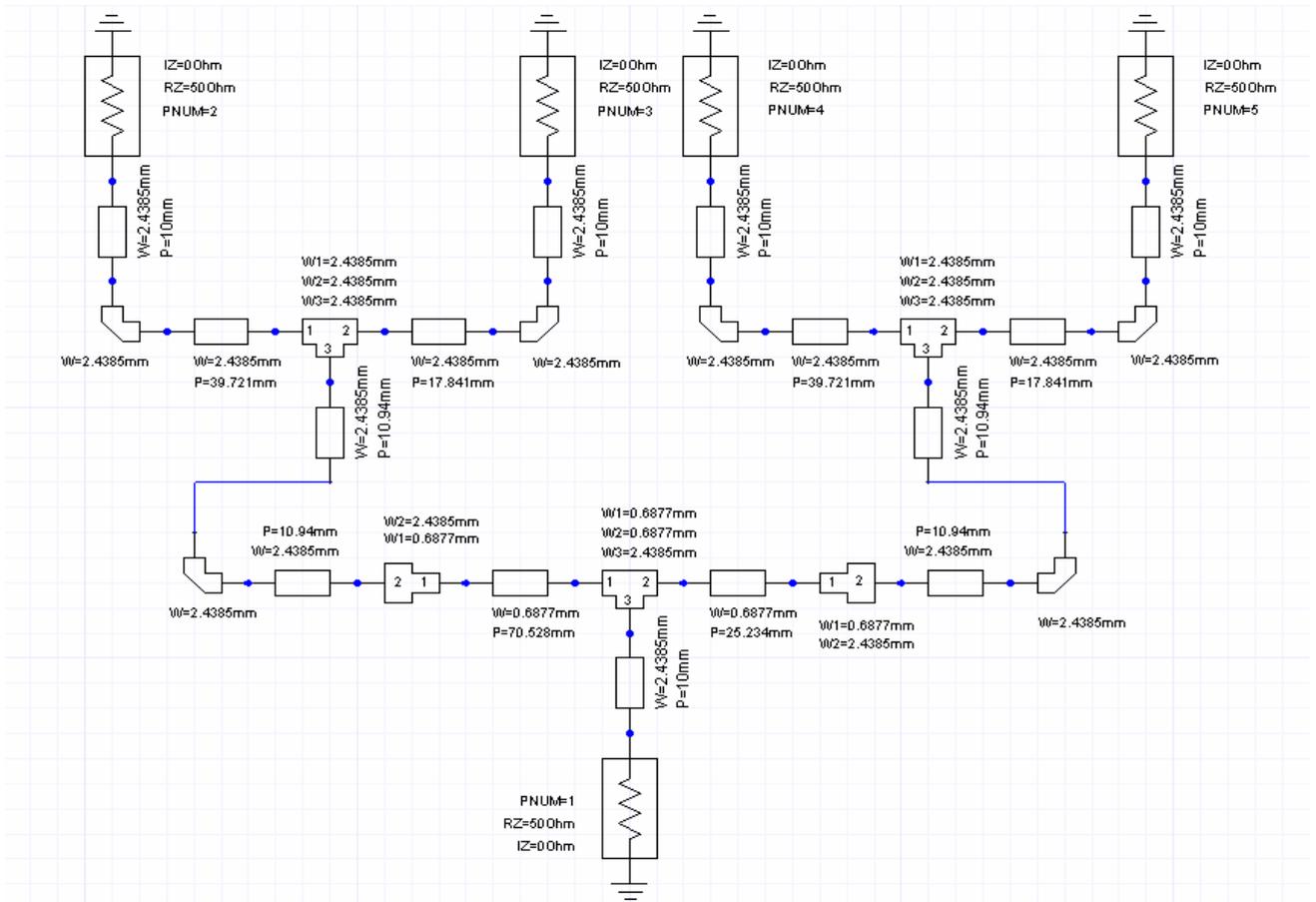
$$X1+22.64+X2+21.88=120\text{mm} \text{ soit } X1+X2=120-21.88=98.12\text{mm}$$

