

# ANTENNE RESEAU A COMMANDE DE PHASE

*N. Amar Touhami*

*M. Gueye*

Faculté des Sciences, Université Abdelmalek Essaadi, Tétouan - Maroc

*A. Zakriti*

Ecole Nationale des Sciences Appliquées,  
Université Abdelmalek Essaadi, Tétouan - Maroc

*M. Boussouis*

Faculté des Sciences, Université Abdelmalek Essaadi, Tétouan - Maroc

*A. Tribak*

Institut National des Postes et Télécommunication, Rabat – Maroc

---

## Abstract

Phased array antennas are known for their capability to steer the beam pattern electronically with high effectiveness, managing to get minimum side-lobe levels and narrow beamwidths. Normally phase shifters are the devices in a phased array antenna that allow the radiated beam to be steered in the direction. The objective of this research is to investigate a phase shifter in a linear antenna array for angle scan.

A microstrip antenna array is used since it is simple to design and fabricate. The phase shifter is provided using low pass filter. Ansoft Designer Software is used to simulate a low pass filter and Ansoft Ensemble Software to simulate phased array antenna

---

**Keywords:** Phased array; phase shifters; microstrip antenna; beam steering; Radiation pattern

## Introduction

L'antenne réseau à commande de phase est un groupe d'antennes élémentaires alimentées avec des signaux dont les phases sont ajustées de façon à obtenir le diagramme de rayonnement voulu (Paraskevopoulos, et al., 2012, Fatemi, et al., 2011, How, et al., 2000, Iskander, et al. 2001, Anh, et al., 2005). La position du faisceau dans l'espace est commandée électroniquement en ajustant les phases des signaux d'excitation des émetteurs individuels. Ces antennes sont facilement orientables, sans utilisation des pièces mécaniques mobiles (Topalli, et al. 2008, Mitani, et al., 2011, Ehyaie, 2011, Lambard, et al., 2009).

Cette technologie a été développée pour la radioastronomie vers 1946, par Antony Hewish et Martin Ryle, à l'université de Cambridge. Actuellement, l'antenne réseau à commande de phase est utilisée dans plusieurs domaines (Torres, et al., 2005, Kedar, et al., 2006, Goeland, et al., 2011, Manu, et al., 2012) tel que les stations AM en télécommunications pour améliorer leur couverture. Parmi les applications, on trouve aussi le radar tridimensionnel à balayage électronique qui utilise ce principe pour sonder l'atmosphère sans avoir besoin d'utiliser une antenne mobile d'un coût important, ainsi que l'astronautique des satellites qui emploient ce type d'antenne pour leurs télécommunications.

Les lignes de retard de phase ou déphaseurs sont des dispositifs très répandus dans le domaine microondes. Ces lignes sont utilisées essentiellement pour contrôler le pointage des réseaux d'antennes et éviter la dégradation du signal RF dans sa propagation multidirectionnel. Elles permettent aussi de contrôler électroniquement le diagramme de rayonnement en modifiant l'amplitude et la phase d'alimentation des antennes de base (figure 1) (Romanofsky, 2007, Tsuji, et al., 2006, Wanner, 2008, Ehmouda, et al., 2009). La direction du maximum de rayonnement est donnée par la relation suivante:

$$\theta_0 = \sin^{-1} \frac{-\Delta\phi\lambda}{2\pi d} \quad (1)$$

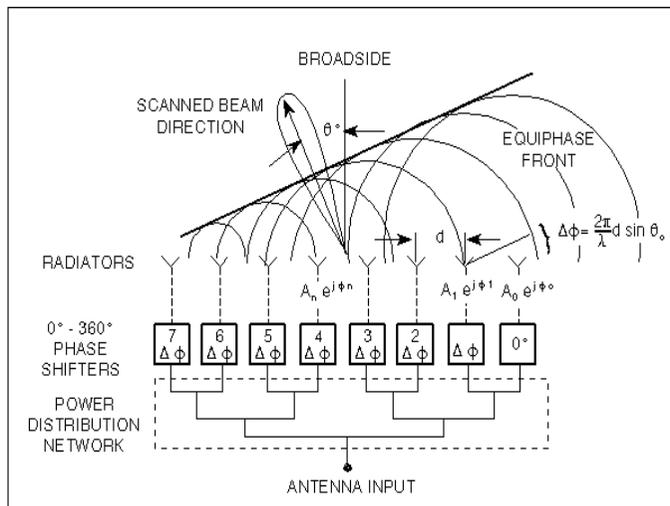


Figure 1

Pour un système donné avec  $d$  fixe, la direction du lobe principal dépend de  $\lambda$  et du déphasage  $\Delta\phi$ . Généralement, elles font un déplacement de phase entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ . La gamme de contrôle de phase doit être continue,

large, de faible perte de transmission et de faible consommation de puissance.

