REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES

Faculté de Technologie

Département Ingénierie des Systèmes Electriques

Polycopié de cours

Présenté par

Dr. MESSAOUDI Noureddine

Intitulé

Antennes et lignes de transmission

Destiné aux étudiants :

Niveau : Licence troisième année

Filière : Télécommunications

Année Universitaire : 2022/2023

Table des matières

Table des matières I

Liste des Tableaux IV

Liste des figures V

Introduction 1

Chapitre 1 : Matrice de distribution (matrice S) 2

1.1. Introduction 2

1.2. Définitions 4

1.3. Signification physique des paramètres S 7

1.3.1. Cas d'un dipôle 7

1.3.2. Cas d'un quadripôle *7*

1.3.3. Cas d'un multi-pôle *9*

1.4. Détermination des paramètres S 9

1.5. Propriétés des matrices S 10

1.5.1. Réciprocité des multi-pôles *10*

1.5.2. Multi-pôle passif et sans perte *11*

1.6. Exemple d'application 11

1.7. Conclusion 12

Chapitre 2 : Notions fondamentales sur les antennes 13

2.1. Le rôle d'une antenne 13

2.2. Le courant dans une antenne 14

2.3. Que rayonne une antenne 14

2.4. La longueur d'onde 15

2.5. La relation entre le rayonnement d'une antenne et le blindage de l'émetteur 17

2.6. Caractéristiques d'une onde plane 17

2.7. Rayonnement d'une antenne isotrope 18

2.8. Gain d'une antenne directive 20

2.9. Les diagrammes de directivité 20

2.10. Critères de choix d'une antenne 21

2.11. Champs créés par les antennes directives 22

2.12. Bilan de puissance de la liaison 23

2.13. Portée d'un émetteur 26

2.14. L'antenne en réception 28

2.15. Conclusion 29

Chapitre 3 : Modèles d'antennes 30

3.1. L'antenne dipôle demi-onde 30

3.1.2. Caractéristiques électriques du dipôle *31*

3.1.3. Champ créé par l'antenne dipôle *32*

3.1.4. Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle *32*

3.2. Antenne Yagi 33

3.2.1. Le dipôle replié *34*

3.2.2. L'antenne dipôle avec réflecteur *36*

3.2.3. L'antenne quart-d'onde *37*

3.2.4. Le rôle du plan de masse *37*

3.2.5. L'antenne ground plane *38*

3.2.6. L'antenne quasi-quarte d'onde *39*

3.2.7. L'antenne guide d'onde *40*

3.2.7.1. Liaison radio avec antenne guide d'onde 41

3.2.8. L'antenne à cornet *41*

3.2.9. L'antenne à réflecteur parabolique *42*

Réalisation d'antennes paraboliques 44

3.2.10. Les antennes patch *45*

3.2.11. Les assemblages des patchs *45*

3.2.12. Autres types d'antennes *47*

3.3. Conclusion 48

Chapitre 4 : Les lignes de transmission 49

4.1. Introduction 49

4.2. Lignes de transmission 49

4.3. Types de lignes de transmission 50

4.3.1. Lignes bifilaires *50*

a) Paires droites 50

b) Paires torsadées 50

c) Paires torsadées blindées 50
d) Câble coaxial 50
e) Circuits planaires 51

4.3.2. Guides d'ondes *52*
a) Guides d'ondes métalliques 52
b) Guides d'ondes diélectriques 52

4.4. Classification des supports de transmission 53

4.5. Modélisation de la ligne de transmission 54

4.5.1. Modélisation *54*

4.5.2. Cas particulier : ligne sans pertes *56*

4.5.3. Paramètres d'une ligne de transmission *56*

4.6. Théorie des lignes de transmission 57

4.6.1. Calcul de la puissance *58*

4.6.2. Ondes stationnaires *59*

4.6.3. Equation de la ligne de transmission *60*

4.7. Abaque de Smith 63

4.8. Désadaptation à la source 66

4.9. Lignes de transmission avec faibles pertes 68

4.10. Conclusion 70

Conclusion générale 71

Références 72

Liste des Tableaux

Chapitre 1 : Matrice de distribution (matrice S)

Tableau. 2. 1. Relation entre la fréquence et la longueur d'onde 16

Chapitre 4 : Les lignes de transmission

Tableau. 4. 1. Résumé des paramètres des lignes de transmission communes. 56

Liste des figures

Chapitre 1 : Matrice de distribution (matrice S)

Figure 1.1. Un multi-pole. 2
Figure 1.2. Schéma équivalent linéaire d'un transistor bipolaire en basse fréquence autour d'un point de polarisation. 3
Figure 1.3. Un dipôle. 7
Figure 1.4. Un quadripôle. 8
Figure 1.5. Graphe de transfert. 9
Figure 1.6. Propriété de réciprocité des multi-pôles. 10

Chapitre 2 : Notions fondamentales sur les antennes

Figure. 2. 1. Un système de communication radio. 13
Figure. 2. 2.Impédance de l'antenne et impédance du câble. 14
Figure. 2. 3. Rayonnement d'une antenne. 15
Figure. 2. 4. La longueur d'onde. 16
Figure. 2. 5. Rayonnement et blindage d'une antenne. 17
Figure. 2. 6. Caractéristiques de l'onde rayonnée. 18
Figure. 2. 7.Rayonnement d'une antenne isotrope. 19
Figure. 2. 8. Rayonnement d'une antenne isotrope. 20
Figure. 2. 9. Diagrammes de directivité. 21
Figure. 2. 10. Caractéristiques d'une antenne. 22
Figure. 2. 11. Champs d'une antenne directive. 22
Figure. 2. 12.Puissance de liaison. 23
Figure. 2. 13.Exemple d'une liaison terre-satellite. 24
Figure. 2. 14.PIRE d'un satellite. 25

Chapitre 3 : Modèles d'antennes

Figure. 3. 1. Antenne demi-onde. 30
Figure. 3. 2. L'antenne dipôle est l'équivalence d'un circuit RLC série. 31
Figure. 3. 3. Calcul de la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne. 31
Figure. 3. 4. Le champ créé par une antenne dipôle. 32
Figure. 3. 5. Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle. 33

Figure. 3. 6. Antenne Yagi. 33
Figure. 3. 7. Diagramme de rayonnement d'une antenne Yagi. 34
Figure. 3. 8. Dipôle replié. 34
Figure. 3. 9. Antenne bicône. 35
Figure. 3. 10.Antenne dipôle avec réflecteur. 36
Figure. 3. 11. Antenne quarte d'onde. 37
Figure. 3. 12. Importance du plan de la masse. 38
Figure. 3. 13. Antenne ground plane. 39
Figure. 3. 14. L'antenne quasi-quarte d'onde. 39
Figure. 3. 15. Antenne guide d'onde. 40
Figure. 3. 16. Exemple de réalisation d'une antenne guide d'onde. 40
Figure. 3. 17. Liaison radio avec une antenne guide d'onde. 41
Figure. 3. 18.Antenne à cornet. 41
Figure. 3. 19.Diagramme de rayonnement de l'antenne à cornet. 42
Figure. 3. 20. Antenne à réflecteur parabolique. 43
Figure. 3. 21.Lacunes d'une antenne à réflecteur parabolique. 43
Figure. 3. 22.Propriétés de l'antenne patch. 45
Figure. 3. 23. Antenne GPS. 45
Figure. 3. 24. Assemblages des antennes patchs. 46
Figure. 3. 25.Répartition des courants dans une antenne patch. 46
Figure. 3. 26.Champ magnétique produit par une antenne patch. 47
Figure. 3. 27.Autres types d'antennes. 47

Chapitre 4 : Les lignes de transmission

Figure. 4. 1. Classification des supports de transmission 53
Figure. 4. 2. Schéma d'une ligne de transmission 54
Figure. 4. 3. Modélisation d'une ligne de transmission. 55
Figure. 4. 4. Ligne de transmission terminée par une charge. 57
Figure. 4. 5.Ligne de transmission terminée par un court-circuit 61
Figure. 4. 6. Impédance sur une ligne court-circuitée 61
Figure. 4. 7.Ligne de transmission terminée par un circuit ouvert. 62
Figure. 4. 8. Impédance sur une ligne court-circuitée 62
Figure. 4. 9. Ligne terminée par une autre ligne d'impédance différente. 63
Figure. 4. 10.Abaque de Smith. 65

Figure. 4. 11. Cercles d'admittance sur l'abaque de Smith. 65

Figure. 4. 12.Circuit avec ligne de transmission ayant une désadaptation à la source et à la charge ... 66

Figure. 4. 13.Ligne de transmission avec faible pertes terminée par une charge 69

Introduction

L'émetteur qui produit l'énergie radiofréquence (RF) pour l'antenne d'émission est habituellement situé à une certaine distance des bornes d'antenne. Le lien de connexion entre l'antenne et l'émetteur est la ligne de transmission radiofréquence (RF). Son rôle est de transporter l'énergie RF d'un endroit à l'autre et de le faire aussi efficacement que possible. Du côté du récepteur, l'antenne est responsable d'attraper tous les signaux de radio dans l'air et de les passer au récepteur avec un minimum de distorsion de sorte que la radio puisse décoder le signal convenablement. C'est pour ces raisons que le câble RF a un rôle très important dans les systèmes radios: il doit maintenir l'intégrité des signaux dans les deux directions. Il y a deux catégories principales de lignes de transmission: les câbles et les guides d'ondes. Les deux sont très efficaces pour transporter de l'énergie RF sur sa fréquence.

Ce polycopié de cours est organisé comme suit :

Au début de ce polycopié de cours, nous avons commencé par une introduction générale où nous avons montré l'importance de la relation entre les antennes et les lignes de transmission dans le domaine de télécommunications, ainsi que le passage de l'onde radioélectrique à travers la ligne de transmission vers l'antenne d'émission. Ce dernier transforme cette onde éclectique vers une onde électromagnétique.

Avant d'entamer les antennes et les lignes de transmission, dans le premier chapitre nous avons décrit la matrice de distribution (ou matrice S) et son importance pour le calcul des puissances entrantes et des puissances sortantes dans un multi-pôle.

Dans le deuxième chapitre, nous avons définis l'antenne et ses propriétés ainsi que son utilisation dans une liaison radio.

Le chapitre 3 est consacré à la description des différents types d'antennes ainsi que les caractéristiques de chaque type d'antenne (exemples pratiques qui montre le diagramme de directivité, le gain, l'impédance, la fréquence de travail et le taux d'ondes stationnaires (TOS)).

Le dernier chapitre (chapitre 4) est consacré à la description et à la modélisation mathématique des lignes de transmission par le concept courant-tension ainsi que à l'utilisation de l'abaque de Smith comme un outil géométrique pour analyser les circuits à lignes de transmission.

Ce polycopié de cours est clôturé par une conclusion générale.

Chapitre 1 : Matrice de distribution (matrice S)

1.1. Introduction

La matrice S ou "Scattering Matrix" est un outil essentiel de caractérisation de multi-pôles en hyperfréquence. Les coefficients de cette matrice, appelés paramètres S, lient les puissances entrantes dans un multipôle aux puissances sortantes.

On peut se demander pourquoi définir une nouvelle matrice alors qu'il existe déjà de nombreuses autres matrices en électronique caractérisant un multi-pôle!

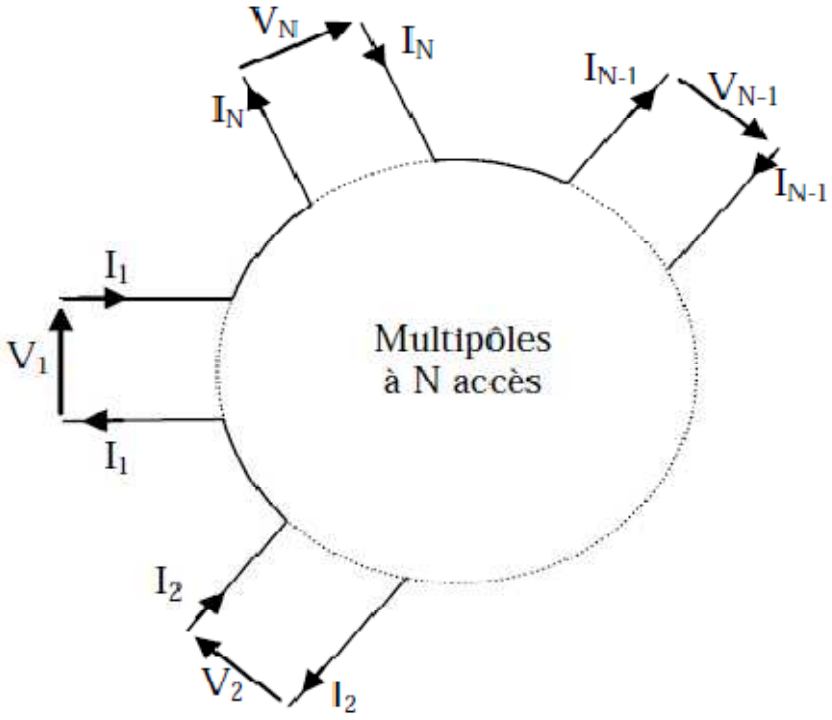


Figure 1.1. Un multi-pole.

Ainsi la matrice impédance [Z] relie les tensions aux bornes d'un multi-pôle aux courants :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ . \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & . & Z_{1n} \\ . & Z_{22} & . & . \\ . & . & . & . \\ Z_{n1} & . & . & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ . \\ I_n \end{bmatrix}$$

Ou la matrice admittance [Y] :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ . \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & . & Y_{1n} \\ . & Y_{22} & . & . \\ . & . & . & . \\ Y_{n1} & . & . & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ . \\ V_n \end{bmatrix}$$

Plus classique encore, la matrice hybride [H] est utilisée par exemple pour caractériser des transistors bipolaires linéaires :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

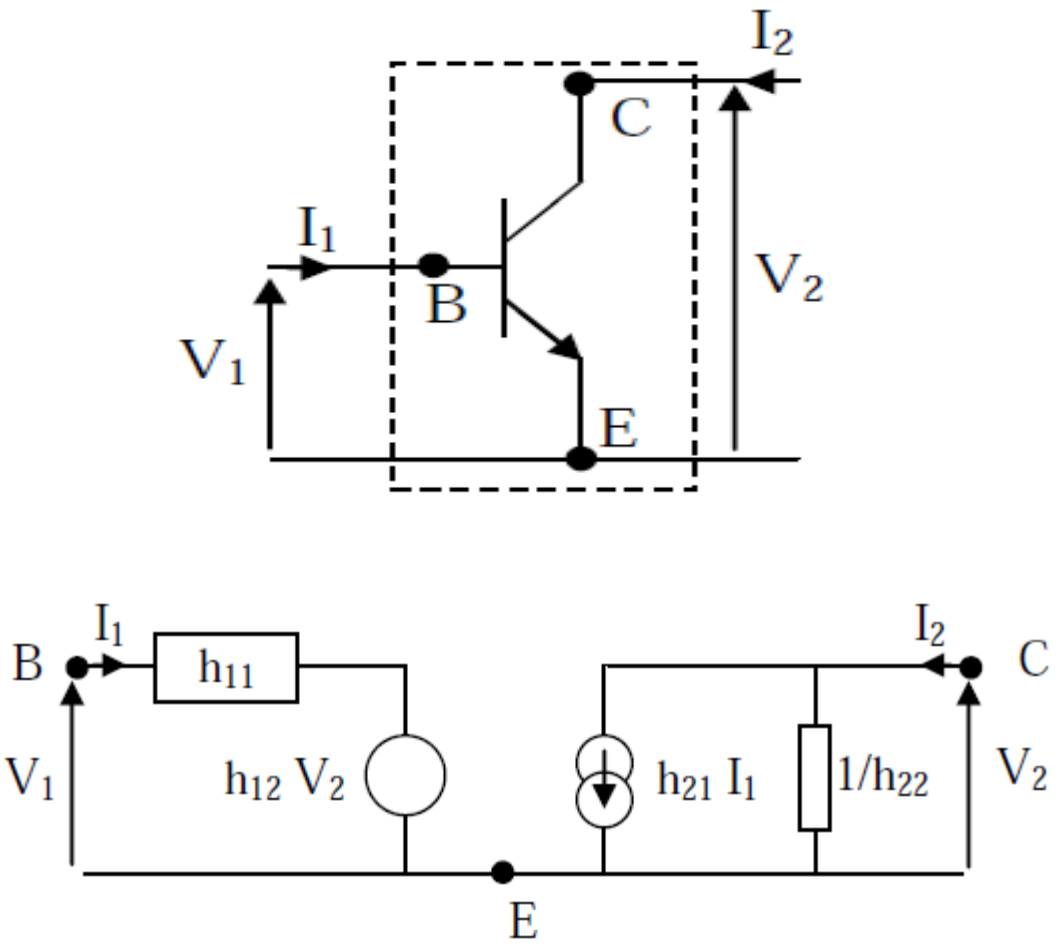


Figure 1.2. Schéma équivalent linéaire d'un transistor bipolaire en basse fréquence autour d'un point de polarisation.

Où h_{12} et $1/h_{22}$ sont souvent négligés car très faibles et h_{21}est souvent appelé β.

On utilise aussi les matrices cascades (matrice de transfert [T] par exemple) qui permettent de calculer facilement la matrice globale d'une cascade de quadripôles en faisant le produit des matrices cascades de chacun des quadripôles.

Cependant toutes ces matrices relient les tensions et courants aux bornes des multi-pôles. Or, en hyperfréquence, il est très difficile d'accéder à ces grandeurs, alors qu'il beaucoup plus facile de mesurer des puissances. De plus, les puissances mises en jeu dans la majorité des applications en hyperfréquence (émission/réception d'ondes) sont très faibles. Ainsi un téléphone portable (GSM $900MHz$ ou DCS$1800MHz$) doit être capable de fonctionner avec une puissance de -108dBm (environ $10^{-14}W\ldots$). Il est donc important de savoir comment les faibles puissances mises en jeu sont distribuées à la traversée d'un multi-pôle. Pour toutes ces raisons, les matrices de distribution sont un outil indispensable caractérisant la répartition des puissances.

1.2. Définitions

Soit un multi-pôle linéaire (ou linéarisé) à N accès (2N pôles). Les ondes incidentes $(V_k^+ et I_k^+)$ dans le plan de référence de l'accès k et les ondes réfléchies $(V_k^- et I_k^-)$ par l'accès k donnent naissance à une tension $V_k$et un courant $I_k$qui s'écrivent :

$$V_k = V_k^+ + V_k^- \text{et} I_k = I_k^+ + I_k^- = \frac{1}{Z_k}[V_k^+ - V_k^-]$$

Où Z_k est l'impédance caractéristique de référence de l'accès k, c'est-à-dire l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation qui est utilisé pour faire les mesures ou les calculs.

Les puissances incidente (ondeP_k^+) et réfléchie (ondeP_k^-) sur l'accès k s'expriment comme :

$$P_k^+ = \frac{1}{2}Re(V_k^+(I_k^+)^*) = \frac{1}{2}Re\left[\frac{V_K^+(V_k^+)^*}{Z_k}\right]$$

C'est-à-dire si $Z_k$est réel (lignes à faibles pertes).

$$P_k^+ = \frac{|V_k^+|^2}{2Z_k}$$

Et de la même manière

$$P_k^- = \frac{|V_k^-|^2}{2Z_k}$$

Dans le cas des lignes avec pertes, on écrit :

$$P_k^+ = \frac{1}{2}Re(V_k^+(I_k^+)^*) = \frac{1}{2}Re(Z_k I_k^+(I_k^+)^*)$$

$$= \frac{|I_k^+|^2}{2} Re(Z_k) = \frac{|I_k^+|^2}{4}(Z_k + Z_k^*)$$

C'est-à-dire :

$$P_k^+ = \frac{|V_k^+|^2}{4|Z_k|^2}(Z_k + Z_k^*)$$

Et de même

$$P_k^- = \frac{|V_k^-|^2}{4|Z_k|^2}(Z_k + Z_k^*)$$

On pourrait caractériser le multi-pôle en reliant les ondes de puissances P_k^+ etP_k^-, mais toute notion de déphasage a disparue en passant en puissance. On préfère donc définir les ondes $a_k$et $b_k$comme suit :

$a_k = \frac{V_k^+}{\sqrt{Z_k}}etb_k = \frac{V_k^-}{\sqrt{Z_k}}$

Et on trouve

$P_k^+ = \frac{|a_k|^2}{2}$ et $P_k^- = \frac{|b_k|^2}{2}$

Dans le cas des lignes avec pertes on écrit :

$$a_k = \frac{V_k^+}{2} . \frac{\sqrt{Z_k + Z_k^*}}{|Z_k|}$$

Et

$$b_k = \frac{V_k^-}{2} . \frac{\sqrt{Z_k + Z_k^*}}{|Z_k|}$$

$$P_k^+ = \frac{|V_k^+|^2}{2|Z_k|^2}(Z_k + Z_k^*)$$

Et de même

$$P_k^- = \frac{|V_k^-|^2}{2|Z_k|^2}(Z_k + Z_k^*)$$

Les ondes$a_k$et $b_k$sont donc homogènes à des$\sqrt{puissance}$.

Définition : On appelle Matrice S la matrice qui lie le vecteur des ondes entrantes [a] et le vecteur des ondes sortantes [b]. Ce qui peut s'exprimer de la manière suivante :

$$[b] = S\,[a]$$

Ou encore

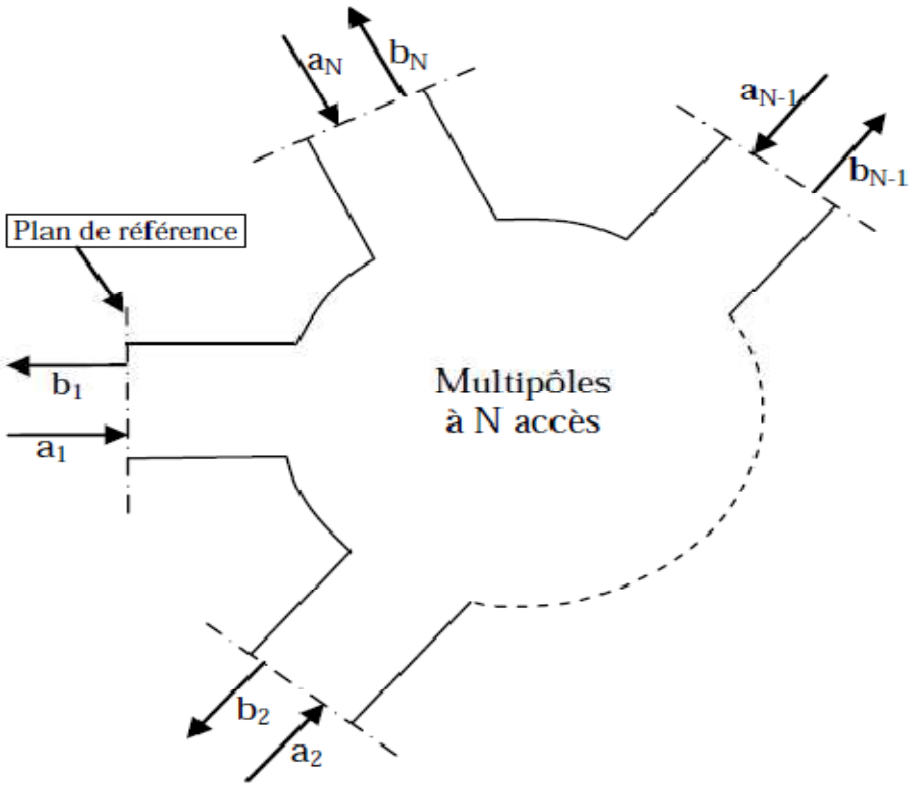
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ . & . & . & . \\ . & . & . & . \\ S_{N1} & . & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \\ a_N \end{bmatrix}$$

Ou encore

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}\, a_1 + S_{12}\, a_2 + \dots + S_{1N}\, a_N \\ \\ \\ b_N = S_{N1}\, a_1 + S_{N2}\, a_2 + \dots + S_{NN}\, a_N \end{cases}$$

Ou encore

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



La matrice *S* permet donc de calculer les ondes sortantes connaissant les ondes entrantes.

Remarque

- La matrice *S* caractérise un multi-pôle linéaire (ou linéarisé à son point de polarisation) en régime alternatif.

- Les paramètres S_{jk} sont des nombres complexes.

- Les paramètres S_{jk}dépendent généralement de la fréquence.

- Les paramètresS_{jk}dépendent du plan de référence choisit et des impédances caractéristiques de référence.

- En général, les impédances de référence sont identiques sur tous les accès $(Z_k = Z_0 \forall k)$

1.3. Signification physique des paramètres S

Nous supposerons dorénavant que les impédances de référencesZ_k sont toutes identiques et égales à Z_0et que les lignes correspondantes sont à pertes faibles (sinon nulles) et donc que Z_0 est réelle. Cette hypothèse ne changera pas le principe des calculs que nous allons faire, et c'est de plus le cas le plus fréquent.

1.3.1. Cas d'un dipôle

Dans le cas d'un dipôle, on a un seul accès et 2 ondes $a_1$etb_1.

La relation liant ces ondes est : $b_1 = S_{11}a_1$

On a donc : $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ ce qui peut s'écrire :$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma_1$

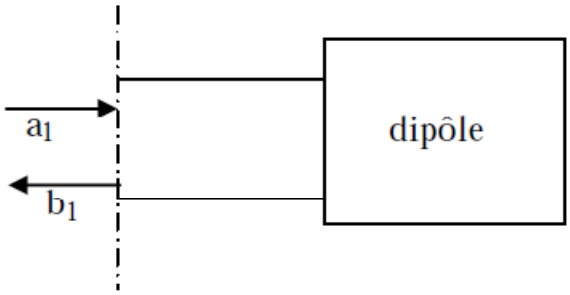


Figure 1.3. Un dipôle.

S_{11}est donc le coefficient de réflexion sur l'accès 1.

1.3.2. Cas d'un quadripôle

Dans le cas d'un quadripôle, les ondes entrante et sortante sont reliées par la relation :

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

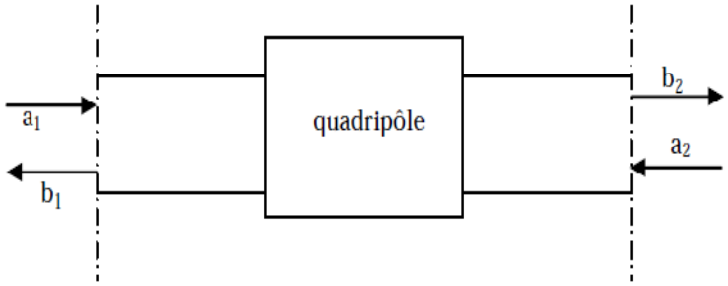


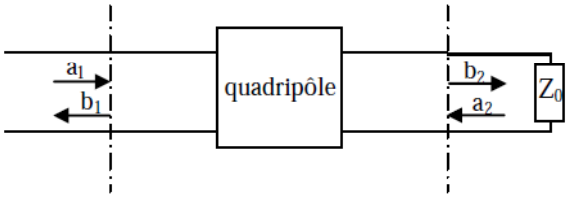
Figure 1.4. Un quadripôle.

