

# Chapitre V :

## LES ANTENNES PLANAIRES

Aujourd'hui, les antennes imprimées sont largement utilisées puisqu'elles permettent de répondre à nombreuses contraintes commandées par les systèmes. Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes, sont trouvés dans divers systèmes de communication tels que :

- La téléphonie mobile, et les systèmes multimédia sans fil (WIFI, Bluetooth),
- Les communications spatiales,
- Les systèmes radar, le guidage des missiles, et la télédétection,
- La commande et le contrôle.

Elles sont utilisées généralement dans des bandes de fréquences allant de 1GHz jusqu'aux bandes millimétriques.

### V.1. Structure de l'antenne micro-ruban

Les antennes microbandes, construites par la technique des circuits imprimés. Une antenne imprimée dans sa structure de base est composée (figure V.1) :

- d'un élément rayonnant de forme géométrique variable (circulaire, triangulaire, rectangulaire, etc...). Cet élément rayonnant est aussi appelé patch conducteur. Dans la pratique, les formes de l'élément rayonnant souvent utilisées sont le rectangle et le disque,
- d'un substrat diélectrique sur lequel se dépose l'élément rayonnant, pour une grande efficacité, la hauteur est choisie dans l'intervalle  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ ,
- d'un plan de masse.

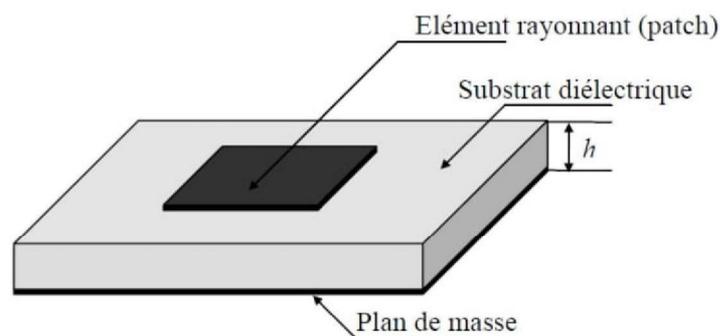


Figure V.1: Structure de base d'une antenne microruban

### V.2. Avantages et inconvénients des antennes imprimées

Les principaux avantages de l'antenne imprimée sont :

- taille réduite, faible poids, et faible coût de fabrication,
- simplicité de sa structure, et rigidité mécanique,

- facilité de fabrication en grandes quantités,
- possibilité d'intégrer facilement des composants électroniques (actifs),
- possibilité de mise en réseaux,
- polarisation linéaire ou circulaire en ajustant la géométrie et l'excitation de l'élément rayonnant.

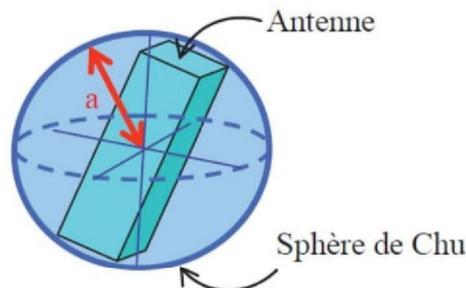
Cependant, l'antenne imprimée présente les inconvénients suivant:

- faible rendement,
- bande passante relativement étroite (de 1 à 5%),
- faible gain (de l'ordre de 5 dB),
- impureté de la polarisation.

### V.3. Application des relations de Wheeler

Selon Wheeler, une antenne est dite électriquement petite si elle peut être entièrement contenue dans une sphère de rayon  $a = 1/k$ , où  $k = 2\pi/\lambda$  est le nombre d'onde dans le milieu de propagation. Cette sphère est souvent appelée la sphère radian de Wheeler (radianlength) ou la sphère de Chu. Une définition équivalente revient à dire qu'une antenne miniature est une antenne qui satisfait la condition :

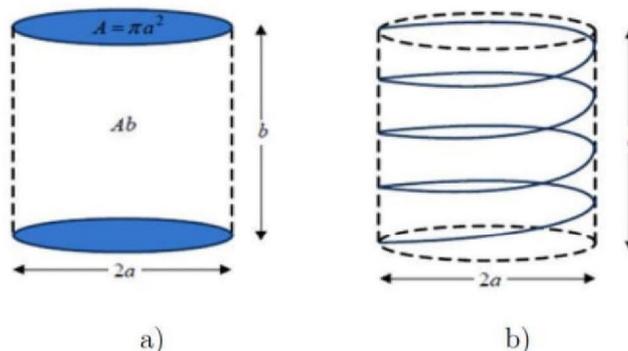
$$k \times a \leq 1 \quad (\text{V.1})$$



**Figure V.2:** Représentation d'une antenne électriquement petite

Une antenne électriquement petite peut être approximée de deux façons :

- Par un dipôle électrique sous la forme d'un circuit parallèle (capacité  $C$  + conductance de rayonnement  $G_e$  dépendant de la fréquence). Ce qui modélise l'antenne capacité de Wheeler.
- Par un dipôle magnétique sous la forme d'un circuit série (inductance  $L$  + résistance de rayonnement  $R_m$  dépendant de la fréquence). Ce qui modélise l'antenne inductance de Wheeler.