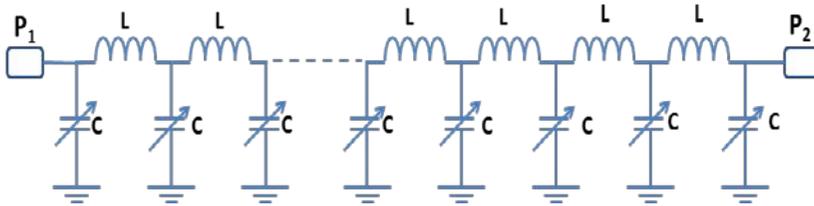
Dans ce travail, on a développé les équations relatives à la ligne de retard à filtre ajustable. Ensuite, la simulation de cette ligne a été effectuée à l'aide d'Ansoft Designer et celle de réseau linéaire d'antennes avec le logiciel Ansoft Ensemble.

Afin de valider la théorie proposée, on a combiné le réseau linéaire d'antennes avec les lignes de retard à filtre ajustable.

**Ligne de Retard de Phase à Filtre Ajustable**

La ligne à filtre ajustable comme toutes les autres lignes à retard de phase permet de contrôler la phase d'excitation des antennes.

La phase contrôlée peut être obtenue par la variation des éléments de circuit équivalent de la ligne de transmission qui est distribuée sous forme de structure passe bas ou passe haut. La valeur de la capacité peut être variée facilement en utilisant la diode varactor. La structure passe bas est représentée dans la figure 2.



**Figure 2 :** Structure passe bas d'une ligne à filtre ajustable

La matrice ABCD de la section passe bas en  $\pi$ , normalisée par l'impédance caractéristique  $Z_0$  est donnée comme suit.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jX_L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_C & 1 \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - Y_C X_L & jX_L \\ jY_C (2 - Y_C X_L) & 1 - Y_C X_L \end{bmatrix} \tag{3}$$

Avec  $X_L$  et  $Y_C$  : respectivement l'impédance et l'admittance normalisées données par les équations (4) et (5).

$$Y_C = \omega Z_0 C \tag{4}$$

$$X_L = \frac{L\omega}{z_0} \tag{5}$$

Le coefficient de transmission est donné par la relation (6):

$$S_{21} = \frac{2}{A+B+C+D} = \frac{2}{2-2Y_C X_L + j(X_L + 2Y_C - Y_C^2 X_L)} \quad (6)$$

La phase de transmission  $\phi$  peut être calculée par :

$$\phi = \tan^{-1} \frac{Y_C^2 X_L - 2Y_C - X_L}{2(1 - Y_C X_L)} \quad (7)$$

Les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont donnés par les formules suivantes :

$$S_{11} = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} = 0 \quad (8)$$

$$S_{22} = \frac{-A+B-C+D}{A+B+C+D} = 0 \quad (9)$$

De (8) et (9) nous pouvons déduire la relation suivante :

$$B = C \Rightarrow 2Y_C - Y_C^2 X_L = X_L \quad (10)$$

D'où on a :

$$X_{L,0} = \frac{2Y_{C,0}}{1+Y_{C,0}^2} \quad (11)$$

Si on remplace (11) dans (7), on en déduit que :

$$Y_{C,0} = -\tan \frac{\phi_0}{2} \quad (12)$$

Si on substitue (12) dans (11), on aura :

$$X_{L,0} = -\sin \phi_0 \quad (13)$$

avec  $\phi_0$  est la phase de transmission centrale ( $-90^\circ \leq \phi_0 \leq 0$ ).

En supposant que  $X_L$  est constante et égale à  $X_{L,0}$  et que  $Y_C$  varie entre  $Y_{Cmax}$  et  $Y_{Cmin}$ , la gamme de contrôle de phase pour une section passe bas en  $\pi$  est calculée par la relation suivante :

$$\Delta\Phi = \Phi_{max} - \Phi_{min} \quad (14)$$

(15) Avec  $\phi_{max} = \phi(Y_{max})$

$$\phi_{min} = \phi(Y_{min}) \quad (16)$$

Les variations de  $Y_c$  sont contrôlées par une constante  $r_c$  qui définit le rapport de contrôle de capacitance :

$$r_c = \frac{Y_{Cmax}}{Y_{Cmin}} = \frac{C_{max}}{C_{min}} \quad (17)$$

Si on pose que :

$$Y_{Cmax} = Y_{C,0} \sqrt{r_c} \quad (18)$$

$$Y_{Cmin} = \frac{Y_{C,0}}{\sqrt{r_c}} \quad (19)$$

L'expression de la gamme de contrôle de phase sera la suivante :