$$D'o\grave{u} X1=98.12/2+22.64-2.4385/2=70.48\text{mm}$$

$$\text{Et } X2=98.12/2-22.64-2.4385/2=25.2\text{mm}$$

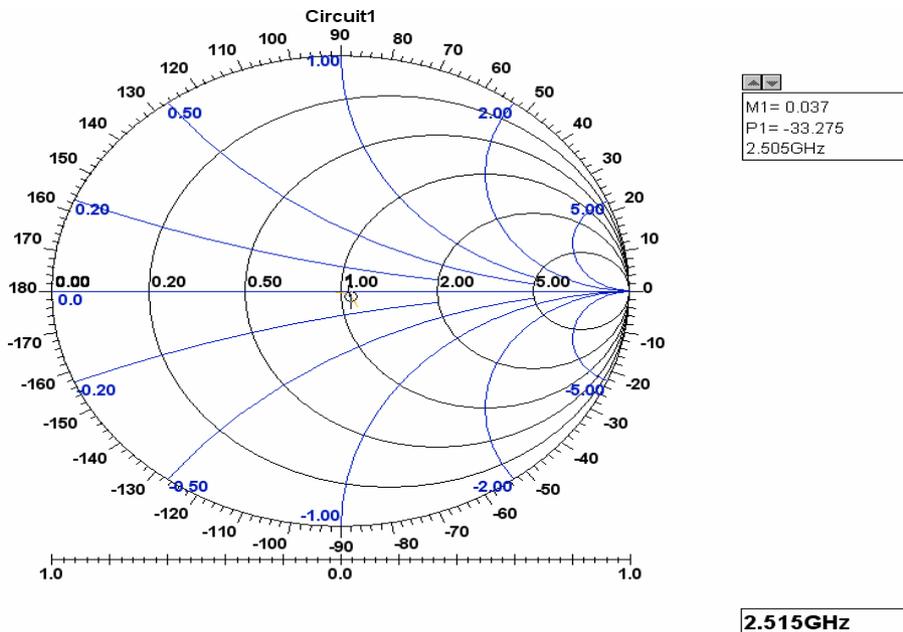
Donc  $X1=70.48\text{mm}$  et  $X2=25.2\text{mm}$

On réalise donc notre réseau :

