

III.1 Impédance propre et impédance mutuelle d'un réseau de deux antennes

Considérons le cas d'un réseau de deux dipôles, comme montré dans la Figure II.1, pour calculer l'impédance propre et l'impédance mutuelle on a écrit une fonction MATLAB *imped*. Les arguments de sortie sont Z_{21} et Z_{21m} . L'usage de cette fonction est le suivant :

$$[Z_{21}, Z_{21m}] = \text{imped}(L_2, L_1, d, b) \quad \text{impédance mutuelle du dipôle \#2 dû au dipôle \#1}$$

$$[Z_{21}, Z_{21m}] = \text{imped}(L_2, L_1, d) \quad b = 0 \quad \text{arrangement côte à côte}$$

$$[Z, Z_m] = \text{imped}(L, a) \quad \text{impédance propre}$$

où toutes les longueurs sont données en unité λ . Pour effectuer l'intégration numériquement, on a utilisé la méthode de Gauss-Legendre à 16 points. Un autre problème rencontré durant le processus de programmation est celui de l'intégrante $F(z)$ qui oscille rapidement autour du point $z = 0$. Pour contourner ce problème, on divise l'intervalle d'intégration en trois sous-intervalles pour une meilleure exactitude des résultats numériques.

Exemple III.1.1

Puisque la fonction *imped* utilise 16 points pour l'intégration de gauss légendre la fonction à intégrer $F(z)$ n'est jamais évaluée à $z = 0$, même si le rayon de l'antenne est zéro Ceci nous permet d'estimer l' impédance Propre d'une antenne dipôle demi-onde mince en posant $L = 0.5$ et $a = 0$. L'exécution de la fonction *imped* pour les données su-citées nous donne :

$$Z = \text{imped}(0.5, 0) = 73.0790 + j42.5151\Omega$$

nous trouvons pour : $a = 0.001\lambda$ et $a = 0.005\lambda$

$$Z = \text{imped}(0.5, 0.001) = 73.0784 + j42.2107\Omega \quad Z = \text{imped}(0.5, 0.005) = 73.0642 + j42.6319\Omega$$

On remarque bien que l'impédance d'entrée du dipôle demi-onde est environ 73Ω , ce qui est un résultat très connu. En effet, l'antenne dipôle est largement utilisée en pratique grâce à son impédance d'entrée qui est très proche de l'impédance caractéristique de la plus part des lignes de transmission utilisées pour alimenter les antennes. Ce qui mène à une meilleure adaptation.

Pour obtenir des antennes résonnantes, il suffit d'ajuster la longueur L tel que la partie réactive de Z devient zéro. La longueur résonnante dépend du rayon d'antenne. Pour le rayon zéro, la longueur est $L = 0.48574823$ et l'impédance correspondante est $Z = 67.1843 \Omega$.

III.2 Réseaux de dipôles parallèles

Pour calculer les différentes impédances mutuelles d'un réseau de dipôles parallèles, on a écrit la fonction *impedmat.m* qui calcule les $K \times K$ éléments de la matrice impédance mutuelle Z . Les arguments d'entrées sont; les longueurs et rayons des antennes, l_p, a_p , pour $p = 1, 2, \dots, K$. Son usage est comme suit :

$$Z = \text{impedmat}(L, a, d)$$

Toutes les longueurs doivent être données en unité λ .

Les paramètres d'entrée L, a, d sont les vecteurs des longueurs d'antennes, rayons d'antennes et les paires (x_p, y_p) , ou les positions x_p , si le réseau est le long de l'axe Ox:

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ \vdots \\ L_K \end{bmatrix}, \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_K \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ \vdots & \vdots \\ x_K & y_K \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix}$$

On a également prévu une fonction *gain.m* qui calcul le gain en puissance plan-E et plan-H en assumant que les courants d'entrée I_p on été obtenus, son usage est :

$$[g_e, g_h, th] = \text{gain}(L, d, I, N, ph_0)$$

Où les paramètre d'entrée L, a ont la même signification que dans *impedmat*, et I est le vecteur des courants d'entrés $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_K]$. Le paramètre de sortie th est soit l'angle polaire ou l'angle azimutal et prend N valeurs équidistantes dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

Le gain plan-H $g_H(\phi)$ est défini comme le gain azimutal dans le plan xy correspondance à $\theta = \frac{\pi}{2}$, et le gain plan-E $g_E(\theta)$ est défini comme le gain polaire dans un plan azimutal d'équation $\phi = \phi_0$ c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} g_H(\phi) &= g(\pi/2, \phi), \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi \\ g_E(\theta) &= g(\theta, \phi_0), \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \end{aligned} \quad (\text{III-1})$$

Exemple III.2.1

Des antennes parasites situées près d'une antenne en mode transmission, peuvent se comporter comme étant des réflecteurs ou des directeurs d'énergie dans certaines directions. La Figure III.1 montre un réseau de trois dipôles et leur géométrie correspondante. Les coordonnées xy correspondantes sont $d_1 = (0, 0)$, $d_2 = (0.5\lambda, 0)$ et $d_3 = (0, 0.5\lambda)$

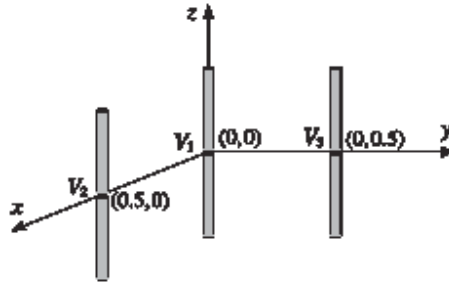


Figure III.1 réseau de trois éléments

Soit $\mathbf{V} = [V_1, V_2, V_3]^T$ les tensions d'entrées respectives des trois éléments. Si seulement l'élément #1 est alimenté alors on prend $\mathbf{V} = [1, 0, 0]^T$.

Si on ignore l'effet du couplage mutuelle entre les éléments, donc la matrice $\bar{\mathbf{Z}}$ de l'équation sera diagonale et les courants d'entrées sont alors $\mathbf{I} = [I_1, 0, 0]^T$. Dans ce cas les éléments parasites sont complètement passifs, c'est-à-dire comme s'ils sont absents. Le diagramme de rayonnement est donc celui d'un dipôle demi-onde où le diagramme azimutal est omnidirectionnel.

C'est ne pas le cas, en revanche, si on prend en compte l'effet du couplage mutuel entre les éléments. Les dipôles parasites jouent le rôle d'un réflecteur qui oriente le rayonnement derrière l'élément actif #1. Du à la symétrie de la géométrie du réseau, la direction du directivité maximum est localisée selon l'angle azimutal $\phi = -135^\circ$. La Figure III.6 montre le diagramme de rayonnement plan-H et plan-E résultants, les courbes en pointillés sont obtenues par la résolution numérique de l'équation de Hallén. En assumant des rayons égaux $a = 0.001\lambda$, la matrice d'impédance 3×3 calculée est données par :

$$\bar{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} 73.08 + 42.21j & -12.52 - 29.91j & -12.52 - 29.91j \\ -12.52 - 29.91j & 73.08 + 42.21j & -24.62 + 0.78j \\ -12.52 - 29.91j & -24.62 + 0.78j & 73.08 + 42.21j \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{Z}}^{-1} \mathbf{V} = \bar{\mathbf{Z}}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.0133 \angle -7.46^\circ \\ 0.0066 \angle 18.23^\circ \\ 0.0066 \angle 18.23^\circ \end{bmatrix}$$

Exemple III.2.2

Considérons maintenant, pour le même réseau de la Figure III.1, le cas où l'élément #1 est parasite et les éléments #2 et #3 sont alimentés par des tensions égales, $\mathbf{V} = [0, 1, 1]^T$. Si on ignore le couplage mutuel, alors les deux éléments actifs agissent comme un réseau transversal à la ligne qui joint les deux dipôles. Le maximum de directivité est alors selon l'angle azimutal $\phi_0 = 45^\circ$, mais, cette fois-ci, avec les deux direction avant et arrière (i.e., 135°) qui sont égales.

Si on prend en compte le couplage mutuel, l'élément #1 agit comme un réflecteur qui reflète l'énergie dans la direction $\phi_0 = 45^\circ$ et réduit l'énergie dans la direction opposée. Ce phénomène est montré sur la Figure III.7. Là aussi la solution Hallén est représentée en pointillés.

A cause de la géométrie, la matrice d'impédance $\bar{\mathbf{Z}}$ est la même que l'exemple précédent. Mais les courants d'entrées sont différents :

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{Z}}^{-1} \mathbf{V} = \bar{\mathbf{Z}}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.0133 \angle 18.23^\circ \\ 0.0173 \angle -19.04^\circ \\ 0.0173 \angle -19.04^\circ \end{bmatrix}$$

Exemple III.2.3

On va reprendre maintenant l'étude de Nagy [6], qui était l'une des premières études concernant les réflecteurs parasites. L'une des géométries étudiées par Nagy est montrée dans la Figure III.2. Dans ce cas de figure l'élément actif est localisé à l'origine et les trois autres éléments sont parasites. Les longueurs des antennes étaient $l = 1.19 \text{ m}$, et leur rayons $a = 0.395 \text{ cm}$. La longueur d'onde était $\lambda = 2.5 \text{ m}$ (i.e., une fréquence de 120 MHz).

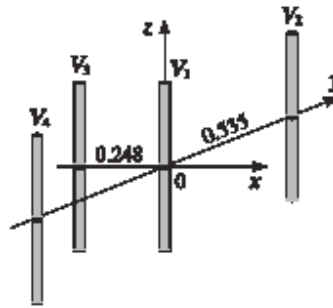


Figure III.2 Réseau de quatre éléments parasites

On aura alors, $l = 0.476 \lambda$ et $a = 0.00158 \lambda$. Les éléments #2 et #4 sont placés symétriquement selon l'axe Oy aux distances $\pm 0.535 \lambda$ et l'élément #3 est placé selon l'axe Ox à -0.248λ . La Figure III.8 montre le diagramme de rayonnement calculé. On observe que les trois antennes parasites agissent comme des réflecteurs, améliorant ainsi le rayonnement dans la direction $\phi = 0$.

III.3 L'antenne Yagi-Uda

L'antenne Yagi-Uda est un type spécial des réseaux parasites, elle est montrée dans la Figure III.3. Les dipôles sont arrangés le long de l'axe Ox. Le deuxième dipôle est alimenté, tous les autres sont parasites.

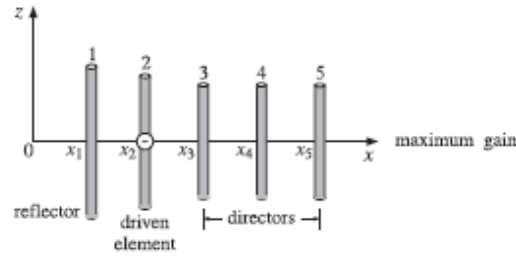


Figure III.3 Réseau de Yagi-Uda de Cinq éléments

Le premier dipôle est de longueur légèrement plus grande que celui du dipôle actif, et agit comme un "réflecteur". Les éléments à la droite du dipôle actif ont des longueurs légèrement plus courtes, et agissent comme des "directeurs." Le réflecteur et les directeurs dirigent le rayonnement préférentiellement dans la direction longitudinale (end fire) c'est-à-dire, le long de l'axe Ox.