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left[ \frac{Y_{C,0}^2 r_c X_{L,0} - 2Y_{C,0} \sqrt{r_c} X_{L,0}}{2(1 - Y_{C,0} \sqrt{r_c} X_{L,0})} \right] - \tan^{-1} \left[ \frac{\frac{Y_{C,0}^2 X_{L,0}}{r_c} - \frac{2Y_{C,0}}{\sqrt{r_c}} X_{L,0}}{2(1 - \frac{Y_{C,0} X_{L,0}}{\sqrt{r_c}})} \right] \quad (20)$$

Le coefficient  $S_{21}$  est un paramètre caractéristique très important pour les filtres. Il doit être le minimum possible afin que les dispositifs de filtrage puissent s'approcher d'une transmission idéale. Pour le cas du circuit étudié et en se référant à l'équation (6), on peut déduire que les pertes de transmission minimales sont obtenues pour la valeur maximale de  $Y_C$ . Ce qui peut se traduire par l'expression suivante :

$$S_{21,min} = S_{21}(Y_{C,max}) \quad (21)$$

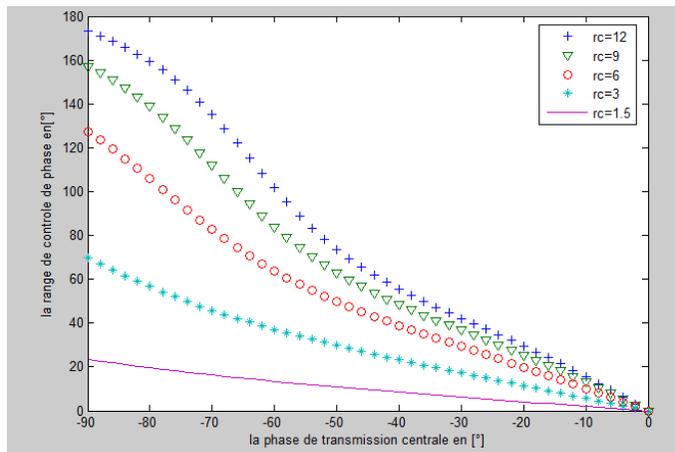
$$\Rightarrow S_{21,min} = \frac{2}{\sqrt{4(1 - Y_{C,max} X_{L,0})^2 + (X_{L,0} + 2Y_{C,0} - Y_{C,0}^2 X_{L,0})^2}} \quad (22)$$

La valeur du rapport de contrôle de capacitance, noté  $r_c$  et qui limite les variations de la diode varactor, doit satisfaire les conditions suivantes :

- Une large gamme de contrôle de phase.
- Un minimum de perte de transmission.

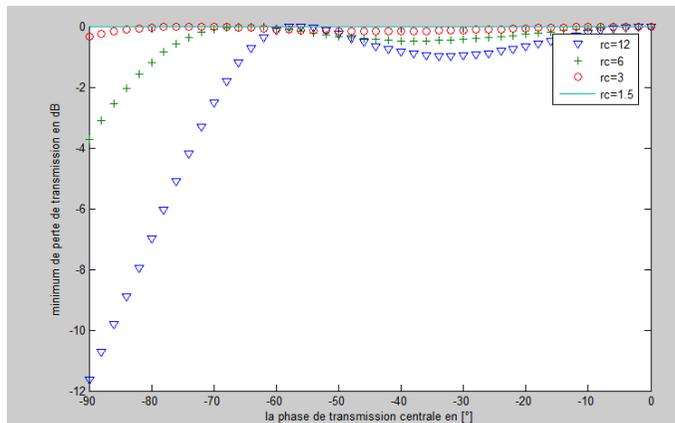
Pour trouver la valeur de  $r_c$  qui vérifie ces conditions, on a tracé à l'aide du logiciel matlab les graphes de variation de la gamme de contrôle de phase et de perte de transmission en fonction de la phase de transmission centrale et de  $r_c$ .

La gamme de contrôle de phase de transmission en fonction du coefficient de rapport de contrôle de capacitance et de la phase de transmission centrale est illustrée dans la figure 3.



**Figure 3:** La gamme de contrôle de phase de transmission en fonction de coefficient de rapport de contrôle capacitance et la phase de transmission centrale

Sur la figure 4, sont représentées les variations du minimum de pertes de transmission en fonction du coefficient du rapport de contrôle de capacitance et de la phase de transmission centrale.