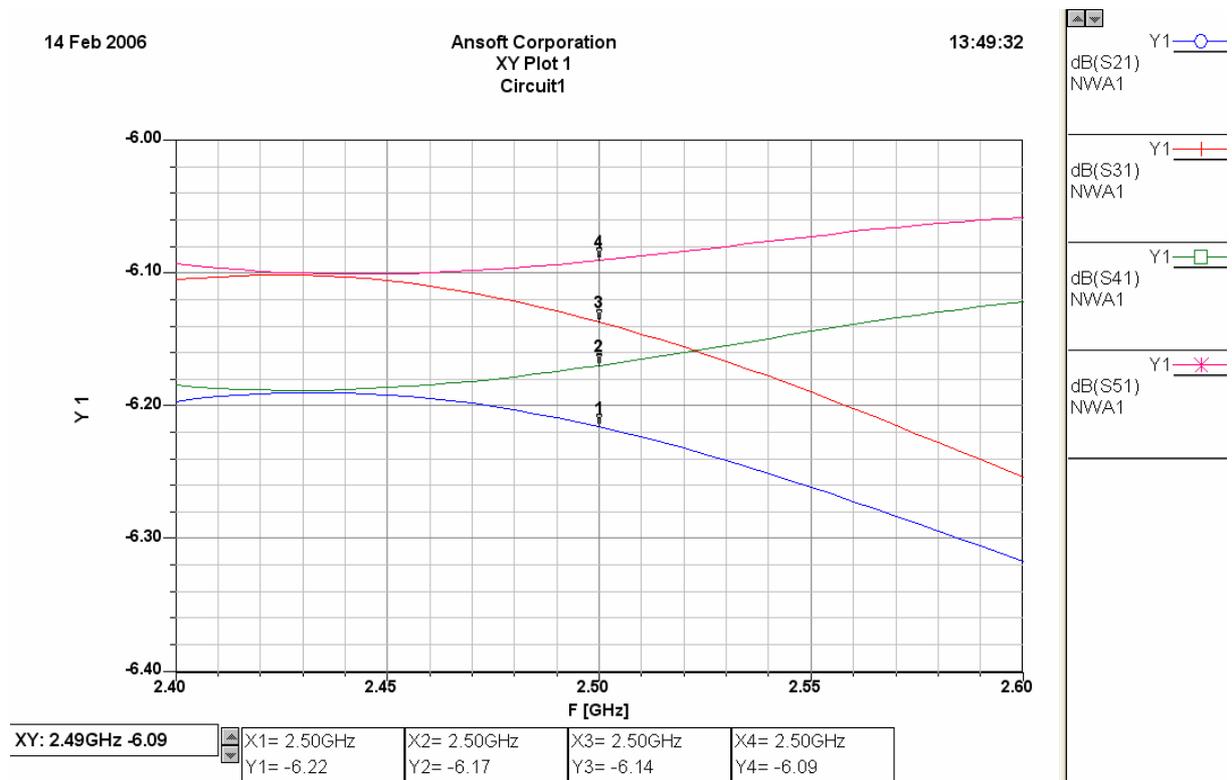


On va donc à présent simuler notre réseau.

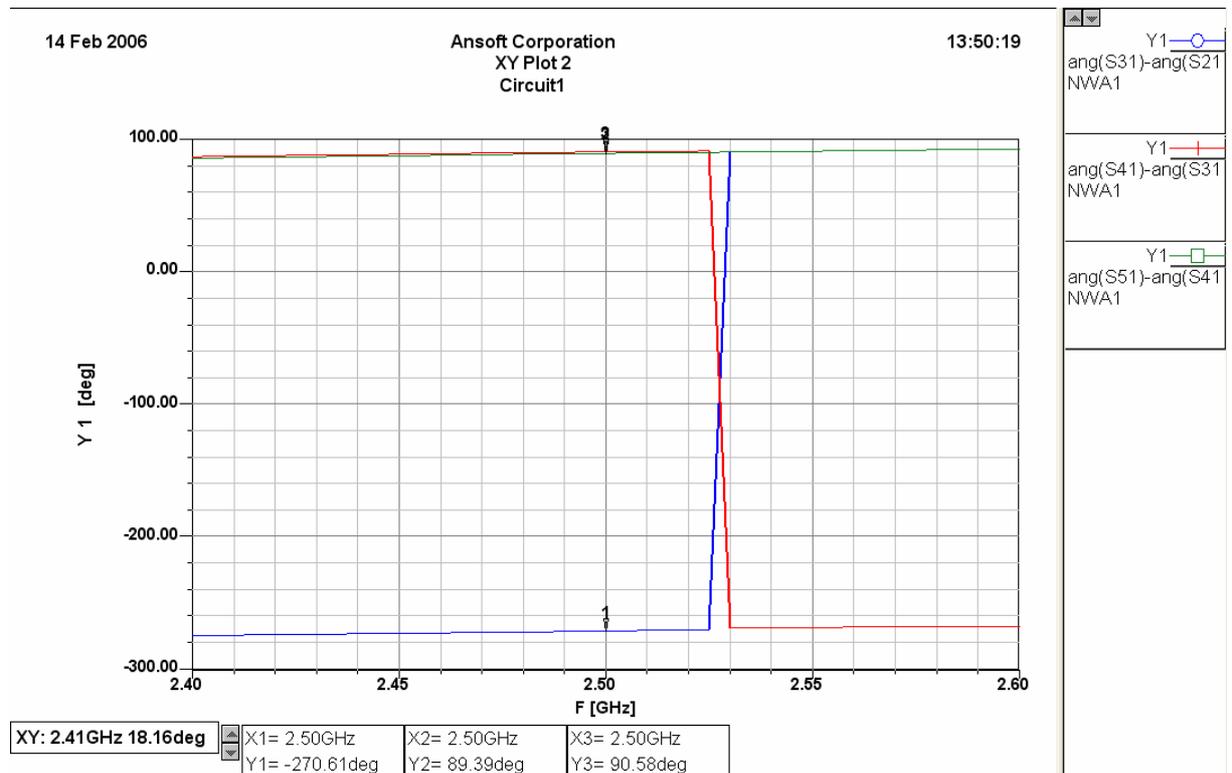
On peut remarquer que notre réseau est bien adapté nous avons une impédance caractéristique de  $51.3\Omega$ .



