

# « Antennes et Lignes de Transmission » -Cours-

« 3<sup>ème</sup> Année Licence en Télécommunications »

Par

Pr. BENATIA DJAMEL

Professeur à l'Université

Mostefa Benboulaïd- BATNA 2



Année Universitaire : 2019-2020

**Semestre: 6**

**Unité d'enseignement: UEF 3.2.1**

**Matière: Antennes et Lignes de transmissions**

**VHS: 45h00 (Cours: 1h30, TD: 1h30)**

**Crédits: 4**

**Coefficient: 2**

**Objectifs de l'enseignement :**

Faire connaître aux étudiants les technologies relatives à la transmission des ondes radiofréquences, des différents types d'antennes utilisés et les lignes de transmission d'une manière générale. D'autre part, cette matière vise à donner certaines informations concernant les fondements de base des micro-ondes.

**Connaissances préalables recommandées :**

Electronique fondamentale 1, Télécommunications fondamentales, ondes et propagation, Supports de transmission.

**Contenu de la matière :**

**Chapitre 1. Propagation et lignes de transmission (4 Semaines)**

- Rappels : Onde incidente, onde réfléchiée et onde stationnaire (Coefficient de réflexion, de transmission et Taux d'onde stationnaire).
- Modèle d'une ligne de transmission à deux plans parallèles, (Equations d'une ligne, Schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne avec et sans pertes).
- Solution des équations des Télégraphistes. Calcul de puissances (Puissance incidente et réfléchiée. Puissance à la charge) sur la base de trois milieux (Générateur, Ligne et Charge).
- L'abaque de Smith et son utilisation pour l'adaptation d'impédance.

**Chapitre 2. Types de lignes de transmission et leurs applications (1 Semaine)**

- Exemple : Ligne coaxial, bifilaire et torsadé, etc...
- Calcul des paramètres primaires des lignes bifilaires et câble coaxial.

**Chapitre 3. Caractéristiques de base des antennes (3 Semaines)**

- Caractéristiques de rayonnement : Surface caractéristique, Digramme de rayonnement, Densité surfacique de puissance, Puissance rayonnée, Intensité de rayonnement, Directivité, Rendement, Gain, PIRE.
- Caractéristiques électriques : Modèle électrique et comportement fréquentiel, Adaptation et condition d'adaptation, Bande passante, Polarisation d'une antenne.

**Chapitre 4. Rayonnement des antennes élémentaires (3 Semaines)**

- Calcul du Champ électromagnétique à grande distance du doublet électrique (Surface caractéristique, et Diagramme de rayonnement, puissance rayonnée, Hauteur équivalente, Résistance de rayonnement).
- Calcul du Champ électromagnétique à grande distance d'une antenne dipôle isolée dans l'espace (Surface caractéristique et Diagramme de rayonnement, puissance rayonnée, Hauteur équivalente, Résistance de rayonnement).

**Chapitre 5. Types d'antennes et leurs applications (4 Semaines)**

Antenne repliée, Antenne boucle (loop) de différentes formes (carré, triangle, losange, ...), verticale ou horizontale, Antenne doublet filaire pour ondes décimétriques, Antenne Yagi-Uda à éléments parasites, très directive et à gain important, Antenne quart d'onde verticale omnidirectionnelle pour très hautes fréquences (THF ou VHF), Antenne cadre magnétique de dimensions réduites, Antenne hélice pour ondes décimétriques à polarisation circulaire, Antenne parabolique pour ondes centimétriques (hyperfréquences).

**Mode d'évaluation :**

Contrôle continu: 40% ; Examen: 60%.

**Références bibliographiques :**

1. F. Gardiol, "Electromagnétisme: Traité d'électricité", Edition Lausanne.
2. P. Combes, "Mico-ondes, circuits passifs, propagation, antennes, Cours et exercices", Dunod, 1997.
3. R.-C. Houzé, "Les antennes, Fondamentaux", Dunod, 2006.
4. A. Ducros, "Les antennes: Théorie et pratique", Emission et réception, Elektor, 2008.
5. W. L. Stutzman, G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design", John Wiley.
6. C. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 3rd Edition, John Wiley & Sons Inc, 2005.
7. R. Aksas, "Télécommunications: Antennes Théorie et Applications", Ellipses Marketing, 2013.
8. R-C. Houzé, "Les antennes, Fondamentaux", Dunod, 2006.
9. O. Picon et al, "Les Antennes: Théorie, conception et applications", Dunod, 2009.

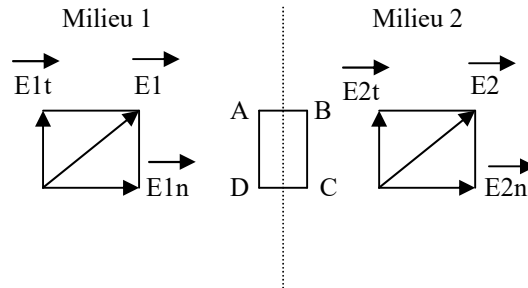
# Chapitre 1. Propagation et lignes de transmission

## 1.1 Rappels : Onde incidente, onde réfléchie et onde stationnaire

(Coefficient de réflexion, de transmission et Taux d'onde stationnaire)

### 1.1.1 Comportement de l'onde lors de son passage d'un milieu à un autre

Considérons les deux milieux suivants :



**Fig. 1.1** Passage de l'onde d'un milieu 1 à un milieu 2

Il s'agit du passage de l'onde d'un milieu à un autre.

Lors de ce passage, nous calculons la circulation du champ électrique le long du circuit fermé ABCDA.

Dans l'approximation quasi-statique (le champ électrique dérive d'un potentiel), la circulation du champ électrique le long d'un circuit fermé égale à Zéro :

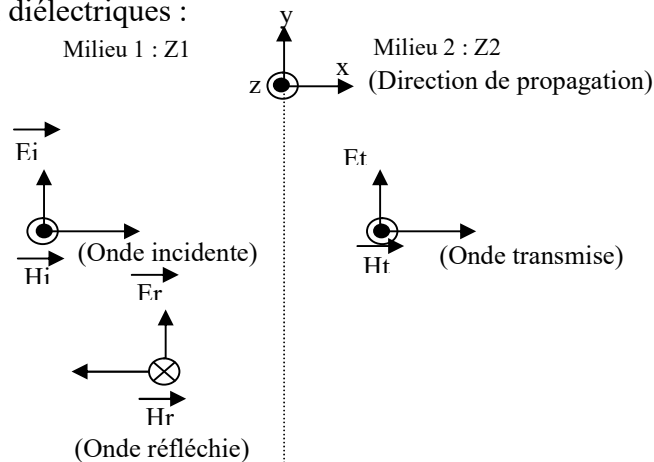
$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0 \Rightarrow \int_A^B E_{1t} \cdot dl + \int_B^C E_{2t} \cdot dl + \int_C^D E_{2n} \cdot dl + \int_D^A E_{1r} \cdot dl = 0 \quad (1.1)$$

Avec  $AB=CD=0 \Rightarrow E_{1t}=E_{2t}$  (la composante tangentielle se conserve)

La différence énergétique entre les champs des deux milieux se trouve dans les composantes normales, cela nous donne une idée sur l'atténuation de ces ondes lors du passage des ondes d'un milieu à un autre.

### 1.1.2 Onde TEM incidente sur la surface de séparation de deux diélectriques

Soient deux milieux diélectriques :



**Fig. 1.2** Passage de l'onde dont la direction de propagation est normale au plan de séparation

1/- Onde incidente :

$$\begin{cases} \vec{E}_i = E_{i0}.e^{-j\beta.x}\vec{y} \\ \vec{H}_i = H_{i0}.e^{-j\beta.x}\vec{z} = \frac{E_{i0}}{Z_1}e^{-j\beta.x}\vec{z} \end{cases} \quad (1.2)$$

2/- Onde réfléchi :

$$\begin{cases} \vec{E}_r = E_{r0}.e^{+j\beta.x}\vec{y} \\ \vec{H}_r = H_{r0}.e^{+j\beta.x}\vec{z} = -\frac{E_{r0}}{Z_1}e^{+j\beta.x}\vec{z} \end{cases} \quad (1.3)$$

3/- Onde transmise :

$$\begin{cases} \vec{E}_t = E_{t0}.e^{-j\beta.x}\vec{y} \\ \vec{H}_t = H_{t0}.e^{-j\beta.x}\vec{z} = \frac{E_{t0}}{Z_2}e^{-j\beta.x}\vec{z} \end{cases} \quad (1.4)$$

En utilisant le principe de la conservation de la composante tangentielle :

$$E_i(\text{tg}) + E_r(\text{tg}) = E_t(\text{tg}) \rightarrow E_i(x=0) + E_r(x=0) = E_t(x=0) \rightarrow -E_{r0} + E_{t0} = E_{i0}$$

$$H_i(\text{tg}) + H_r(\text{tg}) = H_t(\text{tg}) \rightarrow H_i(x=0) + H_r(x=0) = H_t(x=0) \rightarrow E_{r0}/Z_1 + E_{t0}/Z_2 = E_{i0}/Z_1$$

En déduit les deux coefficients (Transmission et réflexion) :

$$T = \frac{2.Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad 0 \leq T \leq 1 \quad (1.5)$$

$$\text{c.à.d : } T - \Gamma = 1$$

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad 0 \leq \Gamma \leq 1$$

### 1.1.3 Onde stationnaire

Au niveau du plan de séparation entre les deux diélectriques, il en résulte :

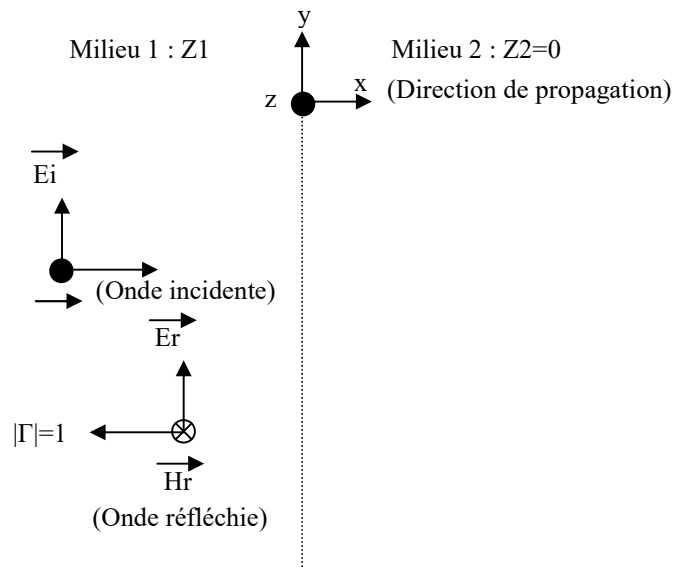
$$E_{\text{tot}} = E_i + E_r = E_{i0}.e^{-j\beta x} + E_{r0}.e^{+j\beta x} = E_{i0}.e^{-j\beta x} + \Gamma.E_{i0}.e^{+j\beta x} = E_{i0}.[e^{-j\beta x} + \Gamma.e^{+j\beta x}] \quad (1.6)$$

On définit le taux d'ondes stationnaires par :

$$\text{TOS} = \frac{E_{\text{tot}}(\text{max})}{E_{\text{tot}}(\text{min})} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad \text{avec } 1 \leq \text{TOS} < \infty \quad (1.7)$$

### 1.1.4 Passage de l'onde diélectrique-métallique

Cette fois-ci, nous considérons le milieu 2 comme un conducteur parfait.