Pour interpréter les paramètres S, il faut faire une expérience particulière. Alimentons le quadripôle par l'accès 1 et chargeons l'accès 2 par une charge adaptée (c'est-à-dire une charge égale à l'impédance caractéristique de référence).

L'onde a_2 est donc par définition nulle puisqu'il n'y a pas de réflexion sur la charge adaptée. La relation précédente devient donc :

$$\begin{matrix} b_1 = S_{11}a_1 \\ b_2 = S_{21}a_1 \end{matrix} \quad \text{C'est-à-dire} \quad \begin{matrix} S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \\ S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \end{matrix}$$

(Attention ! les deux relations précédentes sont valables uniquement dans le cadre de cette expérience ! … c'est-à-dire si$a_2 = 0$).



Ce qui signifie que dans le cadre de cette expérience particulière (a2=0) on a :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_{2=0}} = \Gamma_1 \Big| a_2 = 0$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_{2=0}} = \tau_{1\to 2} \Big| a_2 = 0$$

S_{11}est donc le coefficient de réflexion sur l'accès 1 quand aucune onde ne rentre par l'autre accès, c'est-à-dire lorsque aucune cause extérieure au quadripôle n'est responsable d'un retour d'onde.

On dit que S_{11} est le coefficient de réflexion sur l'accès 1 propre au quadripôle. De plus S_{21} est le coefficient de transmission de l'accès 1 vers l'accès 2 lorsqu'aucune onde ne rentre par l'accès 2 c'est-à-dire "qu'aucun obstacle extérieur ne vient diminuer l'onde transmise". On dit que, S_{21} est le coefficient de transmission de l'accès 1 vers l'accès 2 propre au quadripôle.

L'expérience symétrique (générateur sur l'accès 2 et une charge adaptée sur l'accès 1 :$a_1 = 0$) donnerait par le même raisonnement :

S_{22}est le coefficient de réflexion sur l'accès 2 propre au quadripôle, et

S_{12}est le coefficient de transmission de l'accès 2 vers l'accès 1 propre au quadripôle.

Les résultats précédents peuvent être représentés par le graphe de transfert suivant.

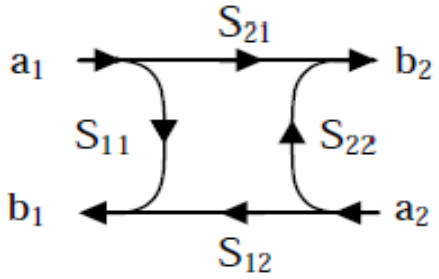


Figure 1.5. Graphe de transfert.

1.3.3. Cas d'un multi-pôle

Nous généraliserons le résultat précédent au cas du multi-pôle. Ainsi :

S_{jj} est le coefficient de réflexion sur l'accès *j* lorsqu'aucune onde ne pénètre par les autres accès, et

S_{jk}est le coefficient de transmission de l'accès *k* vers l'accès *j* lorsqu'aucune onde ne pénètre parles accès autres que l'accès *k*

La répartition de puissance se fait alors comme suit :

$|S_{jj}|^2$est le coefficient de réflexion en puissance sur l'accès *j* lorsqu'aucune onde ne pénètre par les accès autres que l'accès *k*.

$|S_{jk}|^2$est le coefficient de transmission en puissance de l'accès *j* vers l'accès *k* lorsqu'aucune onde ne pénètre par les accès autres que l'accès *k*.

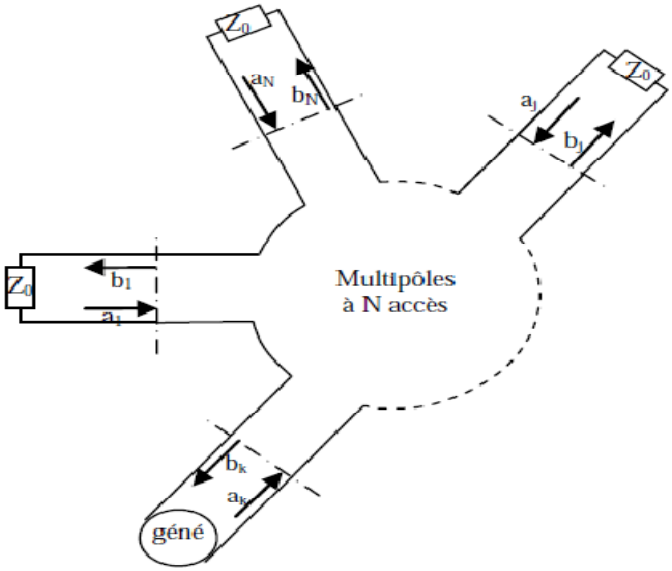
$$|S_{jj}|^2 = \frac{P_j^-}{P_j^+}\Big|_{a_{i\neq j}=0}$$

$$|S_{jk}|^2 = \frac{P_j^-}{P_k^+}\Big|_{a_{i\neq j}=0}$$

1.4. Détermination des paramètres S

Pour mesurer ou calculer un paramètre *S*, il faut toujours se placer dans le cadre d'une expérience particulière similaire à celle du paragraphe précédent pour isoler ce paramètre.

La mesure du paramètre S_{jk}ou S_{kk} nécessite l'expérience ci contre de manière à annuler toute onde incidente dans les autres accès que *k*.



1.5. Propriétés des matrices S

1.5.1. Réciprocité des multi-pôles

Un multi-pôle réciproque est un multi-pôle qui respecte le **théorème de réciprocité** :

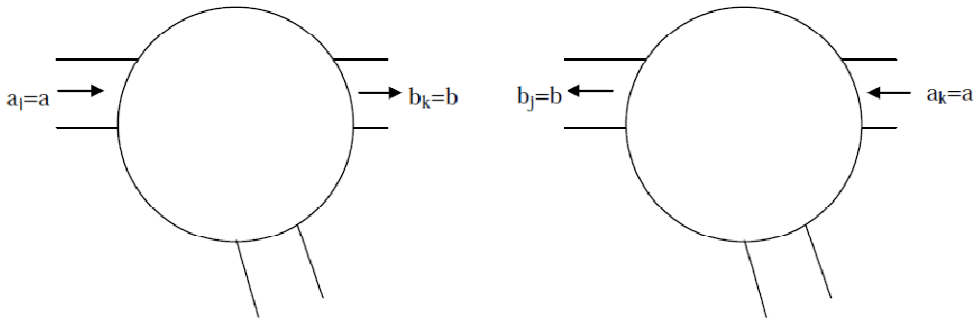


Figure 1.6. Propriété de réciprocité des multi-pôles.

à gauche, une onde a entrant par l'accès j entraine une onde b sortant de l'accès k, alors si le multi-pôle est réciproque, on voit à droite qu'une onde a entrant par l'accès k entraine une onde b sortant de l'accès j.

Dans le cas de gauche, cela entraine que si tous les autres accès sont chargés par les impédances de références ($a_{i\neq j} = 0$) alors$\frac{b}{a} = S_{kj}$et dans le cas de droite, dans les même conditions d'expérience (ai≠k=0), $\frac{b}{a} = S_{jk}$

Donc la réciprocité entraine : $S_{jk} = S_{kj}$c'est-à-dire que la matrice S est symétrique, ce qui peut s'exprimer par $S^t = S$ où S^t est la matrice transposée de S.

Les multi-pôles linéaires et passifs sont en général réciproques. Ainsi les multi-pôles constitués de lignes et de composants passifs (résistances, capacités, inductances) sont réciproques. Au contraire, les dispositifs usants de matériaux magnétiques tels que les ferrites (circulateur, isolateurs…) et les montages comprenant des dispositifs actifs (diodes, transistors, …) même linéarisé autour de leur point de polarisation, ne sont pas réciproques.

1.5.2. Multi-pôle passif et sans perte

Si un multi-pôle est passif (sans apport extérieur d'énergie) et sans pertes, on peut alors écrire la conservation de l'énergie comme :

$\sum_{tous\ les\ accés} P_{entrante} = \sum_{tous\ les\ accés} P_{sortante}$. C'est-à-dire $\sum_{j=1}^{N} \frac{|a_j|^2}{2} = \sum_{j=1}^{N} \frac{|b_j|^2}{2}$

C'est-à-dire $\sum_{j=1}^{N} \frac{a_j a_j^*}{2} = \sum_{j=1}^{N} \frac{b_j b_j^*}{2}$ce qui peut s'exprimer encore de la manière suivante :

$$[a_1 a_2 \dots a_N]^* \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ . \\ . \\ a_N \end{bmatrix} = [b_1 b_2 \dots b_N]^* \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ . \\ . \\ b_N \end{bmatrix}$$

Or par définition les ondes entrantes et sortantes sont reliées par la relation : $[b] = [S][a]$donc

$$[a]^{t*}[a] = \big[[S][a]\big]^{t*}\big[[S][a]\big] = [a]^{t*}[S]^{t*}[S][a]$$

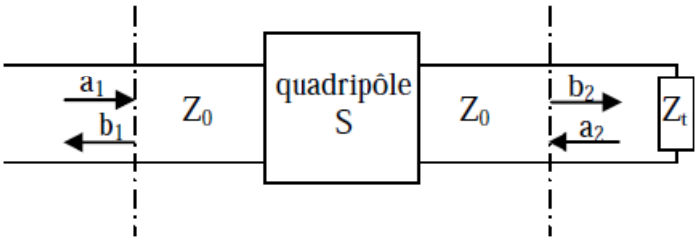
Donc $[S]^{t*}[S] = I$

Les multi-pôles passifs et sans perte possèdent donc une matrice Sdont l'inverse est sa matrice conjuguées transposée.

Remarque : si le multi-pôle est de plus réciproque, $[S]^t = [S]$ alors cette propriété devient$[S]^*[S] = I$.

1.6. Exemple d'application

Calculons le coefficient de réflexion à l'entrée d'un quadripôle chargé par une impédance quelconque Z_t.



On connait la matrice S du quadripôle et la charge Z_t placée en sortie de celui-ci.

On veut calculer Γ_1: $\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1}$

Les ondes entrantes et sortantes sont reliées par la relation de définition de [S] :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (1)$$
$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2)$$

Donc à partir de la relation (1) :

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12}\frac{a_2}{a_1} \quad (3)$$

Le coefficient de réflexion Γ_t sur la charge Z_t est connu et égal à :

$$\Gamma_t = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0}$$

On remplace b_2 par a_2/Γ_tdans la relation (2) : $\frac{a_2}{\Gamma_t} = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$

D'où : $a_2\left(\frac{1}{\Gamma_t} - S_{22}\right) = S_{21}a_1$

C'est-à-dire :$\frac{a_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{\frac{1}{\Gamma_t} - S_{22}} = \frac{\Gamma_t S_{21}}{1 - \Gamma_t S_{22}}$

Qui en l'utilisant dans la relation (3) donne :

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12}\frac{\Gamma_t S_{21}}{1 - \Gamma_t S_{22}}$$

Remarque

- La réflexion à l'entrée du quadripôle est due au quadripôle lui-même (S_{11}) et à la réflexion sur la charge $Z_t$vue au travers du quadripôle.

- Si la charge $Z_t$est égale à l'impédance de référence Z_0 alors G_t vaut 0 et on retrouve $G_1 = S_{11}$.

1.7. Conclusion

Ce chapitre montre bien l'importance de la matrice de dispersion dans l'étude des antennes surtout le calcul de la puissance émise et puissance reçue dans le cas d'une chaine de communication radiofréquence.

Chapitre 2 : Notions fondamentales sur les antennes

2.1. Le rôle d'une antenne

Un système de communication radio transmet des informations par l'intermédiaire d'une onde électromagnétique (OEM) :

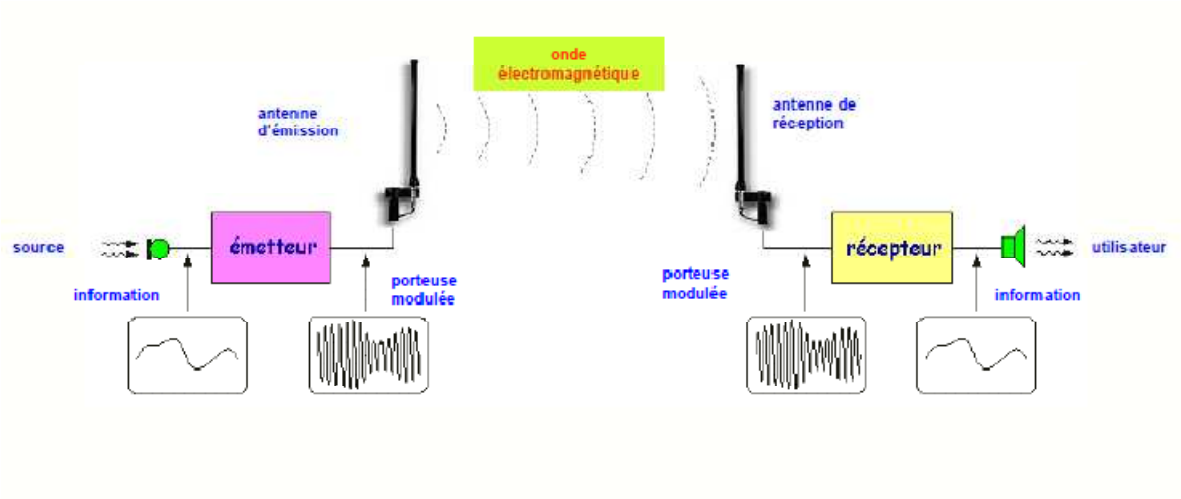


Figure. 2. 1. Un système de communication radio.

- L'antenne d'émission reçoit le signal électrique de l'émetteur et produit l'onde électromagnétique.
- Cette OEM se propage dans l'espace autour de l'antenne d'émission
- En fonction du type et de la forme d'antenne utilisée, certaines directions de propagation peuvent être privilégiées.
- La puissance produite par l'émetteur et appliquée à l'antenne se disperse dans l'espace.
- L'antenne de réception capte une faible partie de cette puissance et la transforme en signal électrique.
- Ce signal électrique est appliqué à l'entrée du récepteur qui en extrait l'information transmise.

Remarque

Les phénomènes physiques mis en jeu dans l'antenne étant réversibles, le même dispositif peut servir pour l'émission et pour la réception, sauf dans le cas des émissions de forte puissance.

2.2. Le courant dans une antenne

L'émetteur produit *une porteuse sinusoïdale* modulée à la fréquence f qui est conduite à l'antenne par un câble coaxial.

L'antenne est alors parcourue par un courant $i(t)$ayant les caractéristiques suivantes :

- Le courant $i(t)$ est sinusoïdal à la fréquence de la porteuse
- le courant n'a pas la même intensité en tout point
- Ce courant peut occasionner des pertes Joule si les matériaux utilisés sont de mauvaise qualité
- Alimentée par la tension $v(t)$ et absorbant un courant $i(t)$, l'antenne présente donc une *impédance équivalente* Z_a
- Cette impédance dépend toujours de la fréquence, elle est *résistive*pour certaines longueurs uniquement
- Pour que toute la puissance fournie par l'émetteur soit rayonnée, il faut *adapter*le câble en sortie, ce qui supprime l'onde réfléchie
- Souvent le câble a une impédance $Z_C = 50\Omega$, on s'efforce donc de fabriquer des *antennes d'impédance 50 ohms*

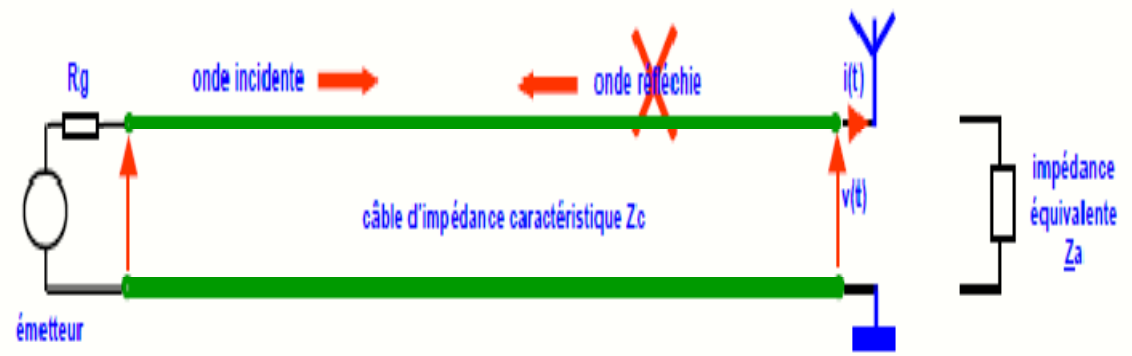


Figure. 2. 2.Impédance de l'antenne et impédance du câble.

2.3. Que rayonne une antenne

Le courant qui circule dans le brin rayonnant produit dans son voisinage une onde électromagnétique :

- L'onde EM est constituée d'un *champ électrique E*et d'un *champ magnétique B*
- Les vecteurs *E* et *B* existent en tout point M autour de l'antenne et oscillent au rythme du courant et donc de la porteuse.

- Leur module n'est pas le même partout et dépend du type d'antenne utilisé et de la position du point de mesure M.

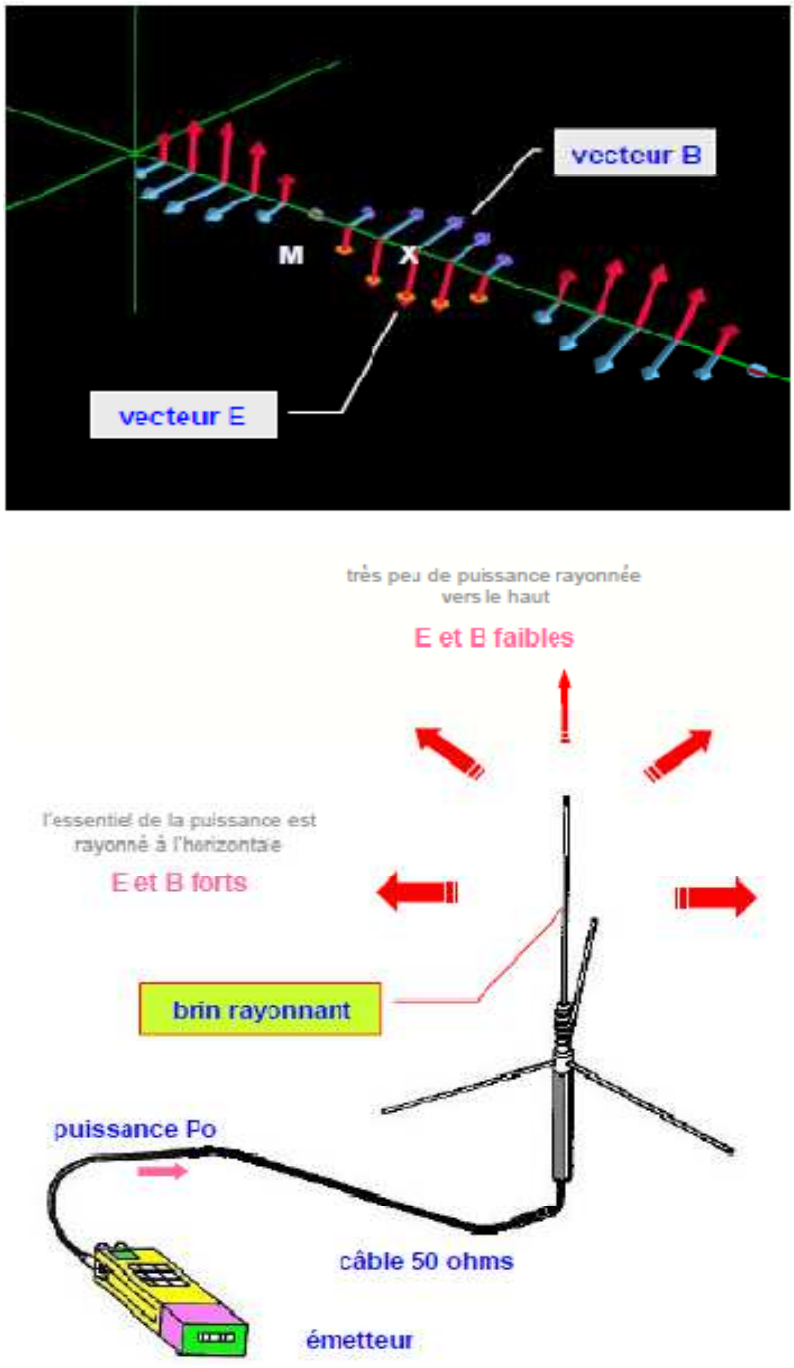


Figure. 2. 3. Rayonnement d'une antenne.

2.4. La longueur d'onde

A un instant donné, la répartition des champs le long d'un axe est sinusoïdale, et la distance entre deux maximas est la *longueur d'onde* :

La longueur d'onde est liée à la fréquence f de la porteuse par :$\lambda = \frac{C}{f}$ avec $C = 3.10^8 m/s$.

E et B sont deux ondes progressives :

$$E(t) = E\ cos\ \omega\left(t - \frac{x}{C}\right)$$
$$B(t) = B\ cos\ \omega\left(t - \frac{x}{C}\right)$$

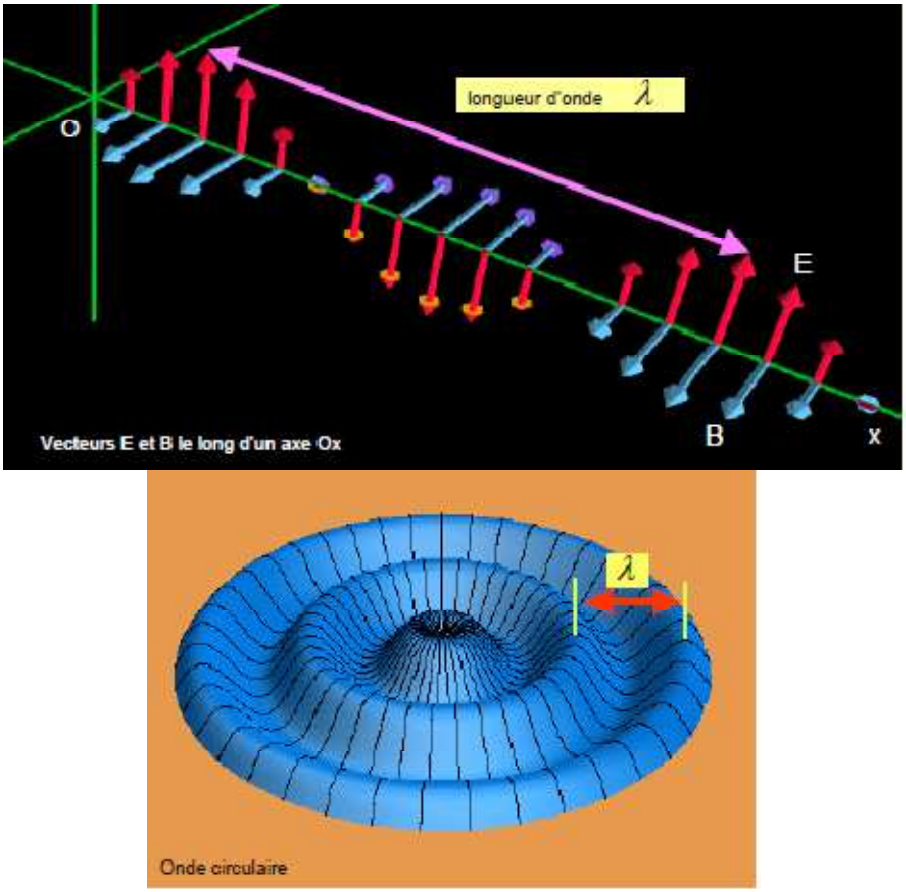


Figure. 2. 4. La longueur d'onde.

Quelques repères :

Tableau. 2. 1. Relation entre la fréquence et la longueur d'onde

Fréquence	Longueur d'onde
1 KHz	*300 Km*
1 MHz	*300 m*
100 MHz	*3 m*
10 GHz	*3 Cm*

Remarque : si la longueur d'onde n'a rien à voir avec la portée d'un émetteur, elle est par contre liée aux dimensions de l'antenne.

2.5. La relation entre le rayonnement d'une antenne et le blindage de l'émetteur

Dans un système de transmission radio, c'est *l'antenne qui doit rayonner* l'onde électromagnétique :

- Les circuits d'émissions sont donc placés dans un boîtier métallique servant de *blindage* et empêchant tout rayonnement parasite.
- Ce rayonnement parasite est inutile et risque de perturber les autres parties de l'équipement, en particulier les circuits logiques
- Ce blindage isole aussi l'émetteur des influences extérieures qui pourraient affecter la fréquence ou le niveau de l'émission
- Si l'antenne est déportée, la porteuse modulée *y* est conduite à l'antenne par un *câble coaxial*qui ne rayonne pas non plus

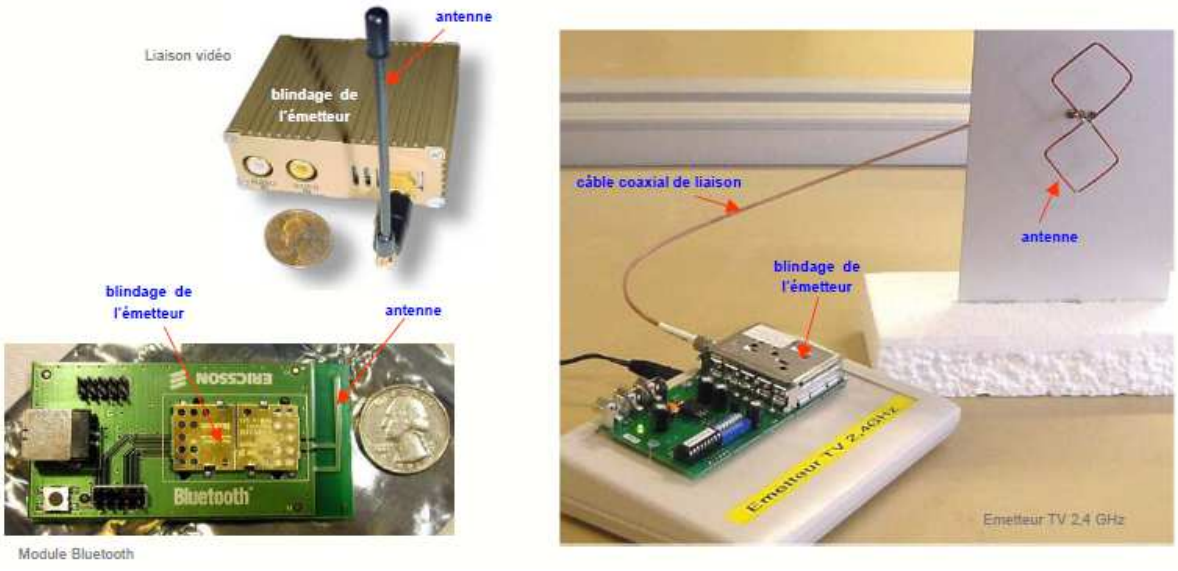


Figure. 2. 5. Rayonnement et blindage d'une antenne.