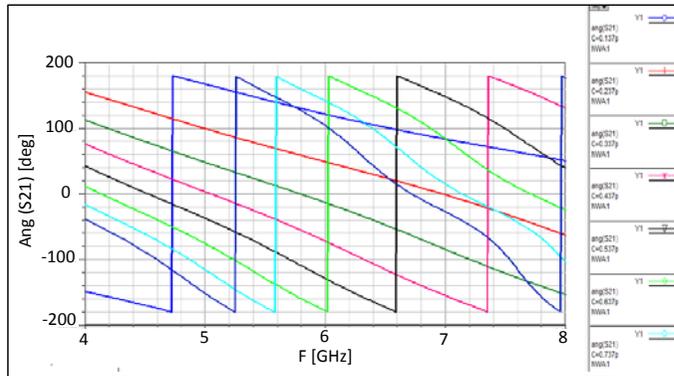


**Figure 4 :** Perte de transmission en fonction de  $r_c$  et la phase de transmission centrale

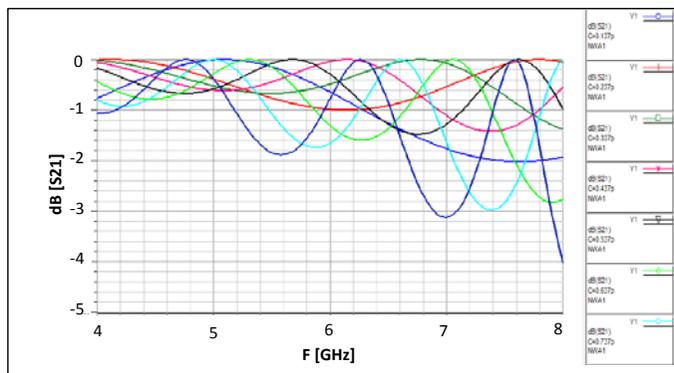
D’après les figures 3 et 4, on peut déduire que la valeur du coefficient de rapport de contrôle de capacitance  $r_c = 6$  répond bien aux exigences imposées précédemment. Elle est obtenue pour une phase de transmission centrale  $\phi_0$  de  $-65^\circ$ .

Les valeurs de la self et de la capacité centrales normalisées pour l'impédance caractéristique  $50 \Omega$  sont respectivement  $1.193 \text{ nH}$  et  $0.337 \text{ pF}$ . Par conséquent, on peut définir les limites maximale et minimale de la variation de la capacité  $C_{\max}$  et  $C_{\min}$  qui sont respectivement  $0.827 \text{ pF}$  et  $0.137 \text{ pF}$ .

Les simulations effectuées sur Ansoft Designer de la structure de la figure 2, ont permis de relever les courbes de variation de la gamme de contrôle de phase (figure 5) et des pertes de transmission (figure 6) en fonction de la fréquence.



**Figure 5:** Variation de la gamme de contrôle de phase pour une ligne à 8 cellules passe bas



**Figure 6 :** Perte de transmission pour une ligne à 8 cellules passe bas

On peut voir qu'on a obtenu une gamme de variation de phase entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$  et les pertes de transmission sont inférieures à  $-2 \text{ dB}$ . On peut conclure ainsi que la ligne à filtre ajustable constituée de huit cellules passe bas en  $\pi$  répond bien aux exigences considérées.

## Antenne Patch Excitée par Ouverture

### A. Calcul des paramètres du Patch

Les paramètres caractéristiques du Patch sont calculés théoriquement à partir des formules valables pour le mode fondamental qui est du type quasi-TEM (Balanis, 1997).

#### ➤ Largeur du Patch

La largeur du Patch est donnée par la relation suivante :

$$w = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (23)$$

Avec  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ,  $\epsilon_r = 3.38$  et  $f_r = 6 \text{ GHz}$

Ce qui donne :  $w = 16.9 \text{ mm}$

#### ➤ Longueur du Patch

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (24)$$

$$\text{Avec} \quad L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (25)$$

$$\text{Où} \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left[ 1 + 12 \left( \frac{h}{w} \right)^2 \right]^{-1} \quad (26)$$

avec  $h = 0.76 \text{ mm}$

$\Rightarrow \epsilon_{eff} = 3.45$  et  $L_{eff} = 13.45 \text{ mm}$

Et

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{w}{h} + 0.813 \right)} \quad (27)$$

$\Delta L = 0.36 \text{ mm}$

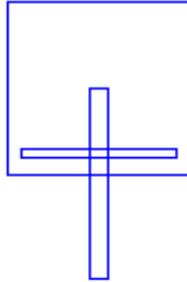
On obtient finalement :

$L = 12.73 \text{ mm}$

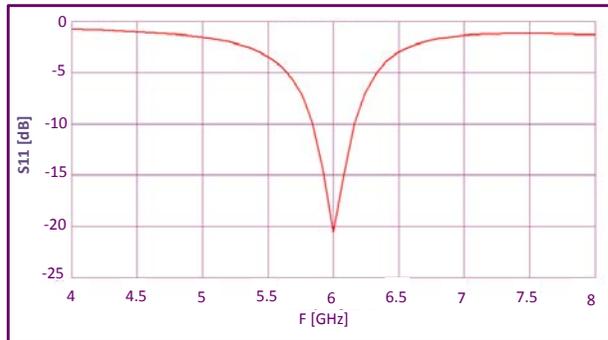
## B. Simulation d'antenne Patch

La figure 7 représente une vue supérieure de la géométrie de l'antenne Patch étudiée. Le substrat utilisé est l'Arlon 25 de constante diélectrique  $\epsilon_r = 3.38$ , d'épaisseur 0.76mm et de tangente de pertes de 0.0021. La fréquence de résonance de l'antenne Patch est de 6 GHz.