**Fig. 1.3 Réflexion totale de l'onde**

Dans ce cas :

$$E_{\text{tot}} = E_i + E_r = E_{i0} \cdot [e^{-j\beta x} - e^{+j\beta x}] = 2 \cdot j E_{i0} \cdot \sin(\beta x) \quad (1.8)$$

## 1.2 Modèle d'une ligne de transmission à deux plans parallèles

(Equations d'une ligne, Schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne avec et sans pertes)

### 1.2.1 Etude générale des lignes en régime sinusoïdal

Nous considérons le modèle des deux plans parallèles (Fig. 1.4). Il s'agit de deux plaques conductrices polarisées (- et +). Il s'établit entre ces deux plaques une différence de potentiel, un champ électrique, un champ magnétique et un courant électrique surfacique.

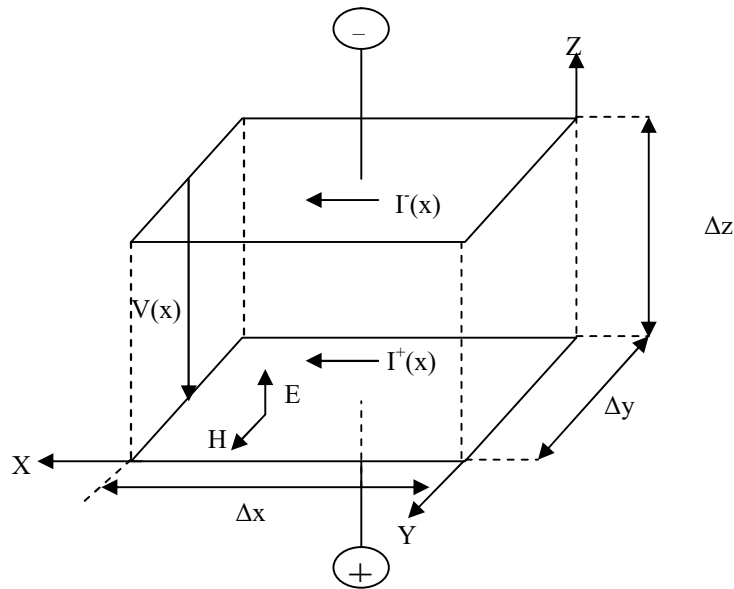


Fig. 1.4 : Modèle des deux plans parallèles

D'après les équations de Maxwell :

$$\text{Rot } \vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt} \Rightarrow \frac{\partial E_z(x)}{\partial x} = -\mu \cdot \frac{dH_y(x)}{dt} = j\omega\mu H_y(x) \quad (1.9)$$

$$\text{Rot } \vec{H} = +\epsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \Rightarrow \frac{\partial H_y(x)}{\partial x} = +\epsilon \cdot \frac{dE_z(x)}{dt} = j\omega\epsilon E_z(x) \quad (1.10)$$

Dans l'approximation quasi-statique :

$$dV = -E \cdot dz \Rightarrow V(x) = -\int_{\Delta z}^0 E \cdot dz = E(x) \cdot \Delta z \quad (1.11)$$

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} = \frac{\partial E_z(x)}{\partial x} \cdot \Delta z = j\omega\mu H_y(x) \cdot \Delta z \quad (1.12)$$

$$\Delta L = \frac{\Delta\phi}{I} = \frac{B \cdot \Delta x \cdot \Delta z}{I} = \frac{\mu \cdot H_y(x) \cdot \Delta x \cdot \Delta z}{I} \quad (1.13)$$

$$L = \frac{\Delta L}{\Delta x} \text{ (Inductance / Unité de longueur)} \quad (1.14)$$

$$L = \frac{\mu \cdot H_y \cdot \Delta z}{I} \quad (1.15)$$

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} = j\omega \cdot L \cdot I(x) \quad (1.16)$$

Dans l'approximation quasi-statique :

$$dI = H.dy \Rightarrow I(x) = \oint Hdl = Hy(x).\Delta y \quad (1.17)$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} = \frac{\partial Hy(x)}{\partial x}.\Delta y = j\omega.\epsilon.Ez(x).\Delta y \quad (1.18)$$

$$\Delta C = \frac{\Delta Q}{V} = \frac{D.\Delta x.\Delta y}{V} = \frac{\epsilon.Ez(x).\Delta x.\Delta y}{V} \quad (1.19)$$

$$C = \frac{\Delta C}{\Delta x} \text{ (Capacité / Unité de longueur)} \quad (1.20)$$

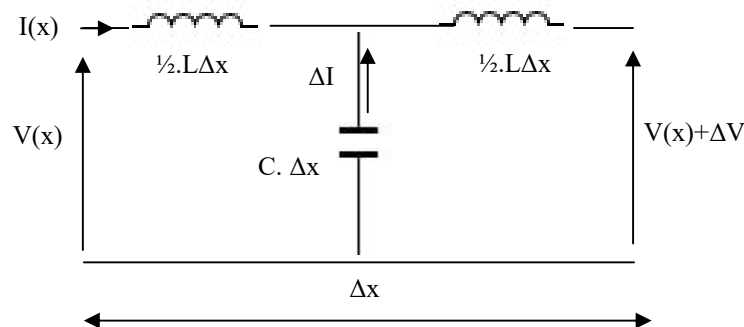
$$C = \frac{\epsilon.Ez(x).\Delta y}{V} \quad (1.21)$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} = j.\omega.C.V(x) \quad (1.22)$$

**Les expressions (1.16) et (1.22) représentent les équations d'une ligne de transmission sans pertes.**

### 1.2.2 Schéma électrique équivalent d'une ligne de transmission

En se basant sur les équations (1.16) et (1.22), une ligne de transmission peut être représentée par le schéma électrique équivalent suivant :



**Fig. 1.5 : Schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne sans pertes**

Si on tient compte des pertes électriques dans les conducteur  $\sigma_c$  et dans le diélectrique  $\sigma_d$ , alors :

$$Z = R + j.\omega.L$$

$$Y = G + j.\omega.C$$

Où : R représente les pertes électriques dans le conducteur

G représente les pertes électriques dans le diélectrique

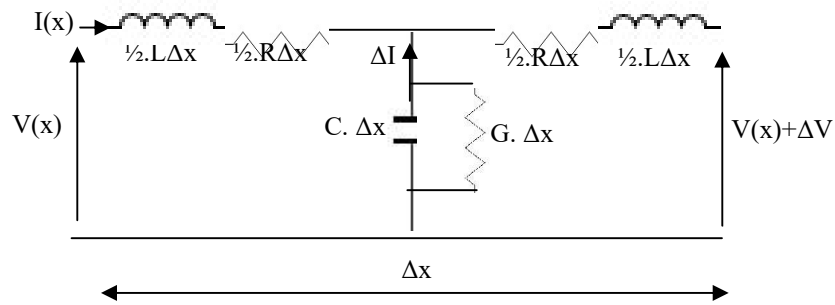
Les équations (1.16) et (1.22) deviennent :

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} = (R + jL\omega).I(x) = Z.I(x) \quad (1.23)$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} = (G + j\omega.C).V(x) = Y.V(x) \quad (1.24)$$

Ce sont les équations de Heavi- Side, elles modélisent le couplage Onde Courant-Tension.

Le circuit électrique équivalent devient alors :



**Fig. 1.6 : Schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne avec pertes**

### 1.3. Equations des Télégraphistes

La combinaison entre les équations citées ci-dessus donne :

$$\frac{\partial^2 V(x)}{\partial x^2} = Z \cdot \frac{\partial I(x)}{\partial x} = Z \cdot Y \cdot V(x) \quad (1.25)$$

$$\frac{\partial^2 I(x)}{\partial x^2} = Y \cdot \frac{\partial V(x)}{\partial x} = Z \cdot Y \cdot I(x) \quad (1.26)$$

Ce sont les équations des Télégraphistes.