Règle : on évite les fuites de l'onde EM au niveau du circuit émetteur et on blinde soigneusement le chemin du signal jusqu'à l'antenne.

2.6. Caractéristiques d'une onde plane

Si on se trouve dans une zone située assez loin de l'antenne, les champs *E* et *B* ont des propriétés simples :

- Le vecteur *E* a le même *module en tout point d'un plan* perpendiculaire à la propagation, *E* et *B* sont liés par : $E = c.B$
- Le vecteur *E est perpendiculaire à B*, l'onde est dite *plane*
- Les 2 vecteurs *E* et *B* sont perpendiculaires à la direction de propagation
- *E* et *B* varient *en phase*, les plans où *E* et B sont maximum avancent à la *vitesse c de la lumière*

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 3.10^8 m/s$$

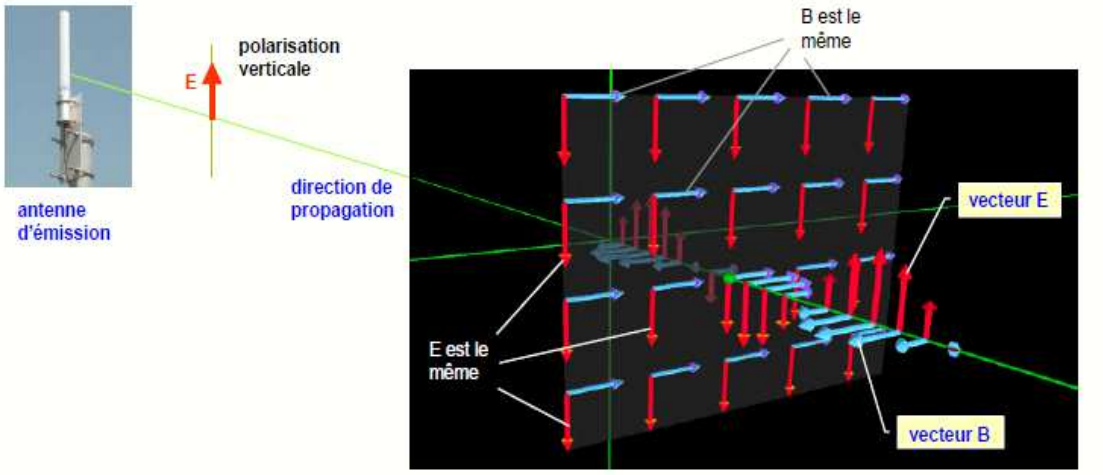


Figure. 2. 6. Caractéristiques de l'onde rayonnée.

Remarque: la direction du brin rayonnant correspond à celle du champ électrique et est appelée *polarisation*. Avec l'antenne verticale de la figure ci-dessus, la polarisation est *verticale*.

2.7. Rayonnement d'une antenne isotrope

L'antenne qui rayonne la puissance P_0de l'émetteur uniformément dans toutes les directions s'appelle *antenne isotrope*.

On *ne sait pas réaliser* une telle antenne en pratique, mais elle est commode pour servir d'étalon pour tester les antennes réelles.

La surface *S* de la sphère de rayon d s'écrit : $S = 4\pi d^2$

Où *d* est le rayon de la sphère (voir la figure 2.7 ci-dessous).

La puissance émise P_0se répartissant sur cette sphère, une surface *S* reçoit une densité de puissance *P* :

$$P = \frac{P_0}{S} = \frac{P_0}{4\pi d^2} \quad en\ W/m^2$$

On montre que la densité de puissance en un point est reliée au module du champ électrique *E* par :

$$P = \frac{E^2}{120\pi} \qquad en\ W/m^2$$

Notons ici que : $Z_0 = 120\pi$ est l'impédance du vide.

On en déduit donc le champ *E* au niveau du récepteur :

$$E = \sqrt{120\pi P} = \frac{\sqrt{30P_0}}{d} \qquad en\ V/m$$

Exemple d'application

Un émetteur de $10W$ produit à $5km$ un champ électrique *E* :

$$E = \frac{\sqrt{30P_0}}{d} = \frac{\sqrt{30.10}}{5000} = 3.46\ mV/m$$

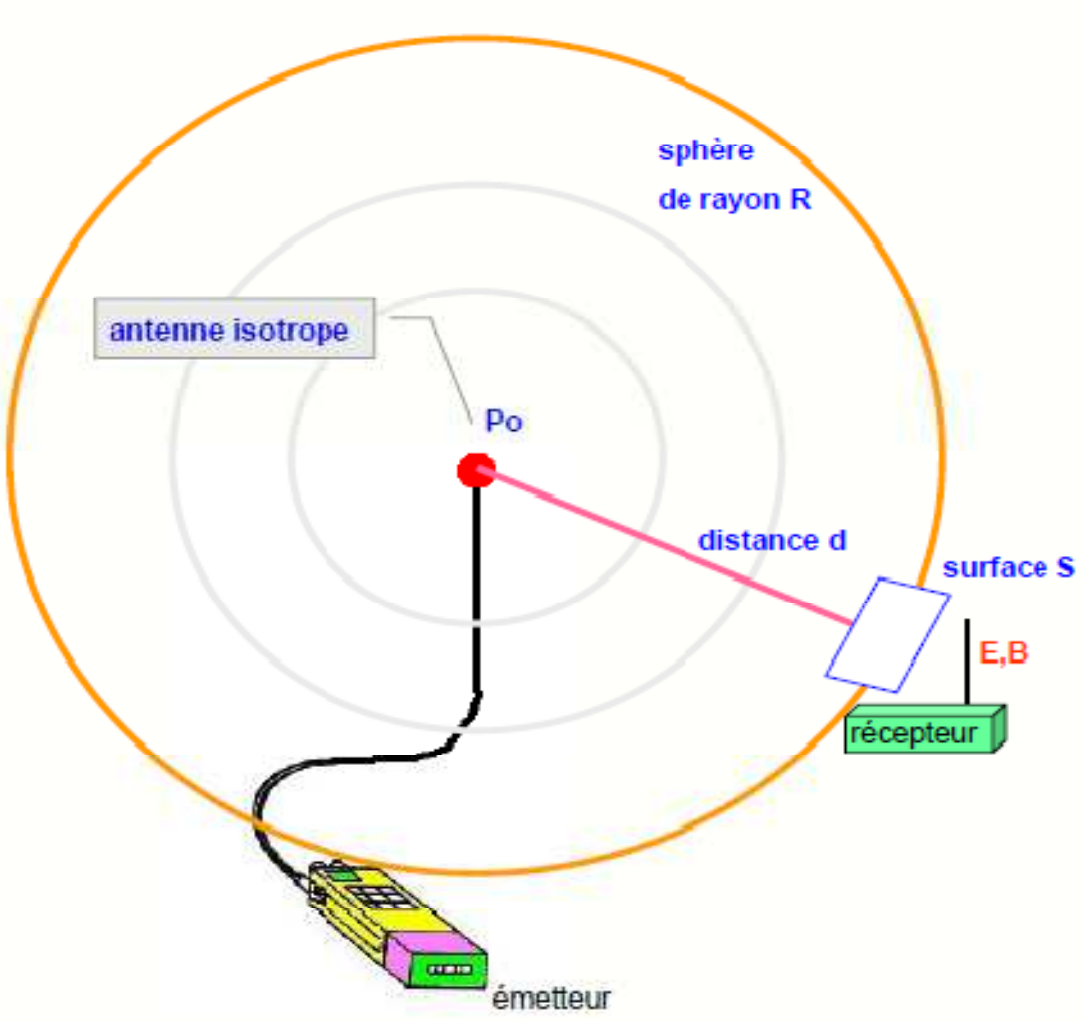


Figure. 2. 7.Rayonnement d'une antenne isotrope.

2.8. Gain d'une antenne directive

Une antenne est un composant passif, elle ne peut donc pas amplifier le signal. Mais par une disposition particulière des brins rayonnants, elle peut *concentrer* la puissance P_0 émise dans une direction privilégiée :

- Une antenne directive a un *gain G positif* par rapport à une antenne isotrope dans la direction privilégiée.
- Ce gain *G* est mesuré par rapport à l'antenne isotrope et est exprimé en **dBi**
- La directivité est caractérisée par *l'angle d'ouverture à –3dB*

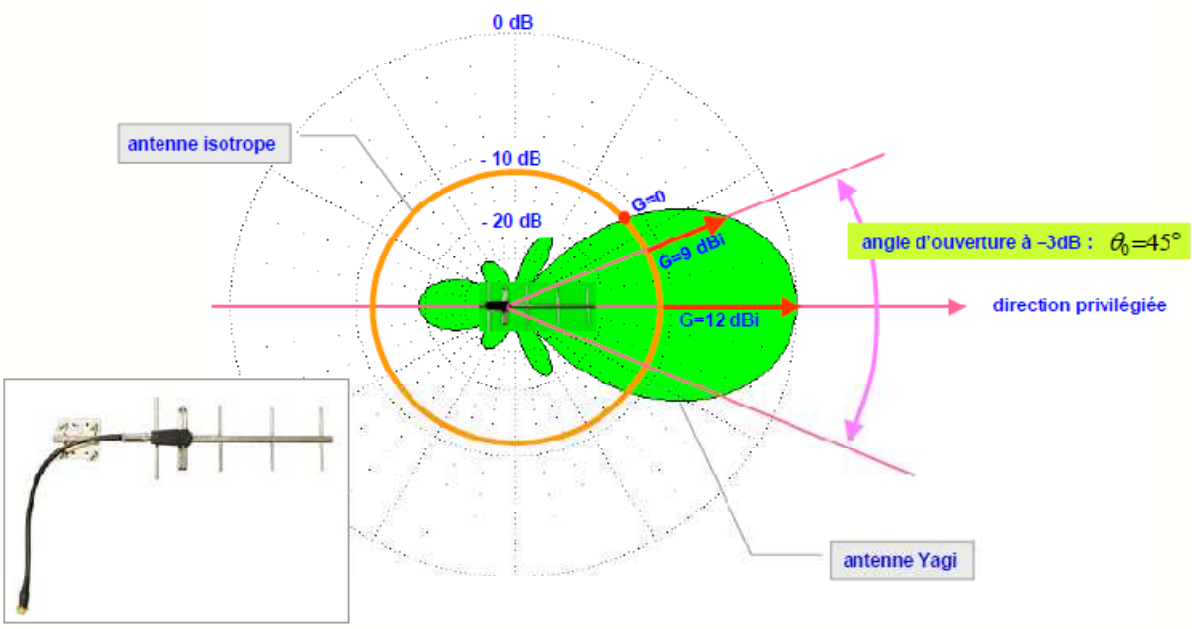


Figure. 2. 8. Rayonnement d'une antenne isotrope.

2.9. Les diagrammes de directivité

Chaque type d'antenne est caractérisé par une courbe de rayonnement spécifique qui peut être:

- **Omnidirectionnelle** pour les liaisons d'une base vers des récepteurs mobiles (radiodiffusion, téléphone GSM …)
- **Directive** pour les liaisons point-à-point (faisceau hertzien, liaison satellite-station terrestre …).

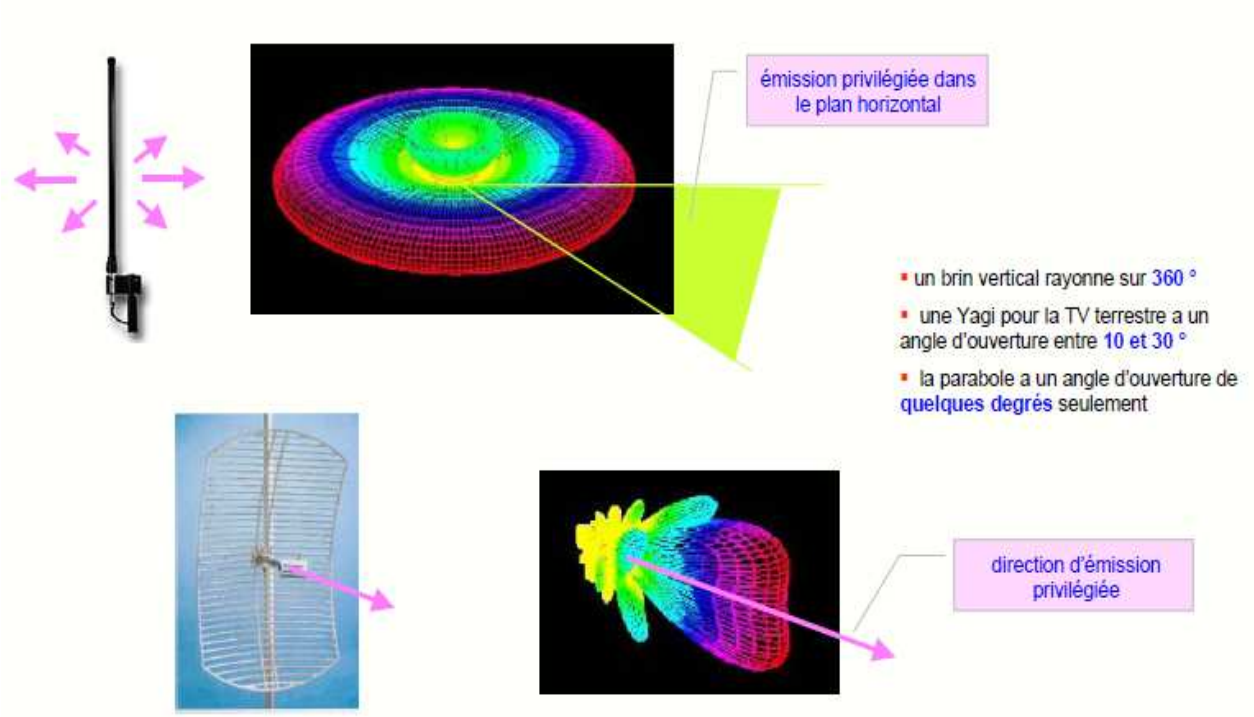


Figure. 2. 9. *D*iagrammes de directivité.

Remarque: les antennes à *gain élevé* sont toujours *très directives*, puisqu'elles concentrent le faisceau dans une zone très limitée.

2.10. Critères de choix d'une antenne

Pour choisir un modèle d'antenne pour une application donnée, il faut veiller aux principaux points suivants :

Fréquence de travail : une antenne est construite pour une fréquence ou une gamme de fréquences donnée

Directivité : elle peut être omnidirectionnelle (brin vertical) ou directive (Yagi, parabole…)

Gain : les meilleurs gains sont obtenus avec des antennes très directives, jusqu'à plus de 50 dB pour les grandes paraboles

Impédance: adaptée à celle du câble soit en général 50 ohms sauf pour la télévision qui travaille en 75 ohms.

Puissance: pour l'émission, l'antenne doit accepter la puissance de l'émetteur sans trop de pertes Joule

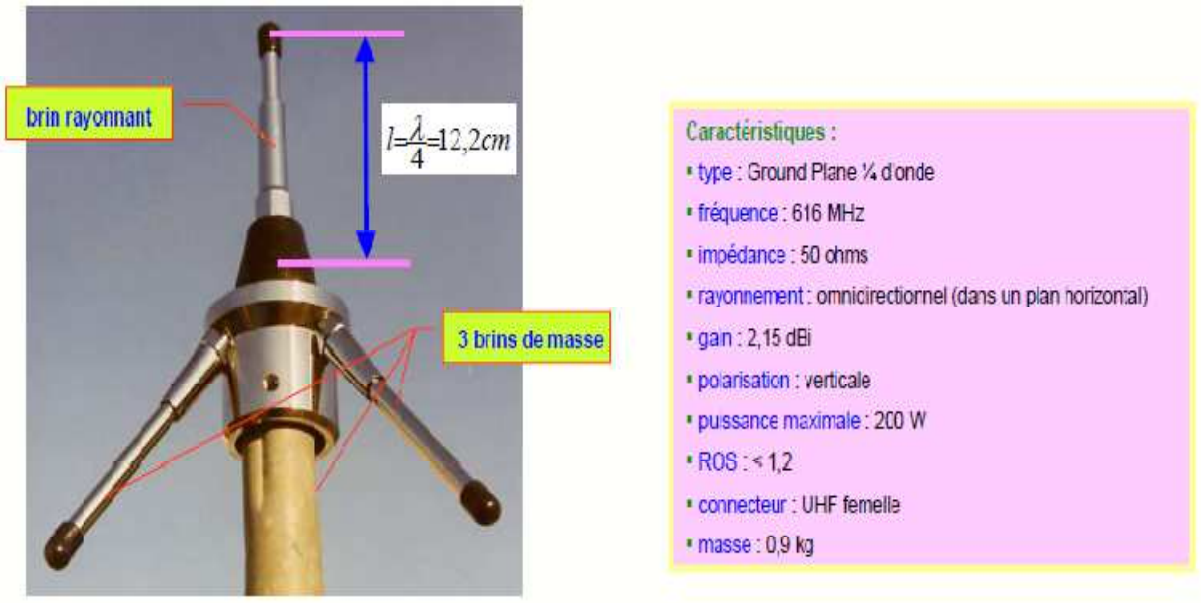


Figure. 2. 10. Caractéristiques d'une antenne.

Remarque: si le constructeur donne un **R**apport d'**O**ndes **S**tationnaires, c'est que l'impédance ne vaut pas rigoureusement 50 ohms.

2.11. Champs créés par les antennes directives

Lorsqu'on établit une liaison radio entre deux points éloignés d'une distance *d*, on peut *évaluer l'intensité du champ électrique E*au niveau de l'antenne de réception :

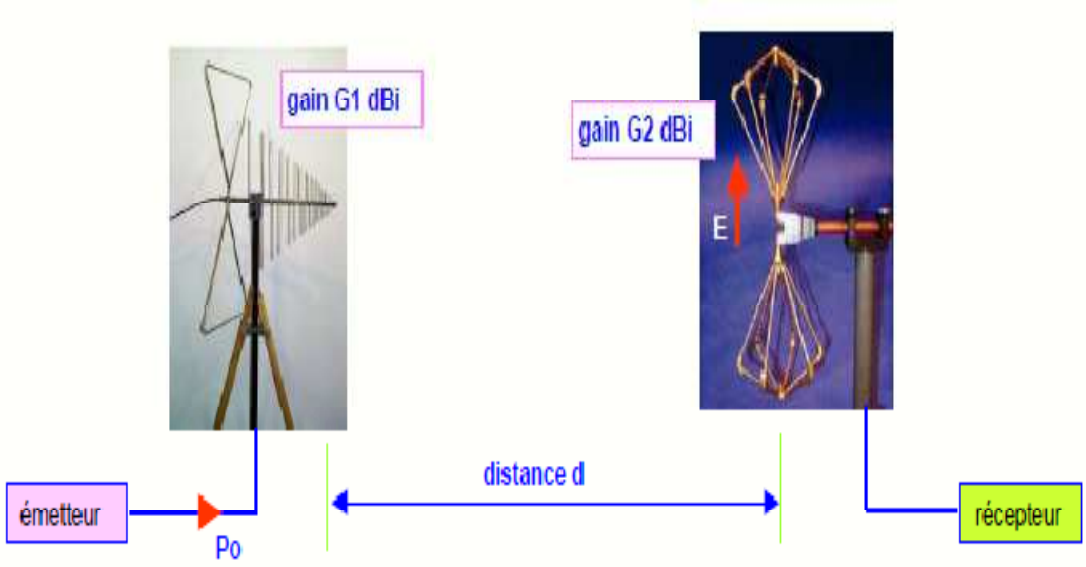


Figure. 2. 11. Champs d'une antenne directive.

- Avec une antenne d'émission isotrope, une surface *S* au niveau du récepteur reçoit une densité de puissance :

$$P = \frac{P_0}{S} = \frac{P_0}{4\pi d^2} \qquad en\ W/m^2$$

- Comme l'antenne d'émission a un gain G1 dans la direction utile, la densité de puissance devient :

$$P = \frac{G_1 P_0}{S} = \frac{G_1 P_0}{4\pi d^2} \qquad en\ W/m^2$$

- Le champ électrique *E* au niveau du récepteur devient donc :

$$E = \sqrt{120\pi P} = \frac{\sqrt{30 G_1 P_0}}{d} \qquad en\ V/m$$

Exemple d'application

Avec un gain $G_1 = 12dBi = 15.8$, un émetteur de $10W$ produit à $5km$ un champ:

$$E = \frac{\sqrt{30.(15.8).10}}{5000} = 13.8\ mV/m$$

2.12. Bilan de puissance de la liaison

La puissance reçueP_r du signal capté par l'antenne et envoyée à l'entrée du récepteur et se calcule grâce à la **formule de Friis**:

Figure. 2. 12.Puissance de liaison.

La densité de puissance au niveau de l'antenne de réception s'écrit :

$$P = \frac{P_0}{S} = \frac{P_0}{4\pi d^2} \qquad en\ W/m^2$$

L'antenne de réception caractérisée par sa surface effective A_2 reçoit une puissance :

$$P_r = A_2 P$$

Avec $A_2 = G_2 \frac{\lambda^2}{4\pi}$ est la surface effective.

La puissance reçue P_r vaut donc :

$$P_r = G_1 G_2 P_0 \left[\frac{\lambda}{4\pi d}\right]^2 \quad en\ W$$

C'est la formule de Friis

Où $G_1 et\ G_2$ est les gains des antennes émettrice et réceptrice, respectivement. P_0 est la puissance de l'antenne émettrice, d est la distance entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. λest la longueur d'onde.

Si on exprime la puissance en **dBm** et les gains en **dBi**, la formule de Friis devient, après simplification :

$$P_r = P_0 + G_1 + G_2 - 20\log(f) - 20\log(d) + 147.5$$

f est la fréquence de l'onde électromagnétique en *Hz*.

d est la distance entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice.

Exemple 1

Calcul de la tension reçue

Le satellite géostationnaire Météosat situé à **d = 36000 km** d'altitude au-dessus du golfe de Guinée émet vers l'Europe des images de la couverture nuageuse :

- le satellite émet une puissance Po = 6 W = 37,8 dBm
- il est équipé d'une antenne de gain G1=11 dBi = 12,6
- la parabole de réception a un gain G2=25 dBi
- la fréquence d'émission est f = 1691 MHz (canal 1)

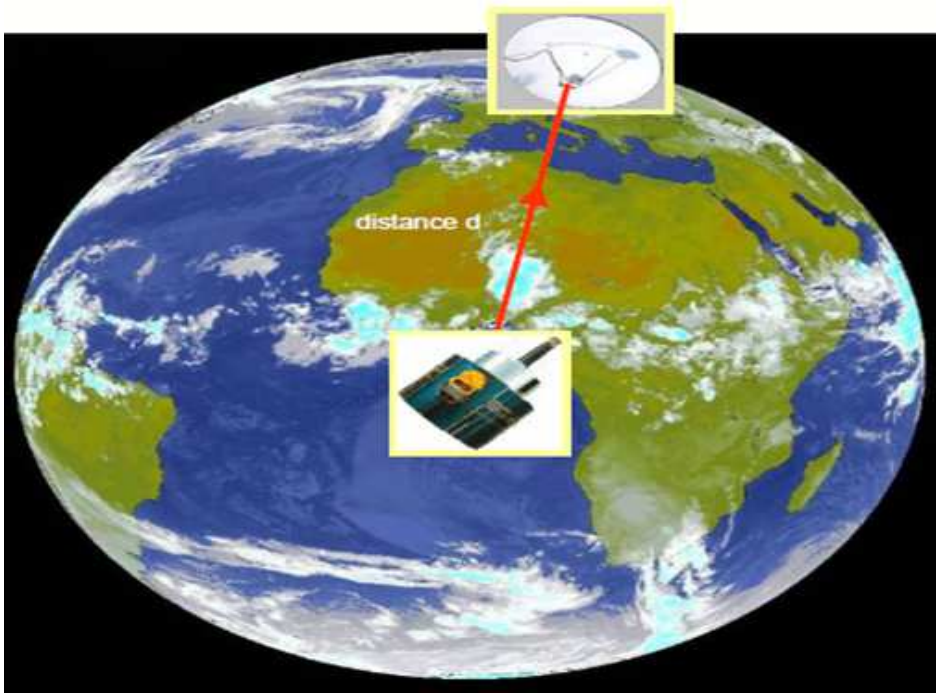


Figure. 2. 13.Exemple d'une liaison terre-satellite.

La **densité de puissance P** au niveau du sol est de :

$$P = \frac{G_1 P_0}{4\pi d^2} = \frac{12.6(6)}{4\pi(36.10^6)^2} = 4.65\ fW/m^2$$

Le champ électrique E à l'antenne de réception vaut : $E = \sqrt{120\pi P} = 1.3\ \mu V/m$

La **puissance P_r captée** par la parabole de réception s'écrit :

$$P_r = 37.8 + 11 + 25 - 184.6 - 151.1 + 147.5 = -114.4dBm$$

La **tension V_r** correspondante sur 50 ohms vaut alors :$V_r = \sqrt{P_r R} = \sqrt{3.610^{-15}.50} = 0.43\mu V$

Exemple 2

La PIRE d'un satellite

Un satellite géostationnaire de météorologie ou de télédiffusion pointe son antenne parabolique vers le sol et émet une **puissance Po** avec une antenne de **gain G1**:

La **densité de puissance P** au niveau du sol est de : $P = \frac{G_1 P_0}{4\pi d^2}$

On appelle **Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente** ou **PIRE** la quantité : $PIRE = G_1 P_0$

La **densité de puissance P**au sol s'écrit alors :$P = \frac{PIRE}{4\pi d^2}$

Le satellite ci-contre, pour une réception en France :

- A une PIRE : $PIRE = 40dBW = 10kW$
- Et produit au sol une densité : $P = \frac{PIRE}{4\pi d^2} = 0.61PW/m^2$

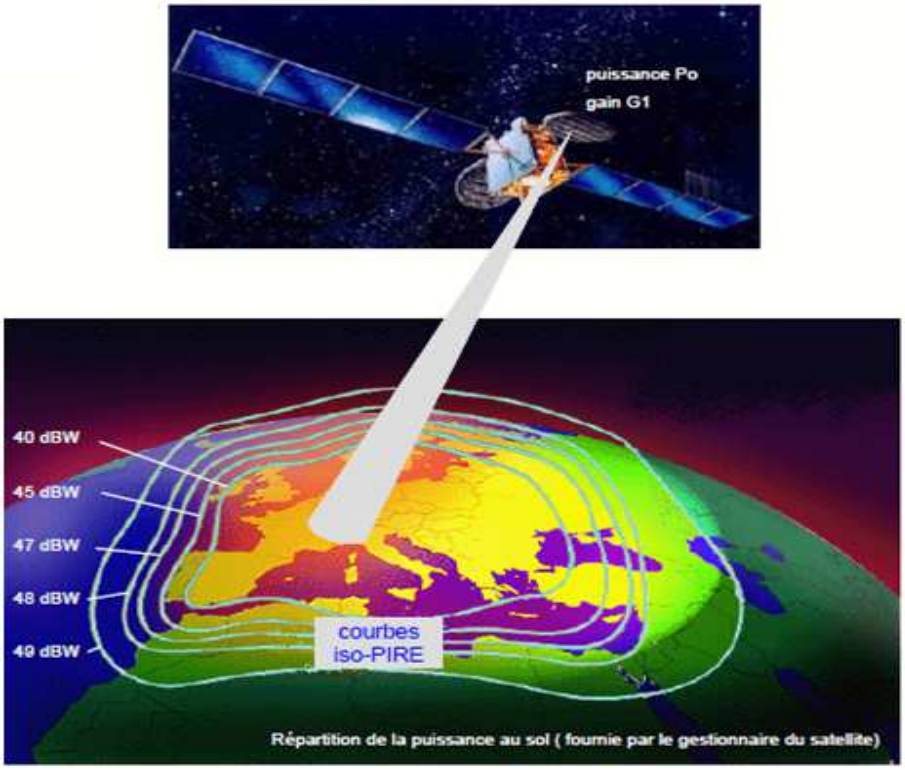


Figure. 2. 14.PIRE d'un satellite.