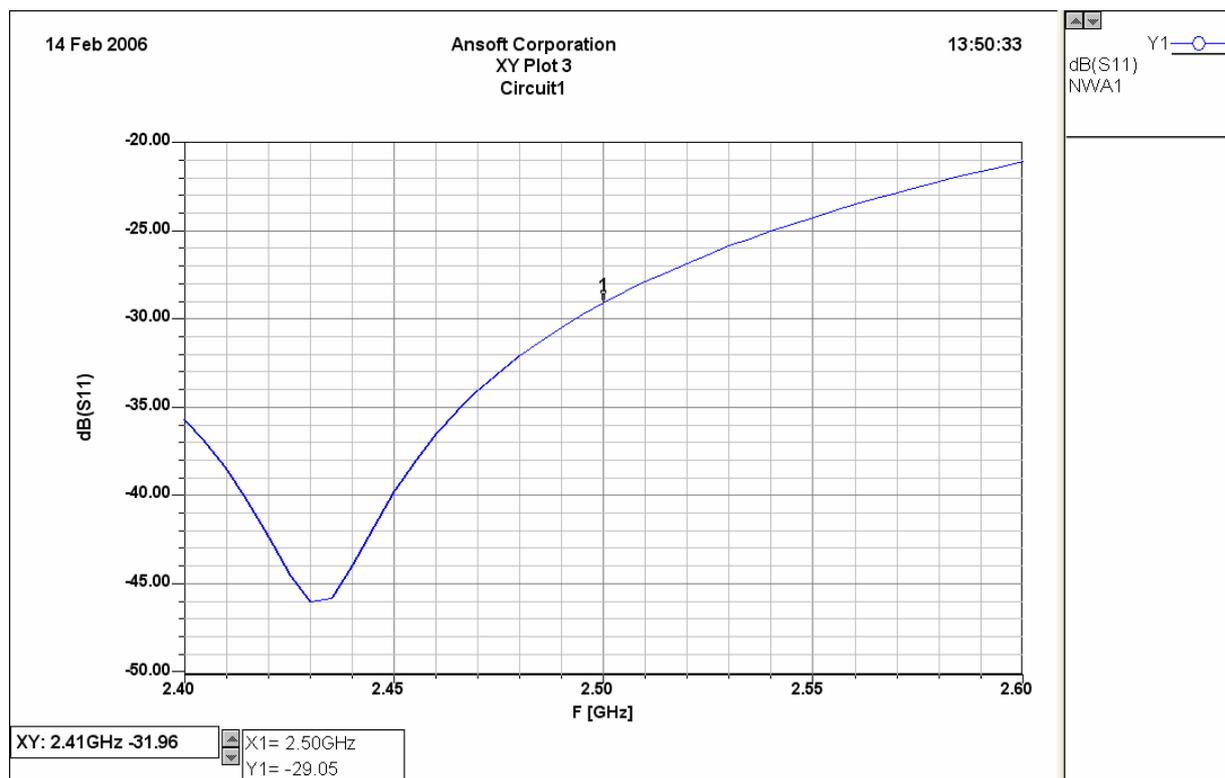
Ici nous comparons se qui est transmis sur chaque port on obtient une puissance de environ  $-6\text{dB}$  car nous avons  $\frac{1}{4}$  de la puissance.