L'antenne Yagi-Uda est largement utilisée comme antenne de réception TV et réalise une assez bonne directivité avec une structure simple. De bonnes caractéristiques de directivité sont réalisées avec certains choix pour les longueurs et les séparations entre les dipôles.

Pour l'analyse de l'antenne Yagi, nous supposons qu'il y'a K dipôles avec les $K - 2$ derniers dipôles comme étant des directeurs, et que les courants sont sinusoïdaux. Ce choix est justifié car les longueurs d'antennes sont de l'ordre de demi-onde. Ensuite, nous calculons la matrice d'impédance mutuelle $\bar{\mathbf{Z}}$ et les courants d'entrées $\mathbf{I} = \bar{\mathbf{Z}}^{-1}\mathbf{V}$. Puisque seulement le deuxième élément est alimenté, le vecteur des tensions sera :

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 0, 1, 0, 0, \dots, 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III-2})$$

$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{(K-2) \text{ zéros}}$

Une fois nous aurons les courants d'entrées $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_K]^T$, le gain du réseau est calculé en utilisant l'expression suivante :

$$g(\theta, \phi) = \left| \sum_{p=1}^K I_p \frac{\cos(kh_p \cos \theta) - \cos kh_p}{\sin kh_p \sin \theta} e^{jkx_p \sin \theta \cos \phi} \right|^2 \quad (\text{III-3})$$

Nous supposons que les longueurs et les séparations sont telles que le gain maximum est dans la direction longitudinal; c'est-à-dire, $\theta = 90^\circ, \phi = 0^\circ$. Les gains avant et arrière, et le rapport avant-arrière sont définis comme suit :

$$g_f = g_{\max} = g(90^\circ, 0^\circ), \quad g_b = g(90^\circ, 180^\circ), \quad R_{fb} = \frac{g_f}{g_b} \quad (\text{III-4})$$

Le gain normalisé est donné donc par :

$$g_n(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) / g_f \quad (\text{III-5})$$

Par conséquent la directivité de l'antenne Yagi-Uda est donnée doc par :

$$\Delta\Omega = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} g_n(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi, \quad D = \frac{4\pi}{\Delta\Omega} \quad (\text{III-6})$$

Pour implémenter les étapes d'analyse précédentes, on a écrit une fonction *yagi.m*. Elle calcule les courants d'entrées **I** aussi bien que la directivité et le rapport avant-arrière. Son usage est le suivant :

$$[I, D, R_{fb}] = \text{yagi}(L, a, d)$$

La fonction suppose toujours que le deuxième élément est l'élément actif.

Exemple III.3.1

L'antenne Yagi la plus simple qu'on peut imaginer est celui montrée dans la Figure III.4. Les deux cas de figure sont présentés; un élément actif et un directeur ou un élément actif et un réflecteur.

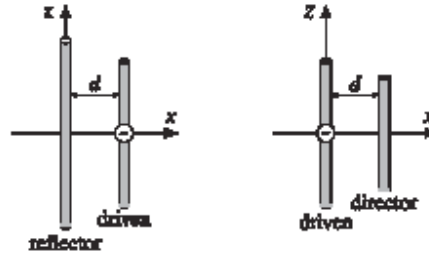


Figure III.4 Antenne Yagi-Uda simplifiée

Si le réflecteur est un peu plus long que l'élément actif et si le directeur un peu moins long, alors dans les deux cas le rayonnement est dirigé vers la droite, le long de l'axe Ox. Les diagrammes de rayonnement résultant sont montrés dans la Figure III.9.

La longueur de l'élément actif est 0.50λ et celles du réflecteur et directeur 0.54λ et 0.46λ respectivement. Les rayons d'antennes sont égaux; $a = 0.003 \lambda$ et leur séparation $d = 0.1 \lambda$.

Exemple III.3.2

Ici, on considère une antenne Yagi-Uda à trois éléments, avec un réflecteur un élément actif et un directeur. Les longueurs des antennes, rayons et les leur location le long de l'axe Ox sont données en unité λ comme suit :

$$L = \begin{bmatrix} 0.50 \\ 0.48 \\ 0.46 \end{bmatrix}, \quad a = \begin{bmatrix} 0.003 \\ 0.003 \\ 0.003 \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.125 \\ 0 \\ 0.125 \end{bmatrix}$$

Les gains azimutal et polaire sont montrés dans la Figure III.10. La directivité calculée et le rapport avant-arrière étaient $D = 8.18$ dB et $R_{fb} = 18.69$ dB. Ainsi, le réseau réalise une directivité de $D - 2.15 = 6.03$ dB au-dessus du dipôle demi-onde.

Exemple III.3.3

Dans cet exemple on mène une étude d'optimisation d'un réseau Yagi-Uda de six éléments. L'analyse est tirée de l'étude de Cheng and Cheng [7], ainsi on calcul les gains avant et après optimisation et on compare les résultats. Pour le cas sans optimisation les longueurs et localisations des antennes étaient en unités λ :

$$L = [L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6] = [0.510, 0.490, 0.430, 0.430, 0.430, 0.430]$$

$$d = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6] = [-0.25, 0, 0.310, 0.620, 0.930, 1.240]$$

Les directeurs étaient identiques et équitablement espacés à $d = 0.31\lambda$, les rayons étaient égaux $a = 0.003369\lambda$. La directivité calculée et le rapport avant-arrière étaient 11 dB et 9.84 dB respectivement.

Pour le cas sans optimisé, les longueurs et les positions étaient légèrement différentes :

$$L = [L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6] = [0.476, 0.452, 0.436, 0.430, 0.434, 0.430]$$

$$d = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6] = [-0.25, 0, 0.289, 0.695, 1.018, 1.440]$$

Dans ce cas, la directivité améliorée est de 12.54 dB et le rapport avant-arrière 17.6 dB. La synthèse de ces résultats est montrée dans la Figure III.11.

Exemple III.3.4

Réseau couplé de Dolph-Chebyshev. Dans cet exemple, nous étudions l'effet du couplage mutuel la conception du réseau de Chybeshev. Pour un espacement typique de de demi onde entre les éléments du réseau, la matrice mutuelle d'impédance est diagonalement dominante et donc, il y aura un impact mineur sur la conception. La Figure III.5 montre un réseau de 15 dipôles $\lambda/2$ dirigés selon Oz avec l'espacement $d = \lambda/2$. Les dipôles sont arrangés le long de l'axe Ox. Les rayons des antennes sont. $a = 0.001\lambda$

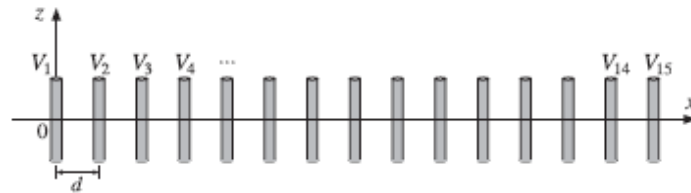


Figure.III.5 réseau de Dolph-Chebyshev de 15 éléments.

Nous prenons les tensions d'alimentation $\mathbf{V} = [V_1, V_2, \dots, V_{15}]^T$ comme les poids de dolph-chebyshev pour lesquels on obtient un gain azimuthal de réseau dans la direction $\phi_0 = 120^\circ$ et

qui réaliserait un niveau du rapport lobe principal-lobe secondaire de 20-dB. Si le couplage mutuel est ignoré, la matrice $\bar{\mathbf{Z}}$ sera proportionnelle à la matrice identité parce que les éléments d'antennes sont identiques. Puis, les courants d'entrée \mathbf{I} seront essentiellement égaux aux tensions d'alimentation \mathbf{V} et le réseau se comportera selon la conception désirée.

Si le couplage mutuel est pris en considération, les courants doivent être calculés à partir de la solution $\bar{\mathbf{Z}} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{V}$ et quelques déformations sur le modèle angulaire désiré peuvent se produire parce que $\bar{\mathbf{Z}}$ n'est plus diagonale.

La Figure III.12 montre les gains azimutaux et polaires avec et sans le couplage mutuel. L'effet primaire est la distorsion du niveau des lobes secondaires de sorte qu'ils ne soient plus égaux. Mais ils sont encore à un niveau acceptable approximativement pour une conception en modèle de Dolph-Chebyshev.

III.4 Equation de Hallén pour les antennes couplées

La fonction Matlab hallen1.m implémente de l'équation de Hallén. Premièrement, elle construit les matrices impédances Z_{pq} . Deuxièmes, elle tronque les matrices Z_{pq} par la moitié et elle les met ensemble dans le block matriciel $\bar{\mathbf{Z}}$. Troisièmement, elle construit la matrice projection de $\bar{\mathbf{Z}}$ et la solution final. Son usage est :

```
[I,z]=hallen1(L,a,d,V,M); %équations de Hallén pour un réseau 2D d'antennes non identiques
```

Avec :

L,a,d sont les vecteurs longueurs, rayons et la position xy des antennes, et **V** est le vecteur des tensions d'alimentation $\mathbf{V}=[V_1,V_2,\dots,V_K]$. Les paramètres L,a,d ont le même usage que dans les fonctions yagi et gain2.

La sortie **I** est une matrice obtenue en utilisant la fonction Matlab reshape.m pour reformer les vecteurs colonne de dimension $(K(M+1))$, solution de (II-47) dans une forme matricielle de dimension $(M+1) \times K$, et ensuite la symétrisant en $(2M+1) \times K$.

Une version rapide de hallen1 est la fonction hallen2.m, qui assume que les antennes sont identiques. Elle est rapide car elle utilise la propriété Toeplitz-Hankel de la matrice Z_{pq} . Son usage est :

$[I, z] = \text{hallen2}(L, a, d, V, M);$ %équations de Hallén pour un réseau 2D d'antennes non identiques

où I a le même sens que dans Hallen1, mais Z cette fois est un vecteur colonne seul, i.e. $z_m = m\Delta z, -M \leq m \leq M$ dans les deux fonctions hallen2 et hallen1, la solution finale est obtenue en résolvant le système d'équation de dimension $(K(M+1)) \times (K(M+1))$.