Résultat : le satellite émettant une puissance P_0 avec une antenne très directive de **gain** $\boldsymbol{G_1}$ est donc équivalent vu du sol à une **source isotrope** émettant une **puissance beaucoup plus élevée égale à sa PIRE**.

2.13. Portée d'un émetteur

Calculer la portée d'un émetteur est une tâche difficile, car elle dépend d'un grand nombre de facteurs :

Les facteurs qu'on maîtrise: puissance d'émission, gain des antennes, disposition des antennes …

Les facteurs qu'on ne maîtrise pas: obstacles, réflexions, conditions atmosphériques, qualité du récepteur, parasites …

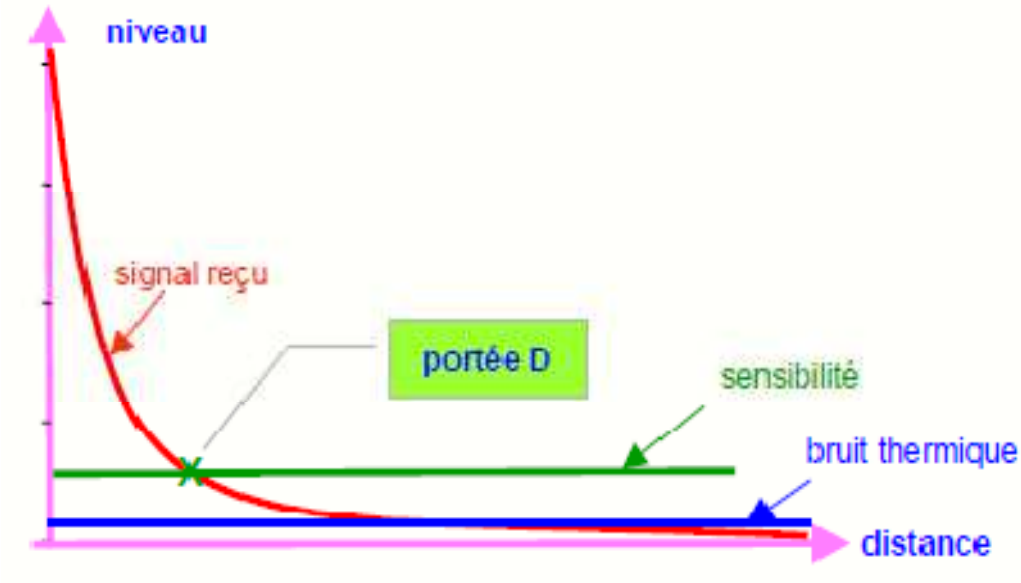
Le **niveau reçu** $\boldsymbol{P_r}$ est donné par la formule de Friis :

$$P_r = G_1 . G_2 . P_0 \left[\frac{\lambda}{4\pi d}\right]^2$$

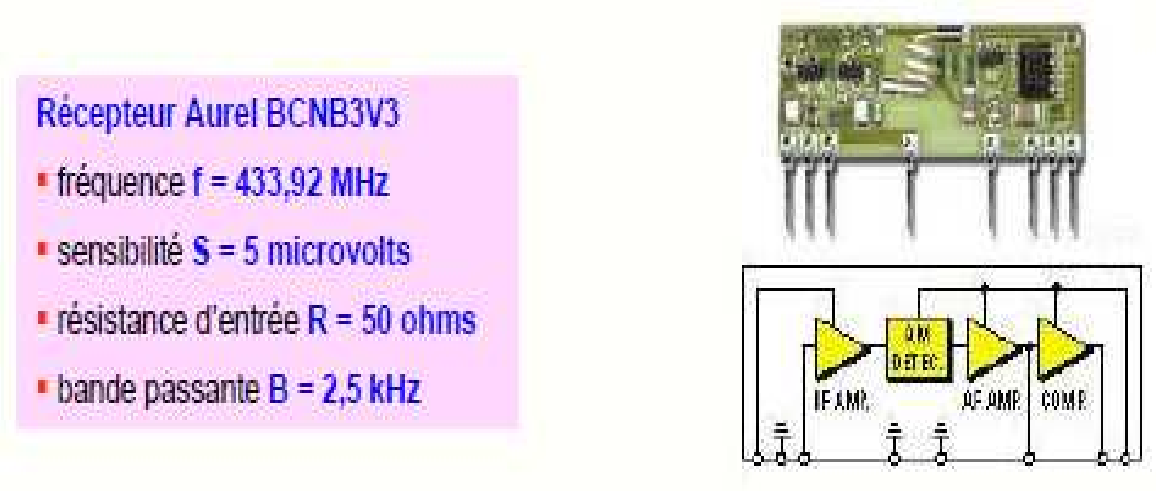
Le **bruit thermique** $\boldsymbol{P_B}$ capté par l'antenne et limité à la bande passante B du récepteur s'écrit :

$$P_B = k . T . B$$

Où $k = 1.38.10^{-23}$, T est la température et B est l'intensité du champ magnétique.



Le **bruit propre de l'électronique** du récepteur vient s'ajouter à ce bruit thermique. La **sensibilité S** d'un récepteur tient compte de ce bruit propre et précis le signal minimal nécessaire à l'entrée du récepteur pour une bonne réception.

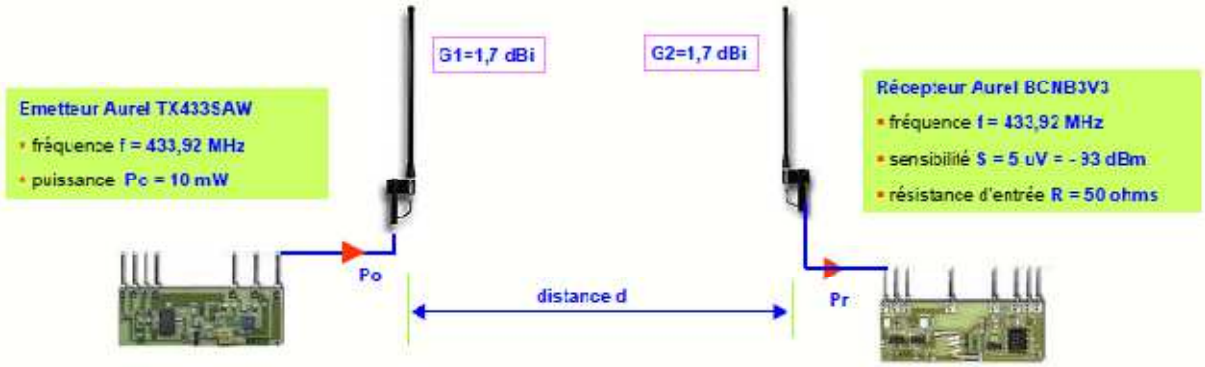


- Sensibilité : $S = 5\mu V = -93\ dBm$
- Bruit thermique :$P_B = k.T.B = 10^{-17}W = -140\ dBm$

Résultat : en pratique, la **limite de portée** est atteinte lorsque le niveau du signal reçu est égal à la sensibilité du récepteur soit **–93 dBm**.

Exemple de calcul de la portée

Le calcul de la portée d'une liaison radio est simple si on se place dans une **situation idéale**, sans obstacles ni parasites :



La **puissance reçue P_r** donnée par la formule de Friis correspond à une **tension reçue V_r**sur la résistance d'entrée R du récepteur :

$$P_r = G_1.G_2.P_0\left[\frac{\lambda}{4\pi d}\right]^2 = \frac{V_r^2}{R}\text{Soit}V_r = \frac{\lambda}{4\pi d}\sqrt{R.G_1.G_2.P_0}$$

La distance limite théorique *ou* $\boldsymbol{portée\ d = D}$est atteinte lorsque la tension reçue est égale à la sensibilité :

$$V_r = \frac{\lambda}{4\pi D}\sqrt{R.G_1.G_2.P_0} = S\text{Soit}D = \frac{\lambda}{4\pi S}\sqrt{R.G_1.G_2.P_0} = 11.5km$$

Remarque importante: ce calcul donne toujours une portée très optimiste et la portée réelle sera $\boldsymbol{D' = k.D}$ avec **k < 1**

- En présence d'arbres ou de collines, on pourra prendre $k = 0{,}3$ à $0{,}6$ soit environ $\boldsymbol{D' = 4\ km}$
- En milieu urbain, $k = 0{,}1$ à $0{,}4$ et peut descendre jusqu'à 0,02 à l'intérieur d'un immeuble en béton armé soit $\boldsymbol{D' = 250\ m}$
- Avec 2 antennes « bout de fil »$(G = 0{,}3)$ et dans un immeuble$(k = 0{,}02)$, la portée calculée ainsise réduit à $\boldsymbol{D' = 45\ m}$!

2.14. L'antenne en réception

Au niveau du récepteur, il faut transformer les variations de champ en tension ce qui peut se faire de deux manières :

Par une **antenne** qui donne une tension $s(t)$ proportionnelle au **champ électrique E**:

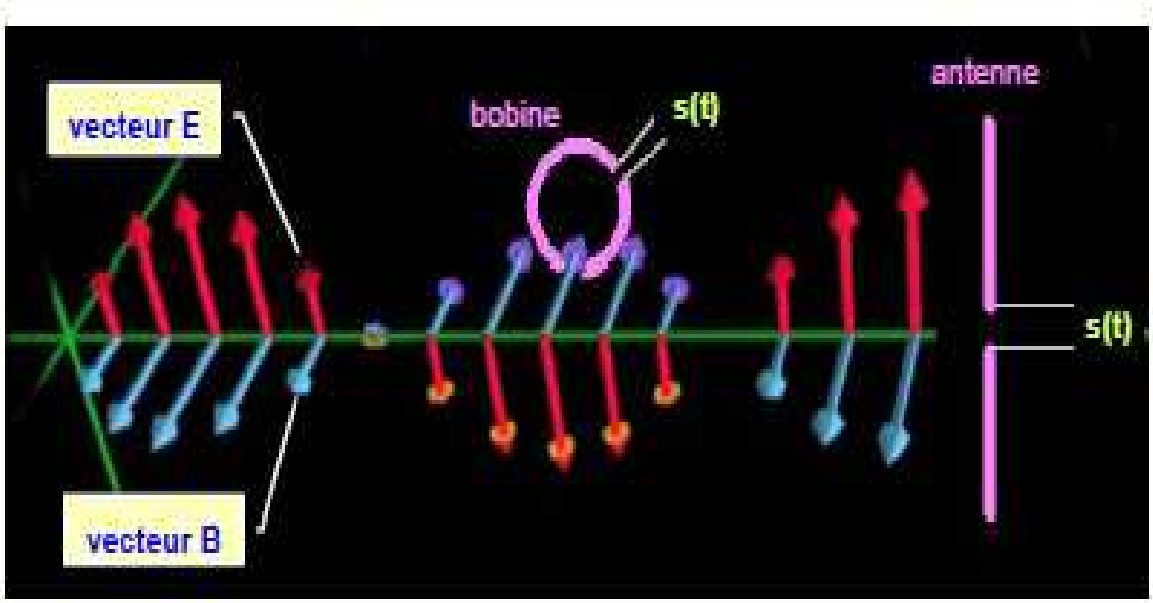
$$s(t) = K_1 E(t)$$

Le coefficient K_1 est appelé **facteur d'antenne** dépend du type d'antenne choisi et de sa longueur

Par une **bobine** qui donne une tension $s(t)$ proportionnelle au **champ magnétique B**:

$$s(t) = K_2 B(t)$$

Le coefficient K_2 dépend du diamètre de la bobine, du nombre de spires et augmente fortement avec un noyau en ferrite



- Aux fréquences inférieures à 1 MHz environ, les dimensions des antennes deviennent importantes, et on leur préfère les bobines (récepteurs AM, DCF …).
- Pour une réception optimale, **l'axe de la bobine** doit être **aligné avec le champ magnétique**, ce qui permet des applications de localisation radio (radiogoniométrie)
- Pour une réception optimale, **l'antenne** doit être **alignée avec le champ électrique**, la polarisation produite par l'antenne d'émission doit être en théorie respectée

Remarque : en pratique, la **polarisation change** chaque fois que l'OEM se **réfléchit**. Sauf pour la réception de signaux satellites, le respect de la polarisation n'est donc pas critique dans les environnements réfléchissants habituels.

2.15. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons définit l'antenne et nous avons décrit ses propriétés et le principe de son fonctionnement ainsi que les méthodes de son utilisation dans des circuits d'émission et de réception.

Chapitre 3 : Modèles d'antennes

3.1. L'antenne dipôle demi-onde

L'antenne dipôle est ***l'antenne de référence*** en radiocommunications et est largement utilisée tel quel ou en association avec d'autres conducteurs pour former une antenne Yagi.

Le dipôle a une longueur totale d'une ***demi-longueur d'onde*** :

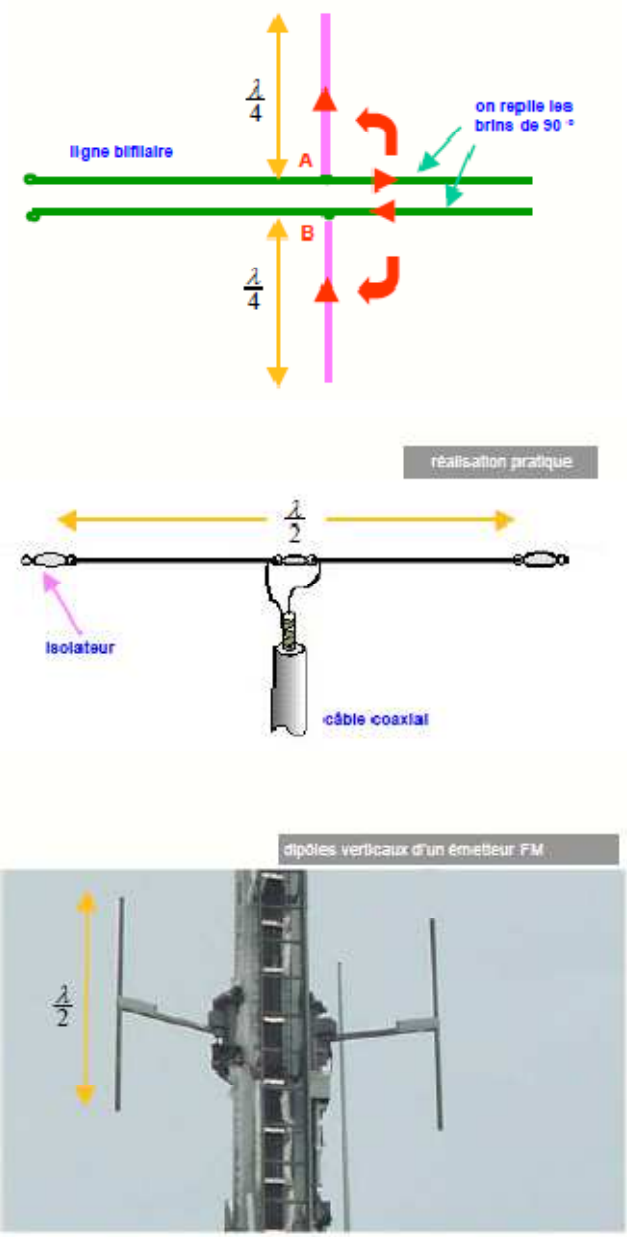


Figure. 3. 1. Antenne demi-onde.

Si on replie les brins d'une ligne sur un quart de la longueur d'onde :

- Les courants dans les 2 brins circulent dans le même sens
- Les champs *E* et *B* créés par les 2 tronçons ouverts s'additionnent

- La ligne rayonne et on a réalisé une antenne demi-onde ou dipôle

Exemples

- Pour $f_0 = 100\ MHz$ la longueur sera $L = \frac{c}{2f_0} = 1.5\ m.$
- Pour $f_0 = 1\ GHz$ la longueur sera $L = \frac{c}{2f_0} = 15\ cm.$

3.1.2. Caractéristiques électriques du dipôle

Le dipôle est une antenne résonante qui se comporte comme un **circuit R, L, C série**:

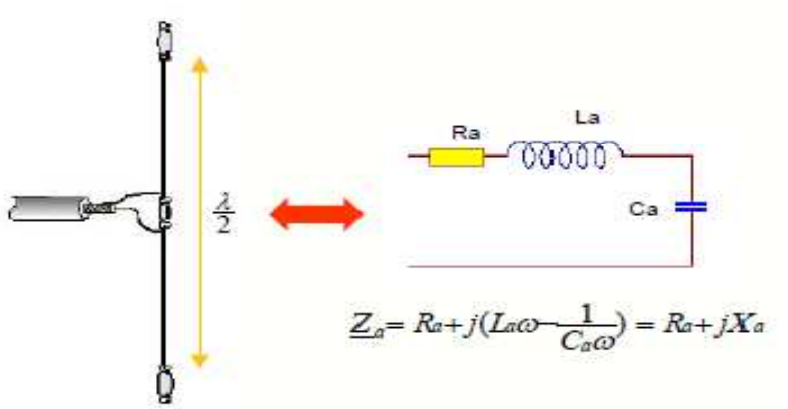


Figure. 3. 2. L'antenne dipôle est l'équivalence d'un circuit RLC série.

- A la fréquence de travail on a : $Z_a = 73 + j42\ \Omega.$
- Son gain vaut : $G = 1.64 = 2.1\ dBi$
- La tension S fournie à la réception : $S = K_1.E = \frac{\lambda}{\pi}.E$
- Sa bande passante : $B \approx 0.1f$

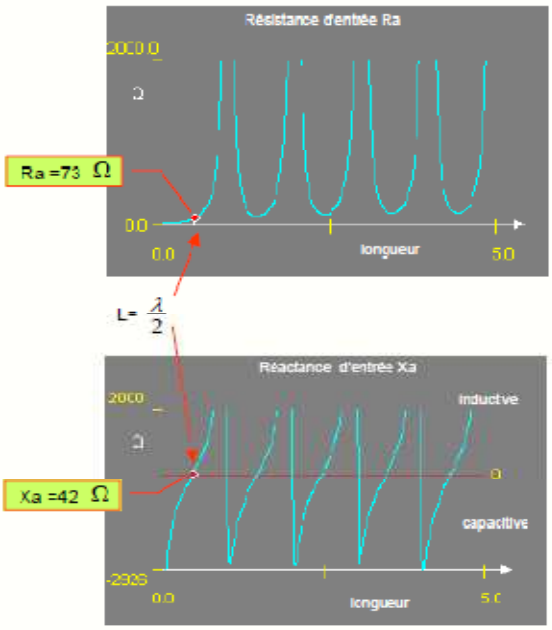


Figure. 3. 3. Calcul de la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne.

Remarque : en raccourcissant légèrement l'antenne, on peut rendre son impédance *purement résistive*.

3.1.3. Champ créé par l'antenne dipôle

La structure de l'onde électromagnétique créée par un dipôle est assez complexe à proximité de la source, mais lorsqu'on s'éloigne d'une dizaine de longueurs d'onde on peut assimiler l'onde à une ***onde plane***.

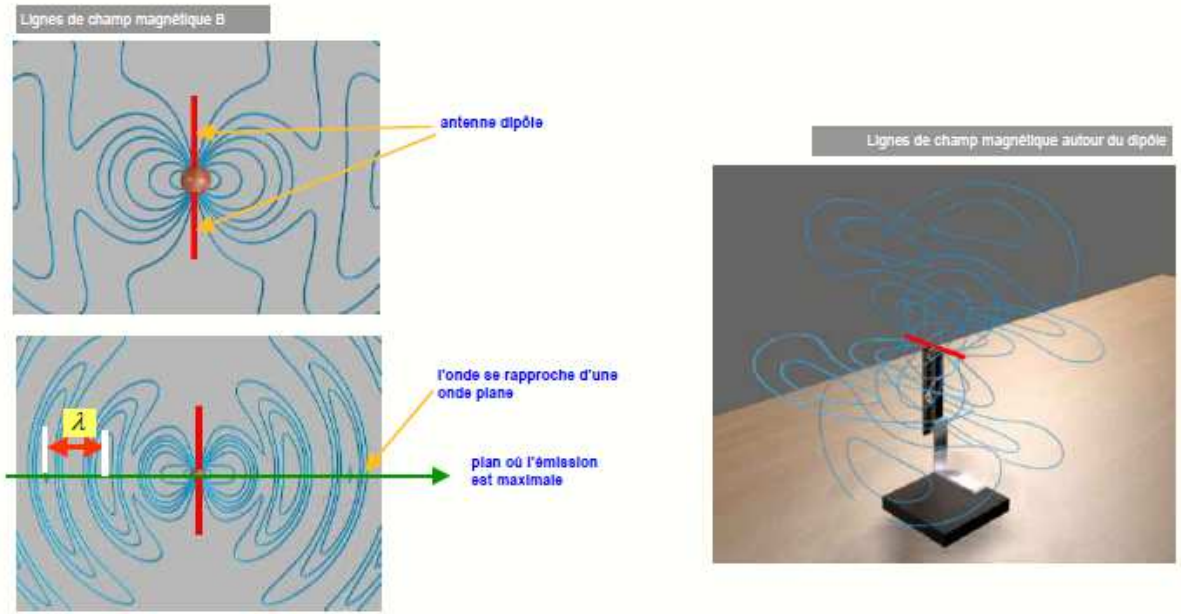
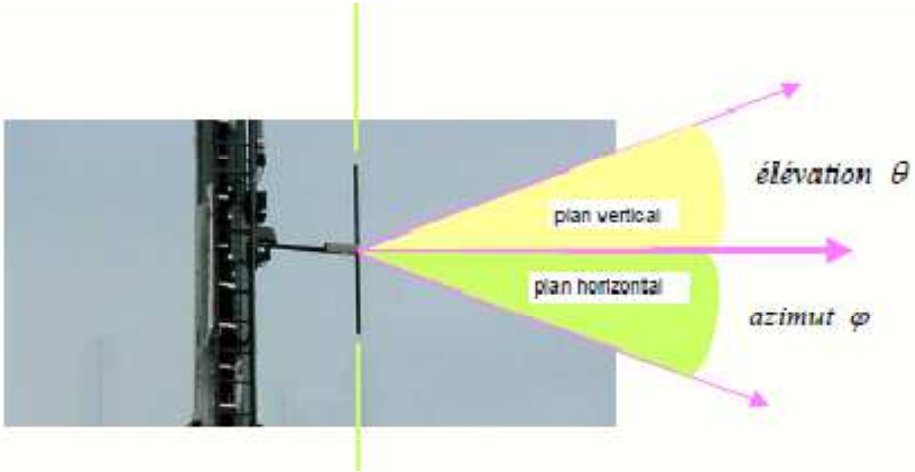


Figure. 3. 4. Le champ créé par une antenne dipôle.

3.1.4. Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle

L'antenne dipôle est très utilisée en radiodiffusion car :

- C'est une antenne simple à réaliser et peu encombrante
- Elle rayonne de manière omnidirectionnelle dans un plan horizontal
- Elle rayonne peu d'énergie dans la direction de son axe
- Son diagramme de directivité est bien adapté à la couverture d'un territoire



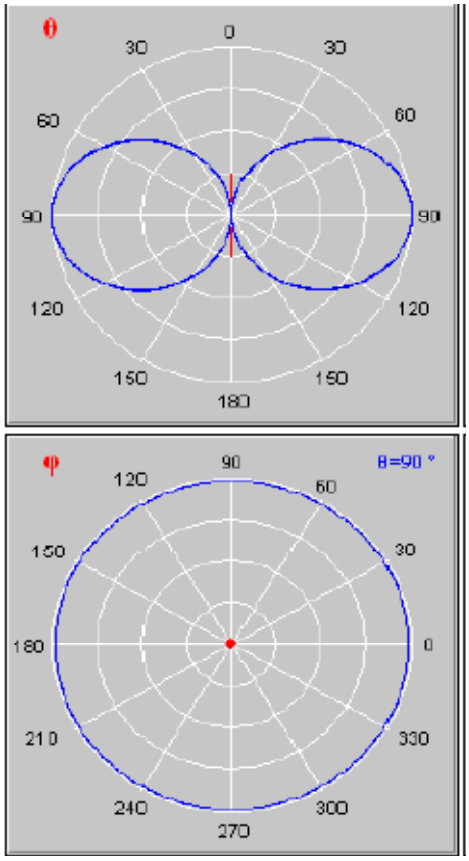


Figure. 3. 5. Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle.

Si on rallonge le dipôle, son diagramme de directivité devient plus complexe avec un nombre de lobes plus important.

3.2. Antenne Yagi

Le dipôle est souvent utilisé en association avec des brins purement passifs qui permettent de rendre le diagramme plus directif :

- Un **brin réflecteur** légèrement plus long que le brin actif ou une surface réflectrice.
- Plusieurs **brins directeurs** un peu plus courts ;

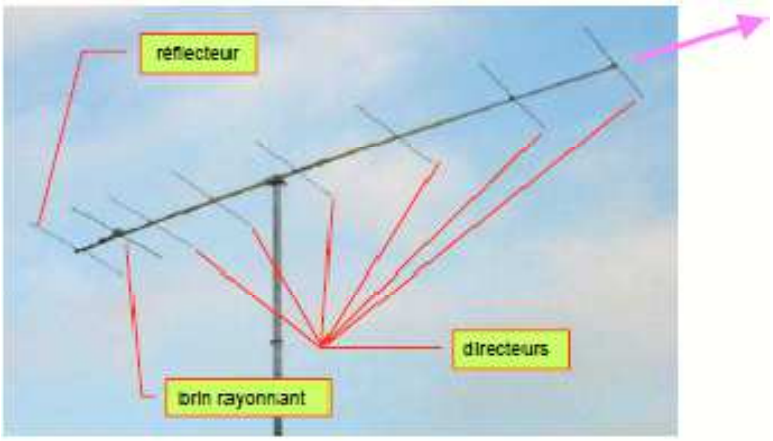


Figure. 3. 6. Antenne Yagi.