Ici nous comparons les phases entre chaque patch et on remarque que nous avons nos  $90^\circ$  de déphasage.



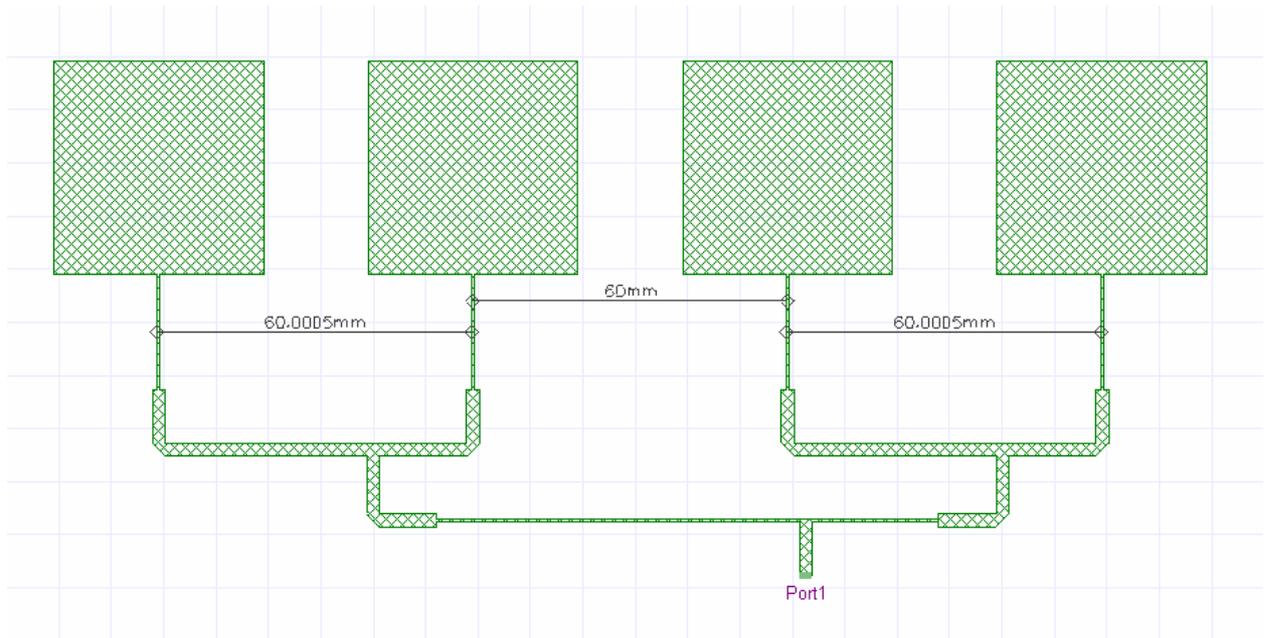
Ici nous regardons le paramètre  $S_{11}$  qui est le paramètre lié à la réflexion et à 2.5GHz nous avons -30dB se qui très correcte.