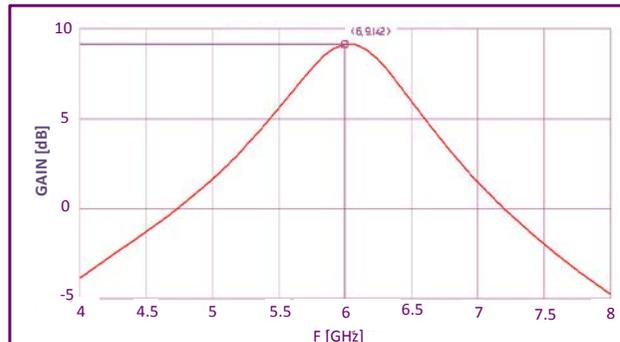
Les figures 8, 9 et 10 représentent respectivement, les courbes de variation de  $S_{11}$ , du gain et du diagramme de rayonnement.



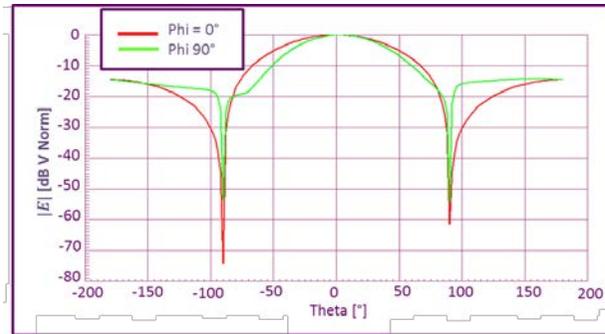
**Figure 7 :** Antenne Patch rectangulaire



**Figure 8 :** Variation de  $S_{11}$  en fonction de la fréquence



**Figure 9 :** Variation du gain en fonction de la fréquence



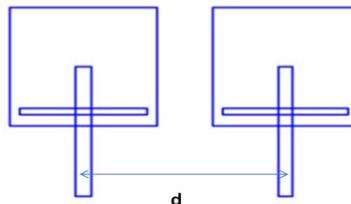
**Figure 10:** Diagramme cartésien en 2D (F= 6GHz)

D’après ces figures, on peut conclure que l’antenne patch excitée par ouverture présente une bonne adaptation à la fréquence de résonance (autour de -20 dB) et un gain autour de 9 dB. Concernant le digramme de radiation, il présente un rayonnement en arrière à cause de l’excitation par ouverture.

**Réseau d’Antennes Patch Excitées par Ouverture**

**A. Réseau à deux antennes Patch excitées par ouverture**

La figure 11 représente un réseau de deux antennes Patch, séparés par une distance  $d$ , qu’on le fait varier entre  $\lambda_0/2$  et  $\lambda_0$ . Le but de cette étude est d’optimiser la distance de séparation entre les deux éléments du réseau afin de trouver un compromis entre le niveau du premier lobe secondaire, le gain du réseau et l’isolement entre les deux ports d’excitations. Les résultats trouvés sont regroupés dans le tableau ci-dessous



**Figure 11 :** Réseau de deux Patches

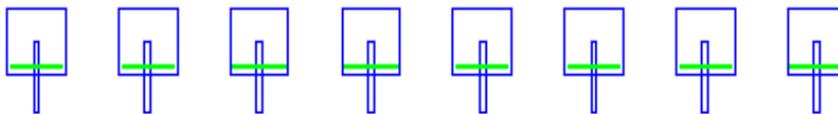
Distance de séparation $d$	$S_{21}$ (dB)	Gain (dB)	Niveau du 1 <sup>er</sup> lobe secondaire (dB)
$0.5\lambda_0$	-16.88	10.71	Pas de lobe
$0.6\lambda_0$	-19.97	11.33	-25.18
$0.7\lambda_0$	-22.88	11.9	-17.16
$0.8\lambda_0$	-25.4	12.33	-12.71
$0.9\lambda_0$	-27.62	12.48	-9.66
$\lambda_0$	-29.62	12.49	-7.7

On peut constater que plus la distance de séparation entre ces deux éléments est grande plus on obtient un meilleur isolement et un meilleur gain. Cependant, il apparait des lobes secondaires à forts gain qui sont considérés comme des rayonnements parasites. Pour diminuer le niveau des lobes secondaires, on doit rapprocher le plus possible les antennes. Cependant, plus celles-ci sont rapprochées, plus les couplages en champ proche entre antennes sont importants. Or, ceux-ci modifient les caractéristiques de chaque antenne. Il a fallu donc trouver un compromis entre la distance de séparation pour la réduction du niveau des lobes secondaires et le couplage entre antennes.