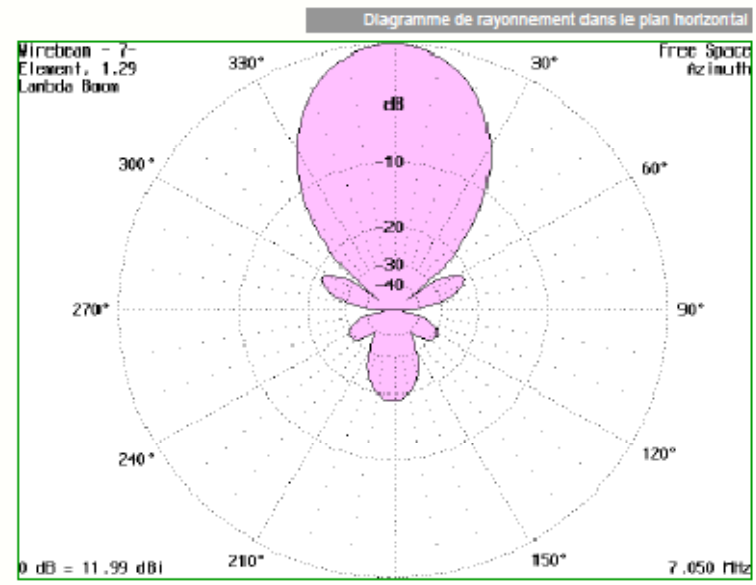


Figure. 3. 7. Diagramme de rayonnement d'une antenne Yagi.

- Avec un gain G, elle fournit en réception la tension :

$$S = K_1.E = \frac{\lambda}{\pi}.G.E$$

Remarque : on trouve des antennes Yagi comportant plus de 40 éléments dont le gain dépasse les 30 dBi.

3.2.1. Le dipôle replié

Le dipôle est souvent utilisé sous une forme un peu différente appelée **dipôle replié** ou **trombone**:

- Il est constitué d'un dipôle ordinaire, relié à un second dipôle placé à faible distance.
- L'ensemble est ainsi **plus robuste** qu'un dipôle simple
- Le diagramme de rayonnement est identique au dipôle
- Sa résistance est 4 fois supérieure à celle du dipôle soit : $R_a = 4.73 \approx 300\Omega$

La bande passante est beaucoup plus grande que celle du dipôle

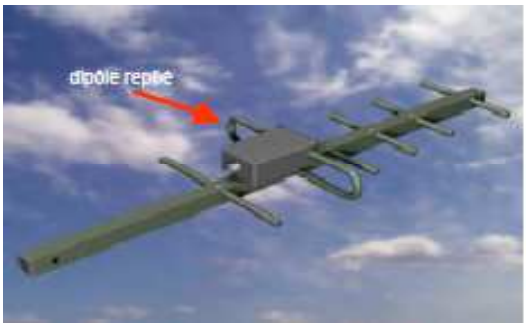
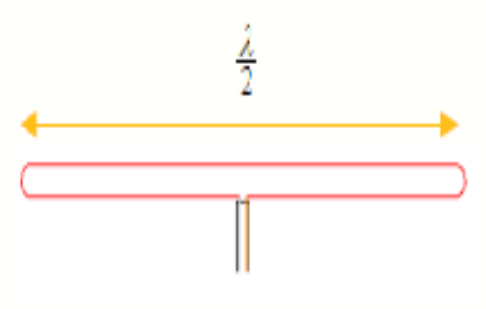


Figure. 3. 8. Dipôle replié.



Remarque

- Parce que sa bande passante est importante, le dipôle replié est souvent utilisé comme brin actif dans les **antennes Yagi à large bande.**
- Si les deux brins ont des diamètres différents, la résistance Ra est modifiée, ce qui permet de fabriquer des antennes **Yagi 75 ohms** pour la télévision.

Une autre évolution du dipôle est l'antenne **bicône**, formée d'une multitude de dipôles reliés en parallèle :

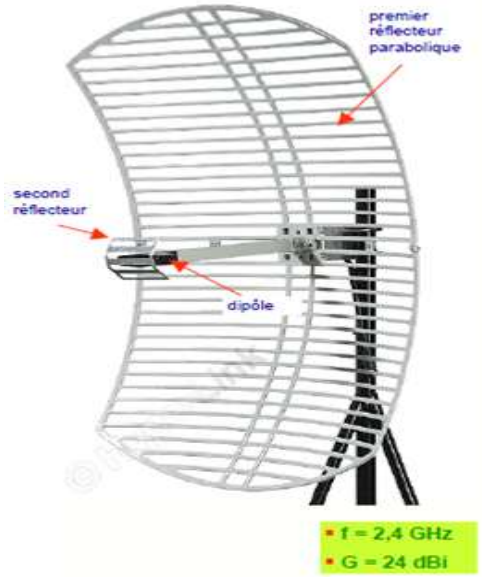
Figure. 3. 9. Antenne bicône.

- La bande passante devient **très importante.**
- Le bon choix de l'angle des brins permet d'avoir **Ra = 50 ohms.**
- Elle est idéale pour les **tests** de compatibilité électromagnétique

3.2.2. L'antenne dipôle avec réflecteur

Pour rendre un dipôle directif, on peut aussi l'associer à une **surface réfléchissante plane ou parabolique**:

- La forme du réflecteur joue sur la directivité du dipôle
- Sa position joue sur l'impédance du dipôle
- L'impédance est en général de **50 ohms** et le gain varie entre **10 et 30 dBi**
- Ce type d'antenne a des dimensions acceptables **au-dessus de 1 GHz**



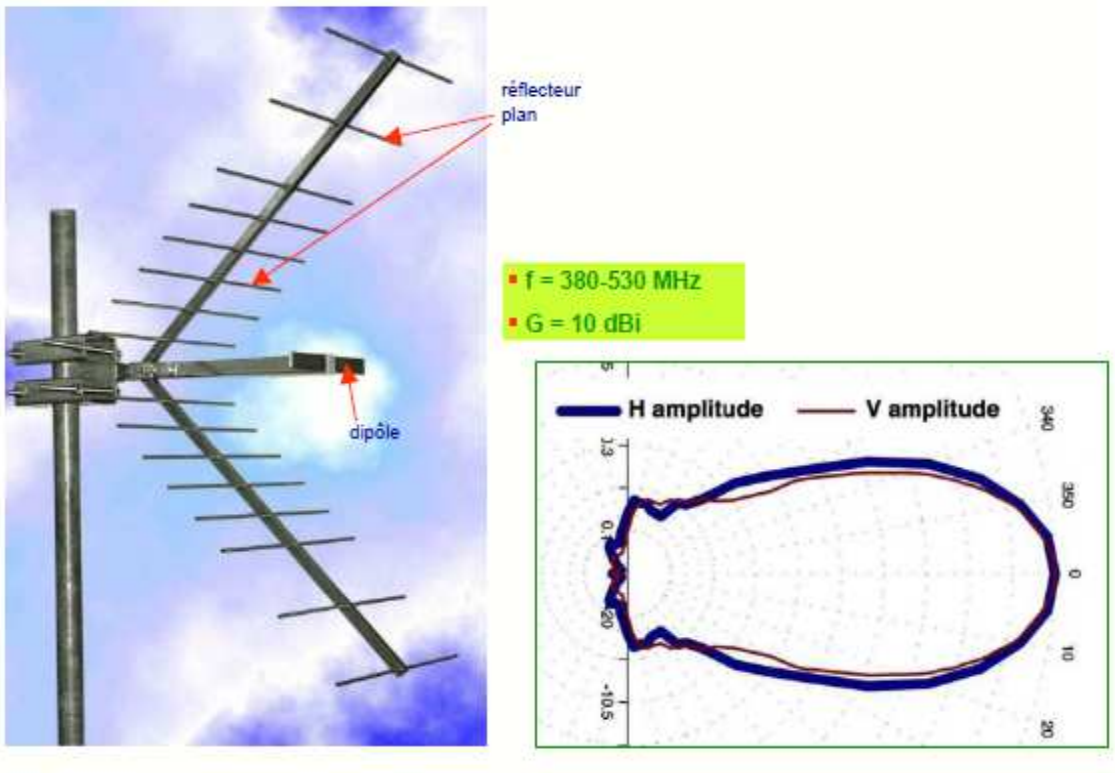


Figure. 3. 10.*Antenne dipôle avec réflecteur.*

3.2.3. L'antenne quart-d'onde

L'antenne qui ne comporte qu'un seul brin rayonnant associé à un plan de masse est l'antenne **quart-d'onde** ou **Marconi**.

- C'est aussi une antenne résonante qui se comporte également comme un **circuit R, L, C série**
- Le plan de masse **conducteur**, en théorie infini, doit au moins avoir des dimensions égales à celles de l'antenne.
- A la résonance, elle a une impédance moitié de celle du dipôle, soit environ **Ra = 36 ohms**

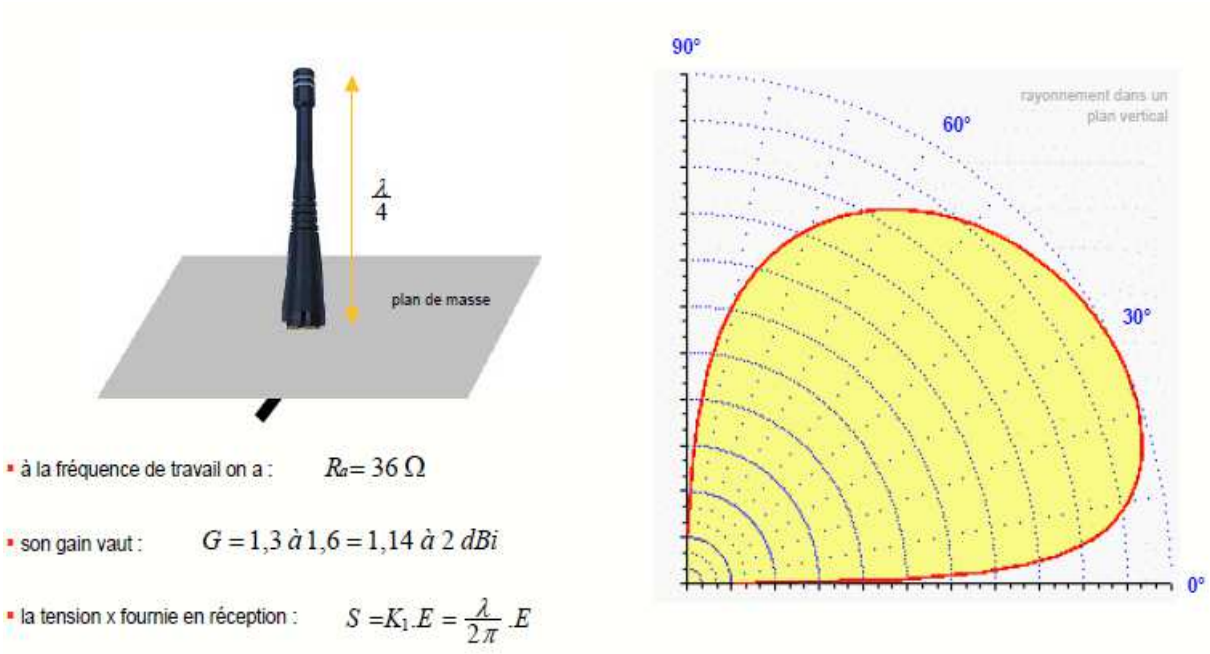


Figure. 3. 11. Antenne quarte d'onde.

Remarque : il est rarement possible d'avoir sous l'antenne un plan de masse infini et on se contente souvent de la **masse métallique** du **boîtier** de l'émetteur ou du récepteur. Cela modifie l'impédance de l'antenne et son diagramme de rayonnement.

3.2.4. Le rôle du plan de masse

Le plan de masse joue un rôle essentiel dans le fonctionnement de l'antenne quart-d'onde qui n'est en réalité qu'une **demi-antenne**:

- En réalité, les courants circulant dans l'antenne produisent des **courants induits dans le plan de masse**
- le champ créé par ces courants induits s'ajoute à celui créé par les courants de l'antenne.

- le champ résultant est le même que celui créé par un dipôle : on dit que le plan de sol crée une **antenne image** par effet miroir

Résultat : pour un rayonnement optimal, il faut :

- Au mieux, un **plan métallique** parfaitement conducteur
- Au moins des **conducteurs en étoile** autour de l'antenne
- Au minimum un **boîtier bon conducteur**

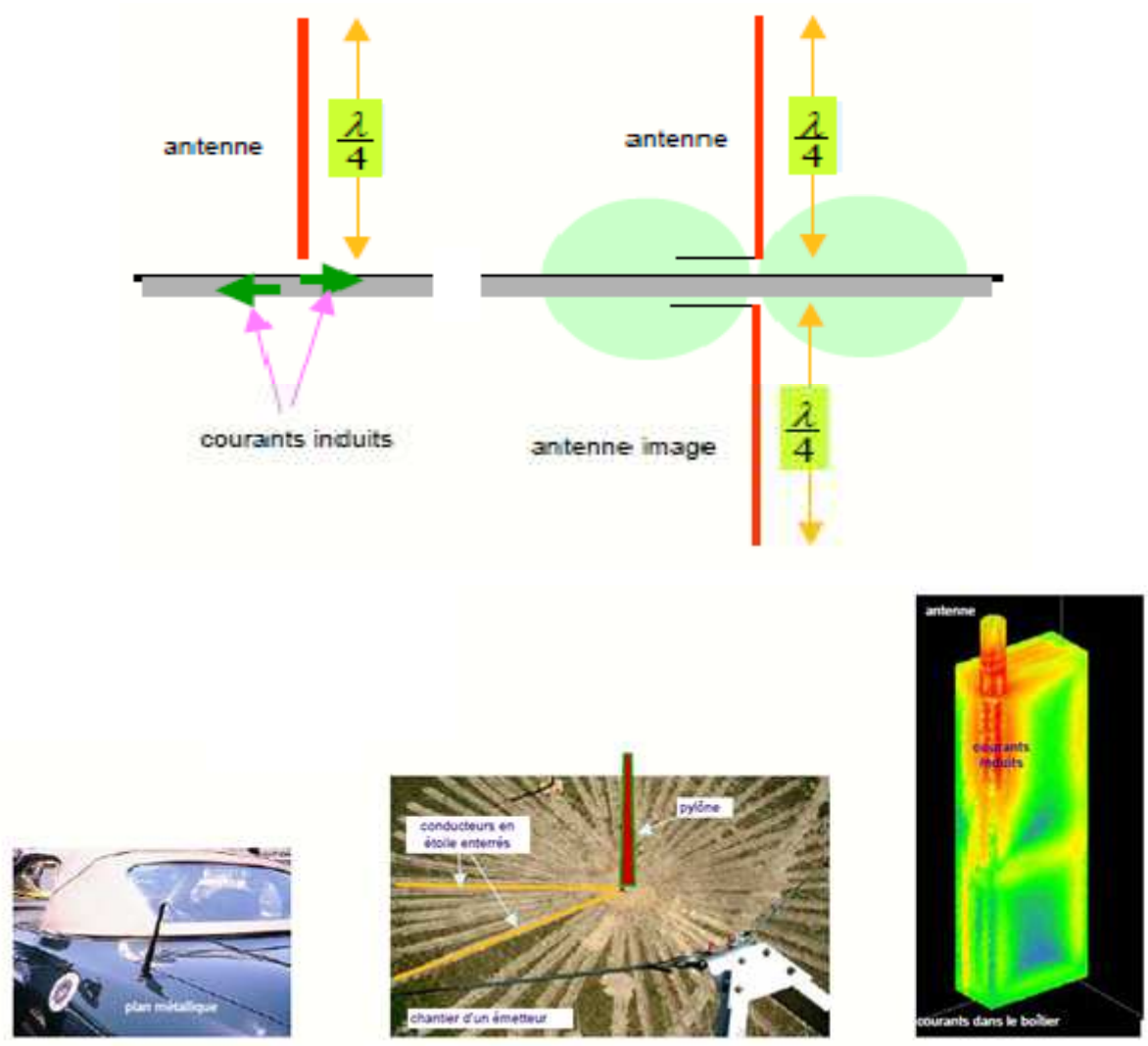


Figure. 3. 12. Importance du plan de la masse.

3.2.5. L'antenne ground plane

Le plan de masse de l'antenne quart-d'onde peut être astucieusement remplacé par 3 ou 4 brins pour former une antenne **ground plane**:

- C'est une antenne facile à réaliser, omnidirectionnelle dans le plan horizontal
- les brins de masse sont appelés **radiants,** ils ont la même longueur que le brin actif

- en inclinant les radiants vers le bas de 30 à45°, on peut ramener l'impédance à **R = 50 ohms.**

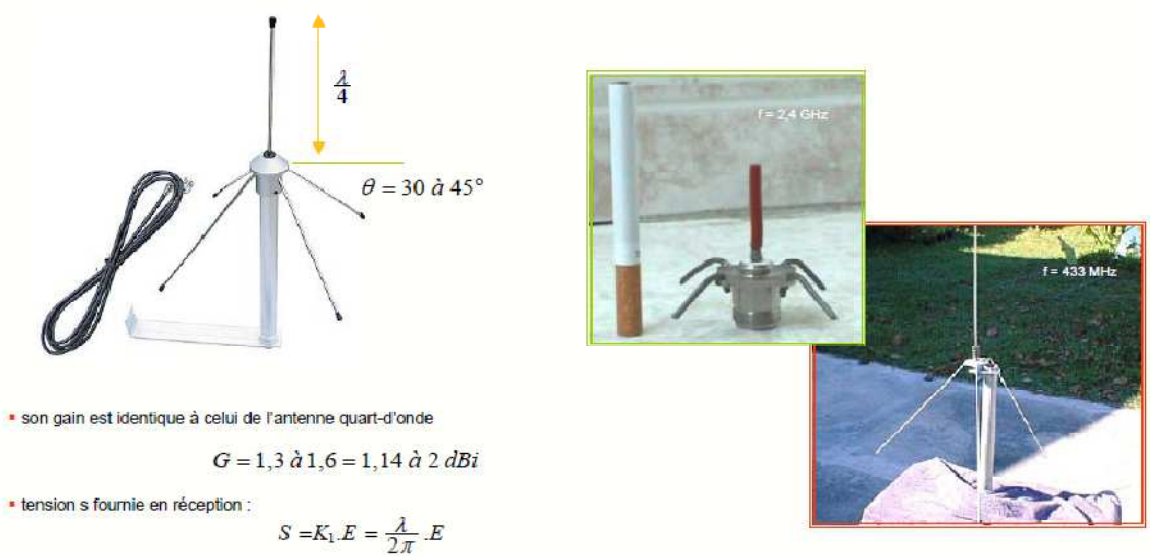


Figure. 3. 13. Antenne ground plane.

3.2.6. L'antenne quasi-quarte d'onde

Si on constate souvent dans la pratique une réduction importante du plan de masse, il faut se souvenir que :

- Sans plan de masse, la résistance d'une antenne même achetée pour cette valeur ne sera **pas de 50 ohms.**
- Le transfert de puissance entre l'émetteur et l'antenne ne sera pas optimal, et la **puissance émise réduite**
- Sans plan de masse, le gain de l'antenne sera moindre et la **portée plus faible**
- Si la masse n'est pas une surface plane, le **diagramme de rayonnement sera irrégulier.** En réception, l'antenne fournira un **signal plus faible**

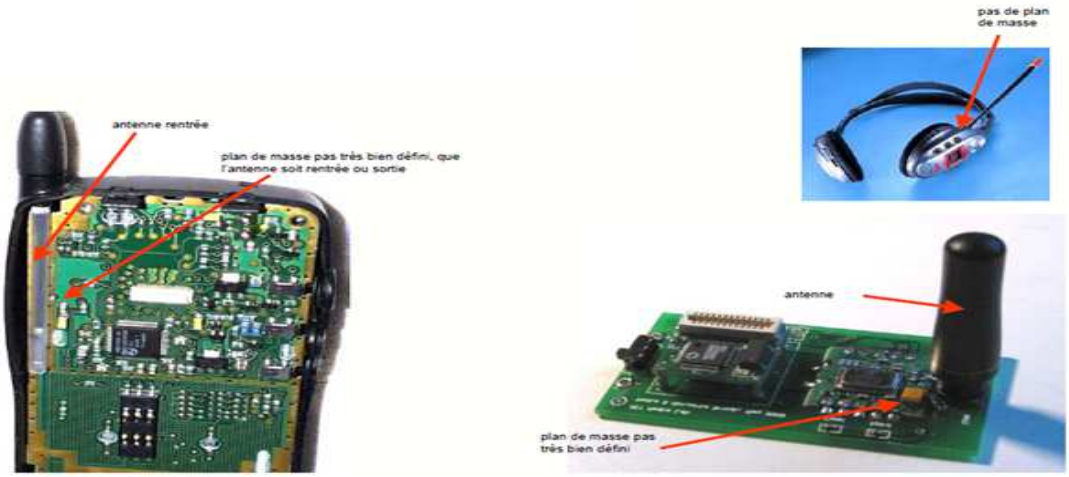


Figure. 3. 14. L'antenne quasi-quarte d'onde.

3.2.7. L'antenne guide d'onde

On peut rendre une antenne quart-d'onde **directive** en la plaçant dans une portion de **guide d'onde**:

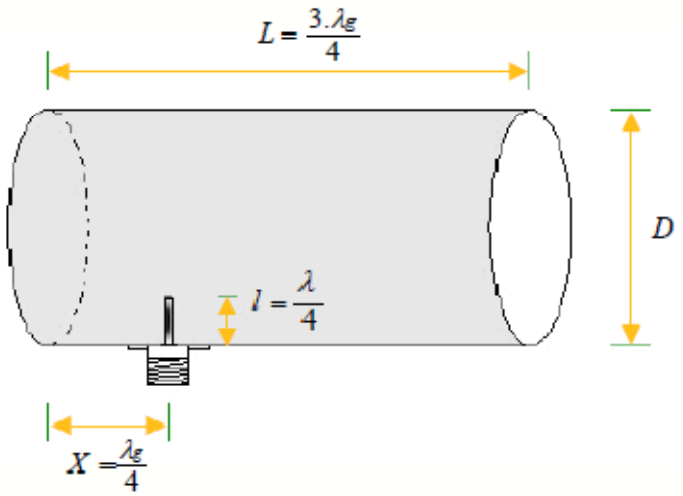


Figure. 3. 15. Antenne guide d'onde.

- Le guide circulaire a une longueur d'onde de coupure qui s'écrit:

$$\lambda_c = 1.706.D$$

Où D est le diamètre du guide d'onde.

- La longueur d'onde dans le guide est plus longue que dans l'air:

$$\frac{1}{\lambda_G^2} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda_C^2}$$

Où λ est la longueur d'onde dans l'air, $\lambda_g$est la longueur d'onde dans le guide et λ_c est la longueur d'onde de coupure.

- Son gain est de l'ordre de :

$$G \approx 9 \text{ à } 11\ dBi$$

Figure. 3. 16. Exemple de réalisation d'une antenne guide d'onde.

3.2.7.1. Liaison radio avec antenne guide d'onde

L'illustration présente une liaison vidéo à2.4 GHz avec une antenne bi-quad à l'émission et une **antenne cornet à la réception**.

- Fréquence **f = 2,4 GHz**
- Émission en **modulation de fréquence.**
- Puissance émise : **Po= 10 mW**

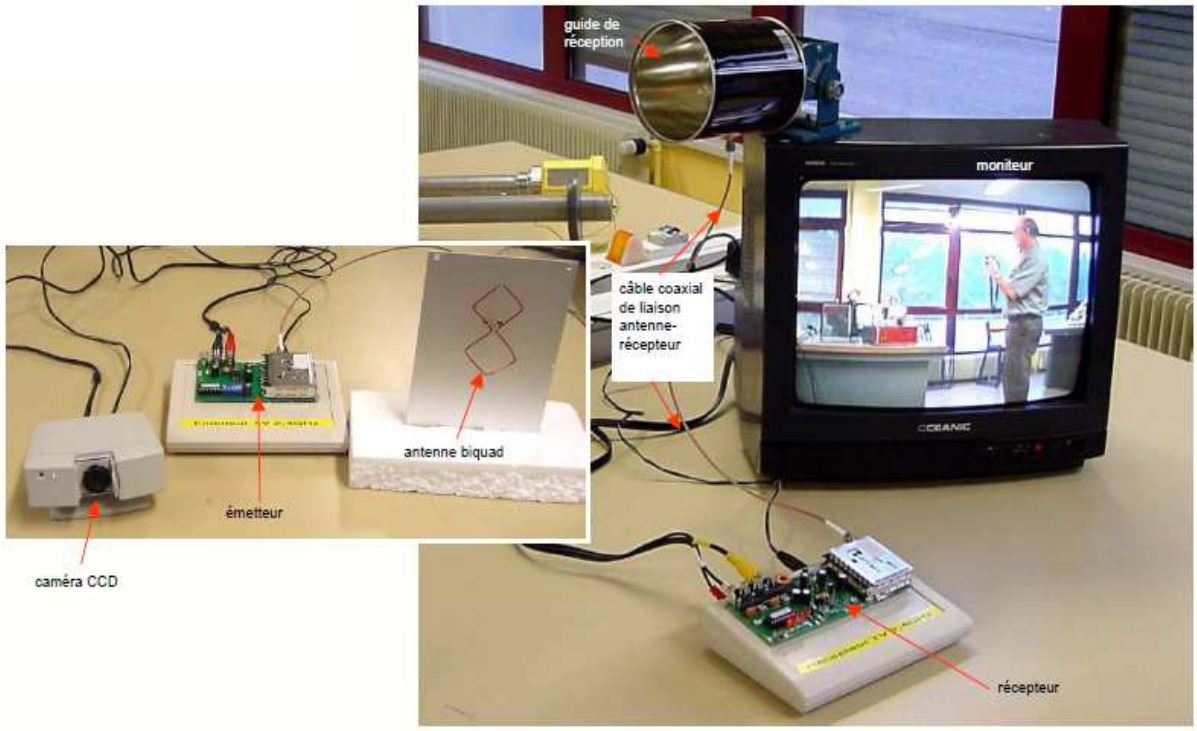


Figure. 3. 17. Liaison radio avec une antenne guide d'onde.