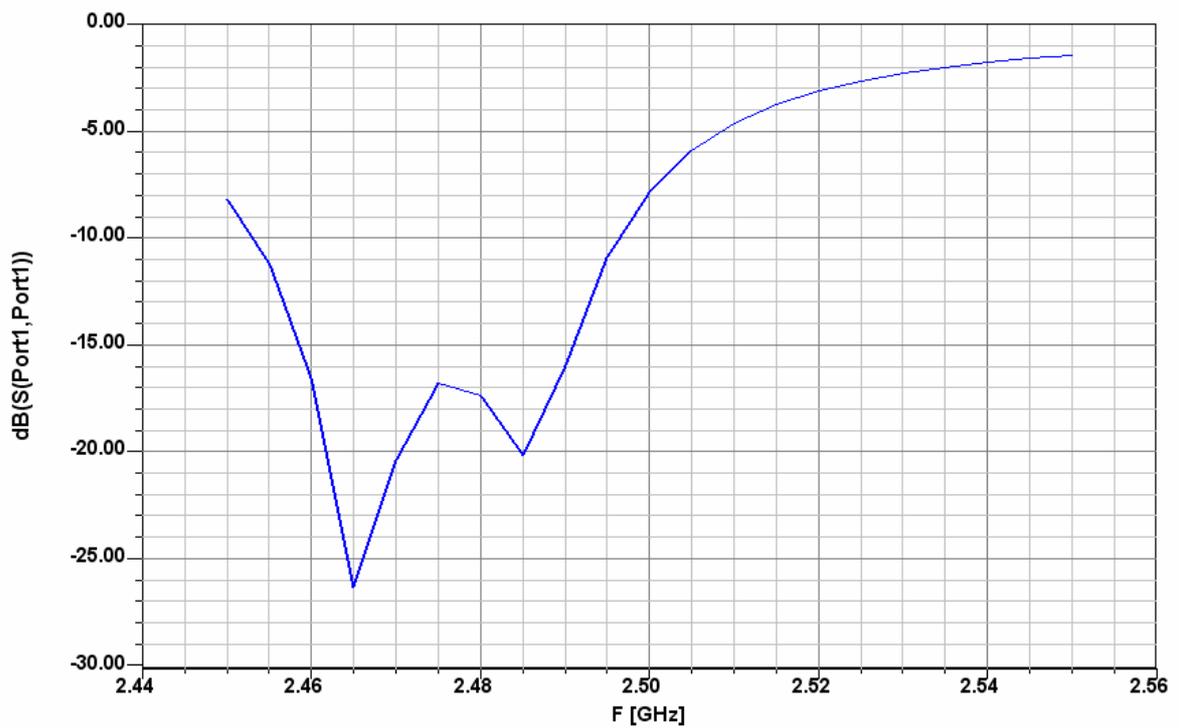
Maintenant que l'arborescence de notre réseau est faite il nous faut passer maintenant notre modèle en électromagnétique. Pour cela nous ferons la procédure suivante :

- Circuit → Layout editor
- Draw → Align MWpatch
- Edit → Copy to plane EM

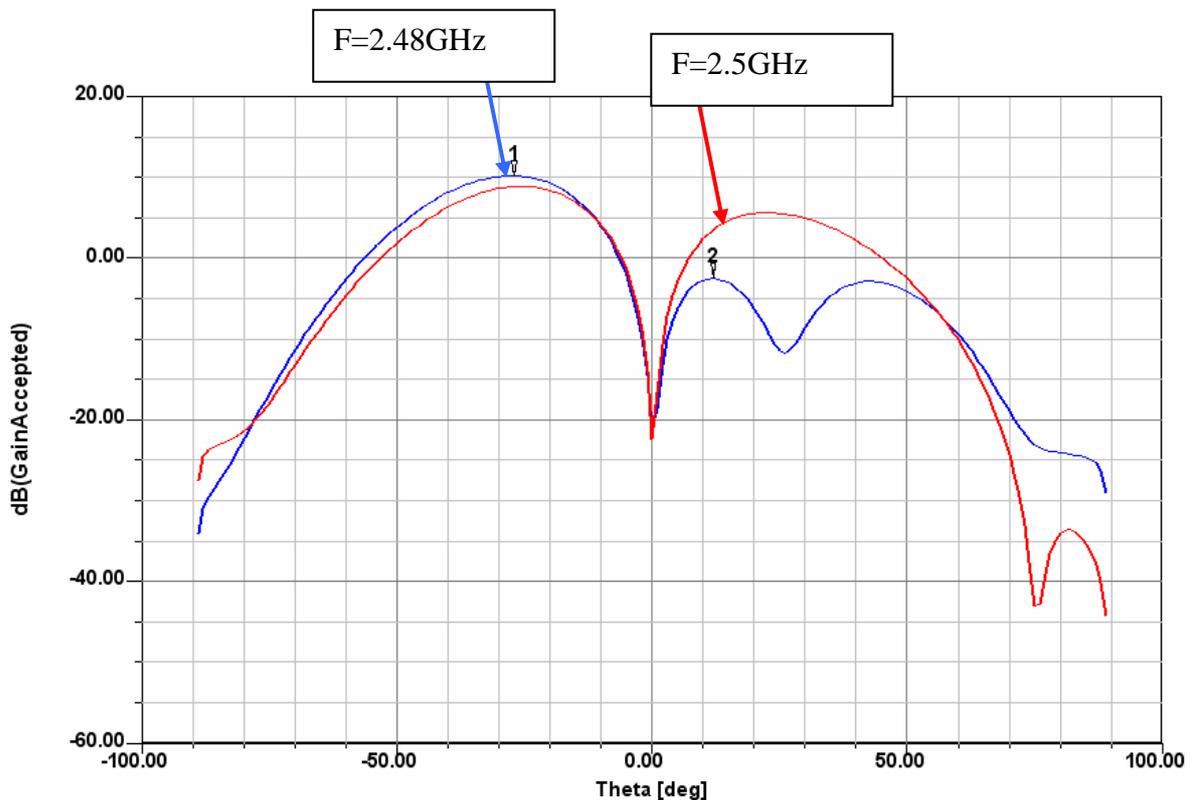
Nous obtenons alors le résultat suivant :