#### \* Solution des équations des télégraphistes :

On pose  $\gamma = \pm\sqrt{Z \cdot Y}$  Coefficient de propagation complexe

Alors :

$$\frac{\partial^2 V(x)}{\partial x^2} - \gamma^2 \cdot V(x) = 0 \quad \frac{\partial^2 I(x)}{\partial x^2} - \gamma^2 \cdot I(x) = 0 \quad (1.27)$$

La solution sera donnée par :

$$V(x) = V_i \cdot e^{-\gamma x} + V_r \cdot e^{+\gamma x} \quad I(x) = I_i \cdot e^{-\gamma x} + I_r \cdot e^{+\gamma x} \quad (1.28)$$

Superposition d'une onde incidente avec une onde réfléchie

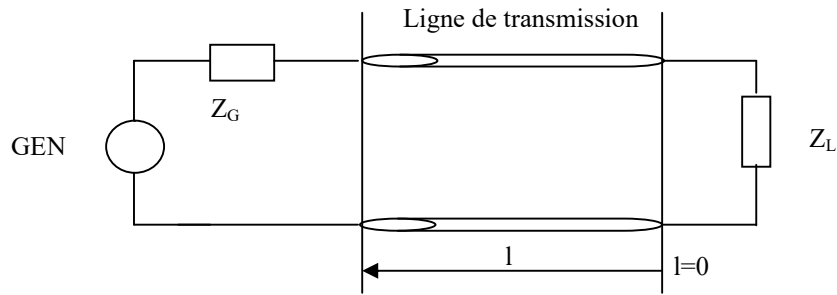
Le rapport entre la tension et le courant donne :

$$Z(x) = \frac{V_i \cdot e^{-\gamma x} + V_r \cdot e^{+\gamma x}}{I_i \cdot e^{-\gamma x} + I_r \cdot e^{+\gamma x}} \quad (1.29)$$

$Z(x)$  : représente l'impédance en un point quelconque de la ligne



**\* Schéma simplifié d'un montage à base d'une ligne de transmission :**



**Fig. 1.7 : Schéma simplifié d'un tronçon de ligne**

On pose -  $x = l \Rightarrow \begin{cases} V(l) = V_i e^{\gamma \cdot l} + V_r e^{-\gamma \cdot l} \\ I(l) = I_i e^{\gamma \cdot l} + I_r e^{-\gamma \cdot l} \end{cases}$

Au niveau de la charge  $l=0$

$$l = 0 \Rightarrow \begin{cases} V(0) = V_i + V_r \\ I(0) = I_i + I_r \end{cases} \Rightarrow Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V_i + V_r}{I_i + I_r} = Z_0 \cdot \frac{1 + \frac{V_r}{V_i}}{1 - \frac{V_r}{V_i}} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}$$

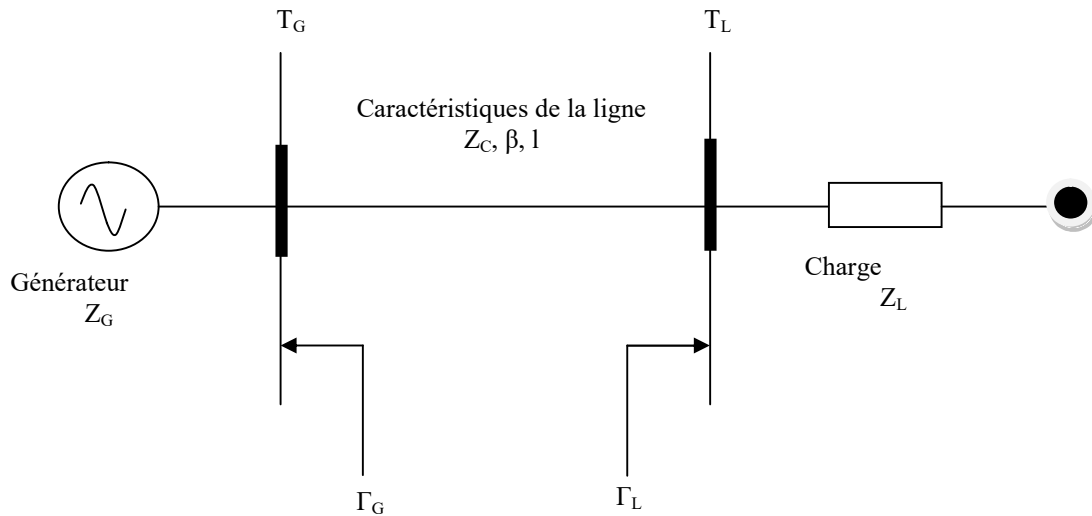
$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Alors :

$$Z(l) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + Z_0 \cdot \text{tgh}(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \cdot \text{tgh}(\gamma l)} \tag{1.30}$$

## 1.4 Transmission de puissance

Examinant le schéma de principe d'un montage à base de ligne de transmission :



1<sup>er</sup> cas :  $\Gamma_G=0 \rightarrow$  Générateur adapté :  $Z_G=Z_C$   
 $\Gamma_L=0 \rightarrow$  Charge adaptée :  $Z_L=Z_C$

Dans ce cas :

$$P_i = \frac{|V_i|^2}{2 \cdot Z_C} = P_L = \frac{|V_L|^2}{2 \cdot Z_C}$$

2<sup>ème</sup> cas :  $\Gamma_G=0 \rightarrow$  Générateur adapté :  $Z_G=Z_C$   
 $\Gamma_L \neq 0 \rightarrow$  Charge non adaptée :  $Z_L \neq Z_C$

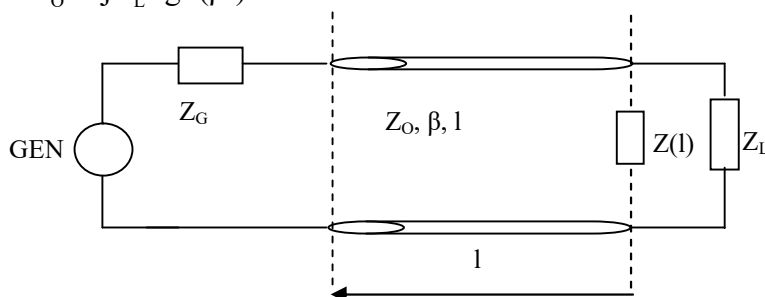
Dans ce cas :

$$P_i = \frac{|V_i|^2}{2 \cdot Z_C} \text{ et } P_r = \frac{|V_r|^2}{2 \cdot Z_C} \Rightarrow P_L = P_i - P_r = P_i \left( 1 - \frac{|V_r|^2}{|V_i|^2} \right)$$

## 1.5 Charges caractéristiques

Si nous considérons une ligne sans pertes, l'expression (1.30) devient :

$$Z(l) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0 \cdot \text{tg}(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \cdot \text{tgh}(\beta l)}$$



**Cas particuliers :**

1/-  $Z_L=Z_0 \rightarrow Z(l)=Z_0 \rightarrow \Gamma_L=0$  (Adaptation)

2/-  $Z_L=0$  (CC : Court circuit)  $\rightarrow Z_{CC}(l)=jZ_0.tg(\beta l) \rightarrow \Gamma_L=-1$

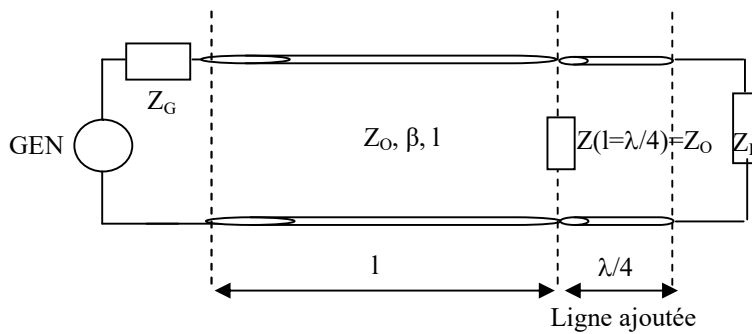
3/-  $Z_L=\infty$  (CO : Circuit Ouvert)  $\rightarrow Z_{CO}(l)=Z_0/jtg(\beta l) \rightarrow \Gamma_L=+1$

L'impédance caractéristique de la ligne peut être calculée comme suit :

$$Z_{CC}(l).Z_{CO}(l) = jZ_0.tg(\beta l) \cdot \frac{Z_0}{j.tg(\beta l)} = Z_0^2 \Rightarrow Z_0 = \sqrt{Z_{CC}(l).Z_{CO}(l)}$$

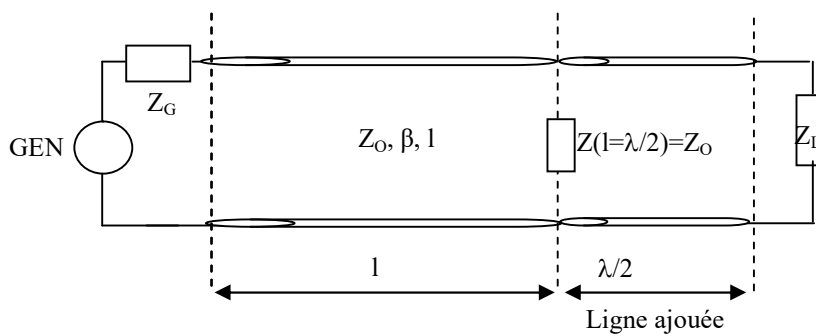
**1.5.1 Adaptation par une ligne quart d'onde**

On ajoute une ligne quart d'onde ( $\lambda/4$ ) entre la charge et la ligne principale.



**1.5.2 Adaptation par une ligne demi-onde**

On ajoute une ligne demi-onde ( $\lambda/2$ ) entre la charge et la ligne principale



## Chapitre 2. Types de lignes de transmission et leurs applications

### 1. Exemples de ligne

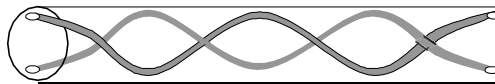
#### A/- Lignes bifilaires

##### a) Paires droite



Deux conducteurs filaires parallèles et maintenus à distance constante l'un de l'autre par un isolant. Pertes importantes. Grande sensibilité au bruit. Bande passante faible

##### b) Paires torsadées



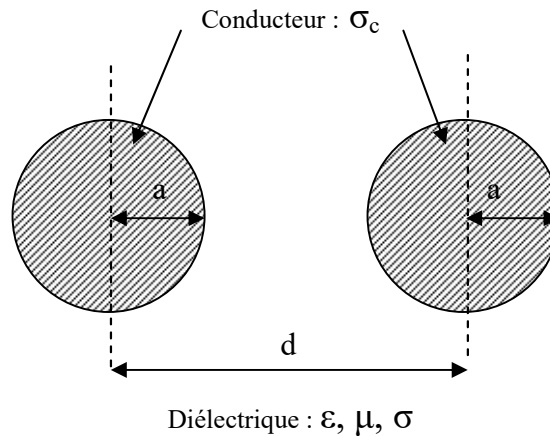
Deux conducteurs filaires isolés torsadés. Là aussi une atténuation importante. Moins sensible au bruit. Très utilisé pour le câblage téléphonique et informatique au niveau local