En se basant sur cette analyse, nous avons choisi comme distance de séparation optimale  $0.7\lambda_0$  car pour celle-ci le réseau présente des bonnes performances au niveau de lobes secondaires et couplage entre antennes.

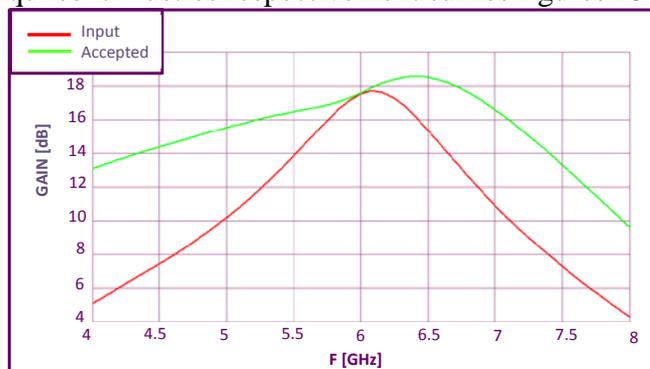
### B. Réseau linéaire de huit antennes alimentées par une phase constante

L'objectif visé dans cette partie est de montrer que les performances d'un réseau d'antenne augmentent avec le nombre d'éléments constitutifs de celui-ci. De ce fait, on a dessiné un réseau de huit antennes alimentées par une phase constante (figure 12).

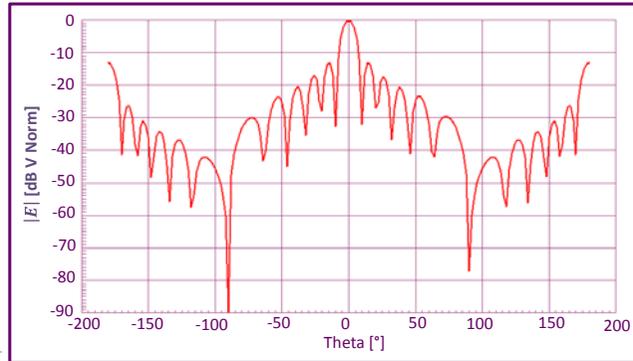


**Figure 12:** Réseau linéaire de 8 antennes alimentées par une phase constante

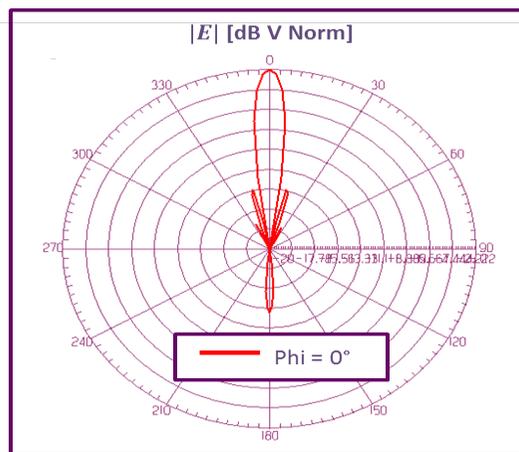
Pour ce réseau, on a relevé les graphes du gain et du diagramme de rayonnement qui sont illustrés respectivement sur les figures 13 et 14.



**Figure 13:** Variation du gain en fonction de la fréquence pour un réseau linéaire de 8 antennes



**Figure 14a:** Diagramme cartésien en 2D d'un réseau linéaire de 8 antennes (Phi = 90° et F= 6Ghz)



**Figure 14b:** Diagramme polaire en 2D d'un réseau linéaire de 8 antennes

Les résultats obtenus donnent des meilleures performances comparées au réseau à deux éléments.

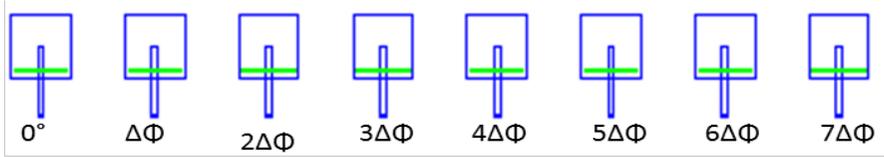
En effet, on remarque bien une amélioration du gain de 11.9 dB pour un réseau à deux éléments à 17 dB pour un réseau de huit éléments. On voit aussi que le réseau rayonne dans la direction normale à l'axe et le diagramme de rayonnement est plus directif.