Pour mieux manipuler le block matrice d'impédance, on développe une fonction Matlab blockmat, qui est très utilisées à l'intérieur de hallen2 et hallen1. Elle permet de créer des blocks de matrices et extraire ou insérer des sous-block. Son usage est le suivant :

```
Z = blockmat(K,K,M+1,M+1); % créer une matrice zéros de dimension (K(M+1)) × (K(M+1))
Z_pq = blockmat(K,K,p,q,z); % extrait le pqième sous-matrice de Z
Z = blockmat(K,K,p,q,Z,Z_pq); % insère le pqième sous-matrice de Z
s = blockmat(K,1,M+1,1); % crée une colonne de zéros de dimension (K(M+1))
s_p = blockmat(K,1,p,1,s); % extrait le pqième sous-vecteur de s
s = blockmat(K,1,p,1,s, s_p); % insère sp dans le sous-vecteur p de s
```

Une fois les échantillons de courant $I_p(M)$ sont connus, le gain du réseau peut être calculé en trouvant la densité de courant totale, $\mathbf{J}(\mathbf{r}) = J_z(\mathbf{r})\hat{\mathbf{z}}$:

$$J_z(\mathbf{r}) = \sum_{p=1}^K \sum_{m=-M}^M I_p(m) \Delta_p(z - z_m) \delta(x - x_p) \delta(y - y_p)$$

Le vecteur de rayonnement correspondant est alors

$$\begin{aligned} F_z(\theta, \phi) &= \int J_z(\mathbf{r}) e^{jk \cdot \mathbf{r}} d\mathbf{r} = \sum_{m=-M}^M \sum_{p=1}^K I_p(m) e^{jk_x x_p + jk_y y_p} \int \Delta_p(z - z_m) e^{jk_z z} dz \\ &= \sum_{m=-M}^M \sum_{p=1}^K I_p(m) e^{jk_x x_p + jk_y y_p} \int_{z_m - \Delta z_p / 2}^{z_m + \Delta z_p / 2} e^{jk_z z} dz \end{aligned}$$

Performons l'intégration selon Z à travers l'intervalle de la $m^{\text{ième}}$ impulsion, on aura finalement :

$$F_z(\theta, \phi) = \sum_{m=-M}^M \sum_{p=1}^K I_p(m) e^{jk_z m \Delta z_p} e^{jk_x x_p + jk_y y_p} \Delta z_p \frac{\sin(k_z \Delta z_p / 2)}{k_z \Delta z_p / 2} \quad (\text{III-7})$$

avec

$$k_x = k \sin \theta \sin \phi, k_y = k \sin \theta \cos \phi, k_z = k \cos \theta.$$

Le gain normalisé correspondant du réseau et alors :

$$g(\theta, \phi) = |\sin \theta F_z(\theta, \phi)|^2 \quad (\text{II-8})$$

La fonction gain2h.m calcul le gain polaire plan-E et gain azimutal plan-H, son usage est :

[ge,gh,th]=gain2h(L,d,l,N,ph0) %gain 2D pour un réseau d'antennes avec les courants de Hallén

[ge,gh,th]=gain2h(L,d,l,N) % pour $\phi_0 = 0^\circ$

Où les courants d'entrées **I** sont exactement la matrice de sortie du l'équation hallén1 où hallén2.

La différence entre gain2 et gain2h, c'est que la première fonction considère les courants sinusoïdaux et **I** représente les courants d'entrée, $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_K]$. Par contre, dans la dernière, la matrice des courant complète d'ordre $(2M + 1) \times K$ et nécessaire, $\mathbf{I} = [\mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2, \dots, \mathbf{I}_K]$.

Example III.4.1

On considère l'exemple de trois éléments de l'exemple III.2.1 montré dans la Figure III.1. Les courants de Hallén sur chaque antenne peuvent être calculé en utilisant hallen2 parce que les éléments sont identiques. La Figure III.13.montre les courants échantillonné avec $N=2M+1=81$ ou $M=40$.

En raison de la symétrie, les courants sur les deux antennes non alimenté sont les mêmes pour chacune des trois antennes, les courants sont essentiellement sinusoïdaux, justifiant l'utilisation de cette approximation. Les gains calculés avec gain2h, et avec l'approximation sinusoïdale avec gain2, sont montrés sur la Figure III.6.

Exemple III.4.2

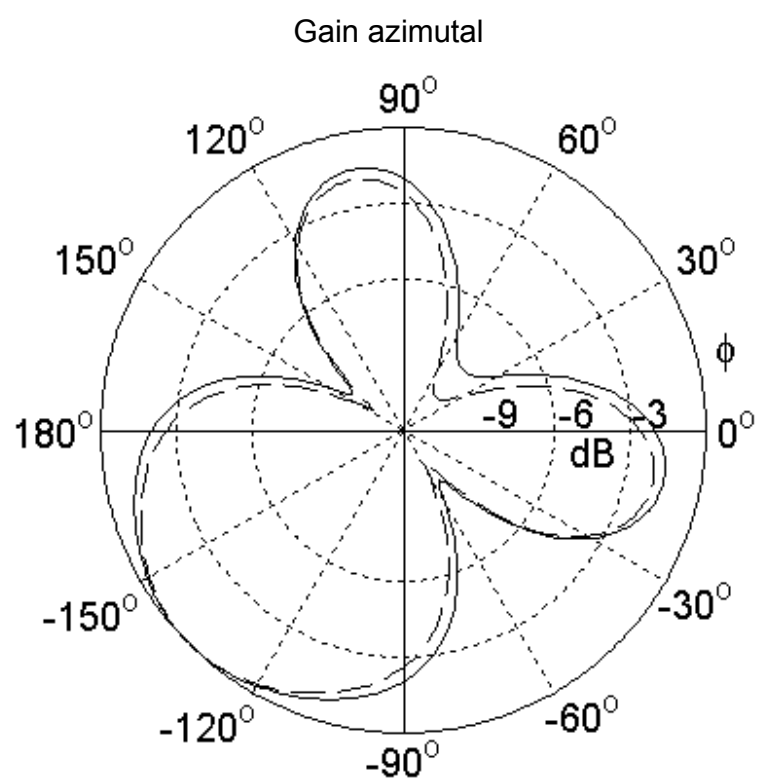
Réseau parasite de dipôles identique avec une longueur $l=\lambda$. Si un ou plusieurs antennes a une longueur égale à un multiple de λ , la méthode d'analyse basée sur l'hypothèse sinusoïdale n'est plus valide, car la matrice impédance devient infinie.

D'autre part, la solution numérique du système de Hallén donne toujours une solution finie. La Figure III.14 montre les gains et les courants du réseau parasite de l'exemple III.2.1, mais toutes les antennes étant des éléments de longueur $l=\lambda$. La distance de l'antenne parasite à l'élément alimenté a été également changée de $d = 0.25 \lambda$ à $d = 0.5\lambda$. L'approximation sinusoïdale pour l'élément alimenté est correcte sauf près de $z = 0$, où le courant a une valeur différente de zéro. Mais sur l'élément parasite, l'approximation sinusoïdale est complètement erronée.

Exemple III.4.3

Réseau Yagi-Uda de Trois éléments. Ici, nous calculons les courants sur les trois antennes du réseau de Yagi-Uda de l'exemple III.3.1. Parce que les antennes ne sont pas identiques, la fonction hallen1 doit être utilisée. Les gains ont été calculés avec gain2 et gain2h dans l'exemple III.3.2. et représenté sur la Figure III.10. Le courant échantillonné sur les trois antennes est montré sur la Figure III.15.

Notons que I_1 , I_2 , et I_3 sont obtenus à partir des trois colonnes de la matrice $\bar{\mathbf{I}}$, et \mathbf{z}_1 , \mathbf{z}_2 , et \mathbf{z}_3 obtenus à partir des trois colonnes de la matrice $\bar{\mathbf{Z}}$. Seulement les courants sur la moitié supérieure de chaque antenne sont tracés. Les courants sinusoïdaux sont normalisés par rapport à la valeur maximum des courants correspondants de Hallén.



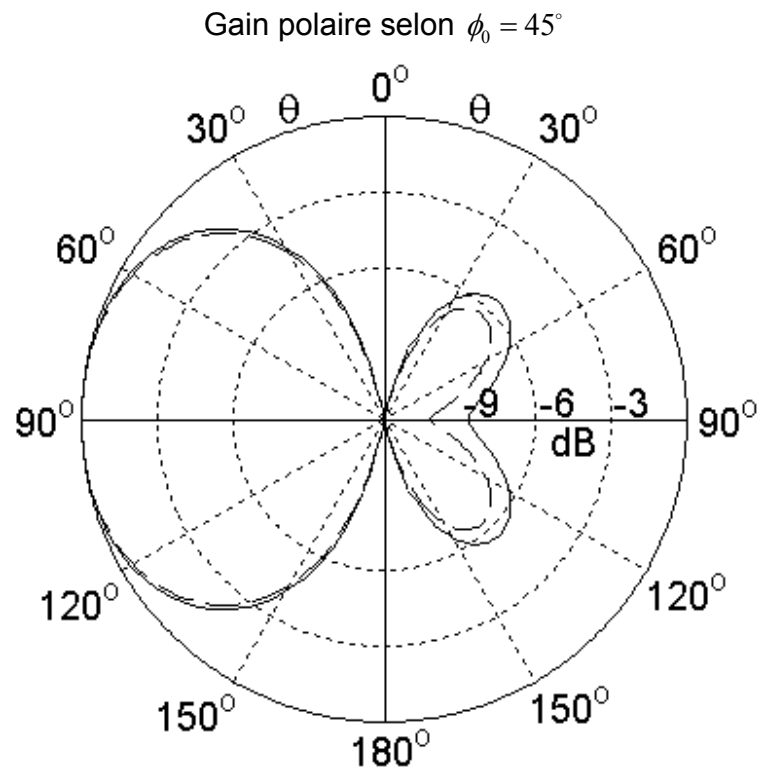
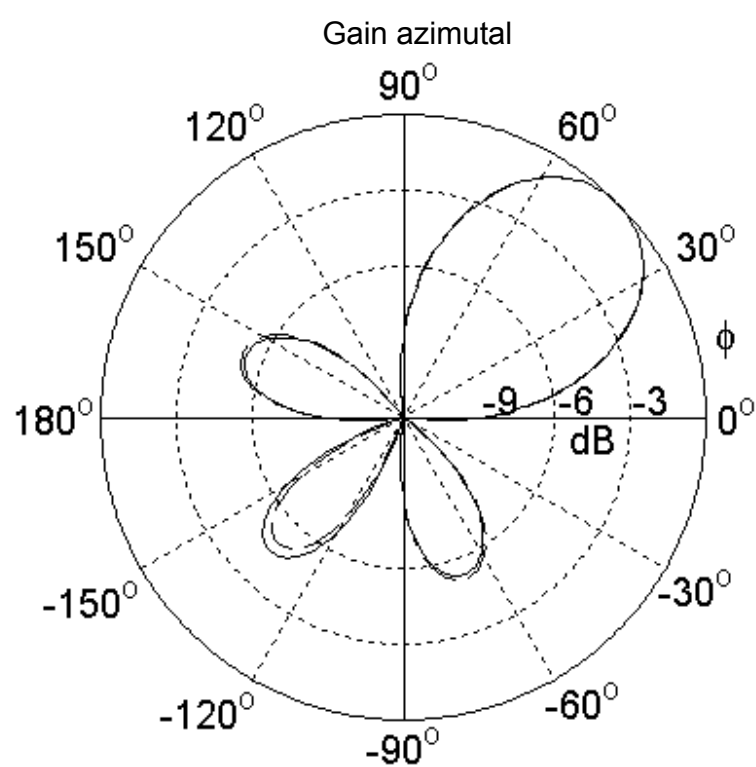