##### c) Paires torsadées blindées



C'est le même câble que la paire torsadée mais entourée d'une feuille conductrice. Meilleure immunité au bruit que la paire torsadée simple. Elles sont très utilisées pour le câblage des réseaux à 10 et 100 Mbits

## Paramètres du Câble bifilaire :



- La capacité équivalente :

$$C = \frac{\pi \cdot \epsilon}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2 \cdot a}\right)}$$

- L'inductance équivalente :

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{d}{2 \cdot a}\right)$$

- La résistance équivalente :

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \delta \cdot \sigma_c} \quad \text{avec } \gamma \ll a$$

- La conductance équivalente :

$$G = \frac{\pi \cdot \sigma}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2 \cdot a}\right)}$$

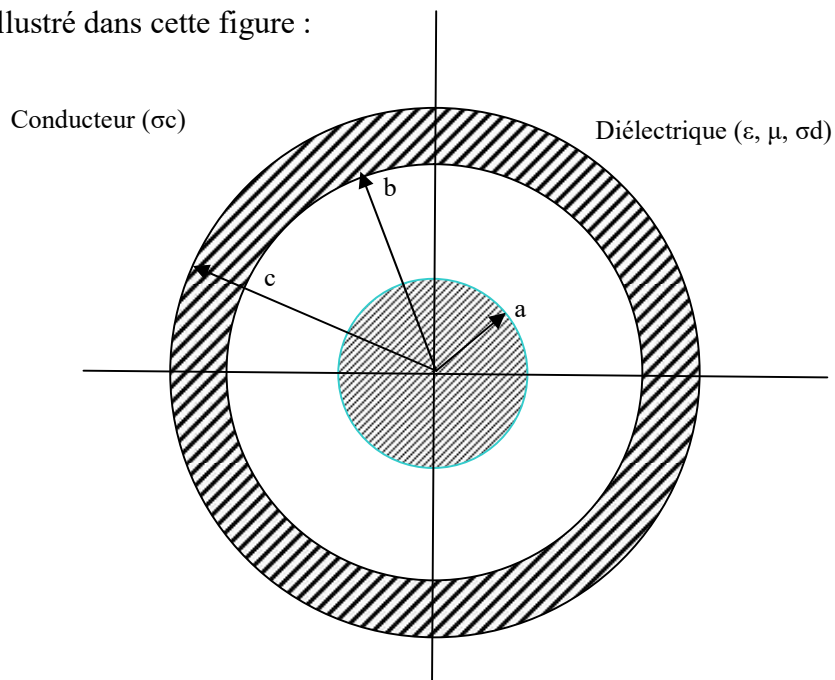
## **B/- Câble coaxial**

Le conducteur cylindrique extérieur sert de blindage. L'immunité au bruit est donc importante. Les pertes restent grandes et dépendent fortement de la qualité du diélectrique utilisé. La bande passante est importante. Ce type de ligne est utilisé dans le domaine du câblage vidéo, informatique, de l'électronique basse fréquence, mais aussi dans le domaine des hyperfréquences jusqu'à plusieurs dizaines de GHz. Pour éviter une atténuation trop importante en hyperfréquence (par exemple à 40 GHz) on utilise des diélectriques spéciaux très onéreux. (Plusieurs centaines d'euros le câble de 50 cm)



## Paramètres du Câble Coaxial :

Comme il est illustré dans cette figure :



On note par :

R : Conducteur interne+externe

C : Capacité

G : Conductance du diélectrique

L : Inductance

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad G = \frac{2 \cdot \pi \cdot \sigma_d}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad L = \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma_c} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{c-b} \right)$$

Sans pertes :

$$ZC = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

## Chapitre 3. Caractéristiques de base des antennes

### 3.1 Caractéristiques de rayonnement

#### 3.1.1 Considérations générales

Un système d'antenne en ondes kilométriques ou hectométriques se compose d'un ou de plusieurs éléments rayonnants. Les diagrammes de rayonnement d'un système d'antenne peuvent être représentés par un ensemble tridimensionnel de points dans un système de coordonnées de référence, où il est possible de définir les paramètres suivants:

$\theta$  : Angle d'élévation par rapport à l'horizontale ( $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ )

$\varphi$  : Angle d'azimut par rapport à la direction Nord, supposé coïncider avec l'axe des y ( $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$ )

$r$  : La distance entre l'origine et le point d'observation distant où le champ lointain est calculé.

#### 3.1.2 Diagrammes de rayonnement

Dans un système de coordonnées de référence, l'amplitude du champ électrique produit par une antenne est donnée par l'expression suivante:

$$|E(\theta, \varphi)| = k |f(\theta, \varphi)| \quad (3.1)$$

Où:

$|E(\theta, \varphi)|$  : amplitude du champ électrique

$|f(\theta, \varphi)|$  : fonction du diagramme de rayonnement

$k$  : coefficient de normalisation tel que par définition  $|E(\theta, \varphi)|_{max} = 1$ , c'est-à-dire 0 dB.

Si l'on exprime le champ électrique total en fonction de ses composantes dans un système de coordonnées sphérique, on a:

$$|E(\theta, \varphi)|^2 = |E_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \quad (3.2)$$

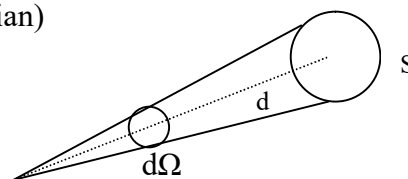
#### 3.1.3 Intensité de rayonnement

On appelle intensité de rayonnement (La puissance stérique), c'est la puissance rayonnée par unité d'angle solide.

$$\psi(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{d\Omega} \quad (\text{W ou W sr}) \quad (3.3)$$

Où  $P_A$  : puissance de l'antenne en (watt)

$d\Omega$  : Unité d'angle solide (Stéradian)



Antenne

### 3.1.4 Directivité

La directivité  $D$  d'une source rayonnante est définie comme le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction  $\Delta(\theta, \varphi)$  sur l'intensité de rayonnement d'une source isotrope rayonnant la même puissance totale (Etendue sur tout l'espace). Elle peut être exprimée par la formule :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{P_{\text{isotrope}}(\theta, \varphi)} = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} P_R} = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \psi(\theta, \varphi) \cos \theta \, d\theta \, d\varphi}$$

$$P_{\text{Poynting}}(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{R^2} = \frac{P_{\text{Antenne}} \text{ (ou } P_R)}{4\pi R^2} = \frac{1}{2} E \cdot H = \frac{1}{2} \frac{E^2(\theta, \varphi)}{Z_0}$$

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi |E(\theta, \varphi)|_{\text{max}}^2}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |E(\theta, \varphi)|^2 \cos \theta \, d\theta \, d\varphi} \quad (3.4)$$

Si l'on applique l'équation (1),  $D$  peut être exprimée au moyen de la fonction normalisée du diagramme de rayonnement de la source  $|f(\theta, \varphi)|$  :

$$D = \frac{4\pi |f(\theta, \varphi)_{\text{max}}|^2}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |f(\theta, \varphi)|^2 \cos \theta \, d\theta \, d\varphi} \quad (3.5)$$

La directivité définie ci-dessus est uniquement fonction de l'allure du diagramme de rayonnement de la source.

### 3.1.5 Rendement

Le rendement  $\eta$  de l'antenne est défini comme le rapport du niveau de puissance rayonnée,  $P_R$ , à la puissance,  $P_A$  à l'entrée de l'antenne:

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad (3.6)$$

### 3.1.6 Gain

Le gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée  $P(\theta, \varphi) = \psi(\theta, \varphi)$  sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes (. En général, le gain  $G$  correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal  $(\theta_0, \varphi_0)$ . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction.

$$G_e = 4\pi \frac{\psi(\theta, \varphi)}{P_A} \left\{ \begin{array}{l} \psi(\theta, \varphi) : \text{puissance rayonnée par unité d'angle solide (Watt/Sté)} \\ P_e : \text{puissance de l'antenne (watt)} \end{array} \right.$$



$$G_e = 4\pi R^2 \frac{P_{\text{Poynting}}(\theta, \varphi)}{P_A} \begin{cases} P_{\text{Poynting}}(\theta, \varphi) : \text{puissance rayonnée par unité de surface (watt/m}^2\text{)} \\ P_A : \text{puissance de l'antenne (watt)} \end{cases}$$

Ou bien :

$$G_e(\theta, \varphi) = \eta \cdot \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \psi(\theta, \varphi) \cos \theta \, d\theta \, d\varphi} \quad \text{et } \eta = 1 \text{ alors } G_e(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) \quad (3.7)$$

Le gain de l'antenne,  $G$ , est défini comme le rapport de son intensité maximale de rayonnement à l'intensité maximale de rayonnement d'une antenne de référence pour la même puissance à l'entrée.

### 3.1.7 Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)

La puissance isotrope rayonnée équivalente d'une antenne (PIRE ou EIRP en anglais) est un terme souvent utilisé en télécommunications (principalement dans les bilans de liaison) qui définit, dans la direction de rayonnement maximal, la puissance électrique qu'il faudrait apporter à une antenne isotrope pour obtenir la même puissance rayonnée dans cette direction.

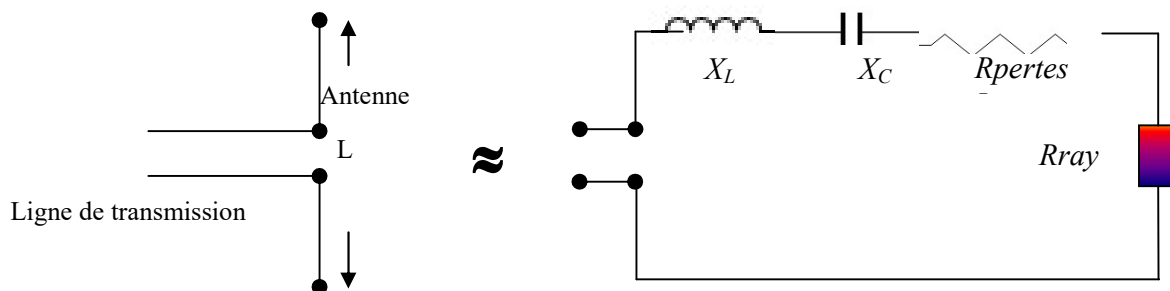
Elle est donnée par :

$$PIRE = G_e(\theta, \varphi) \cdot P_A = 4\pi d^2 \cdot P_{\text{Poynting}}(\theta, \varphi) \quad (3.8)$$

### 3.2. Caractéristiques électriques

Une antenne peut être modélisée par un circuit équivalent RLC (Fig. 3.1) dont :

- le comportement capacitif ( $X_C$ ) : une antenne stocke des charges sous forme d'énergie électrique)
- le comportement inductif ( $X_L$ ) : une antenne s'oppose aux variations des courants qui y circulent sous forme de stockage d'énergie magnétique)
- le comportement résistif ( $R_{pertes} + R_{ray}$ ) : une antenne dissipe une partie de l'énergie (pertes ohmiques et par rayonnement).