3.2.8. L'antenne à cornet

La directivité du guide peut être considérablement améliorée en lui ajoutant un **cornet**:

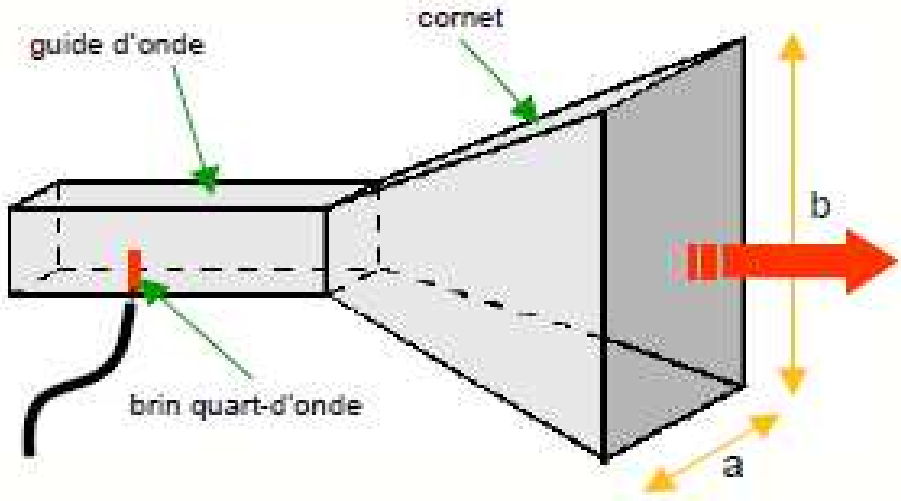


Figure. 3. 18.Antenne à cornet.

Exemple de simulation :

Exemple de simulation :

- fréquence f = 9,3 GHz
- longueur d'onde dans l'air : $\lambda = c/f = 3{,}22\ cm$
- largeur de l'ouverture a = 18,5 cm
- longueur de l'ouverture b = 14,5 cm
- gain G = 22,1 dB
- angle d'ouverture $\theta = 12°$

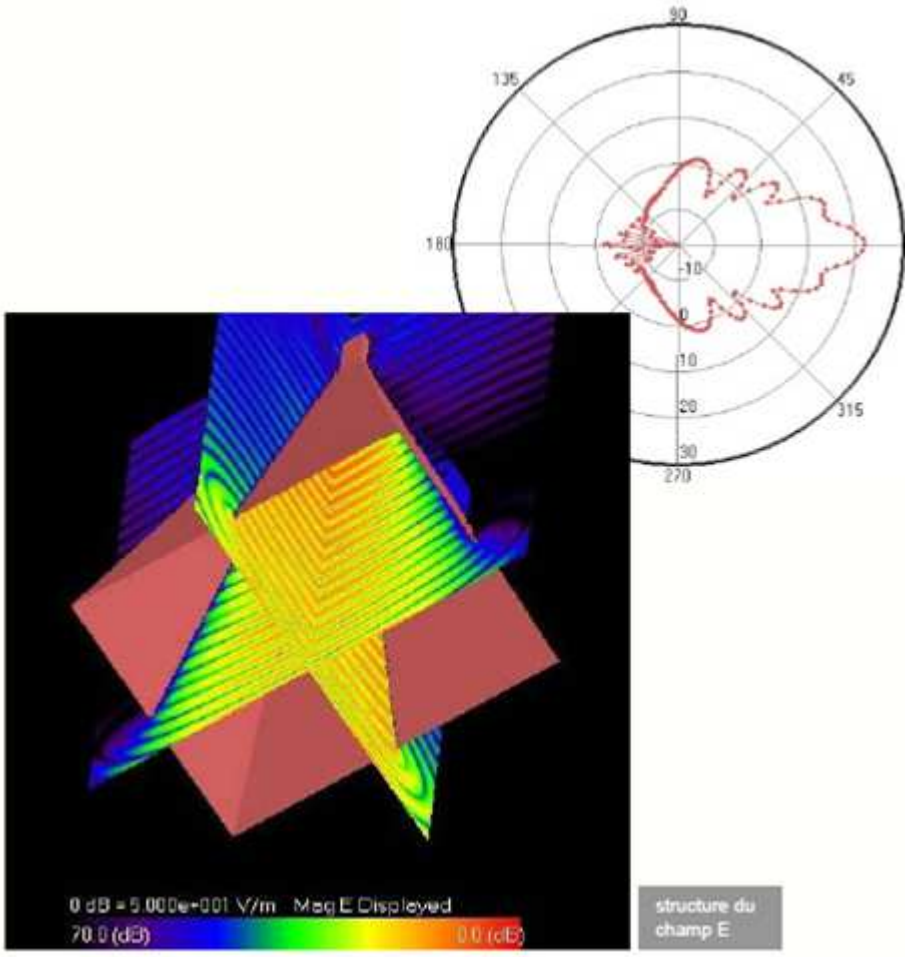


Figure. 3. 19.Diagramme de rayonnement de l'antenne à cornet.

3.2.9. L'antenne à réflecteur parabolique

La directivité et le gain du cornet peuvent encore être améliorés en l'associant à un **réflecteur parabolique**. L'antenne qui en résulte, appelée ordinairement parabole, est une des meilleures antennes directives et donc très utilisée au-delà de 1 GHz.

- L'onde se réfléchit sur la parabole et se **concentre au foyer**
- L'embouchure du guide d'onde est placée au voisinage du foyer
- Le diamètre du réflecteur parabolique est D

- Le gain de l'antenne augmente avec son diamètre : $G = 6\left(\frac{D}{\lambda}\right)^2$
- **L'angle d'ouverture** diminue si le gain augmente: $\theta = 70\frac{\lambda}{D}$

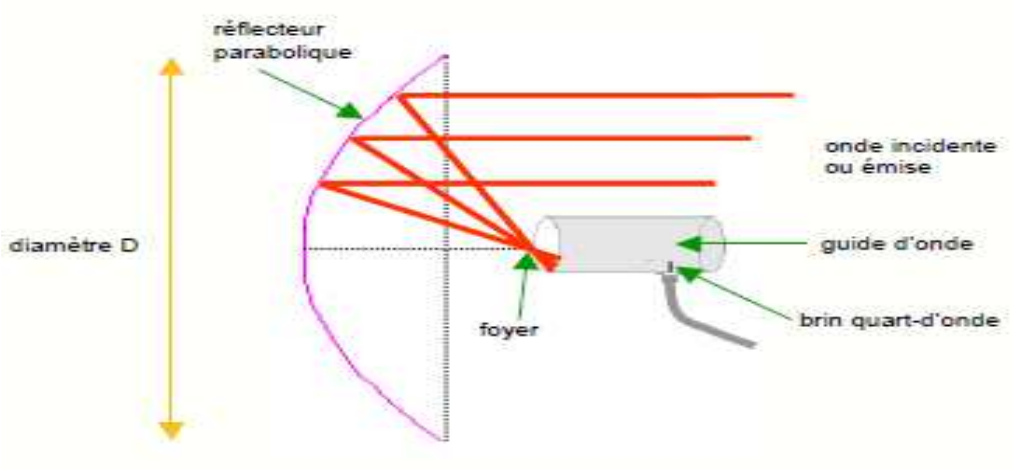


Figure. 3. 20. Antenne à réflecteur parabolique.

L'utilisation d'un réflecteur parabolique pose un certain nombre de problèmes que le constructeur doit résoudre :

- Une partie de la puissance sortant du guide tombe à côté du réflecteur (pertes de débordement).
- Le centre du réflecteur reçoit plus d'énergie que sa périphérie (pertes d'illumination) ;
- Le guide d'onde se trouve sur le trajet de l'onde et vient diminuer d'autant la surface de la parabole
- Le mauvais état de surface de la parabole peut apporter des pertes supplémentaires.

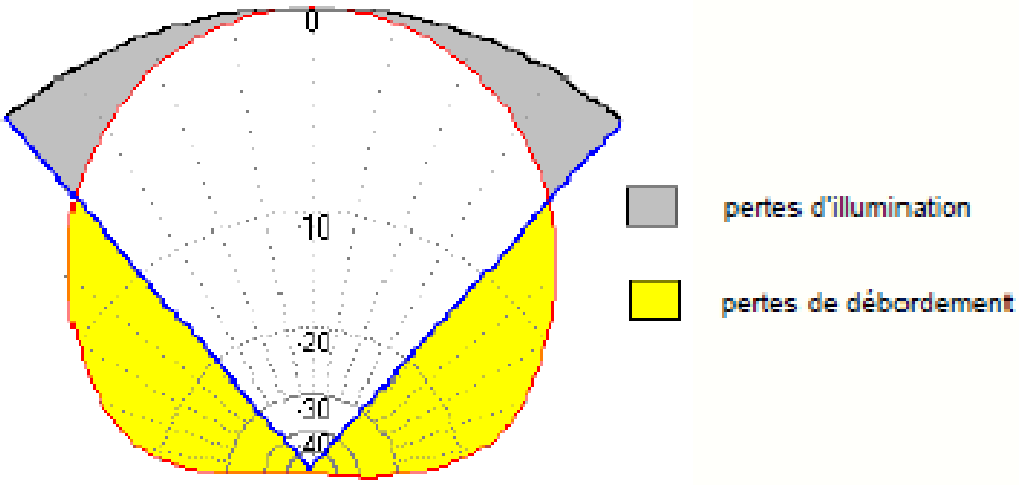


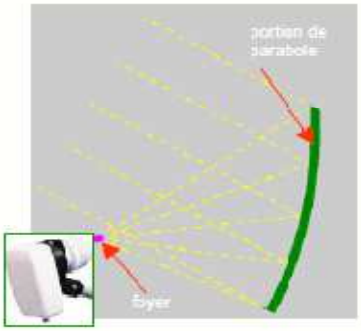
Figure. 3. 21.Lacunes d'une antenne à réflecteur parabolique.

Réalisation d'antennes paraboliques

Dans l'antenne **offset**, le sommet de la parabole (au sens mathématique) n'est pas le centre du réflecteur. Cette disposition permet de placer le guide hors du trajet de l'onde, ce qui **améliore légèrement le gain** de l'antenne.

Antenne de communication Inmarsat :
- type : classique
- fréquence de travail f = 1550 MHz
- diamètre D = 2,3 m
- gain annoncé par le constructeur : G = 29 dB
- gain théorique calculé :

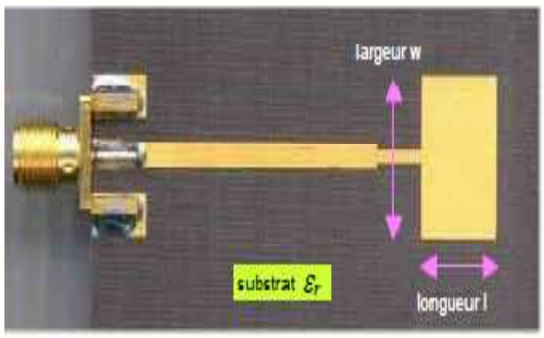
$$G = 6\left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 = 6\left(\frac{2,3}{0,193}\right)^2 = 852 = 29,3dBi$$



Antenne de réception TV satellite :
- type : offset
- fréquence de travail f = 10 à 12 GHz
- diamètre D = 1,2 m
- gain théorique calculé : G = 41,4 dBi
- angle d'ouverture calculé : 1,5 °

3.2.10. Les antennes patch

Si le dipôle demi-onde est une structure résonante filaire très utilisée, on sait aussi réaliser des **structures résonantes en surface**. Une des plus simples est le **rectangle conducteur** associé à son plan de masse :



- la vitesse est plus faible que dans l'air : $v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} < c$
- la longueur d'onde vaut donc : $\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} < \lambda_0$
- il y a résonance si $l = \frac{\lambda}{2}$ et $w = 0{,}5.l$ à $2.l$
- la largeur w joue sur l'impédance de la structure à la résonance

- le rayonnement est perpendiculaire à la surface du patch
- le diagramme de rayonnement est presque circulaire
- l'angle d'ouverture est compris entre 50 et 80 °

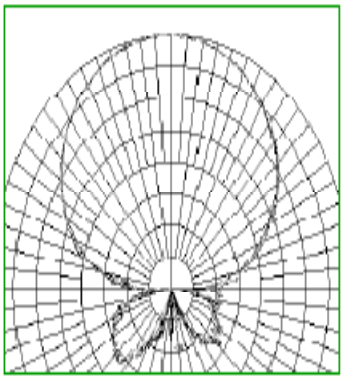


Figure. 3. 22. Propriétés de l'antenne patch.

Antenne GPS :
- type : patch
- fréquence de travail f = 1575 MHz
- céramique de permittivité relative ε_r = 40
- longueur du patch : l = 1,5 cm
- gain avec amplification : G = 28 dB
- alimentation : 3 à 5 V, 14 mA

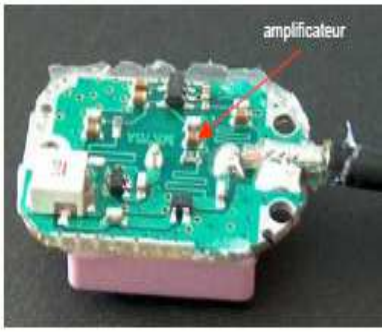


Figure. 3. 23. Antenne GPS.

3.2.11. Les assemblages des patchs

L'assemblage de patchs sur une même surface permet de réaliser le **diagramme de directivité qu'on souhaite**:

- La **directivité** et donc le **gain augmentent** avec le nombre de patchs
- Tous les patchs doivent être alimentés en phase, ce qui impose une **longueur de trajet identique** pour le signal

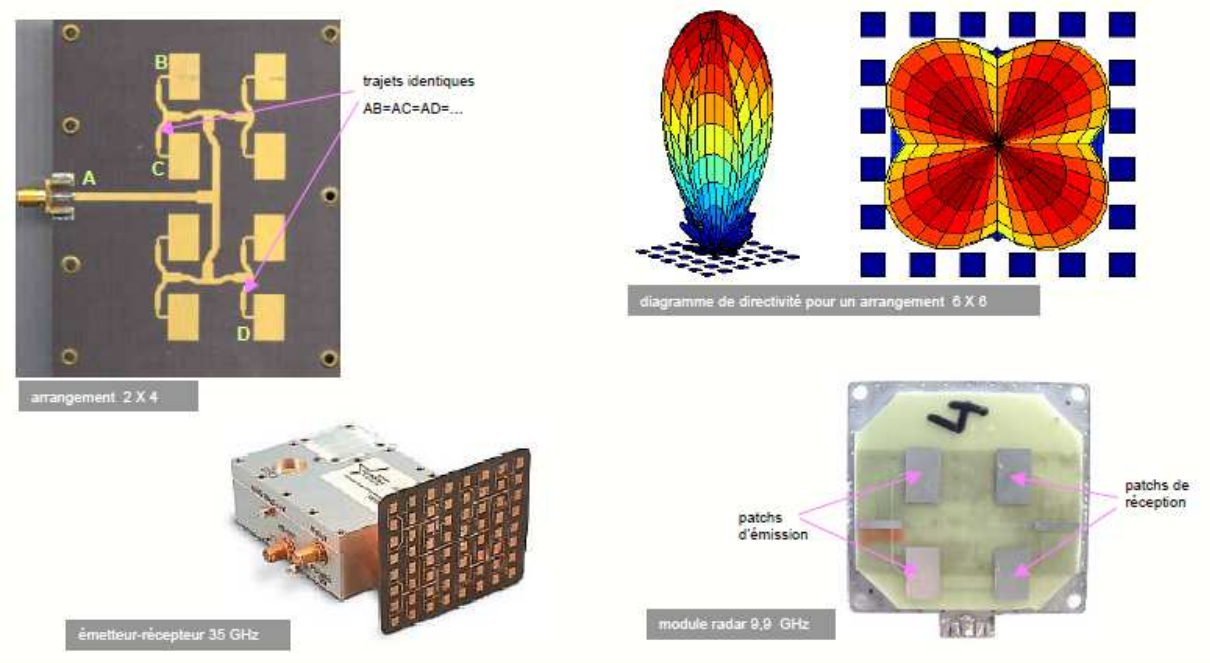


Figure. 3. 24. Assemblages des antennes patchs.

Remarque: l'assemblage d'un grand nombre de patchs permet de réaliser des antennes planes aussi directives qu'une parabole.

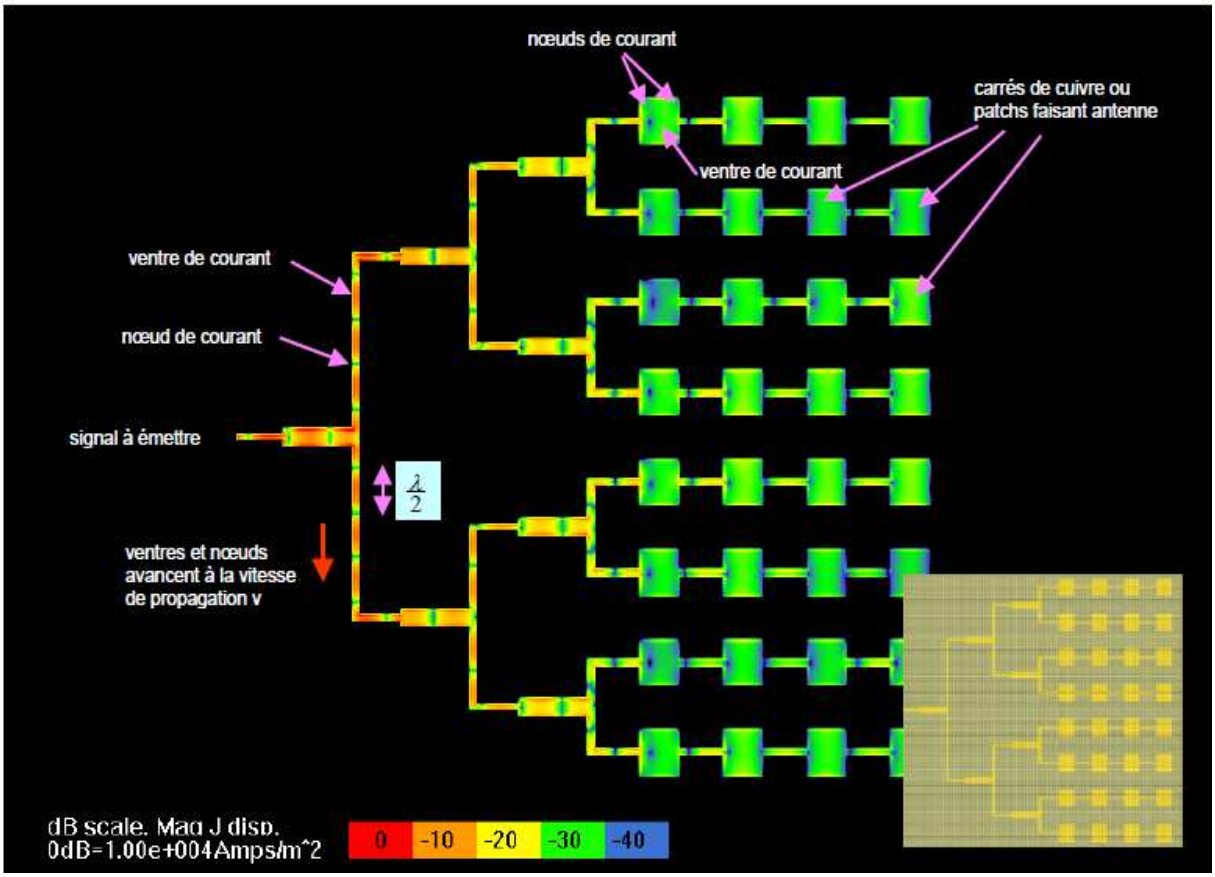


Figure. 3. 25.Répartition des courants dans une antenne patch.

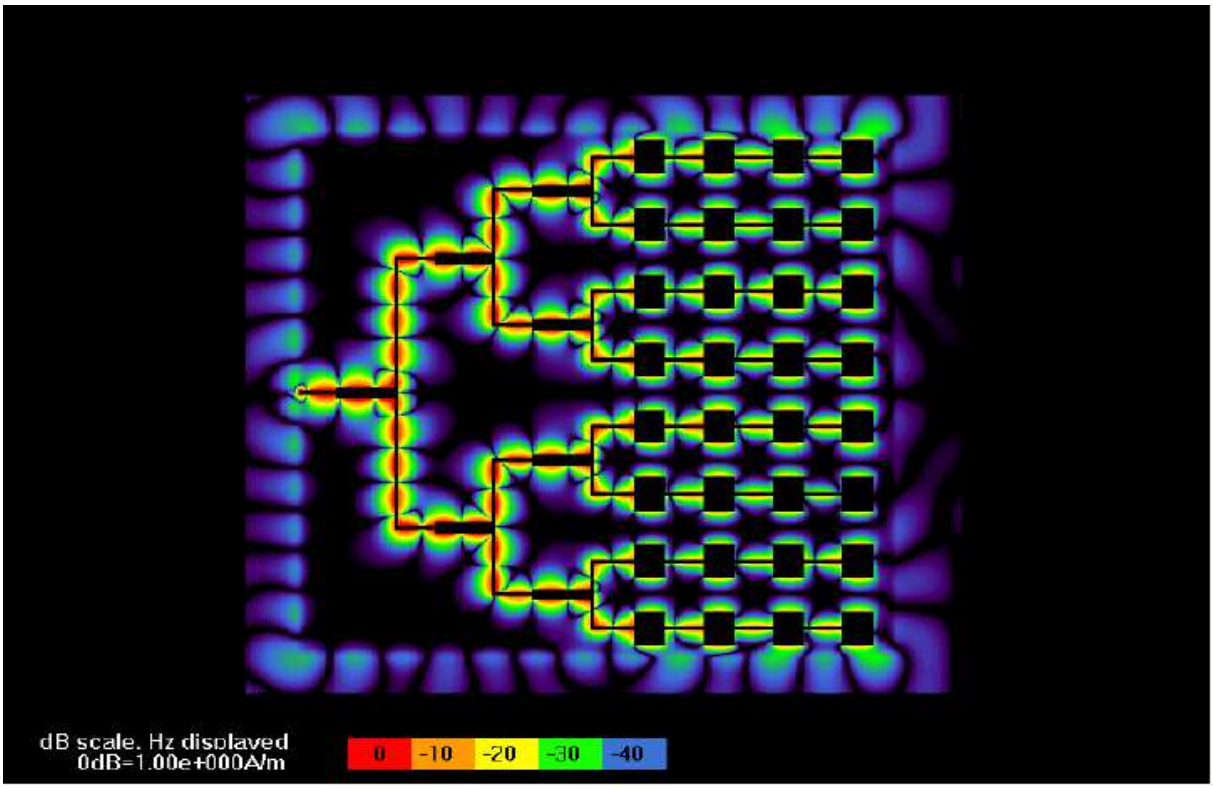


Figure. 3. 26.Champ magnétique produit par une antenne patch.

3.2.12. Autres types d'antennes

Les antennes décrites précédemment sont les plus courantes, mais voici quelques exemples d'autres modèles, ayant chacun des propriétés particulières de **bande passante**, de **directivité**, d'**impédance** et d'**encombrement** :

Figure. 3. 27.Autres types d'antennes.

3.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les différents types d’antennes ainsi que les propriétés de chaque type du point de vue, diagramme de directivité, gain, impédance et fréquence de travail.

Chapitre 4 : Les lignes de transmission

4.1. Introduction

Les lignes de transmission permettent le transfert des informations entre un émetteur et un récepteur. Les distances à parcourir, la bande passante des signaux et la technologie utilisée dépendent du type d'information. Ainsi, les lignes utilisées pour les liaisons téléphoniques transatlantiques sont des fibres optiques de plusieurs milliers de kilomètres de longueur propageant des ondes électromagnétiques à des fréquences optiques (>1015 *Hz*), alors que celles reliant les composants électroniques dans un circuit intégré sont des pistes de quelque microns de long propageant des ondes électriques et électromagnétiques à des fréquences allant de quelques *Hz* à quelques *GHz*. Elles ont toutes pour but de guider l'information sans perturbation, c'est à dire sans trop d'atténuation ou de déformation.

Dans le domaine des télécommunications le problème est évident. Les distances à parcourir sont telles que quelle que soit la fréquence des signaux il faut tenir compte des phénomènes de propagation qui concourent à cette distorsion. En ce qui concerne l'électronique numérique, l'augmentation des performances est très directement liée à la vitesse des circuits. Les ordinateurs personnels fonctionnent aujourd'hui à des fréquences d'horloge supérieure à 3 *GHz*! Les signaux logiques sont donc maintenant aussi dans le domaine des hyperfréquences.

La difficulté est l'acheminement des signaux, entre différents points du circuit, entre circuits, entre cartes ou même entre équipements.

La transmission des informations peut se faire par voie hertzienne (propagation libre) ou par guidage. En ce qui concerne les "guides", Il en existe plusieurs types. Les lignes "bifilaires" composée de 2 (ou plus) conducteurs capables de transmettre la tension en même temps que l'onde électromagnétique sont les guides d'ondes les plus fréquemment utilisés. Mais il arrive qu'on doive utiliser des lignes ne pouvant propager que la seule onde électromagnétique comme les guides d'onde métalliques ou les fibres optiques.

4.2. Lignes de transmission

Une ligne de transmission est une structure qui permet de guider des ondes ´électromagnétiques. Quelques exemples connus sont : câble coaxial, fil de cuivre, ligne micro ruban. Les lignes de transmission sont composées d’un ou plusieurs conducteurs entourés d’un isolant.

4.3. Types de lignes de transmission

4.3.1. Lignes bifilaires

a) Paires droites

2 conducteurs filaires parallèles et maintenus à distance constante l'un de l'autre par un isolant. Ses caractéristiques sont :

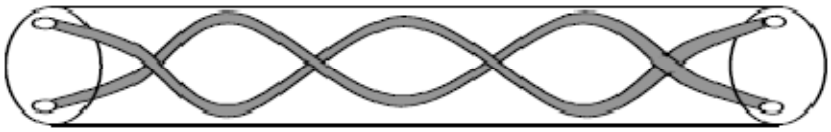
Pertes importantes.

Grande sensibilité au bruit.