Figure III.6 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E , $V = [1, 0, 0]^T$



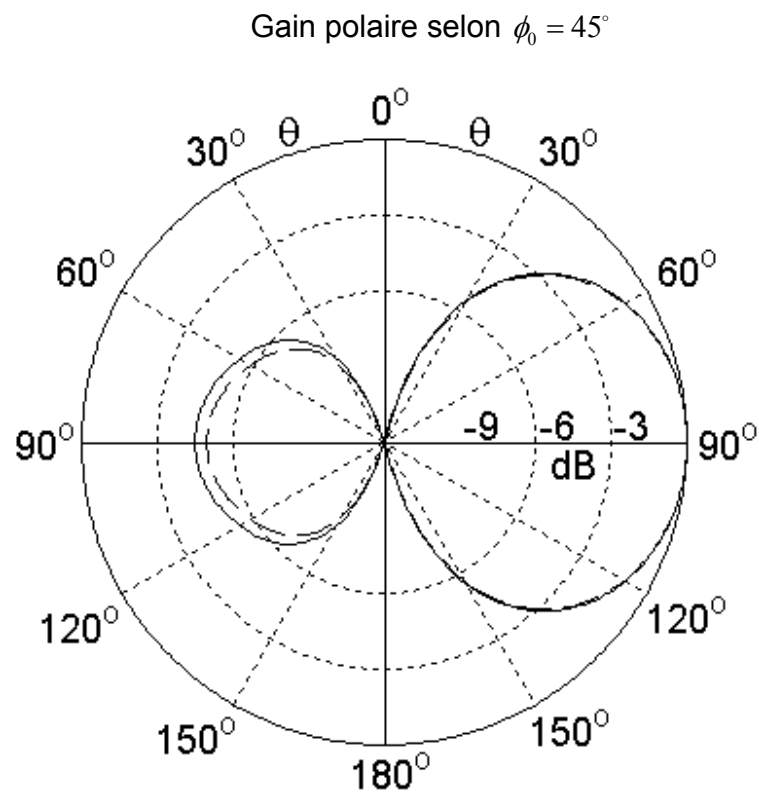
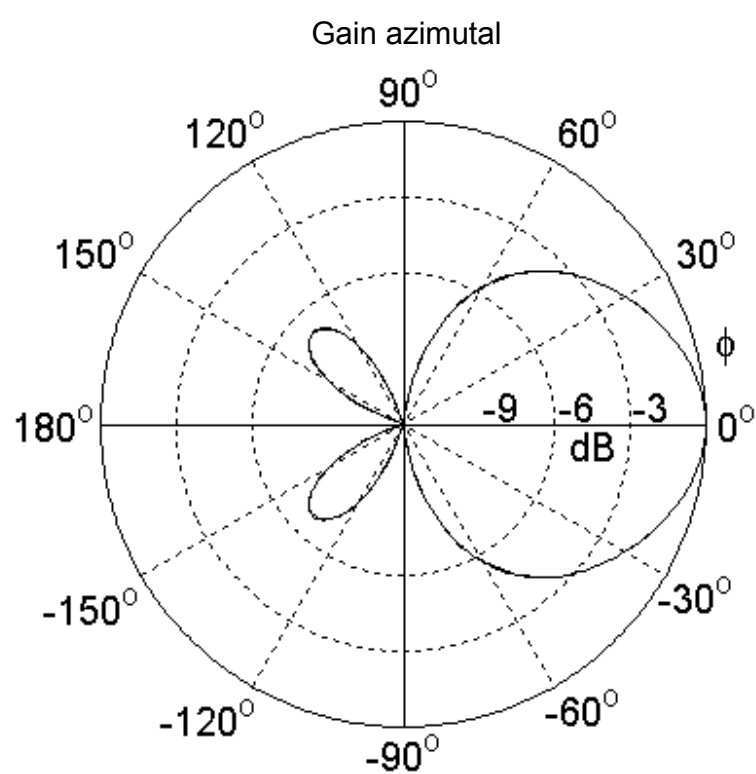


Figure III.7 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, $V = [0, 1, 1]^T$



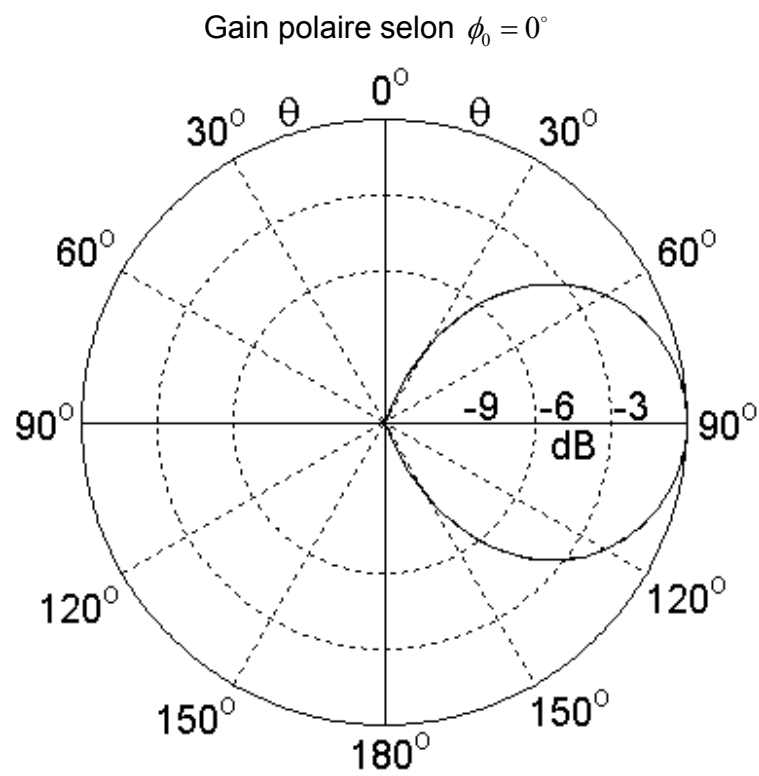
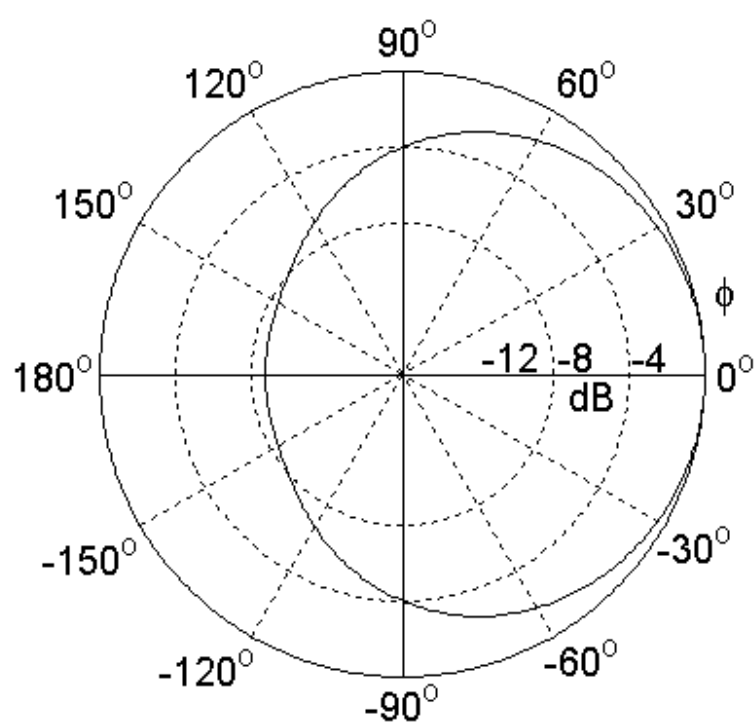
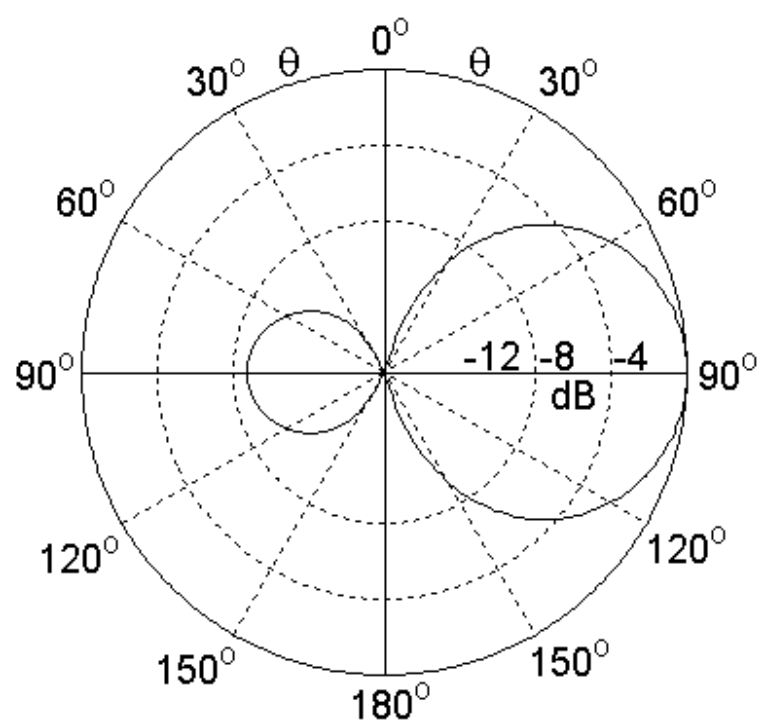


Figure III.8 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, $V = [1, 0, 0, 0]^T$

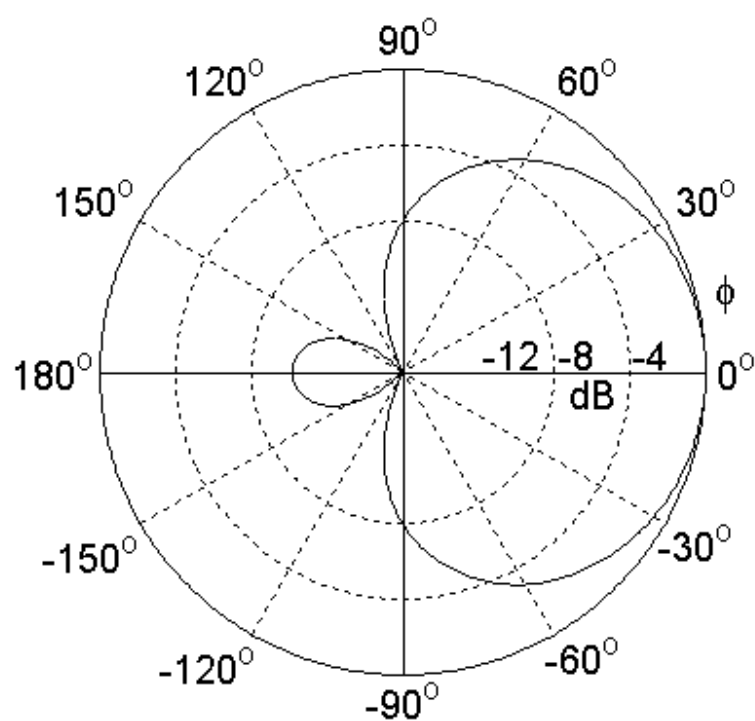
Cas réflecteur, gain plan-H.