Nous allons donc simuler notre réseau en commençant par le  $S_{11}$ . Nous avons -8dB à 2.5GHz.



Sur ce diagramme nous avons pouvons observer le gain en fonction de l'orientation à deux fréquences.



Pour la fréquence 2.48GHz on a donc un lobe principal de 10dB. Le lobe secondaire est à -2.19dB. A 2.5GHz le lobe secondaire est important par rapport au lobe principal.

#### IV. Manipulation

On va donc à présent réaliser l'antenne sur le substrat choisi. Pour cela nous utiliserons notre masque et après la fabrication de l'antenne nous pourrons alors faire les mesures souhaitées. La fabrication se fera par plusieurs étapes en effet il faudra insoler la plaque selon le masque que l'on désire pour au finale obtenir l'arborescence avec du cuivre. Le plan de masse qui sera sur l'autre face sera entièrement cuivré. Ensuite nous pourrons passer aux mesures en ayant au préalable pris soin de calibrer l'analyseur de réseau. On mesurera le paramètre  $S_{11}$  et on observe que l'on obtient -20dB à 2.46Ghz. On cherchera à présent à déterminer le gain de l'antenne pour cela nous mesurerons le  $S_{21}$ . Une antenne patch de gain connu 7dB sera utilisée. On placera les deux antennes à une distance de 1m se qui nous permettra de calculer les pertes en espace libre à la fréquence de 2.46Ghz.

$(\lambda^2 / (4\pi R)^2)$  avec  $\lambda=12.19\text{cm}$  et  $R=100\text{cm}$ .

On obtient des pertes en espace libre de l'ordre de -40.26dB.

D'après la relation suivante nous pourrons en déduire le gain de notre antenne :

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot (\lambda^2 / (4\pi R)^2) \text{ d'où } P_r/P_e = G_e \cdot G_r \cdot (\lambda^2 / (4\pi R)^2)$$

On a  $P_r/P_e = 22\text{dB}$

Donc  $G_e = 40 - 22 - 7 = 11 \text{dB}$

Le gain de notre antenne est donc de 11dB à 2.46Ghz. Le fait que l'arborescence rayonne peut entraîner des différences avec notre simulation.

### Conclusion :

Ce TP nous a donc permis de concevoir un réseau d'antennes selon un cahier des charges précis. Pour cela nous avons du utiliser le logiciel Ansoft designer qui est utilisé dans le monde de l'industrie. Nous avons du faire face à des difficultés et ainsi trouver des solutions afin de les résoudre.