Bande passante faible.

b) Paires torsadées

2 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.

d) Câble coaxial

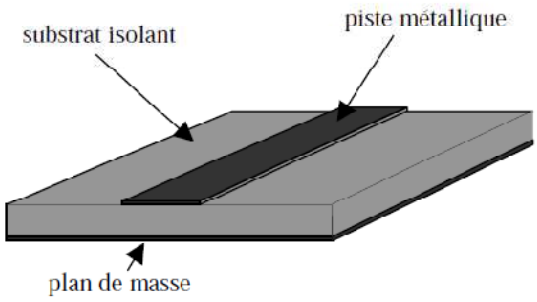
Le conducteur cylindrique extérieur sert de blindage. L'immunité au bruit est donc importante. Les pertes restent grandes et dépendent fortement de la qualité du diélectrique utilisé. La bande passante est importante. Ce type de ligne est utilisé dans le domaine du câblage vidéo, informatique, de l'électronique basse fréquence, mais aussi dans le domaine des hyperfréquences jusqu'à plusieurs dizaines de Gigahertz. 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*)…

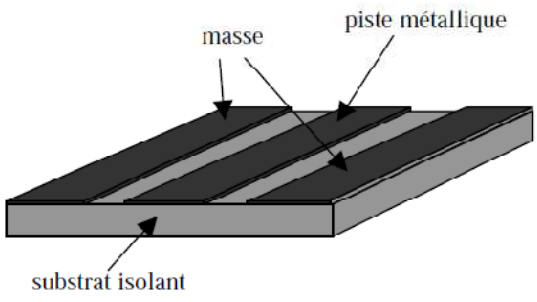
Si la fréquence devient très grande ou si l'application nécessite le transport de très fortes puissances comme pour les radars, on ne peut plus utiliser de ligne bifilaire à cause des pertes trop importantes dans le diélectrique, dont l'usage est obligatoire car il maintient les conducteurs. On utilise alors des guides d'onde métalliques tels que ceux décrit dans la suite.

e) Circuits planaires

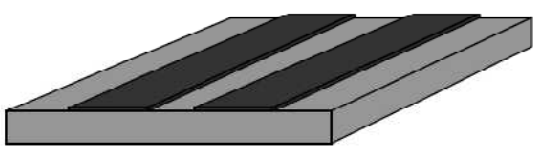
Dans le domaine des hautes fréquences au-delà de quelques 100 *MHz*, on utilise des lignes spéciales sur les circuits pour reliés les "puces" ou les composants entre eux. Elles sont bons marchés car elles utilisent la technologie des circuits imprimés Les différentes géométries existantes sont présentées dans la suite. Les caractéristiques électriques des lignes dépendent des dimensions des métallisations et des caractéristiques des matériaux utilisés (métaux et diélectriques).



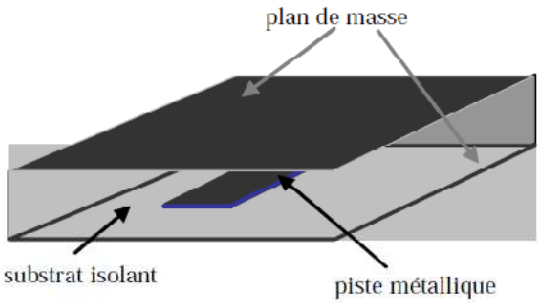
Lignes micro-ruban (micro strip)



Lignes coplanaires (coplanar waveguide)



ligne à fente (slot line)



ligne triplaque

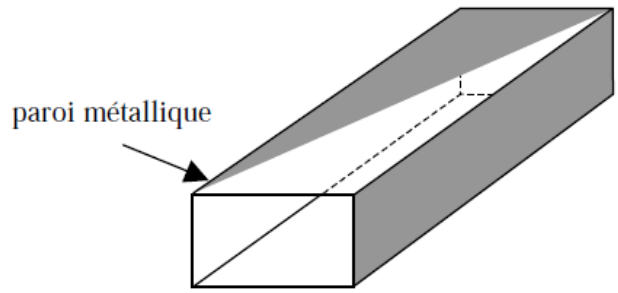
Il existe d'autres types de lignes planaires moins utilisées qui ne sont pas décrites ci-dessus.

4.3.2. Guides d'ondes

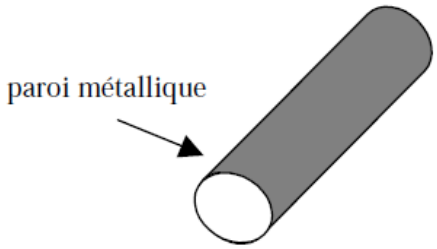
a) Guides d'ondes métalliques

Les guides d'ondes métalliques sont des tuyaux creux en général de section rectangulaire ou circulaire. Ceux-ci ne contiennent le plus souvent que l'air ambiant qui est un diélectrique qui dissipe très peu les ondes électromagnétiques. Cela explique l'intérêt qu'on leur porte dans les applications très hautes fréquences (>50 *GHz*) ou de fortes puissances (RADAR, Télécommunications par satellite…).

Il n'y a qu'un seul conducteur, et il ne peut donc pas y avoir de tension (ddp entre 2 conducteurs) qui se propage. Ils ne propagent que les ondes électromagnétiques. Ils ont un défaut majeur qui explique qu'on ne les utilise que quand c'est indispensable. La propagation des ondes électromagnétique ne peut s'y faire sans dispersion, c'est à dire sans distorsion des signaux. Cela est dû au mode de propagation qui contrairement aux lignes bifilaires ne peut être un mode TEM (mode de propagation des ondes dans les milieux libres). On peut les utiliser dans tous les domaines de fréquence radioélectriques (qq Hz jusqu'à qq 100GHz), mais ils sont rarement utilisés à des fréquences inférieures à quelques centaines de MHz car leurs dimensions deviennent alors gigantesques.



Guide d'onde rectangulaire



guide d'onde circulaire

b) Guides d'ondes diélectriques

Les guides d'ondes diélectriques sont les fibres optiques. Elles non plus ne peuvent pas propager de tension ou de courant. Elles ne propagent que des ondes électromagnétiques à des fréquences optiques (f > 1015 *Hz*) qui correspondent aux infrarouges ou à la lumière visible. Leur premier avantage réside dans le fait que la lumière s'y propage quasiment sans perte, ce qui autorise des liaisons sans amplification sur des dizaines de kilomètres. Leur second avantage est leur très grande bande passante de plusieurs *GHz*. Il est par exemple possible de

transmettre des milliers de communications téléphoniques simultanées sur une seule fibre. Les liaisons transatlantiques utilisent ces fibres depuis plus de 25 ans.

4.4. Classification des supports de transmission

A l'information que délivre la source, on peut associer un certain nombre de grandeurs descriptives dont, en premier lieu, son énergie puis sa description temporelle (propriétés et évolution du signal associé à cette information) et enfin sa description fréquentielle (transformation de Fourier).

Nous proposons ici un classement à deux variables : la première est le type de vecteur de transmission envisagé et la deuxième est la fréquence (en termes de plages de fréquences admissibles sur ce support).

Le vecteur de transmission peut être un support électrique de base (nécessitant donc 2 conducteurs de cuivre, « paire de cuivre »), ou un support à un seul conducteur (comme l'est la « fibre optique »), ou encore l'espace (liaison « sans fil » ou « radio »).

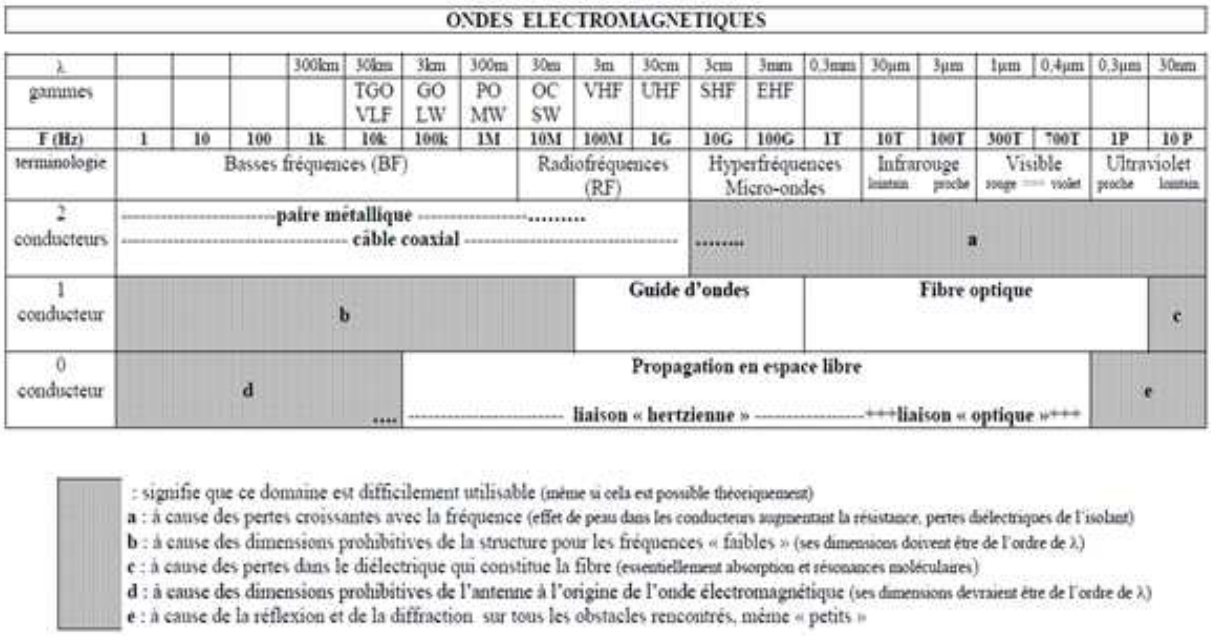


Figure. 4. 1. Classification des supports de transmission

Gammes : noms donnés historiquement (relativement à la longueur d'onde ou à la fréquence)

TGO: très grandes ondes (Very Low Frequency) - **GO:** Grandes Ondes (Long Waves) – **PO:** Petites Ondes (Middle Waves) – **OC:**Ondes Courtes (Short Waves) – **VHF:** Very High Frequency – **UHF:** Ultra High Frequency – **SHF:** Super High Frequency – **EHF:** Extremely High Frequency.

On utilise aussi des appellations relatives à l'ordre de grandeur chiffré de la longueur d'onde : ondes myria-métriques (*10km*), kilométriques (*1km*), hectométriques (*100m*), décamétriques (*10m*), métriques (*1m*), décimétriques (*10cm*), centimétriques (*1cm*), millimétriques (*1mm*).

4.5. Modélisation de la ligne de transmission

Une des différences principales entre l'analyse de circuits électriques et l'analyse de circuits avec des lignes de transmission est la taille électrique. Dans l'analyse des circuits, on suppose que la longueur d'onde est t'es supérieure aux dimensions physiques du circuit. Lorsqu'on travaille `a plus hautes fréquences, la longueur d'onde diminue, et les dimensions physiques du circuit sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Certains phénomènes qu'on pouvait négligé à basses fréquences ne sont plus négligeables. Il faut donc une meilleure façon d'analyser les circuits.

La méthode des lignes de transmission permet d'analyser des circuits `a hautes fréquences en termes familiers à l'analyse de circuits : tension, courant, impédance. A hautes fréquences, ces termes dépendent des équations de Maxwell, mais on cherche à simplifier l'analyse pour éviter l'utilisation des champs électriques et magnétiques.

4.5.1. Modélisation

On utilise le modèle de la figure 4.2 pour schématiser une ligne de transmission. La ligne comporte une tension et un courant qui varient en fonction du temps et en fonction de la distance z. On analyse une petite section Δz de la ligne. Cette petite section de ligne est modélisée à l'aide d'éléments idéaux, comme montré à la figure 4.3. Les ´éléments id´eaux représentent tous des caractéristiques réelles de la ligne :

- R représente la résistance en série des conducteurs, en Ω/m.

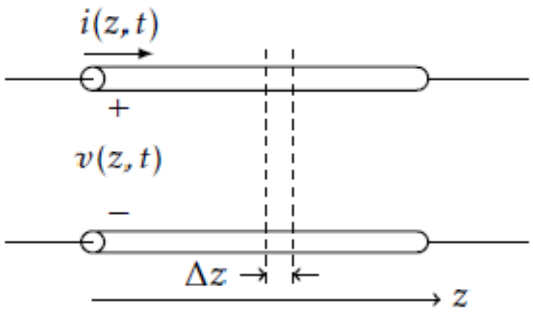


Figure. 4. 2. Schéma d'une ligne de transmission

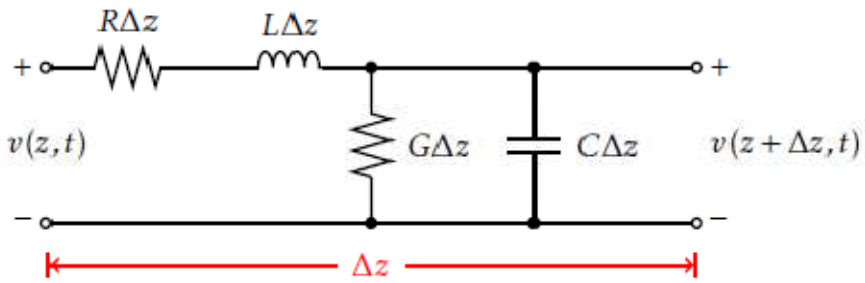


Figure. 4. 3. Modélisation d'une ligne de transmission

- *L* représente l'inductance série de la ligne, en *H/m*,
- *G* représente les pertes dans le diélectrique qui sépare les conducteurs, en *S/m*,
- *C* représente la capacitance parasite, puisque les deux conducteurs sont séparés par un diélectrique, en *F/m*.

Pour une ligne *sans pertes*, $R = G = 0$.

On cherche maintenant à relier la tension à z + Δz à la tension à *z*. En appliquant les lois de Kirchhoff, et en prenant la limite $\Delta z \to 0$, on obtient :

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \tag{4.1}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \tag{4.2}$$

On solutionne ces deux équations pour obtenir :

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \tag{4.3}$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \tag{4.4}$$

Où

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \tag{4.5}$$

Est la constante de propagation, qui est fonction de la fréquence. La partie réelle α représente l'atténuation de la ligne.

Les solutions pour $V(z)$ et $I(z)$ sont :

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \tag{4.6}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \tag{4.7}$$

Où le terme $e^{-\gamma z}$ représente la propagation de l'onde dans le sens +z, et le terme $e^{\gamma z}$ représente la propagation de l'onde dans le sens -*z*.

On peut relier la tension et le courant sur la ligne avec la relation :

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \tag{4.8}$$

O `u Z_0 est *l'impédance caractéristique* de la ligne de transmission.

4.5.2. Cas particulier : ligne sans pertes

On utilise souvent la simplification qu'une ligne de transmission est sans pertes. Pour des lignes de transmission réelles, les pertes sont généralement très faibles, et cette simplification est valide. Pour une ligne sans pertes, $R = G = 0$.

La constante de propagation se simplifie à :

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \tag{4.9}$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \tag{4.10}$$

$$\alpha = 0 \tag{4.11}$$

L'impédance caractéristique d'une ligne sans pertes est :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{4.12}$$

Ce qui fait que l'impédance caractéristique de la ligne est réelle.

4.5.3. Paramètres d'une ligne de transmission

Les paramètres (*R*, *L*, *G* et *C*) des lignes de transmission sont obtenus en analysant les champs électriques et magnétiques. Le tableau 4.1 résume les paramètres des lignes de transmission les plus communes.

Tableau. 4. 1. Résumé des paramètres des lignes de transmission communes.

Elément	Ligne coaxiale	2 fils	Plaques parallèles	Unité
L	$\frac{\mu}{2\pi}\ln\left(\frac{b}{a}\right)$	$\frac{\mu}{\pi}\cosh^{-1}\left(\frac{D}{2a}\right)$	$\frac{\mu d}{\omega}$	*H/m*
C	$\frac{2\pi\varepsilon'}{\ln(b/a)}$	$\frac{\pi\varepsilon'}{\cosh^{-1}(D/2a)}$	$\frac{\varepsilon'\omega}{d}$	*F/m*
R	$\frac{R_s}{2\pi}\left(\frac{1}{a}+\frac{1}{b}\right)$	$\frac{R_s}{\pi a}$	$\frac{2R_s}{\omega}$	*Ω/m*
G	$\frac{2\pi\omega\varepsilon''}{\ln(b/a)}$	$\frac{\pi\omega\varepsilon''}{\cosh^{-1}(D/2a)}$	$\frac{\omega\varepsilon''}{d}$	*S/m*

Dans les équations du tableau 4.1, la constante diélectrique est $\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''$, $R_s$est la résistance de surface, et μ est la perméabilité du matériau. La résistance de surface est :

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} = \frac{1}{\sigma\delta_s} \tag{4.13}$$

Où σ est la conductivité du matériau, et δ_s est la profondeur de pénétration,

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \tag{4.14}$$

4.6. Théorie des lignes de transmission

On cherche maintenant à intégrer les lignes de transmission dans des circuits. Ces lignes de transmission vont transformer les impédances auxquelles elles sont branchées.

L'effet principal est la réflexion d'onde.

On applique une onde $V_0^+ e^{-j\beta z}$ à la ligne, à z <0, comme à la figure 4.4. L'onde provient d'une source de tension, située `a un point z <0. La ligne de transmission est terminée (Branchée) par une charge quelconque. Cette charge peut représenter une antenne, ou un transistor, ou tout simplement une impédance.

Le rapport tension - courant sur la ligne est égal à Z_0, tel que vu à la section 4.5.1. Ce rapport ne va pas changer. Cependant, lorsque l'onde arrive au bout de la ligne, le rapport tension - courant à la charge doit être égal à Z_L. Si $Z_L \neq Z_0$, il faut qu'une partie de l'onde soit réfléchie vers la source pour satisfaire à la condition que $V_L/I_L = Z_L$. La tension totale sur la ligne sera alors la somme de l'onde incidente et l'onde réfléchie :

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \tag{4.15}$$

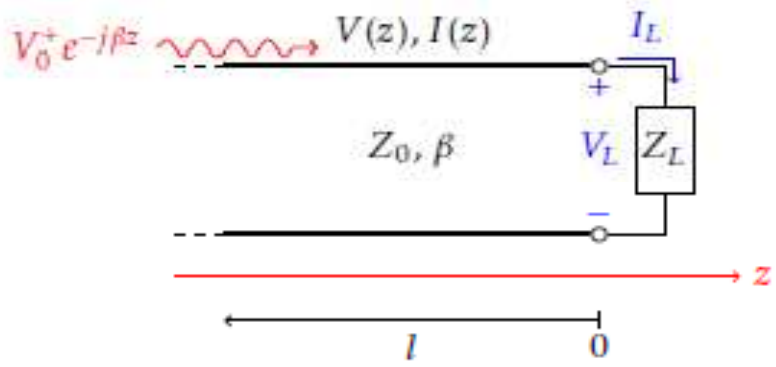


Figure. 4. 4. Ligne de transmission terminée par une charge.

De façon semblable, le courant total sur la ligne est :

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \tag{4.16}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-j\beta z} - I_0^- e^{j\beta z} \tag{4.17}$$

La tension et le courant `a la charge sont reliés par l'impédance de la charge, donc à $z = 0$, il faut que :

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \tag{4.18}$$

et si on résout pour V_0^-

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \tag{4.19}$$

Le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente est appelé le *coefficient de réflexion* :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{4.20}$$

On peut réécrire les équations 4.15 et 4.17 en fonction du coefficient de réflexion :

$$V(z) = V_0^+ \left[e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z} \right] \tag{4.21}$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} \left[e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z} \right] \tag{4.22}$$

La tension et le courant sur la ligne consistent à la superposition d'une onde incidente et d'une onde réfléchie ; on appelle ceci des *ondes stationnaires*. Pour qu'il n'y ait pas d'onde réfléchie, il faut que $\Gamma = 0$, ce qui se produit seulement lorsque $Z_L = Z_0$. Dans ce cas, on dit que la charge est *adaptée* à la ligne.

On peut aussi définir le coefficient de réflexion pour n'importe quel point *l*sur la ligne.

A $z = -l$, en utilisant l'équation 4.15, le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente est :

$$\Gamma(l) = \frac{V_0^- e^{-j\beta l}}{V_0^+ e^{j\beta l}} = \Gamma(0) e^{-j2\beta l} \tag{4.23}$$

Où $\Gamma(0)$ est le coefficient de réflexion à la charge, donné par l'équation 4.20. Cette forme est utile pour transformer les effets d'une désadaptation le long de la ligne.

4.6.1. Calcul de la puissance

On peut calculer la puissance moyenne transportée par la ligne de transmission :

$$P = \frac{1}{2} \mathrm{Re}\left\{ V(z) I(z)^* \right\} = \frac{1}{2} \frac{\left| V_0^2 \right|^2}{Z_0} \mathrm{Re}\left\{ 1 - \Gamma^* e^{-j2\beta z} + \Gamma e^{j2\beta z} - \left| \Gamma \right|^2 \right\} \tag{4.24}$$

qui se simplifie à

$$P = \frac{1}{2}\frac{\left|V_0^2\right|^2}{Z_0}\left(1-\left|\Gamma\right|^2\right) \tag{4.25}$$

La puissance moyenne est constante `a n'importe quel point sur la ligne. La puissance totale délivrée à la charge est la puissance incidente $\left(\left|V_0^+\right|^2/2Z_0\right)$ moins la puissance réfléchie $\left(\left|V_0^+\right|^2\left|\Gamma\right|^2/2Z_0\right)$. Si Γ=0, la puissance maximale est délivrée à la charge, tandis qu'aucune puissance n'est délivrée `a la charge si Γ=1.

Lorsque Γ≠0, la charge n'est pas adaptée à la ligne, et une partie de la puissance de la source ne se rend pas à la charge. Cette puissance "perdue" est appelée les *pertes d'adaptation* (ou *return loss*),

$$RL = -20\log\left|\Gamma\right| \qquad [dB] \tag{4.26}$$

On peut aussi calculer la puissance supplémentaire qui serait fournie à la charge si la charge était adaptée. Les *pertes de désadaptation* (ou *mismatch loss*) sont données par :

$$ML = -10\log\left(1-\left|\Gamma\right|^2\right) \quad [dB] \tag{4.27}$$

Exemple

Soit une charge avec un coefficient de réflexion $\left|\Gamma\right| = 0.2$. Calculer *RL* et *ML*.

Solution

$RL = \left|\Gamma\right|^2 = -20\log\left|\Gamma\right| = 0.04 = 14dB$

$ML = 1-\left|\Gamma\right|^2 = -10\log\left(1-\left|\Gamma\right|^2\right) = 0.96 = 0.18dB$

Selon les chiffres, 4% de la puissance est réfléchie et 96% est absorbée par la charge. Si la charge était adaptée, on aurait 0.18dB de puissance de plus `a la charge.

4.6.2. Ondes stationnaires

Si la charge est adaptée à la ligne, Γ= 0, et la tension sur la ligne est constante, $\left|V(z)\right| = \left|V_0^+\right|$.

Cependant, si la charge n'est pas adaptée, l'amplitude de la tension varie le long de la ligne. Selon l'équation 4.21, l'amplitude sur la ligne est :

$$\left|V(z)\right| = \left|V_0^+\right|\left|1+\Gamma e^{j2\beta z}\right| = \left|V_0^+\right|\left|1+\Gamma e^{-j2\beta l}\right| = \left|V_0^+\right|\left|1+\left|\Gamma\right|e^{j(\theta-2\beta l)}\right| \tag{4.28}$$

Où l= -*z* est la distance à partir de la charge et θest le déphasage de $\Gamma\left(\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}\right)$. Selon cette équation, la tension varie sur la ligne selon la position *z*. La tension maximale a lieu lorsque $e^{j(\theta-2\beta l)} = 1$, ce qui donne

$$V_{\max} = |V_0^+|(1+|\Gamma|) \tag{4.29}$$

et la tension minimale est :

$$V_{\min} = |V_0^+|(1-|\Gamma|) \tag{4.30}$$

Au fur et à mesure que $|\Gamma|$ augmente, le rapport $V_{\max}/V_{\min}$ augmente aussi. On définit alors une autre mesure de la désadaptation de la ligne, le *rapport d'onde stationnaire* (SWR) :

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{4.31}$$

Le SWR est un nombre réel qui varie entre 1 (charge adaptée) et ∞ 1.

4.6.3. Equation de la ligne de transmission

Puisque la tension varie le long de la ligne de transmission, l'impédance varie aussi. A une distance *z* = - *l* de la charge, l'impédance est :

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+\left[e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}\right]}{V_0^+\left[e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}\right]} Z_0 = \frac{1+\Gamma e^{-j2\beta l}}{1-\Gamma e^{-j2\beta l}} Z_0 \tag{4.32}$$

Qu'on peut transformer à une forme plus utile à l'aide de l'´equation 4.20

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{j\beta l} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta l}}{(Z_L + Z_0)e^{j\beta l} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta l}} \\ &= Z_0 \frac{Z_L \cos(\beta l) + jZ_0 \sin(\beta l)}{Z_0 \cos(\beta l) + jZ_L \sin(\beta l)} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \end{aligned} \tag{4.33}$$

Cette équation implique que la ligne de transmission transforme l'impédance de la charge à une autre valeur. Des cas spéciaux seront considérés à la prochaine section. On peut séparer les cas spéciaux en deux catégories : 1) charges ; circuit ouvert et court-circuit, et 2) longueur de ligne ; lignes *λ/4*, *λ/2*, infinie.

Cas 1 : $Z_L = 0$

On considère en premier le cas d'une ligne de transmission terminée par un court-circuit. Le schéma est donné à la figure 4.5.

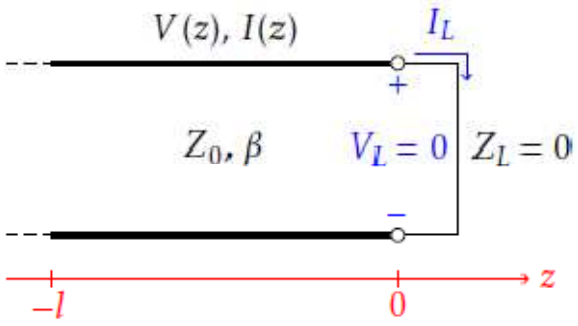


Figure. 4. 5.Ligne de transmission terminée par un court-circuit

On utilise l'´équation 4.33 pour vérifier le comportement de l'impédance sur la ligne de transmission. Si on remplace Z_L= 0, on obtient :

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l) \tag{4.34}$$

Ce qui indique que l'impédance sera toujours imaginaire, peu importe la longueur de la ligne. L'impédance Z_{in} variera entre $-j\infty$ *et* $j\infty$. La figure 4.6 montre la variation de l'impédance en fonction de la longueur de la ligne. A z = 0, l'impédance de la ligne est Zin = 0, tandis qu'à z =λ/4, l'impédance de la ligne est $Z_{in} = \infty$; la ligne a transformé le court-circuit en circuit ouvert. Le coefficient de réflexion à la charge est Γ_L= -1.

Selon la figure 4.6, l'impédance de la ligne pour 0 < z <λ/4 est positive et imaginaire. La ligne se comporte donc comme une inductance. Pour des circuits de petite taille, pour des valeurs faibles d'inductance, on peut utiliser une ligne terminée par un court-circuit.