Cas réflecteur, gain plan-E.



Cas directeur, gain plan-H.



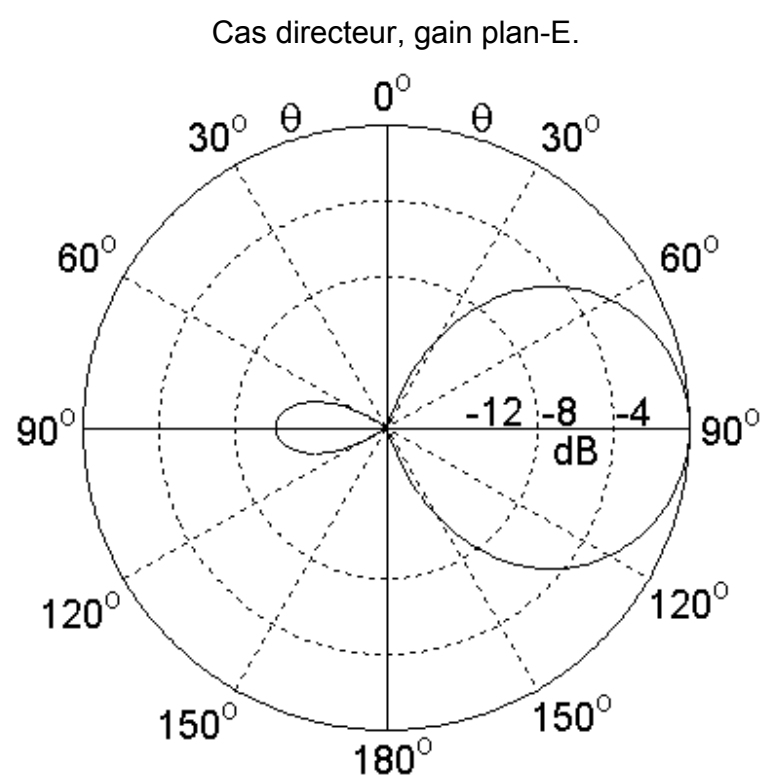
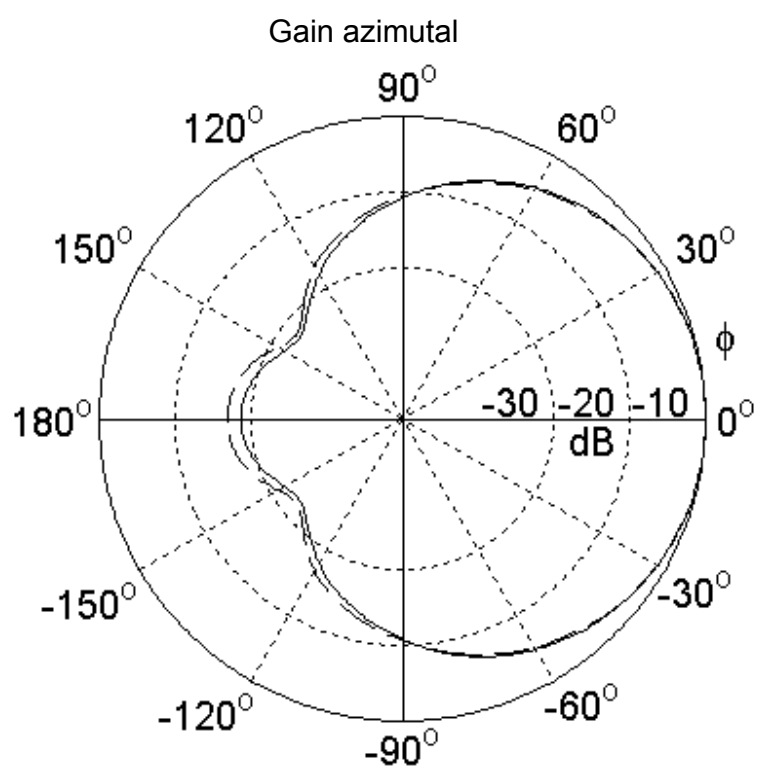


Figure III.9 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E , d'un réseau Yagi-Uda simplifié



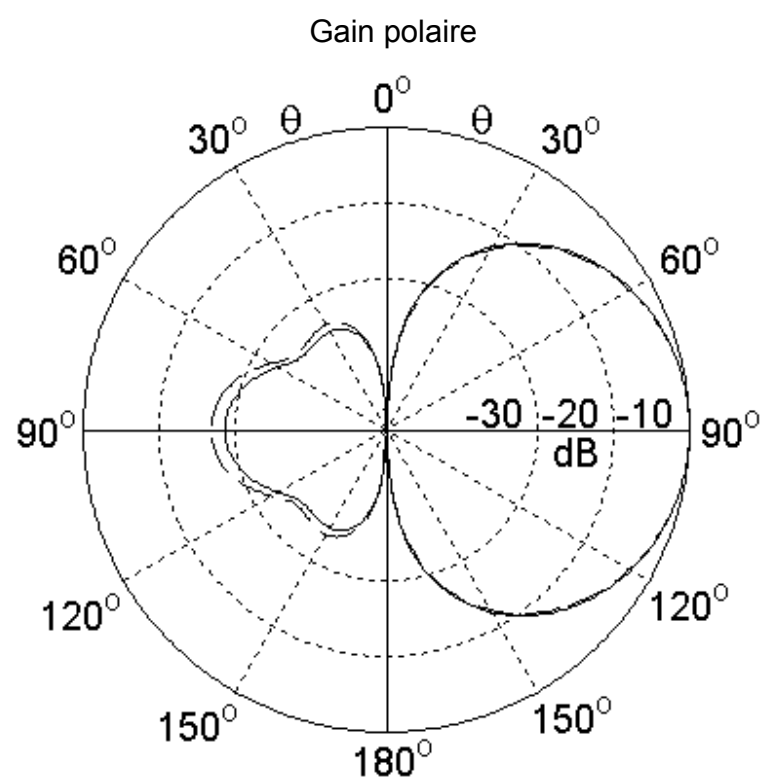
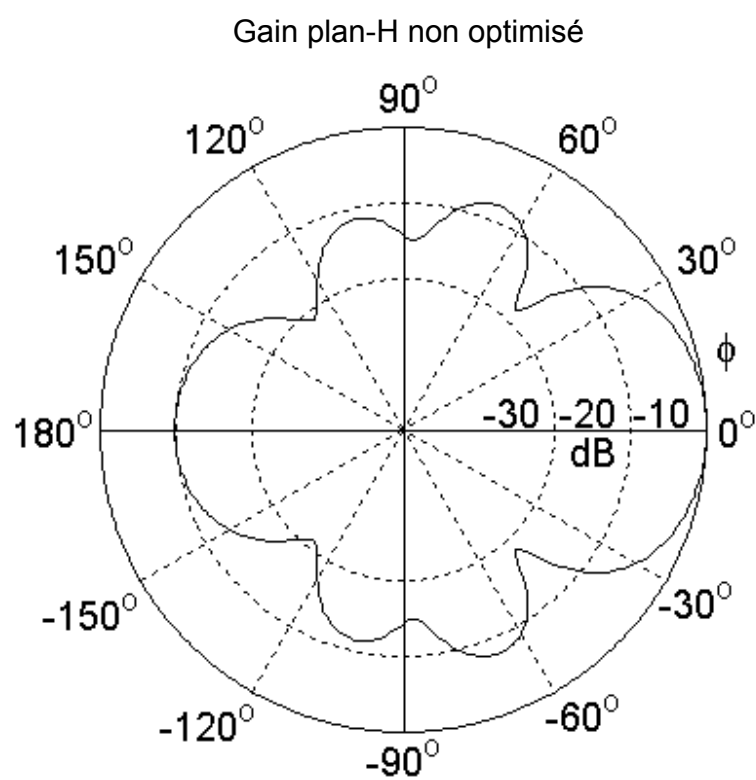
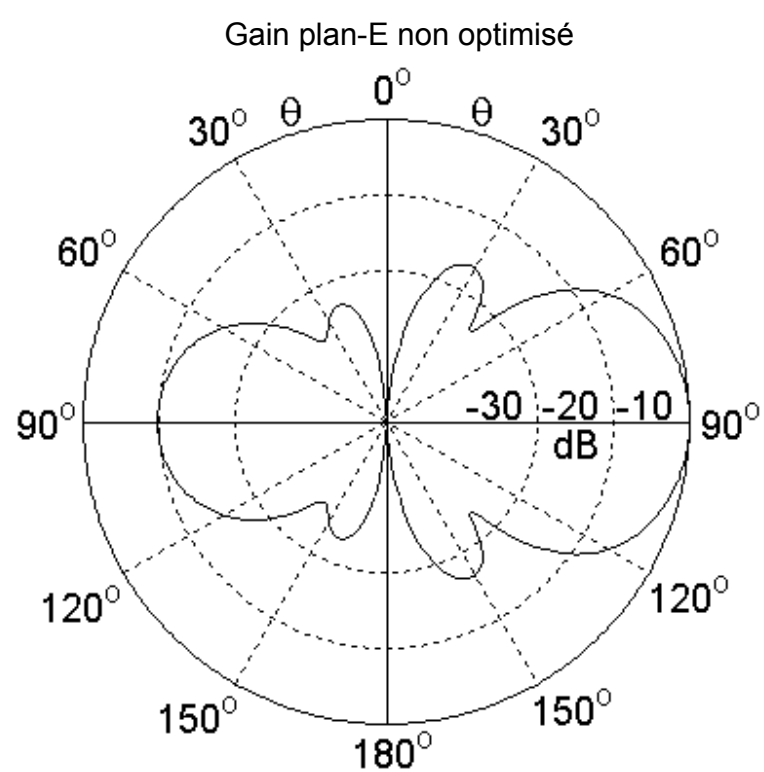
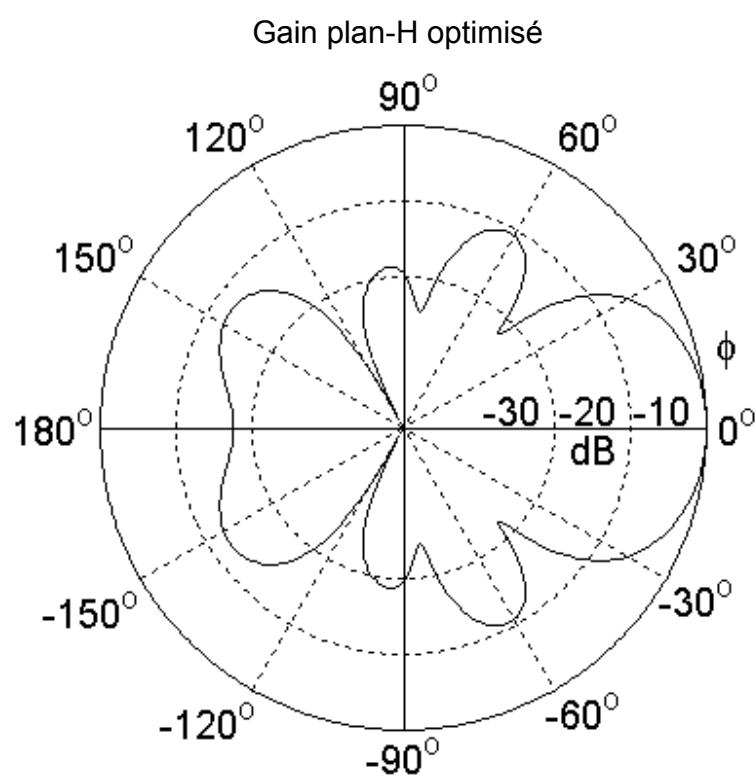