**Fig. 3.1 : Modèle d'impédance complexe d'une antenne**

$$Z_e = R_e + jX_e$$

$$R_e = R_{rad} + R_{Loss}$$

$$X_e = X_c + X_L$$

#### Remarques :

- 1/- L'inductance et la capacité sont liées à la longueur de l'antenne.
- 2/- Pour les basses fréquences : l'inductance est négligeable
- 3/- Pour les hautes fréquences : l'effet de la capacité diminue et celui de l'inductance augmente.
- 4/- Pour la fréquence de résonance ; l'inductance et la capacité sont égales en magnitude. L'antenne se comporte comme une résistance pure.
- 5/- Dans le cas où les pertes ohmiques sont négligeables, la puissance fournie à l'antenne est alors entièrement rayonnée ( $P_A = P_{ray}$ ).

#### 3.2.1 Résistance de rayonnement

C'est la résistance due aux pertes de puissance liées à l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne :

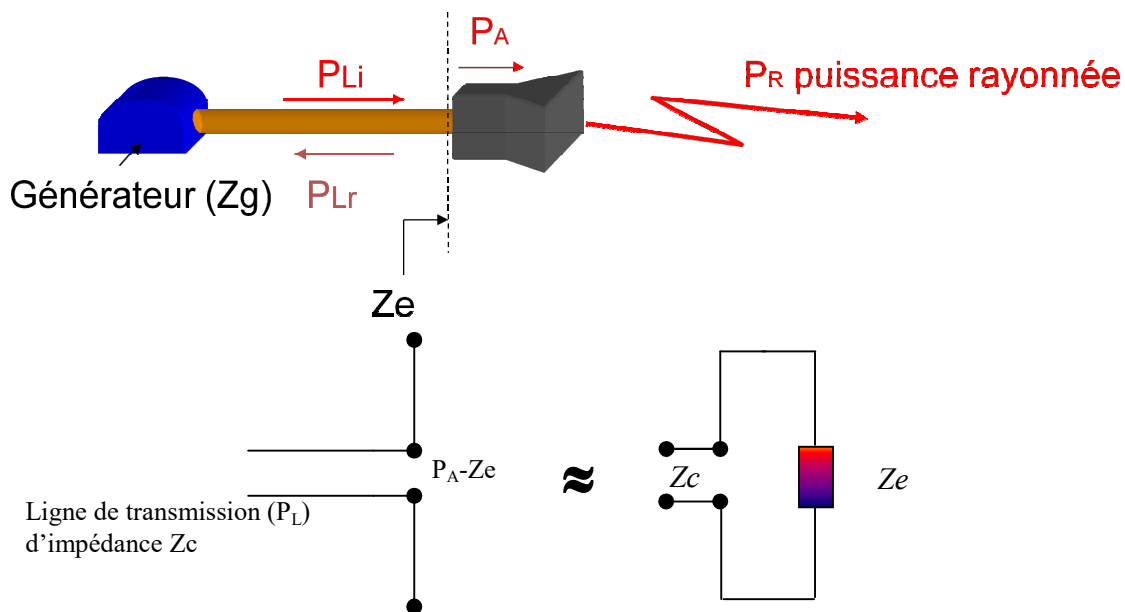
$$P_{ray} = \frac{1}{2} \cdot R_{ray} \cdot I_e^2 \quad (3.9)$$

L'efficacité d'une antenne est liée au rapport entre la puissance rayonnée ( $P_{Ray}$ ) à la puissance fournie à l'entrée de l'antenne ( $P_A$ ) donnée par :

$$\eta = P_{Ray}/P_A = R_{Ray}/(R_{Ray} + R_{pertes}) \quad (3.10)$$

### 3.2.2 Adaptation et condition d'adaptation

Une antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_C$  (en général,  $Z_C = 50\Omega$ ). Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion  $\Gamma_{en}$  ou  $S_{11}$  en entrée de l'antenne.



**Fig. 3.2 : Adaptation Ligne- Antenne**

Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchie en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique.

$$P_A = P_L(1 - \Gamma^2) \quad (3.10)$$

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (3.11)$$

Si l'adaptation n'est pas assurée, une partie de la puissance est renvoyée à l'entrée.

Il faudra s'assurer à ce que l'impédance de l'antenne  $Z_e$  soit égale à l'impédance caractéristique de la ligne  $Z_c$ .

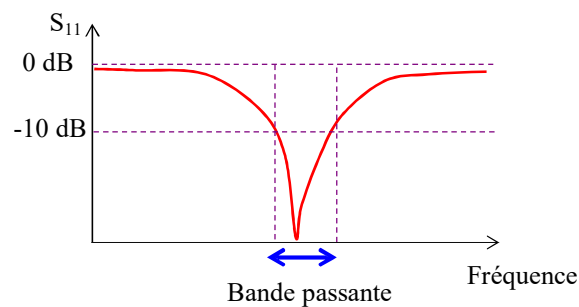
L'adaptation de l'antenne est souvent caractérisée par le taux d'onde stationnaire (TOS). Lorsqu'il y a désadaptation, la réflexion d'une partie de l'onde incidente associée à l'onde incidente de départ conduit à l'apparition d'une onde stationnaire donnée par :

$$TOS = 1 + |\Gamma| \quad (3.12)$$

### 3.2.3 Bande passante d'une antenne

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande.

Pour une bonne adaptation, il faut avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB ou -15 dB sur la bande passante.



**Fig. 3.3 : Bande passante et coefficient de réflexion**

Le schéma électrique équivalent d'une antenne permet de lier la bande passante BW au facteur de qualité Q du circuit RLC et à la fréquence de résonance  $f_{res}$ .

$$Q = f_{res}/BW = 2\pi \cdot f_{res} \cdot L_{ant}/R_{ant} \quad (3.13)$$

D'après la relation (3.13), une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence très étroite.

## Chapitre 4. Rayonnement des antennes élémentaires

### 4.1 Rayonnement du doublet électrique (Doublet de Hertz)

Un doublet électrique est un conducteur de longueur  $dl$  très inférieur à la longueur d'onde  $\lambda$  ( $dl < \lambda/10$ ) du courant électrique qui le parcourt (Fig. 4.1).

Nous pouvons considérer que le doublet représente un élément d'antenne.

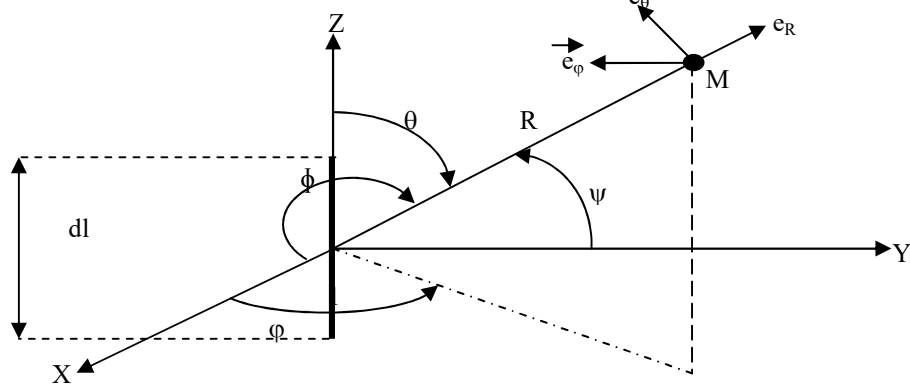


Fig. 4.1: Rayonnement d'un doublet électrique

Dans ce paragraphe, nous allons calculer le champ rayonné au point **M** par le doublet électrique. Pour cela, on fait appel aux équations de Maxwell.

#### 4.1.1 Equations de Maxwell pour le calcul du champ électromagnétique

Nous considérons l'équation de Maxwell-Gauss magnétique :

$\text{Div} \vec{B} = 0 \Rightarrow \vec{B} = \text{Rot} \vec{A}$  où  $\vec{A}$  représente un potentiel vecteur ou potentiel retardé  
Alors :

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} = \frac{1}{\mu} \text{Rot} \vec{A} \quad (4.1)$$

En utilisant l'équation de Maxwell-Faraday :

$$\text{Rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} = -\text{Rot} \left( \frac{d\vec{A}}{dt} \right) \Rightarrow \text{Rot} \left( \vec{E} + \frac{d\vec{A}}{dt} \right) = \mathbf{0} \Rightarrow \vec{E} + \frac{d\vec{A}}{dt} = -\text{grad}.v$$

où  $v$  représente le potentiel scalaire ou potentiel de Lorentz

Alors :

$$\vec{E} = -\text{grad}.v - \frac{d\vec{A}}{dt} \quad (4.2)$$

#### 4.1.2 Calcul de $v$ et de $\vec{A}$

Une charge ponctuelle  $\rho$  crée un potentiel scalaire à une distance  $R$ . Dans un volume élémentaire, ce potentiel est donné par :

$$v = \frac{1}{4.\pi.\epsilon} \cdot \frac{\rho \left( t - \frac{R}{V_p} \right)}{R} dt \quad (4.3)$$

Où  $V_p$  : représente la vitesse de propagation ou vitesse de phase (m/s)

Un courant  $\mathbf{I}$  circulant dans un conducteur crée un potentiel vecteur à une distance  $R$ , Dans un volume élémentaire, ce potentiel est donné par :

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{\vec{I} \left( t - \frac{R}{V_p} \right)}{R} d\tau \quad (4.4)$$

#### 4.1.3 Calcul du champ $\vec{E}$ et $\vec{H}$ dans le cas du doublet électrique

En remplaçant les équations (4.3) et (4.4) dans les équations (4.1) et (4.2), on aura les expressions de  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ .

En champ lointain (zone de Fraunhofer) : cela suppose que  $1/R^2$  tend vers zéro, alors :

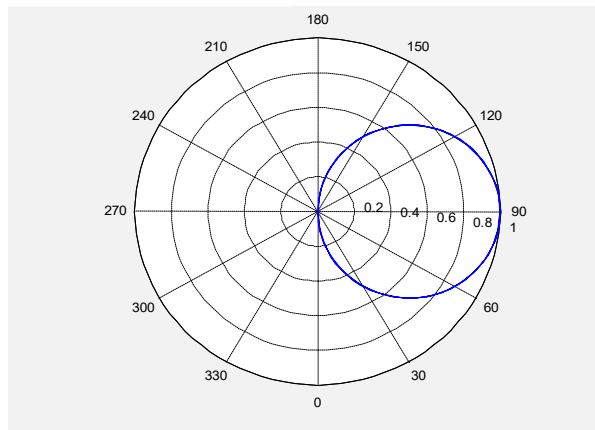
$$\text{Champ électrique rayonné par un doublet : } \vec{E} = \frac{j \cdot Z_0 \cdot \vec{I} \cdot dz \cdot \sin\theta}{2\lambda R} \cdot e^{-j\beta R} \cdot \vec{e}_\theta \quad (10)$$

$$\text{Champ magnétique rayonné par un doublet : } \vec{H} = \frac{j \cdot \vec{I} \cdot dz \cdot \sin\theta}{2\lambda R} \cdot e^{-j\beta R} \cdot \vec{e}_\phi \quad (4.5)$$

#### 4.1.4 Fonction caractéristique du doublet

Elle est donnée par le rapport du champ sur le champ max :

$$F(\theta) = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{E}|_{\max}} = \sin\theta \text{ avec } -\pi/2 \leq \theta \leq +\pi/2 \quad (4.6)$$



**Fig. 4.2 : Digramme de rayonnement d'un doublet électrique ( $F(\theta)$ )**

#### 4.1.5 Puissance de rayonnement du doublet

Nous avons déjà donné l'expression de la puissance rayonnée par unité de surface qui en fait celle donnée par le vecteur Poynting :

$$P_{\text{Poynting}}(\theta, \phi) = \left| \frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right| = \frac{1}{2} |\vec{E}| |\vec{H}| = \frac{1}{2} \frac{E^2(\theta, \phi)}{Z_0} \quad (4.7)$$

$Z_0$  : représente l'impédance du vide ( $120\pi \Omega$ )

Dans le cas du doublet électrique  $E(\theta, \varphi) = E(\theta)$

La puissance totale rayonnée (dans tout l'espace) sera donnée par :

$$P_R = \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{E^2(\theta)}{Z_0} dS \quad \text{avec } dS = 2 \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \sin(\theta) d\theta \quad (4.8)$$

En remplaçant l'expression (V.13) dans l'expression (V.14), on aura :

$$P_R = 80 \cdot \pi^2 \cdot \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2 I_{\text{eff}}^2 \quad (4.9)$$

#### 4.1.6 Résistance de rayonnement du doublet

A partir de l'expression (4.9), on déduit l'expression de la résistance de rayonnement :

$$R_R = 80 \cdot \pi^2 \cdot \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad (4.10)$$

**La résistance de rayonnement représente les pertes de l'information contenue dans le courant électrique qui circule dans le doublet électrique. C'est ce phénomène qui est responsable sur le rayonnement des antennes.**

**Caractéristiques de rayonnement**

Caractéristiques	L'expression mathématique	Antenne isotrope	Doublet élémentaire
<b>Fonction caractéristique</b>	$F(\theta, \varphi) = \frac{R \cdot  E(R, \theta, \varphi) }{60 I_M}$	1	$\sin \theta$
<b>Densité de puissance rayonnée (W/m<sup>2</sup>)</b>	$\bar{P}(r) = \frac{E_{\text{eff}}^2}{120\pi}$	$\frac{30 \cdot I_{\text{eff}}^2}{\pi \cdot R^2}$	$\frac{30\pi \cdot dl^2 \cdot  \sin(\theta) ^2}{\lambda^2 \cdot R^2} I_{\text{eff}}^2$
<b>Intensité de rayonnement (W/strad)</b>	$U(\theta, \varphi) = \frac{30 \cdot I_{\text{eff}}^2}{\pi} F^2(\theta, \varphi)$	$\frac{30 \cdot I_{\text{eff}}^2}{\pi}$	$\frac{30\pi \cdot dl^2 \cdot  \sin(\theta) ^2}{\lambda^2} I_{\text{eff}}^2$
<b>Puissance rayonnée (W)</b>	$P_r = \int_{\Omega} U(\theta, \varphi) d\Omega$	$120 \cdot I_{\text{eff}}^2$	$\frac{80\pi^2 \cdot dl^2}{\lambda^2} I_{\text{eff}}^2$
<b>Résistance de rayonnement (<math>\square</math>)</b>	$R_r = \frac{P_r}{I_{\text{eff}}^2}$ $= \frac{30}{\pi} \int_{\Omega} F^2(\theta, \varphi) d\Omega$	$120\Omega$	$\frac{80\pi^2 \cdot dl^2}{\lambda^2}$
<b>Gain absolu (Directivité)</b>	$G = 120 \frac{F^2(\theta, \varphi)}{R_r}$	1	$1,5 \sin^2 \theta$
<b>Hauteur effective (m)</b>	$h_e = \frac{\lambda}{\pi} F(\theta_0, \varphi_0)$	$\frac{\pi}{\lambda}$	dl

## 4.2 Antenne dipôle isolée dans l'espace

Une antenne est un conducteur parcouru par un courant électrique, rayonne de l'énergie électromagnétique (La loi de Coulomb associée à la loi de Biot-Savard), donc une transformation d'une onde guidée en une onde se propageant dans l'espace : définition typique d'une antenne.

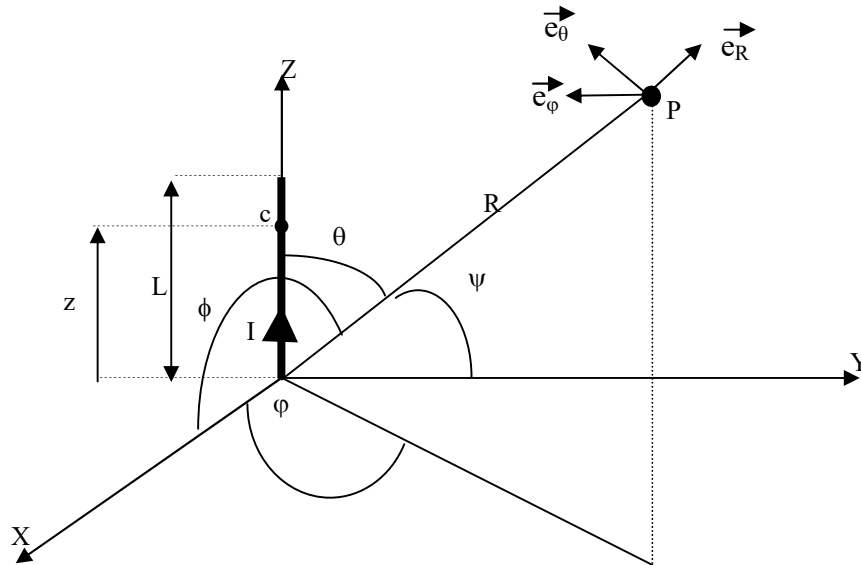
L'élément le plus petit du point de vue dimension, c'est le doublet électrique. Un ensemble infini de doublets électriques constitué une antenne.

L'analyse du rayonnement d'une antenne peut se faire en découpant l'antenne en dipôle élémentaire et en sommant leur contribution.

### 4.2.1 Antenne isolée dans l'espace (Antenne Asymétrique)

Soit une antenne de longueur  $L$  parcourue par un courant dont l'expression est donnée par :

$I(z)=I_M \cdot \sin[\beta(L-z)]$ ,  $\beta$  est la constante de propagation



**Fig. 4.3 : Antenne filaire isolée dans l'espace**

Le dipôle élémentaire est placé au point  $c$  (la cote), l'intégration de plusieurs dipôles donne le champ rayonné par l'antenne de longueur  $L$  :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = -\frac{j60\pi}{\lambda R} \sin \theta \cdot e^{j(\omega t - \beta R)} \left[ \int_0^L I(z) e^{j\beta z \cos \theta} \cdot dz \right] \cdot \vec{e}_\theta \quad (4.11)$$

$$\text{On obtient : } E(r, \theta, \varphi) = -\left[ \frac{j60I_M}{R} \left( \frac{1}{\sin \theta} \right) \cdot \left( e^{j\beta L \cos \theta} - j \sin(\beta L) \cos \theta - \cos(\beta L) \right) e^{j(\omega t - \beta R)} \right] \vec{e}_\theta \quad (4.12)$$

Remarque

1/- Antenne asymétrique, demi-onde ( $\sim$  accordée) :  $L=n \cdot \lambda/2$  ;  $n=2m+1$

2/- Antenne asymétrique, onde entière :  $L=n \cdot \lambda/2$  ;  $n=2m$



3/- Antenne symétrique, demi-onde  $l=n \cdot \lambda/4$  ;  $n=2m+1$  ;  $L=2l$

4/- Antenne symétrique, onde entière :  $l=n \cdot \lambda/2$  ;  $n=2m+1$  ;  $L=2l$

Cas particulier :

Pour  $L=\lambda/2$  :

$$\vec{E} = -j \cdot \frac{60 \cdot I_M \cdot e^{j\omega t}}{R} \cdot \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\theta\right]}{\sin\theta} \cdot e^{-j\beta \cdot R} \cdot \vec{e}_\theta \quad (4.13)$$

Pour  $L=\lambda$  :

$$\vec{E} = -j \cdot \frac{60 \cdot I_M \cdot e^{j\omega t}}{R} \cdot \frac{\sin[\pi \cdot \cos\theta]}{\sin\theta} \cdot e^{-j\beta \cdot R} \cdot \vec{e}_\theta \quad (4.14)$$

### Fonction caractéristique de l'antenne isolée

Elle est donnée par le rapport entre le champ et le champ maximum :

$$F(\theta) = \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\theta\right]}{\sin\theta} \text{ si } L = \lambda/2 \quad (4.15)$$

$$F(\theta) = \frac{\sin[\pi \cdot \cos\theta]}{\sin\theta} \text{ si } L = \lambda \quad (4.16)$$

### 4.2.2 Antenne Dipôle demi-onde ( $L=\lambda/2$ ) isolée dans l'espace et alimentée au milieu (Antenne Symétrique)

Soit une antenne de longueur  $L$  parcourue par un courant dont l'expression est donnée par :

$I=I_M \cdot \sin[\beta(L-z)]$ ,  $\beta$  est la constante de propagation.