Donc on confirme que plus le nombre d'antennes qui constitue le réseau est grand plus on obtient un meilleur gain et une bonne directivité.

### **Réseau Linéaire de Huit Antennes Patch Excitées par des Lignes à Filtre Ajustable**

Afin de visualiser l'effet des lignes de retard sur le diagramme de rayonnement de réseau d'antenne, on va effectuer une simulation de réseau d'antennes patch excitées avec des filtres ajustable à l'aide du simulateur électromagnétique Ensemble de ANSOFT. Pour cela, on a importé sous forme de boîte de paramètre [S] la ligne à filtre ajustable étudiée qu'on a

inséré au niveau des excitations des antennes élémentaires constitutives du réseau.



**Figure 15 :** Réseau linéaire de 8 antennes déphasées par un déphase constante  $\Delta\Phi$

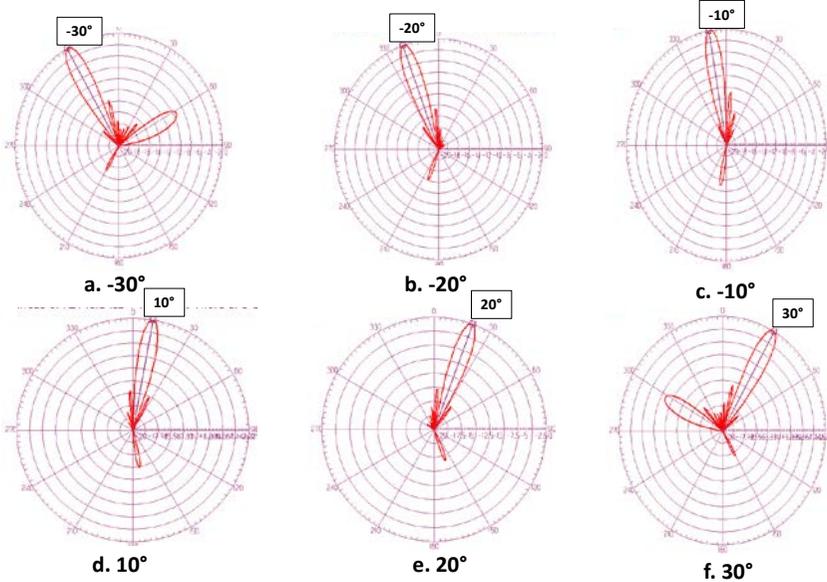
Le déphasage est introduit en exportant la ligne à filtre ajustable étudiée et en l’insérant au niveau de l’excitation de chaque antenne. Le déphasage introduit dépend de la direction de rayonnement souhaité et est donné par la relation suivante :

$$\Delta\Phi = -\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_0 \tag{28}$$

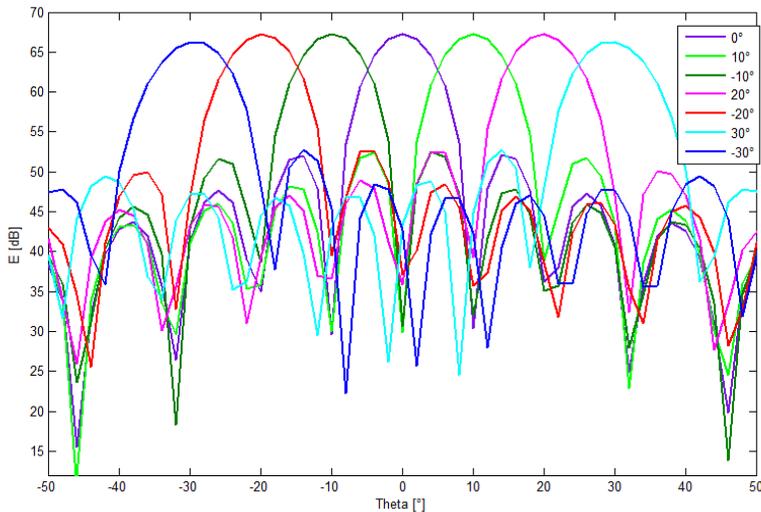
Dans cette partie on souhaite former un réseau de balayage dans l’intervalle  $[-30^\circ, 30^\circ]$ . Pour cela, on fait varier le déphasage  $\Delta\Phi$  de  $[-126^\circ, 126^\circ]$  et on relève le diagramme de rayonnement pour chaque cas (figure 16).

Les résultats de simulation obtenus montrent qu’à chaque fois qu’on fait varier le déphasage entre les antennes, on modifie aussi la direction du diagramme de rayonnement.

Pour bien visualiser le balayage, on a tracé à l’aide de Matlab les graphes de rayonnement pour  $\theta_0$  variant de  $-30^\circ$  à  $30^\circ$  (figure 17).