Figure III.10 Gain azimuthal et polaire d'un réseau Yagi-Uda de trois éléments







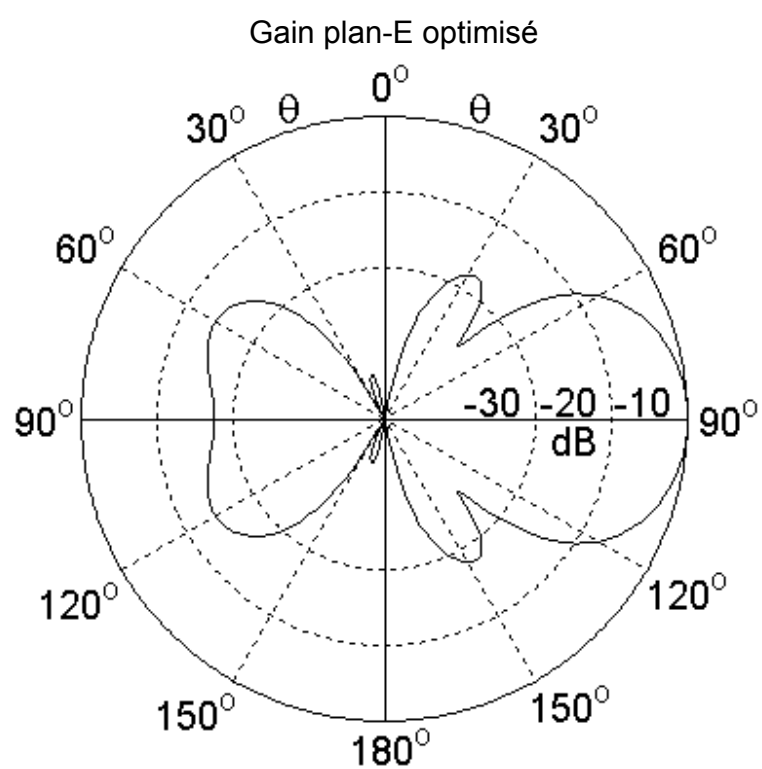
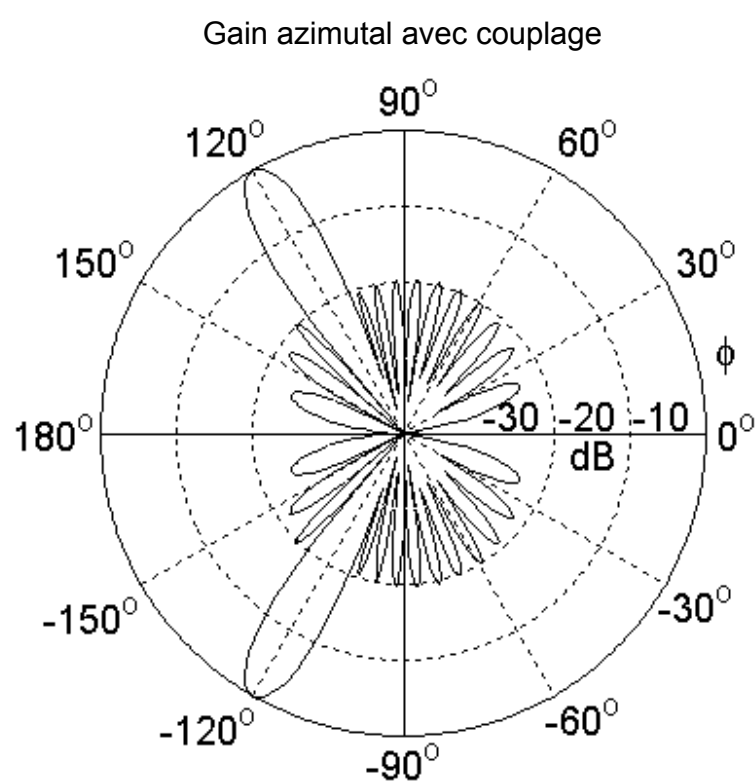
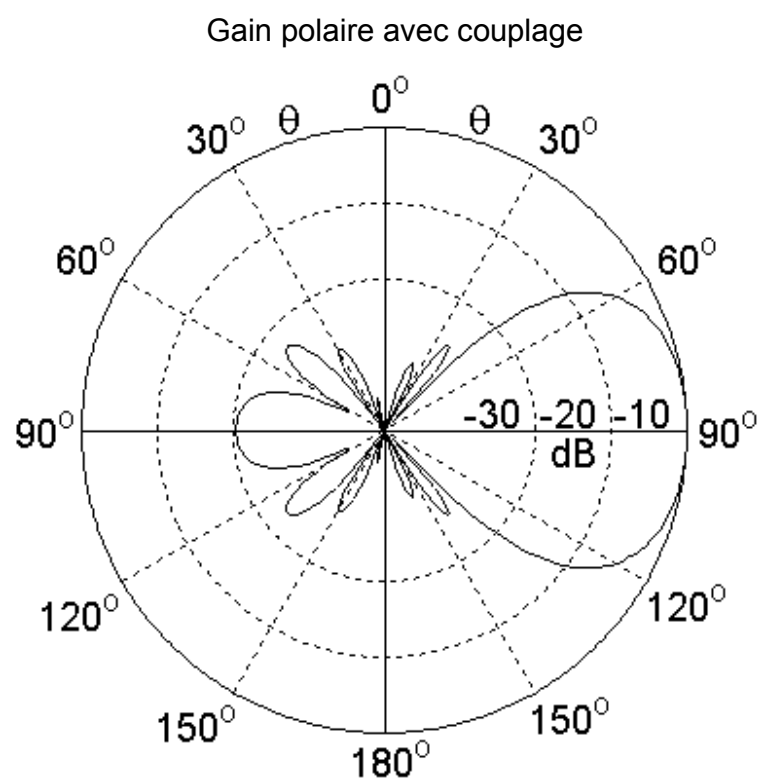
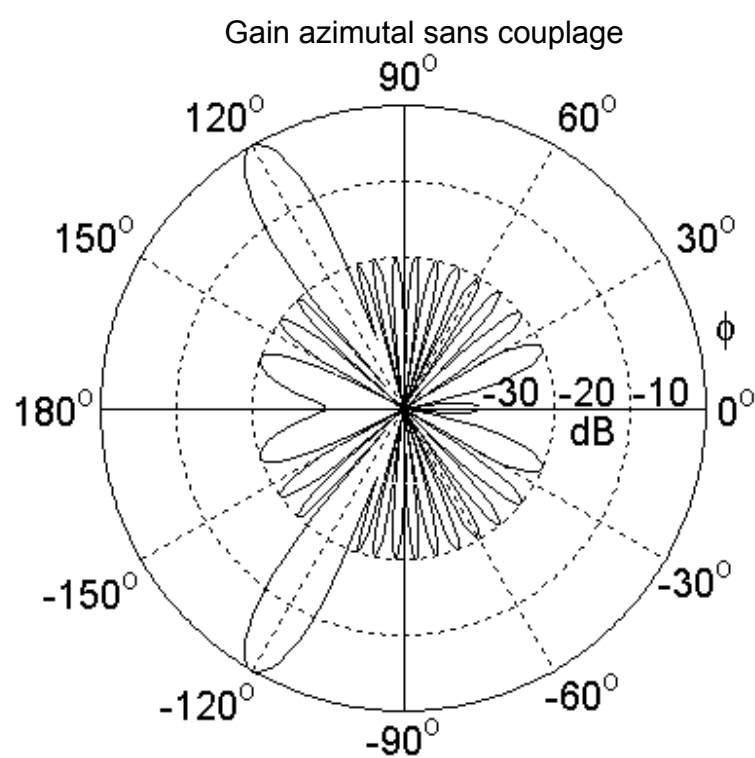


Figure III.11 Gain azimuthal et polaire d'un réseau Yagi-Uda de trois éléments.