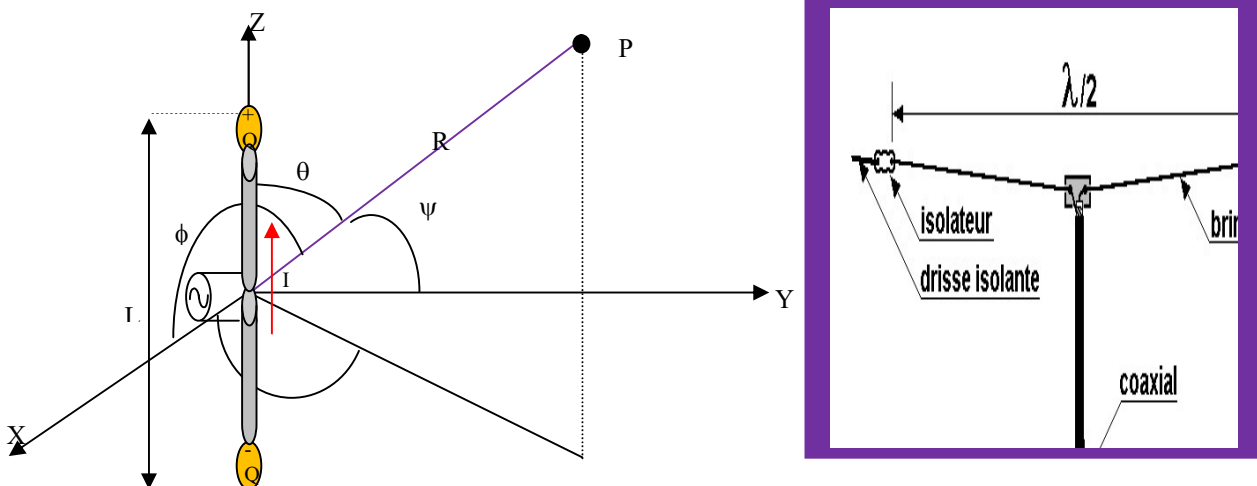


Fig. 4.4 : Antenne Dipôle demi-onde

Le champ électrique est donné par l'expression suivante :

$$\vec{E} = -j \cdot \frac{60 \cdot I_M \cdot e^{j\omega t}}{R} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\beta L}{2} \cdot \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{\beta L}{2}\right)}{\sin\theta} \cdot e^{-j\beta \cdot R} \cdot \vec{e}_\theta \quad (4.17)$$

Pour  $L=\lambda/2$  (même expressions que celle de l'antenne isolée (demi-onde)) :

$$F(\theta, \psi) = \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2} \cdot \cos\theta\right]}{\sin\theta} \quad (4.18)$$

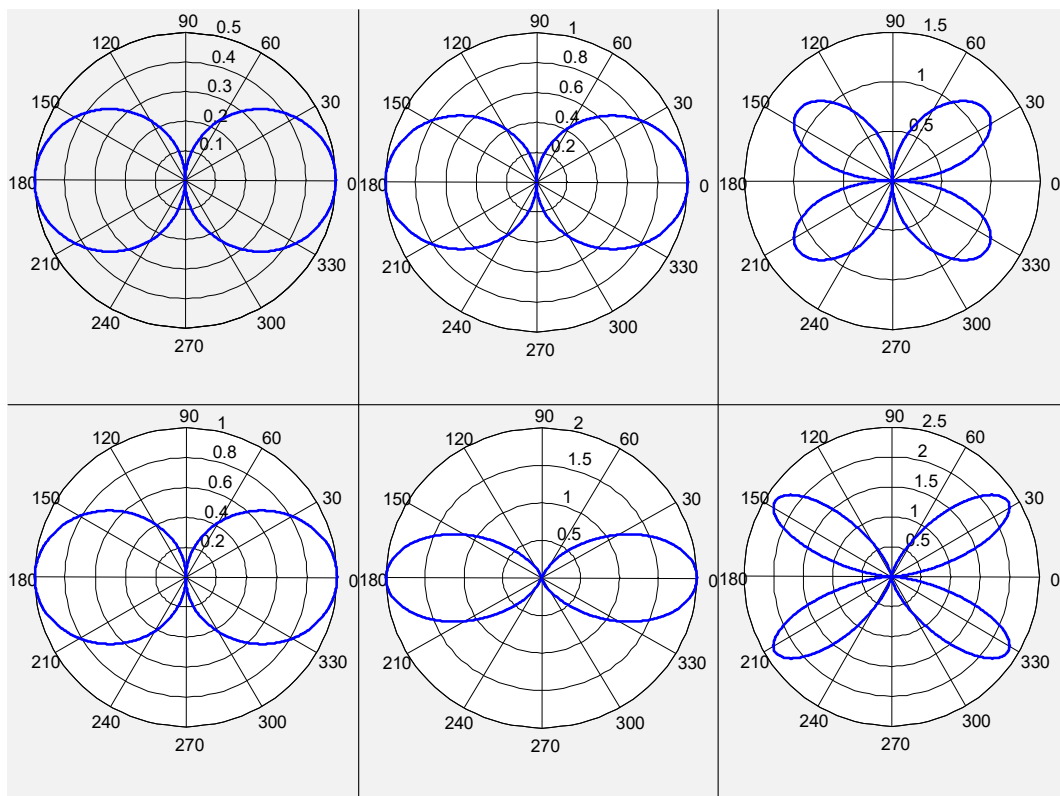
Pour  $L=\lambda$  :

$$F(\theta, \psi) = \left| \frac{\cos[\pi \cos\theta] + 1}{\sin\theta} \right| \quad (4.19)$$

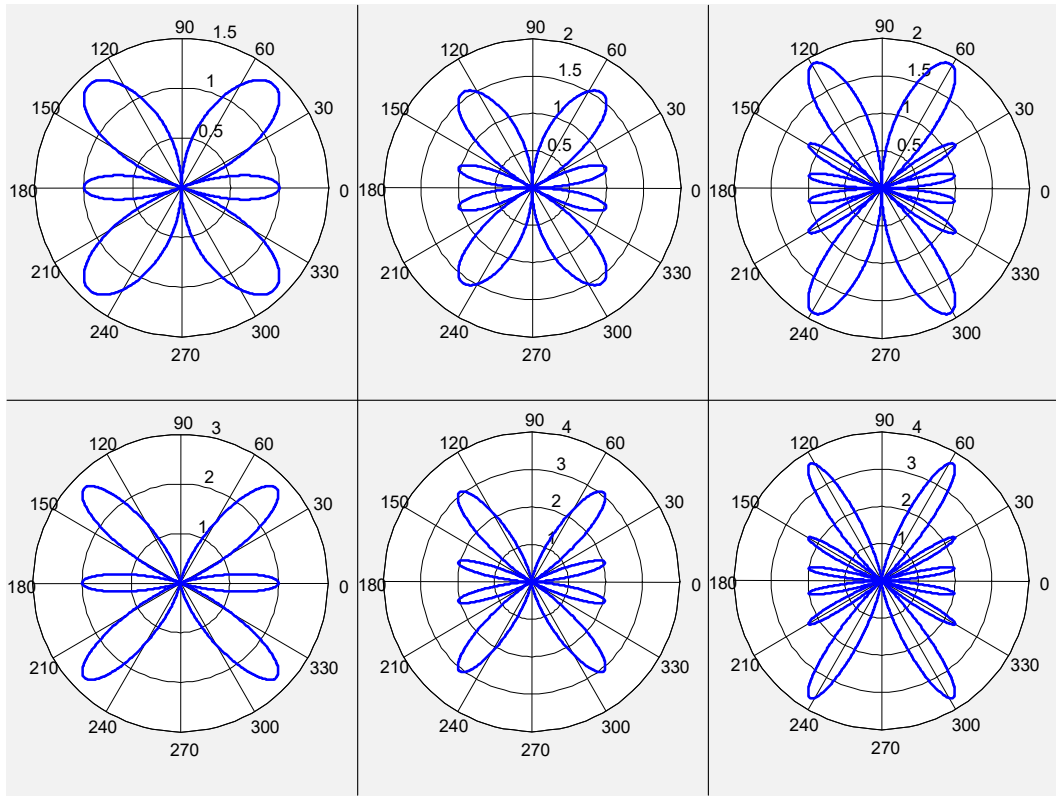
**Antenne verticale, au-dessus du sol :  $h=l+d$  :**

$$F(\theta, \psi) = F_1(\theta, \psi) \cdot |2 \cdot \cos(\beta h \cos\theta)| \quad (4.20)$$

**Exemples de Diagrammes de rayonnement ( $F(\pi/2-\theta)$ ):**



**Fig. 4.5 : Haut/ antennes asymétriques ( $L=\lambda/4, \lambda/2, \lambda$ )  
Bas/ dipôle symétrique ( $L=\lambda/2, \lambda, 2\lambda$ )**



**Fig. 4.6 : Haut/ antennes asymétriques ( $l=1,5\lambda, 2\lambda, 3\lambda$ )  
Bas/ dipôle symétrique ( $L=3\lambda, 4\lambda, 6\lambda$ )**

# Chapitre 5. Types d'antennes et leurs applications

## 5.1 Antenne repliée

Pour améliorer la bande passante, il faut jouer sur les diamètres des deux brins et de leur espacement  $E$ .