**Figure 16:** Diagrammes de rayonnement polaire pour un réseau de 8 Patch déphasés par un déphasage constant



**Figure 17 :** Diagramme de rayonnement pour  $\theta_0$  variant de  $-30^\circ$  à  $30^\circ$

## Conclusion

L'étude théorique et la simulation des lignes de retard à filtre ajustable, à l'aide d'Ansoft Designer, ont permis d'affirmer qu'un ensemble composé de huit cellules mises en cascade donne des pertes minimales autour de  $-2\text{dB}$  et une variation de la phase de transmission entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$ .

A l'aide du logiciel Ansoft Ensemble, la simulation d'un réseau à huit antennes patches colinéaires a permis d'obtenir un gain de plus de  $15\text{ dB}$  et un diagramme de rayonnement directif. Ce même réseau excité par des lignes de retard à filtre ajustable a été simulé. En relevant les diagrammes de rayonnement pour différentes phases d'excitation, les résultats confirment bien que la position du faisceau dans l'espace est commandée électroniquement en ajustant les phases des signaux d'excitation des émetteurs.

## Références:

- Anh Bui L., Mitchell A., Ghorbani K., HuatChio T., Mansoori S., and Lopez E. R. (2005), "Wide-Band Photonicly Phased Array Antenna Using Vector Sum Phase Shifting Approach", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 11.
- Balanis C. A. (1997), Antenna Theory Analysis and Design, John Wiley&Sons, Inc.,New York.
- Ehmouda J., Briqech Z., and Amer A. (2009), "Steered Microstrip Phased Array Antennas", World Academy of Science, Engineering and Technology.

- Ehyaie D. (2011), “Novel Approaches to the Design of Phased Array Antennas”, thesis for the degree of Doctor of Philosophy, University of Michigan.
- Fatemi M. R., Sadeghzadeh R.A. (2011), “Antenna Beam Broadening in Multifunction Phased Array Radar”, *Acta Physica Polonica A*. No. 4. *Physical Aspects of Microwave and Radar Applications*, Vol. 119.
- Goeland P., Vinoy K. J. (2011), “A Low Cost Phased Array Antenna Integrated with Phase Shifters Co-fabricated on the Laminate”, *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 30, 255-277.
- How H., Shi P., Vittoria C., Champion M. H., Kempel Leo C. et al. (2000), “X-band phased array antennas using crystal yttrium–iron–garnet phase shifters”, *Journal of Applied Physics*, Vol. 87, No. 9.
- Iskander M. F., Zhang Z., Yun Z., Isom R. S., Hawkins M. G., Emrick R., Bosco B., Synowczynski J., and Gersten B. (2001), “New Phase Shifters and Phased Antenna Array Designs Based on Ferroelectric Materials and CTS Technologies”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No. 12.
- Kedar A., Beenamole K. S., and Revankar U. K. (2006), “Performance Appraisal of Active Phased array Antenna in Presence of Multilayer flat Sandwich Radome”, *Progress In Electromagnetics Research, PIER* 66, 157–171.
- Lambard T., Lafond O., Himdi M., Jeuland H., Bolioli S., Le Coq L. (2009), “ Design of a KA-Band Wide Scanning Phased Array Antenna ”, *Antennas and Propagation, EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 23-27.
- Manu O. M., Dimian M. and Graur A. (2012), “Radiation Pattern Analysis and Advanced Phase Shifter Development for designing Phased Smart Antenna Arrays”, *Electronics and Electrical Engineering*, No. 1.
- Mitani T., Tanaka S., and Ebihara Y. (2011), “Experimental Study on One-Dimensional Phased Array Antenna Including Lossy Digital Phase Shifters for Transmitting Power Maximization”, *IEEE, General Assembly and Scientific Symposium*.
- Paraskevopoulos S., Kolitsidas C. I., Fakoukakis F. E., and Kyriacou G. A. (2012), “Analysis and Design of Ferroelectric Phase Shifters Appropriate for Printed Phased Arrays”, *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Moscow, Russia, August 19-23*.
- Romanofsky R. R. (2007), “Array Phase Shifters: Theory and Technology”, *Glenn Research Center, NASA/TM*.
- Topalli K., AydinCivi Ö., Demir S., Koc S., and Akin T. (2008), “A Monolithic Phased Array Using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 2.

Torres R. J. A. (2005), “Implementation of a Phased Array Antenna Using Digital Beamforming”, thesis for the degree of Master of Sciences, University of Puerto Rico Mayaguez Campus.

Tsuji M., Nishikawa T., Wakino K., and Kitazawa T. (2006), “Bi-Directionally Fed Phased-Array Antenna Downsized With Variable Impedance Phase Shifter for ISM Band ”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.54, No. 7.

Wanner S. (2008), “Phased array system design”, Thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Iowa State University.