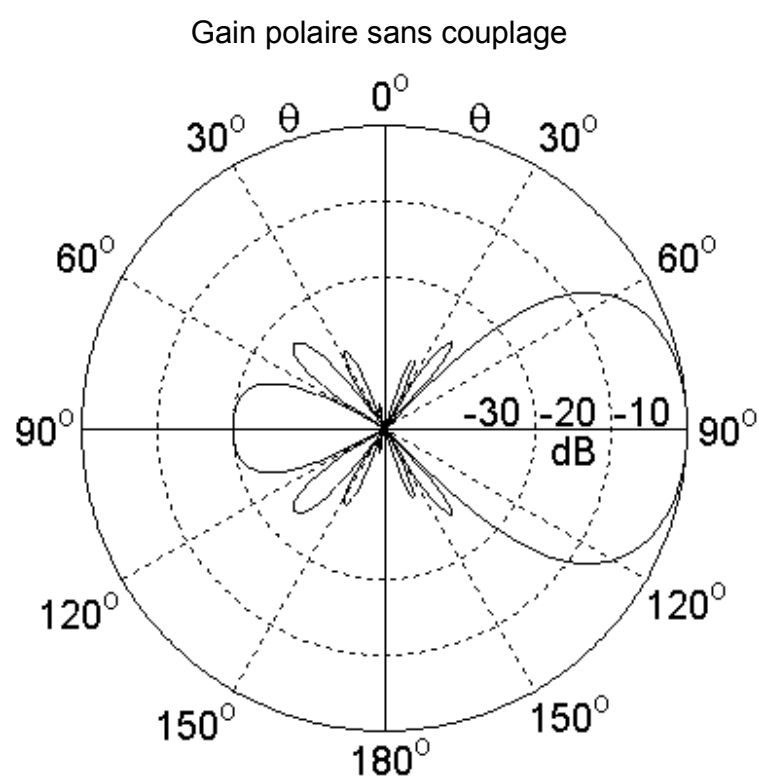
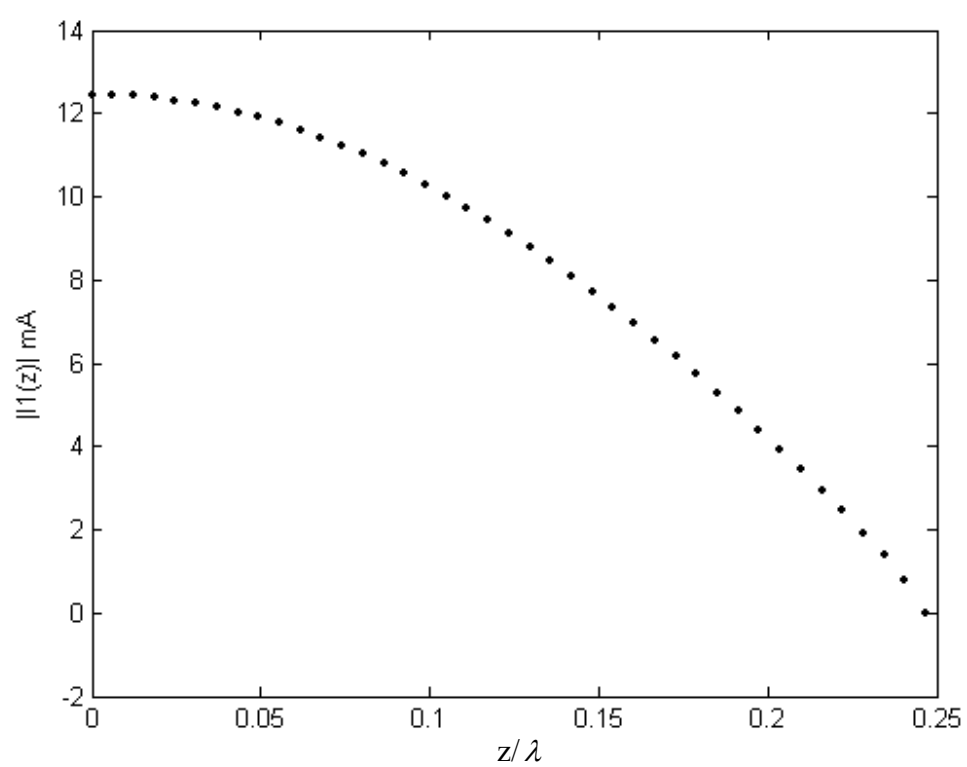


Figure III.12 Diagramme de rayonnement avec et sans couplage d'un réseau de Chebyshev

Courant sur l'élément alimenté



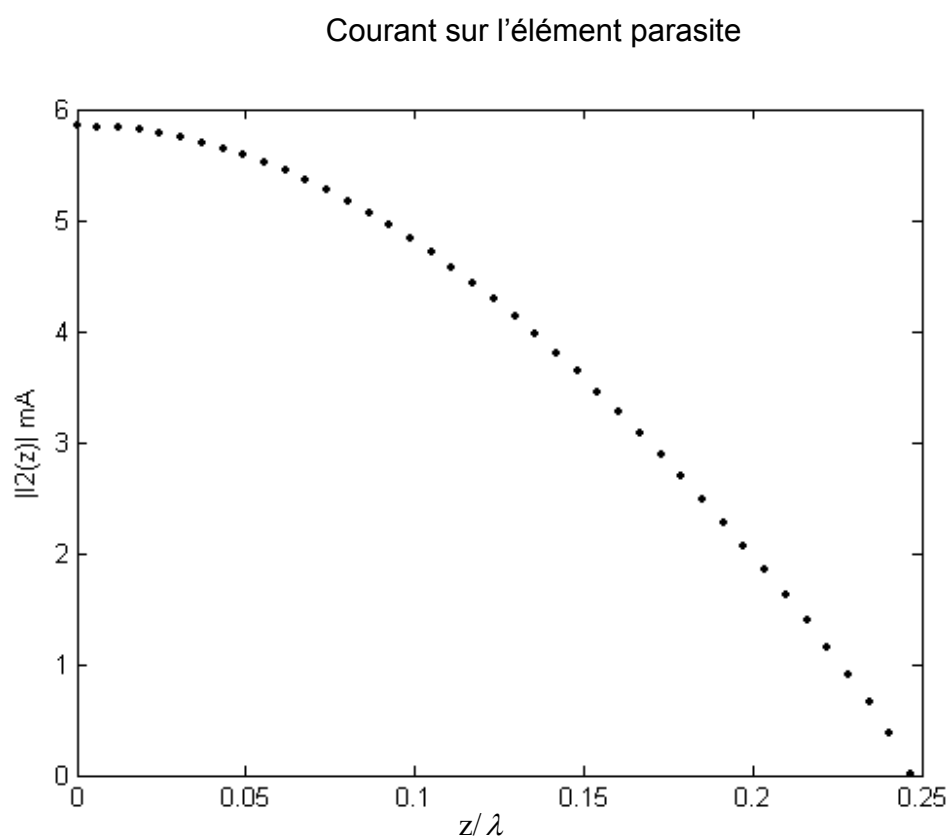
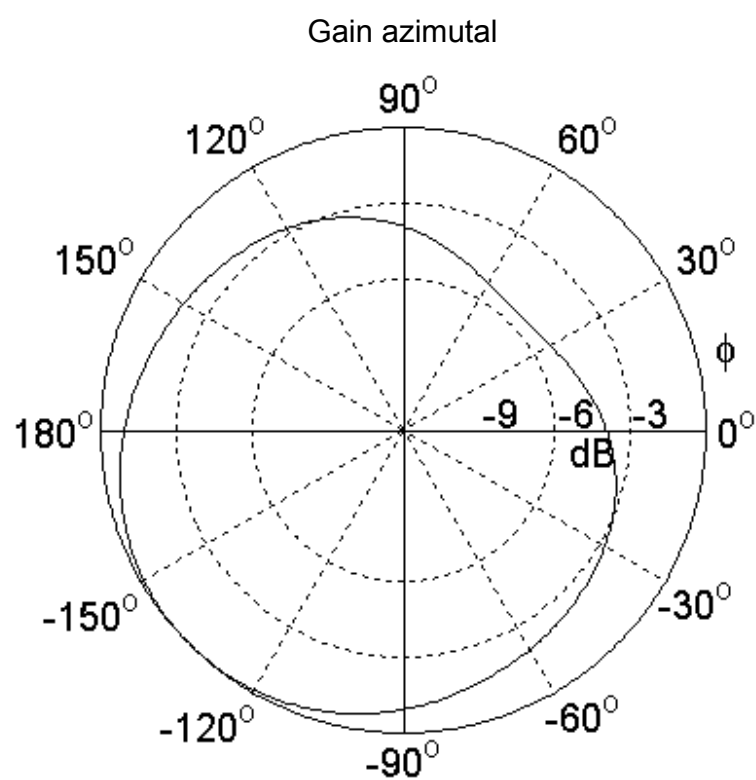
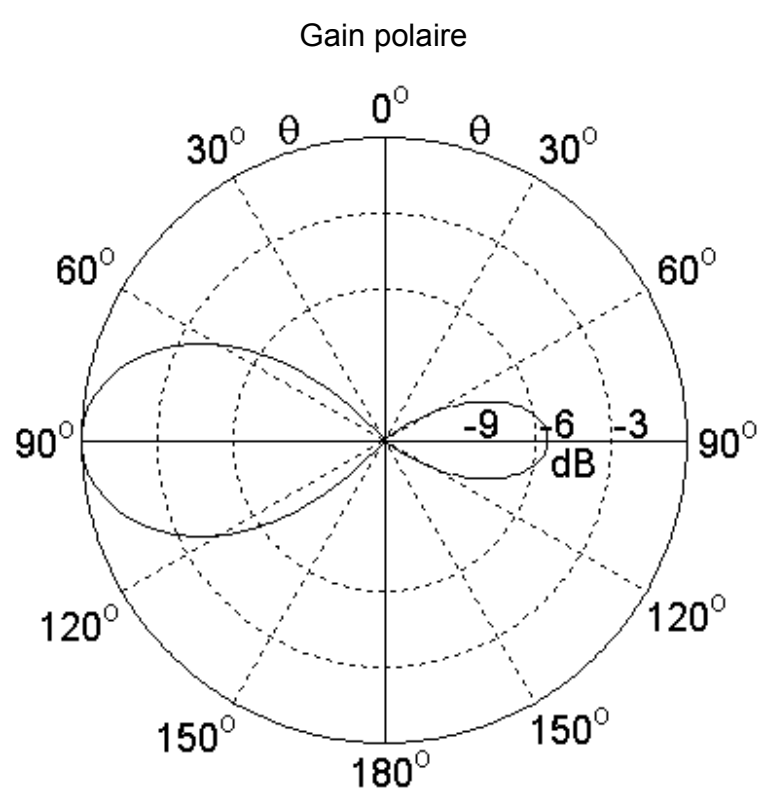
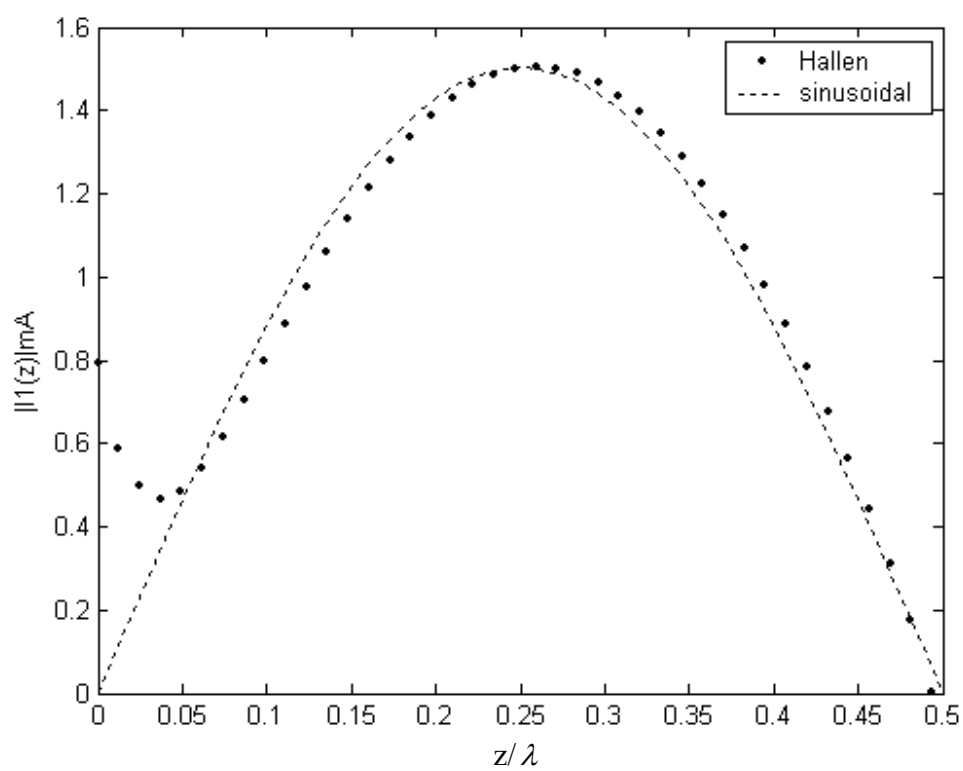