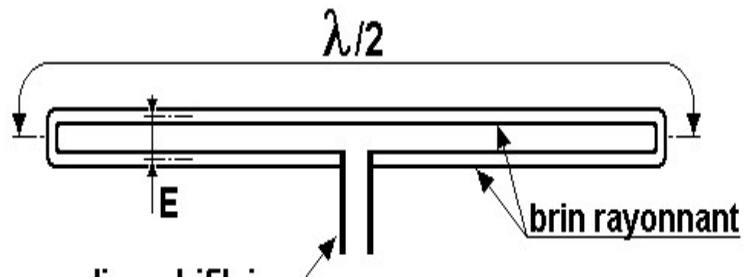


Fig. 5.1 : Antenne repliée

## 5.2 Antenne boucle -Boucle élémentaire

Nous considérons le cas d'une boucle circulaire dont le rayon est plus petit devant la longueur d'onde.

### Antenne cadre 40 et 30 m

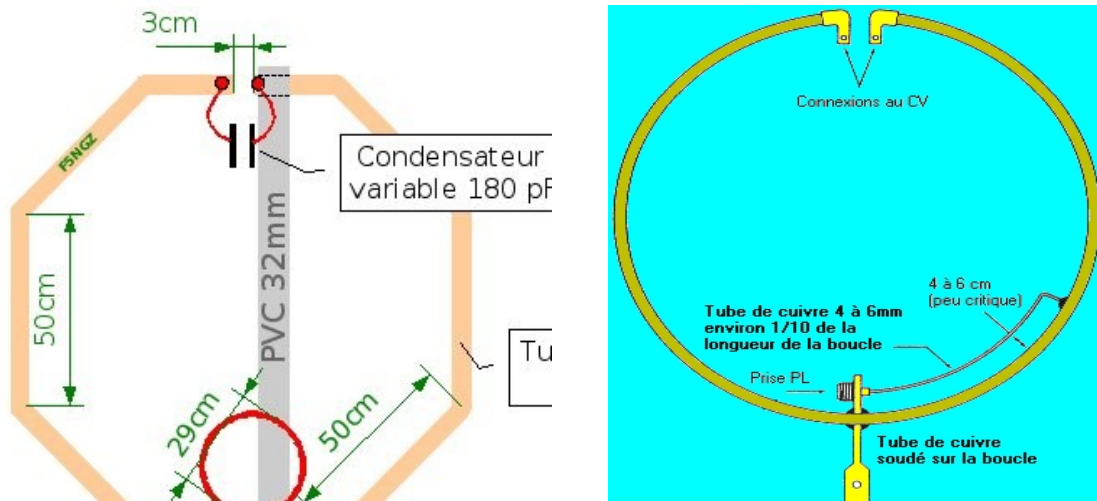


Fig. 5.2 : Antenne boucle

### 5.3 Antenne doublet filaire pour ondes décimétriques (Doublet demi-onde)

Le dipôle demi-onde (doublet ou de doublet de Hertz) dont la longueur est égale à la moitié de la longueur d'onde du signal. L'antenne est alimentée en son centre par un câble coaxial.

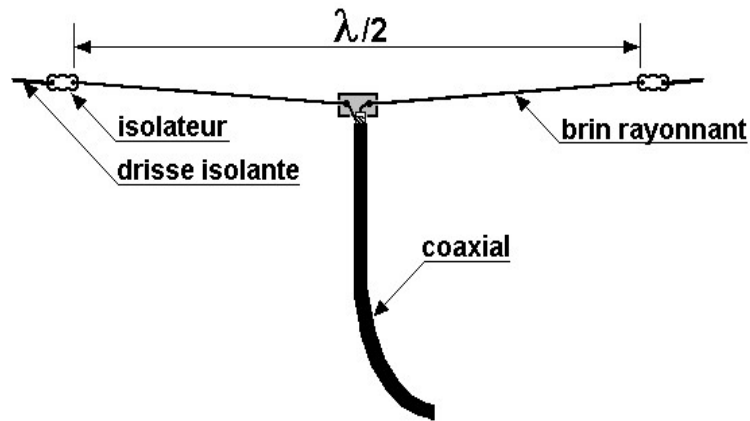


Fig. 5.3 : Antenne doublet filaire pour ondes décimétriques

### 5.4 Antenne Yagi

L'antenne Yagi (Yagi-Uda) est une antenne qui est employée pour la réception de la télévision. Il représente un réseau d'antennes formé de N dipôles. Les dipôles de l'antenne Yagi sont alimentés avec une amplitude constante, mais avec un déphasage constant.

Le déphasage est choisi pour avoir un rayonnement optimal dans la direction longitudinale. Un réflecteur est placé à l'arrière du réseau pour minimiser les lobes secondaires.

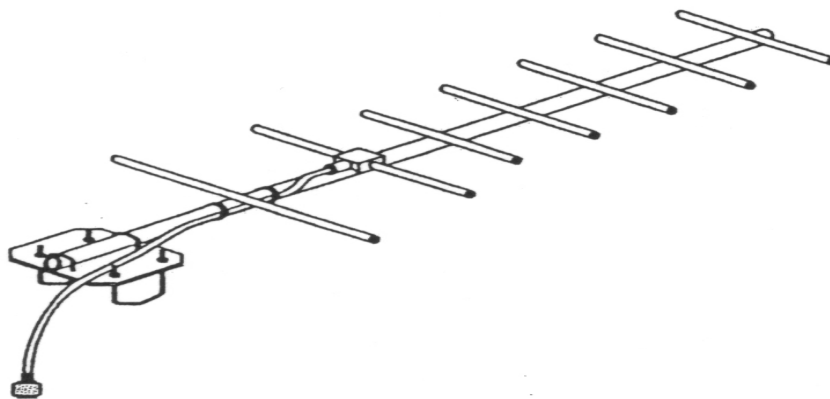
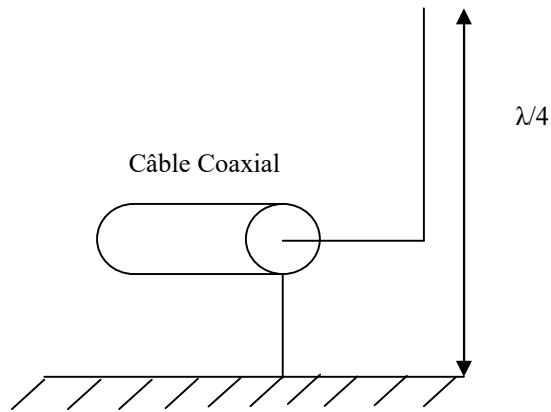


Fig. 5.4 : Antenne Yagi

### 5.5 Antenne quart d'onde verticale

L'antenne « monopôle » ou « quart d'onde » est constituée d'un élément de longueur égale à  $\lambda/4$ , perpendiculaire à un plan conducteur. Cette antenne se comporte comme un demi dipôle, le plan conducteur joue le rôle de réflecteur.



**Fig. 5.5 : Antenne quart d'onde verticale**

### 5.6 Antenne cadre magnétique

L'antenne cadre magnétique est sensible au champ magnétique, elle peut prendre différentes formes (rectangulaire, carré, triangulaire et elliptique).



**Fig. 5.6 : Antenne cadre magnétique**

### 5.7 Antenne hélice axiale

Les dimensions d'une hélice axiale lui donnent le comportement d'un guide d'onde produisant une polarisation circulaire. Ces antennes sont utilisées pour la poursuite de mobiles et les communications spatiales. Elles sont utilisées du VHF aux SHF.

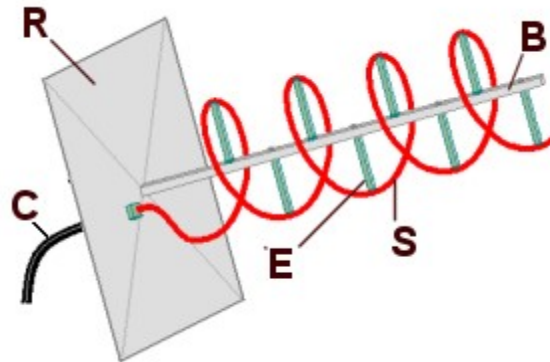


Fig. 5.7 : Antenne hélice axiale

**B** : Support central de l'hélice (L'hélice est protégée par un tube isolant évitant le dépôt de givre sur les spires)

**C** : Câble coaxial

**E** : Entretoises maintenant l'hélice sur le support central

**R** : Réflecteur formé d'une tôle pleine ou d'un treillis

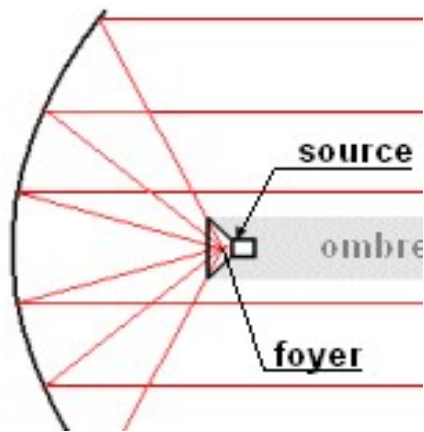
**S** : Élément rayonnant, un fil conducteur rigide bobiné comme un ressort

### 5.8 Antenne à réflecteur parabolique

Les antennes à réflecteur sont très utilisées dans les télécommunications par faisceau hertzien terrestres ou spatiales, en raison de leur fort gain et de la concentration de la puissance rayonnée dans un seul faisceau. Dans le cas de faisceau hertzien, les réflecteurs employés sont de forme parabolique.

La figure 5.8 décrit le principe de rayonnement d'une antenne à réflecteur parabolique. Une source primaire (antenne cornet) est placée au foyer du réflecteur parabolique.

La majeure partie de l'onde incidente interceptée par le réflecteur va y induire des courants de surface, qui vont à leur tour produire un rayonnement. La surface du réflecteur va donc se comporter comme une source. La forme du réflecteur permet de focaliser le rayonnement dans un faisceau étroit.



**Fig. 5. 8 : Antenne parabolique**