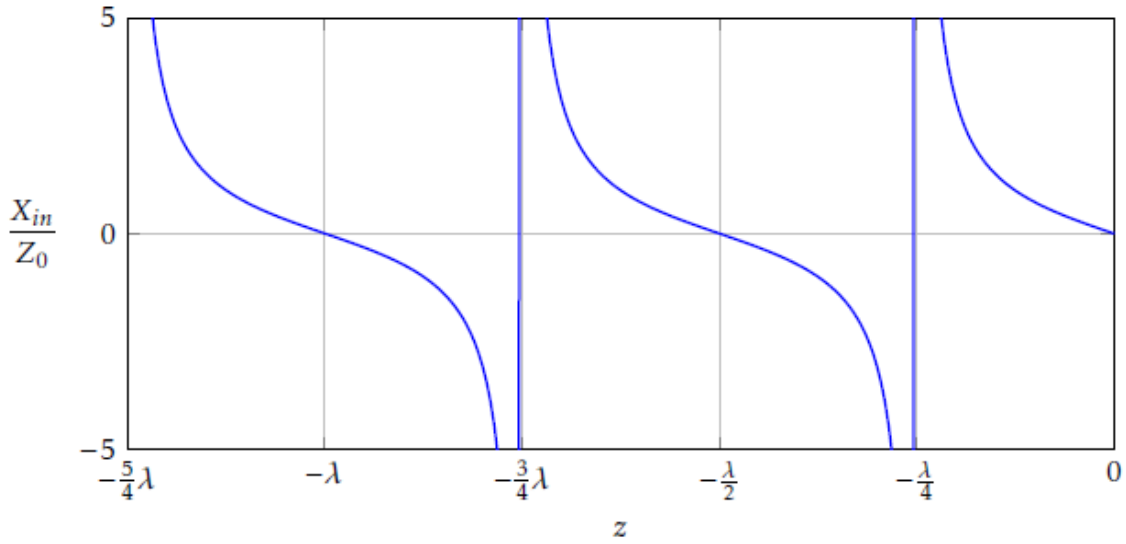


Figure. 4. 6. Impédance sur une ligne court-circuitée

Cas 1 : Z_L= ∞

Le prochain cas est celui d'une ligne terminée par un circuit ouvert (Z_L= ∞), comme à la figure 4.7.

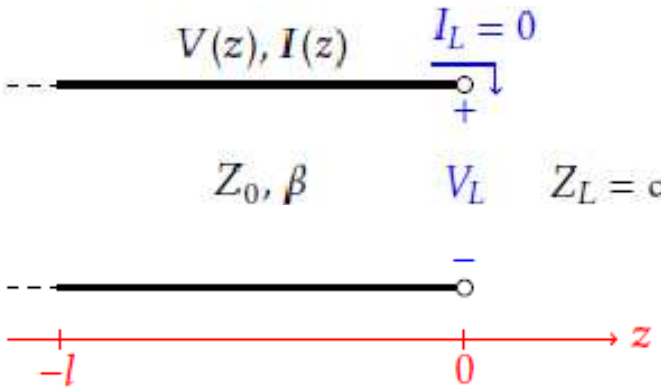


Figure. 4. 7.Ligne de transmission terminée par un circuit ouvert.

Selon l'équation 4.34, l'impédance de la ligne de transmission est :

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta l) \tag{4.35}$$

De même que la ligne terminée par un court-circuit, l'impédance de la ligne est imaginaire.

Pour des longueurs plus petites que λ=4, la ligne se comporte comme une capacitance.

On obtient aussi que Γ_L= 1. La variation de l'impédance en fonction de la longueur de la ligne est donnée à la figure 4.8.

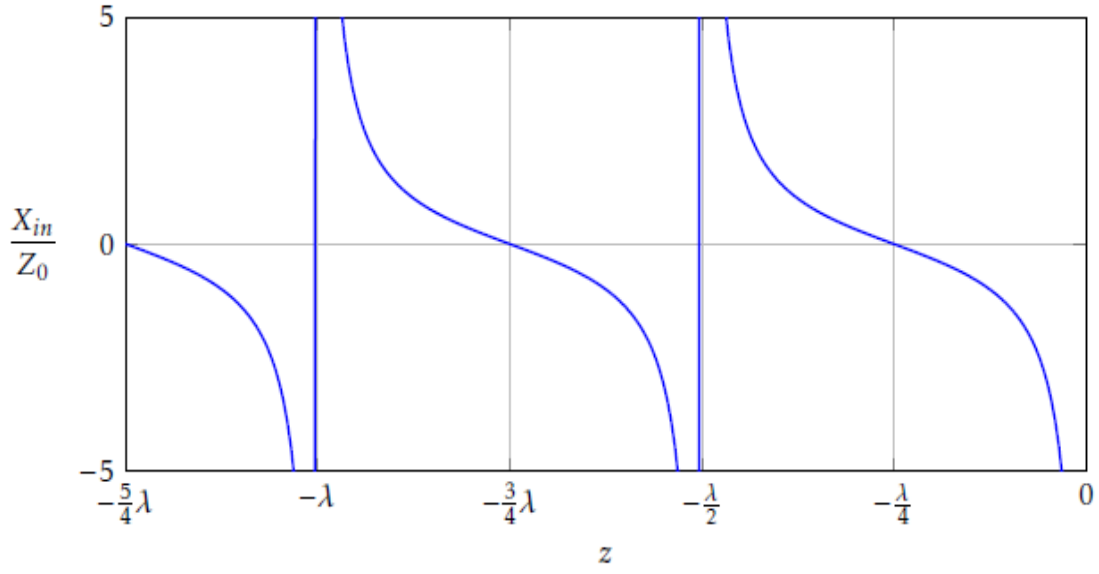


Figure. 4. 8. Impédance sur une ligne court-circuitée

Cas 3 : *l* = *λ*/2

Dans le cas où la ligne est de longueur *λ/2* (ou un multiple), l'équation 4.33 donne :

$$Z_{in} = Z_l \tag{4.36}$$

ce qui veut dire qu'il n'y a pas de transformation d'impédance. L'impédance de la ligne n'affecte pas l'impédance à l'entrée.

Cas 4 : $l = \lambda/4$

Dans le cas où la ligne est de longueur $\lambda/4$, l'équation 4.33 donne :

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \tag{4.37}$$

On appelle ce cas particulier un *transformateur* $\lambda/4$. Ce type de ligne permet de transformer un court-circuit en circuit ouvert, ou vice versa. Ce type de ligne est aussi utilisé pour l'adaptation d'impédance.

Cas 5 : ligne terminée par une autre ligne

Un dernier cas particulier est celui d'une ligne de transmission D'impédance Z_0 terminée par un autre ligne de transmission ayant une impédance différente Z_1, comme à la figure 4.9. Si la deuxième ligne est infiniment longue, ou terminée par sa propre impédance, l'impédance vue par la première ligne est Z_1. Le coefficient de réflexion est :

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \tag{4.38}$$

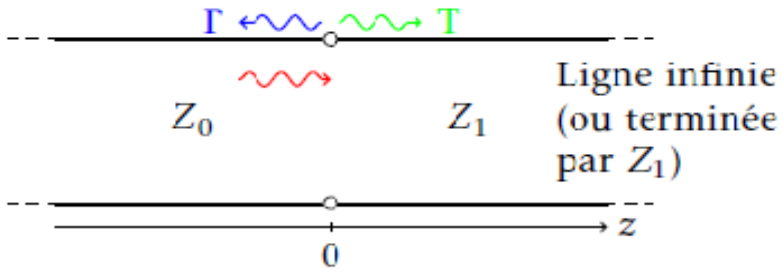


Figure. 4. 9. Ligne terminée par une autre ligne d'impédance différente.

Une partie de l'onde incidente est réfléchie, et le reste est transmis sur la deuxième ligne. On peut définir un coefficient de transmission, T, selon :

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2Z_l}{Z_l + Z_0} \tag{4.39}$$

On peut aussi exprimer le coefficient de transmission en dB comme les *pertes d'insertion*, IL,

$$IL = -20\log|T| \quad [dB] \tag{4.40}$$

4.7. Abaque de Smith

L'abaque de Smith est un outil graphique très utile pour solutionner des problèmes de ligne de transmission. L'abaque de Smith a été développé en 1939 par P. Smith au Bell Telephone Laboratories. C'est un outil qui permet de rapidement visualiser le comportement de circuits hyperfréquences, et il fait partie de tous les logiciels de design.

L'abaque de Smith est essentiellement un graphe polaire de Γ. On peut exprimer le coefficient de réflexion comme un phaseur, $\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}$. L'amplitude de Γ est le rayon du cercle, et θ est l'angle. L'avantage principal de l'abaque de Smith est qu'il permet de rapidement convertir un coefficient de réflexion à des impédances, et vice-versa. On travaille généralement avec des impédances normalisées sur l'abaque de Smith. On utilise le plus souvent la normalisation $z = Z / Z_0$. Pour une ligne de transmission sans pertes ayant une impédance caractéristique Z_0, terminée par une charge Z_L, le coefficient de réflexion est donné par l'équation 4.20. Si on applique la normalisation $z_L = Z_L/Z_0$, on obtient :

$$\Gamma = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} = |\Gamma| e^{j\theta} \tag{4.41}$$

On peut isoler $z_L$pour obtenir

$$z_L = \frac{1 + |\Gamma| e^{j\theta}}{1 - e|\Gamma| e^{j\theta}} \tag{4.42}$$

Cette équation complexe peut être écrite en deux termes, un réel et l'autre imaginaire. On pose $z_L = r_L + jx_L$, et $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$, et donc

$$r_L + jx_L = \frac{(1 + \Gamma_r) + j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r) - j\Gamma_i} \tag{4.43}$$

On isole les parties réelles et imaginaires :

$$r_L = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \tag{4.44}$$

$$x_L = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \tag{4.45}$$

On écrit ces équations sous une autre forme :

$$\left(\Gamma_r - \frac{r_L}{1 + r_L}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1 + r_L}\right)^2 \tag{4.46}$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x_L}\right)^2 = \left(\frac{1}{x_L}\right) \tag{4.47}$$

Qui sont sous la forme d'´équation de cercles (L'équation générale d'un cercle est $(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = r^2$. L'équation 4.46 décrit des cercles de résistance, tandis que l'équation 4.47 décrit des cercles de réactance. Un exemple simplifié d'abaque de Smith est montrée à la figure 4.10. Il y a 4 cercles de résistance, et 6 cercles de réactance (3 pour les réactances positives, et

3 pour les réactances négatives). L'abaque de Smith peut être utilisé pour résoudre graphiquement des problèmes de ligne de transmission. En effet, l'équation 4.32 est de la même forme que l'équation 4.42.

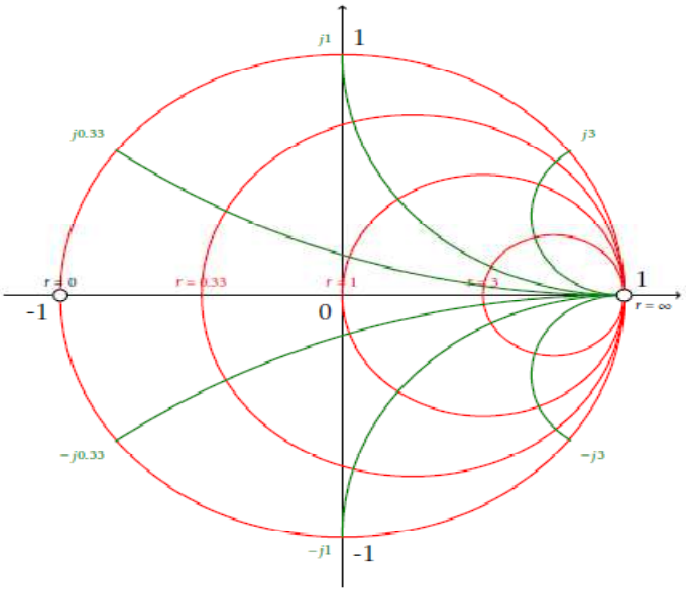


Figure. 4. 10.Abaque de Smith.

Si on place le point $|\Gamma_L|e^{j\theta}$ sur l'abaque de Smith, on peut trouver l'impédance à l'entrée de la ligne de transmission en effectuant une rotation de $2\beta l$, où l est la longueur de la ligne. On peut faire le même calcul pour des admittances pour l'abaque de Smith. Les cercles d'admittances sont déplacés de 180° par rapport aux cercles d'impédance, comme à la figure 4.11. On combine souvent les cercles d'impédance et les cercles d'admittance sur le même graphique.

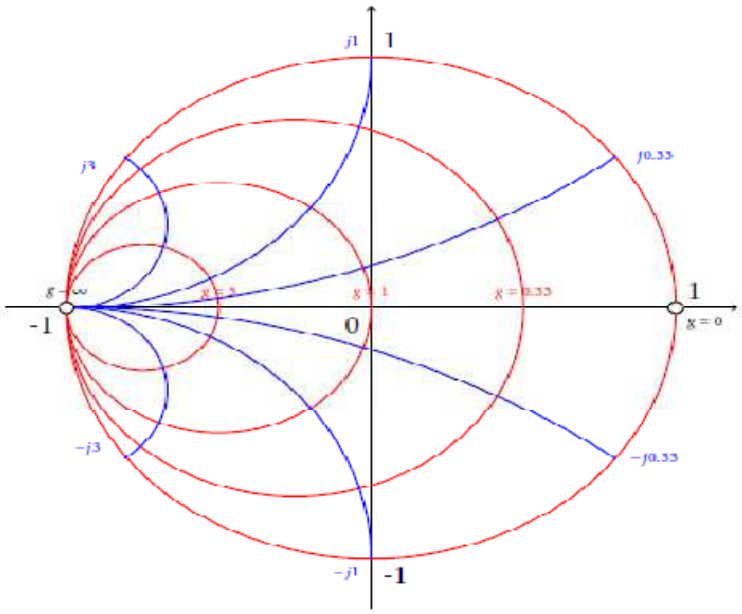


Figure. 4. 11. Cercles d'admittance sur l'abaque de Smith.

4.8. Désadaptation à la source

A la section 4.6, on a étudié le comportement d'une ligne de transmission dans un circuit en supposant que la source était adaptée à la ligne. De façon générale cependant, il peut y avoir des réflexions d'onde à l'entrée de la ligne de transmission. On va étudier ce cas ici, ainsi que les conditions qui permettent d'avoir un transfert maximal de puissance de la source vers la charge. La figure 4.12 montre un exemple de circuit comprenant une ligne de transmission ayant une désadaptation à la source et à la charge. On suppose que la ligne de transmission est sans pertes, et que les impédances de la source et de la charge sont complexes. Ce type de circuit est assez général pour modéliser la plupart des circuits actifs et passifs qui se produisent de façon pratique.

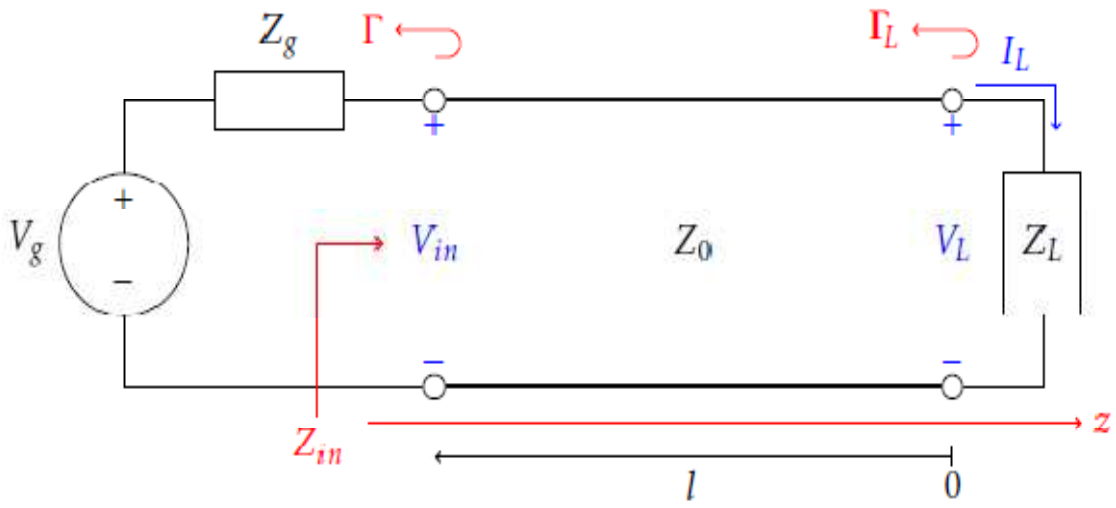


Figure. 4. 12.Circuit avec ligne de transmission ayant une désadaptation à la source et à la charge

Puisque la source et la charge ne sont pas adaptées, il peut y avoir des réflexions multiples sur la ligne. On va analyser ce circuit en utilisant la même méthode que celle utilisée à la section 4.6.

L'impédance Z_{in} vue par la source est donnée par :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1+\Gamma_L e^{-j2\beta l}}{1-\Gamma_L e^{-j2\beta l}} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \tag{4.48}$$

Où $\Gamma_L$est le coefficient de réflexion à la charge :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{4.49}$$

La tension sur la ligne est :

$$V(z) = V_0^+ \left(e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z}\right) \tag{4.50}$$

et on peut trouver V_0^+ à partir de la tension sur la ligne au bout `a la source, où *z* = -*l*,

$$V(-l) = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} = V_0^+ \left(e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z}\right) \tag{4.51}$$

$$\text{Et alors,} \quad V_0^+ = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \frac{1}{\left(e^{j\beta l} + \Gamma_L e^{-j\beta l}\right)} \tag{4.52}$$

Qu'on peut réécrire avec l'équation 1.48 selon la forme

$$V_0^+ = V_g \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} \frac{e^{-j\beta l}}{\left(1 - \Gamma_L \Gamma_g e^{-2j\beta l}\right)} \tag{4.53}$$

Où Γ_g est le coefficient de réflexion du générateur :

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \tag{4.54}$$

La puissance moyenne fournie à la charge est :

$$P = \frac{1}{2}\text{Re}\left\{V_{in} I_{in}^*\right\} = \frac{1}{2}\left|V_{in}\right|^2 \text{Re}\left\{\frac{1}{Z_{in}}\right\} = \frac{1}{2}\left|V_g\right|^2 \left|\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g}\right|^2 \text{Re}\left\{\frac{1}{Z_{in}}\right\} \tag{4.55}$$

Et si $Z_g = R_g + jX_g$ et $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$

$$P = \frac{1}{2}\left|V_g\right|^2 \frac{R_{in}}{\left(R_{in} + R_g\right)^2 + \left(X_{in} + X_g\right)^2} \tag{4.56}$$

Maintenant, on suppose que Z_g est fixe, et on cherche à maximiser la puissance fournie à la charge.

Cas 1 : Charge adaptée

Si la charge est adaptée à la ligne, $Z_L = Z_0$, et donc $Z_{in} = Z_0$, ce qui donne

$$P = \frac{1}{2}\left|V_g\right|^2 \frac{Z_0}{\left(Z_0 + R_g\right)^2 + X_g^{\,2}} \tag{4.57}$$

Cas 2 : Source adaptée à la ligne

Dans ce cas, l'impédance de la charge $Z_L$et/ou les paramètres de la ligne de transmission font en sorte que $Z_{in} = Z_g$. Il n'y aura pas de réflexion à la source. La puissance moyenne fournie à la charge est :

$$P = \frac{1}{2}\left|V_g\right|^2 \frac{R_g}{4\left(R_g^2 + X_g^2\right)} \tag{4.58}$$

Bien que la source soit adaptée à la ligne, la puissance fournie `a la charge n'est pas nécessairement plus élevée que dans le cas 1.

Cas 3 : Adaptation conjuguée

Pour maximiser la puissance, on dérive l'équation 4.56 :

$$\text{et}\frac{\partial P}{\partial R_{in}} = 0 \ \frac{\partial P}{\partial X_{in}} = 0 \tag{4.59}$$

On obtient que *Rin= Rg*et *Xin = -Xg*, ce qui veut dire qu'il faut que

$$Z_{in} = Z_g^* \tag{4.60}$$

Pour avoir un transfert maximal de puissance. Dans ce cas, la puissance obtenue est:

$$P = \frac{1}{2}\left|V_g\right|^2 \frac{1}{4R_g} \tag{4.61}$$

Ce qui est plus grand ou égal aux puissances données dans les cas 1 et 2. Dans ce cas, les coefficients de réflexion Γg et Γ_L ne sont pas nécessairement nul. Les réflexions s'additionnent en phase à la charge pour donner un transfert maximal de puissance.

4.9. Lignes de transmission avec faibles pertes

De façon pratique, toutes les lignes de transmission ont des pertes dues à la conductivité finie du conducteur et/ou des pertes dans le diélectrique. Généralement, on peut ignorer ces pertes, mais parfois il est important de considérer l'effet des pertes, si on veut calculer l'atténuation d'une ligne, ou le facteur de qualité *Q* d'une cavité résonante. Pour une ligne de transmission ayant des faibles pertes, on peut effectuer quelques simplifications. L'expression générale de la constante de propagation d'une ligne de transmission est donnée par l'équation 4.5,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \tag{4.62}$$

Si la ligne a des faibles pertes, on peut supposer que $R << \omega L$et $G << \omega C$, et donc on obtient

$$\alpha \approx \frac{1}{2}\left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0\right) \tag{4.63a}$$

$$\beta \approx \omega\sqrt{LC} \tag{4.63b}$$

Où $Z_0 = \sqrt{L/C}$ est l'impédance caractéristique de la ligne sans pertes.

La figure 4.13 montre un exemple de ligne de transmission avec faible pertes terminée par une charge quelconque.

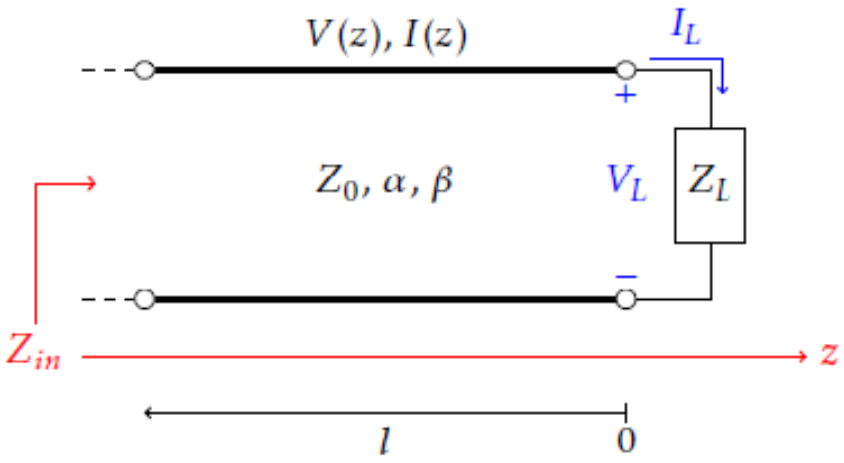


Figure. 4. 13.Ligne de transmission avec faible pertes terminée par une charge

La tension et le courant sur la ligne sont données par :

$$V(z) = V_0^+ \left[e^{-\gamma z} + \Gamma_L e^{\gamma z}\right] \tag{4.64}$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0}\left[e^{-\gamma z} - \Gamma_L e^{\gamma z}\right] \tag{4.65}$$

Où Γ_L est le coefficient de réflexion de la charge, et V_0^+ est l'onde incidente à $z = 0$.

Le coefficient de réflexion à une distance l de la charge est :

$$\Gamma(l) = \Gamma_L e^{-2j\beta l}\, e^{-2\alpha l} = \Gamma_L e^{-2\gamma l} \tag{4.66}$$

L'impédance d'entrée de la ligne est :

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \tag{4.67}$$

La puissance fournie à l'entrée de la ligne, à $z = -l$, est :

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left\{V(-l)I^*(-l)\right\} = \frac{\left|V_0^+\right|^2}{2Z_0}\left[e^{2al} + \left|\Gamma_L\right|^2 e^{-2al}\right] \\ &= \frac{\left|V_0^+\right|^2}{2Z_0}\left[1 - \left|\Gamma(l)\right|^2\right]e^{2al} \end{aligned} \tag{4.68}$$

La puissance fournie à la charge est :

$$P_{in} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left\{V(0)I^*(0)\right\} = \frac{\left|V_0^+\right|}{2Z_0}\left(1 - \left|\Gamma_L\right|^2\right) \tag{4.69}$$

4.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques concepts intéressants, de façon didactique et claire sur les lignes de transmission. Nous avons mentionné que les lignes de transmissions pouvant servir de transformateurs d'impédance, de circuits résonants (quart d'onde court-circuit), de circuits réjecteur (quart d'onde ouvert), de lignes de retard, d'élément de déphasage et même pour le transport d'énergie haute fréquence vers l'antenne. Un autre point important a été entamé dans ce chapitre et qui réside dans l'utilisation de l'abaque de Smith pour une analyse géométrique des lignes de transmission.

Conclusion générale

L’objectif de ce polycopié de cours est de comprendre les différentes propriétés des antennes de façon à être en mesure de choisir l'antenne appropriée pour une application particulière. Selon leurs rôles dans les systèmes de télécommunications, les antennes sont l'interface entre les ondes guidées (à partir d'un support matériel ou ligne de transmission) et les ondes non guidées (propagées dans l’espace). Il est important de connaitre que pas tous les types de câbles sont appropriés pour une utilisation avec les systèmes sans fil. Identifier les différents types de connecteurs de câble et comprendre quand chacun de ces genres est nécessaire.

La liaison entre le circuit d’émission et l’antenne ou entre le circuit de réception et l’antenne s’appelle une ligne de transmission. Par conséquent, une ligne de transmission est le dispositif utilisé pour guider l’énergie de la fréquence radio (RF) d'un point à un autre (par exemple un câble coaxial). Une antenne est la structure associée à la région de transition d'une onde guidée à une onde libre dans l'espace, rayonnant de l'énergie RF.

D’une manière générale, dans ce polycopié de cours, nous avons donné une idée claire sur les antennes et les lignes de transmission et la relation entre elles.

Références

[1] Alexandre Boyer. Antennes & outils et modèles pour la transmission. Support de cours et travaux dirigés. Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse. Octobre 2014.

[2] https://wndw.net › pdf › wndw-fr › chapter4-fr. Antennes et Lignes de transmission. Consulté le 01/01/2023.

[3] C. A. Balanis. Antenna Theory Analysis and Design, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.

[4] W. L. Stulzman and G. A. Thiele. Antenna Theory Analysis and Design, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.

[5] https://slideplayer.fr/slide/1191369/

[6] http://www8.umoncton.ca/umcm-ormier_gabriel/Hyperfrequences/GELE5223_Notes1.pdf

[7] https://instru.lpem.espci.fr/sites/instru.lpem.espci.fr/IMG/pdf/poly_lignes_23.pdf