Figure III.13 Courant sur l'élément alimenté et l'élément parasite





Courant sur l'élément alimenté



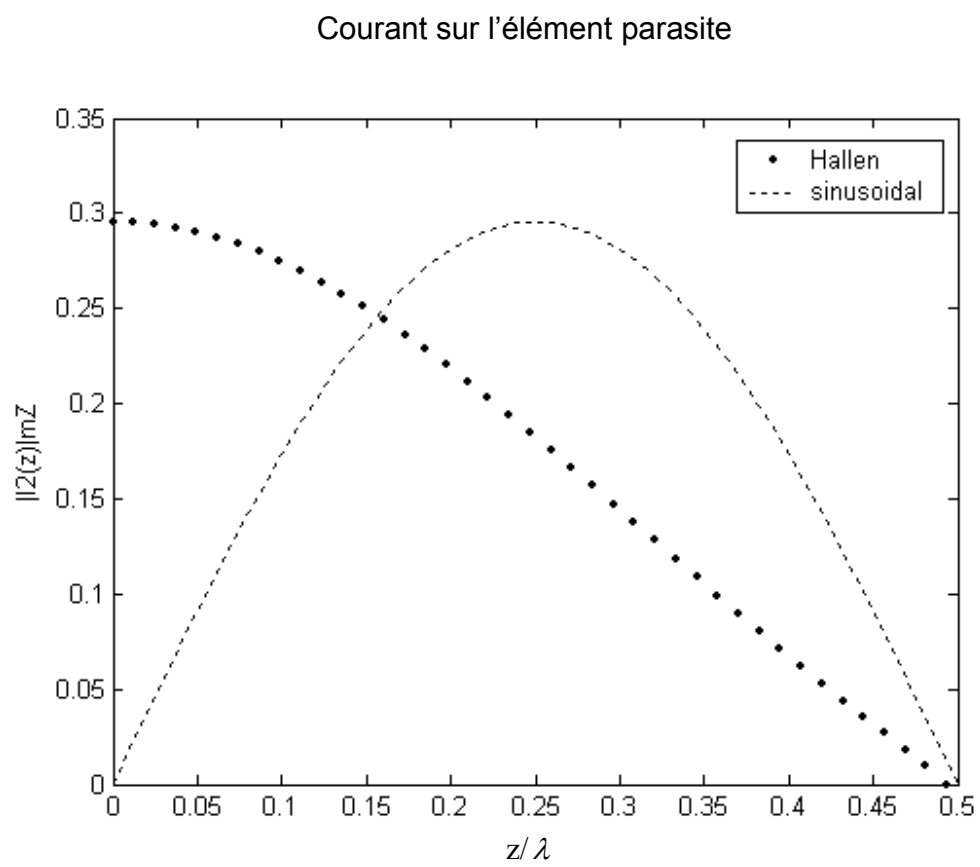
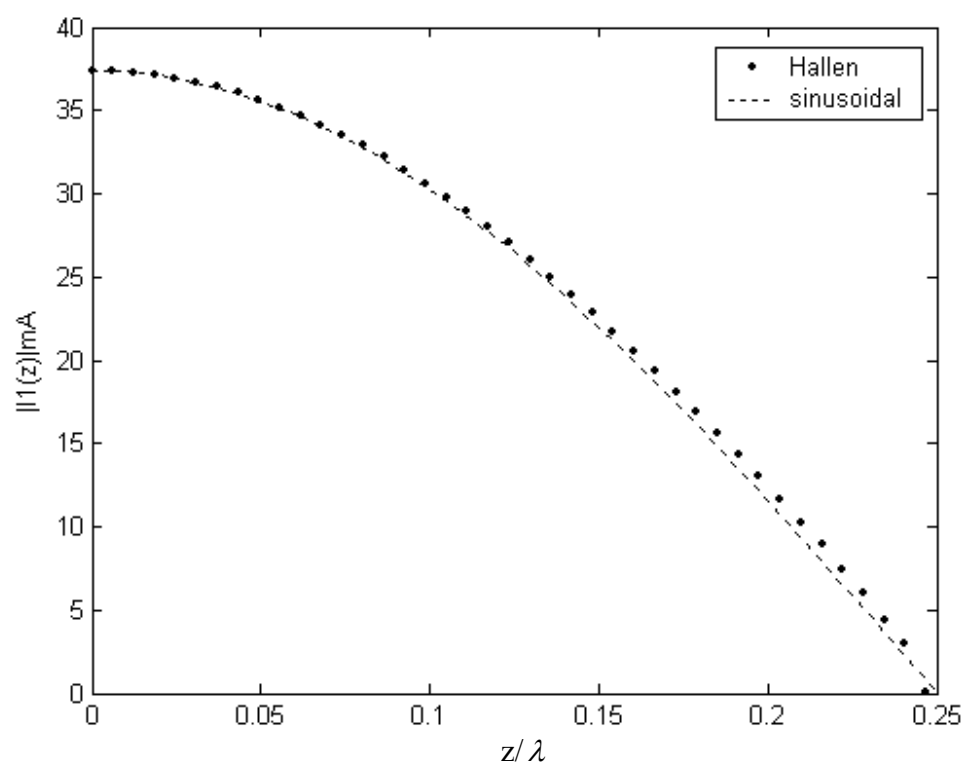
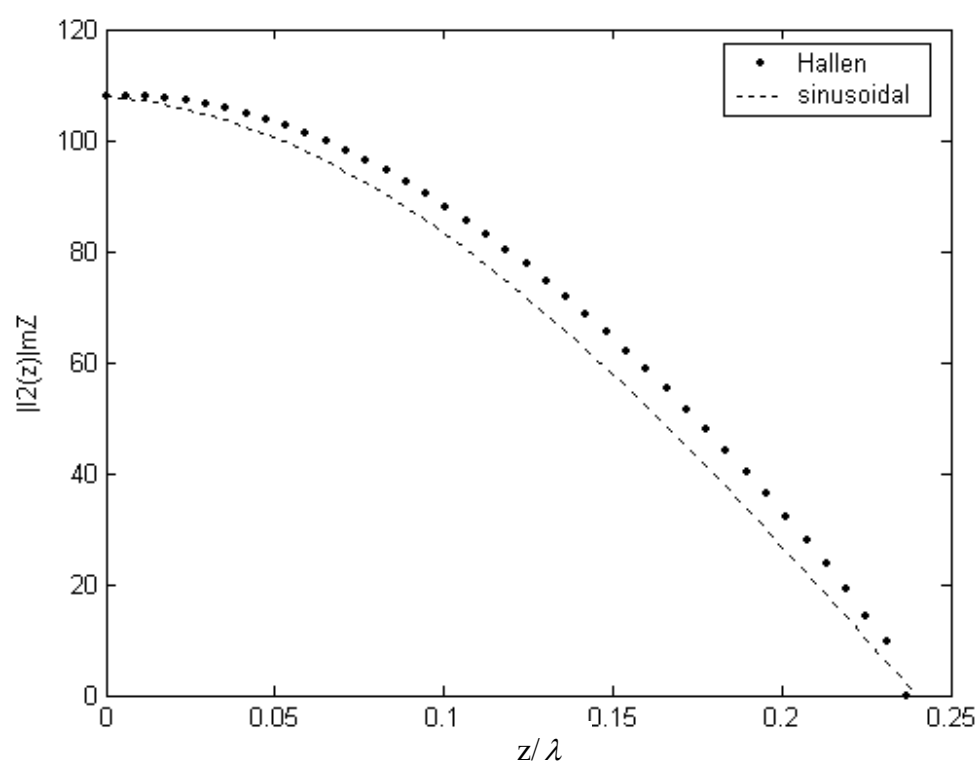


Figure III.14 Gain et courant d'un réseau parasite de longueur d'éléments λ

Courant sur le reflecteur



Courant sur l'élément alimenté



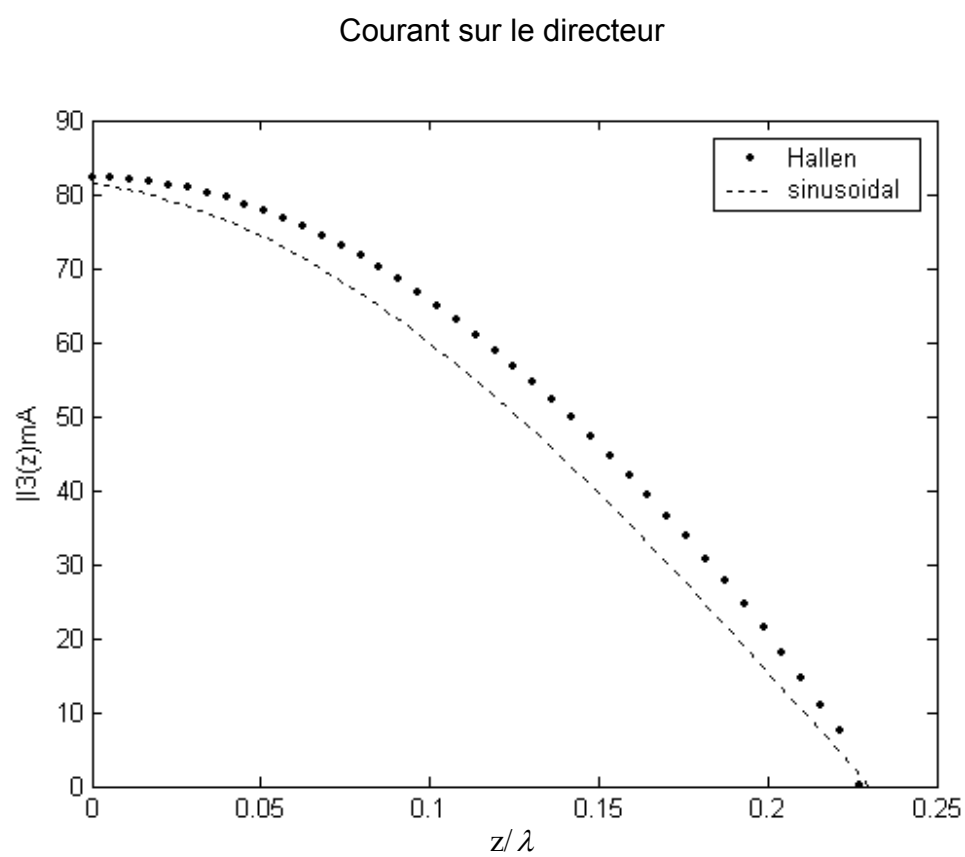


Figure III 15 Courants sur les antennes Yagi