**Figure V.3:** Représentation par Wheeler d'une antenne électriquement petite; a) Capacité ; b) Inductance

Wheeler calcule la capacité  $C$  et l'inductance  $L$  avec les formules suivantes :

$$C = \varepsilon_0 \frac{k_a A}{b} \quad (\text{V.2})$$

$$L = \mu_0 n^2 \frac{A}{k_b b} \quad (\text{V.3})$$

De plus, la conductance  $G_e$  et la résistance  $R_m$  de rayonnement des antennes sont données par les formules suivantes:

$$G_e = \frac{1}{6\pi Z_0} \left( \frac{k_a A}{(\lambda/2\pi)^2} \right)^2 \quad (\text{V.4})$$

$$R_m = \frac{1}{6\pi Z_0} \left( \frac{nA}{(\lambda/2\pi)^2} \right)^2 \quad (\text{V.5})$$

Où  $k_a$  et  $k_b$  sont les facteurs de forme de la capacité et de l'inductance respectivement,  $n$  le nombre de boucles dans le solénoïde et  $\varepsilon_0$  et  $\mu_0$  représentent respectivement la permittivité et la perméabilité du vide, et  $Z_0 = 120\pi [\Omega]$  est l'impédance du vide.

Wheeler introduit ainsi le terme de Facteur de Puissance de Rayonnement (FPR) qu'il utilise pour estimer le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance réactive d'une petite antenne.

Pour une antenne électrique, le  $FPR_e$  est :

$$FPR_e = \frac{G_e}{\omega C} = \frac{1}{6\pi} \frac{k_a A b}{(\lambda/2\pi)^3} = \frac{k_a A b k^3}{6\pi} \quad (\text{V.6})$$

Pour une antenne magnétique, le  $FPR_m$  est:

$$FPR_m = \frac{R_m}{\omega L} = \frac{1}{6\pi} \frac{k_b A b}{(\lambda/2\pi)^3} = \frac{k_b A b k^3}{6\pi} \quad (\text{V.7})$$

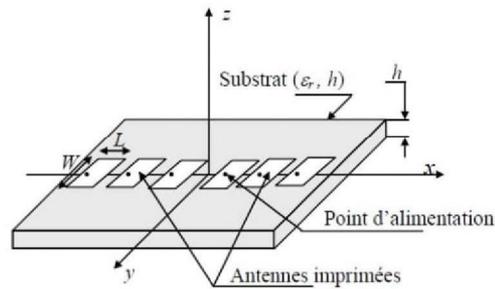
#### V.4. Techniques de miniaturisation d'une antenne planaire

Il existe diverses techniques pour résoudre le problème de l'encombrement de l'antenne et aboutir à des antennes de petites dimensions. Parmi les techniques de miniaturisation les plus courantes, nous citons à titre d'exemple:

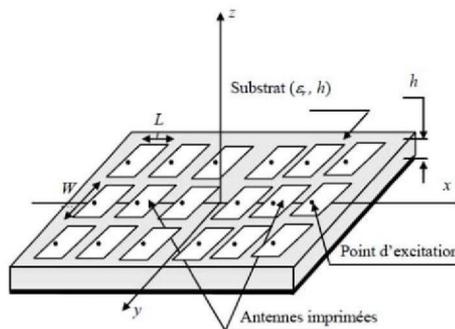
- l'utilisation d'un substrat à forte permittivité
- l'utilisation des métamatériaux
- l'ajout de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse
- le repliement de l'élément rayonnant
- l'ajout d'encoches ou de fentes dans les éléments rayonnants
- l'utilisation de structures fractales

#### V.5. Réseaux d'antennes patch

Les antennes imprimées de faible taille sont le plus souvent utilisées en réseaux compactes afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions spécifiques, telles que: le pointage et le balayage électronique, la réjection de brouilleurs, la détection adaptative, l'auto-adaptativité, la formation des diagrammes de rayonnement variés ou désirés, le contrôle du diagramme de directivité, le contrôle de la polarisation, etc ...



**Figure V.4:** Réseau rectiligne d'antennes imprimées



**Figure V.5:** Réseau plan d'antennes imprimées

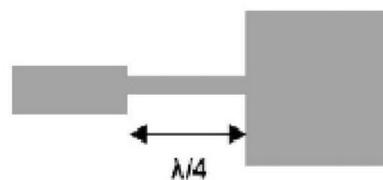
Le réseau de patch peut avoir également de bonnes caractéristiques directionnelles de rayonnement, une bonne adaptation entre les éléments rayonnant et leur circuit d'alimentation, une bonne stabilité sur toute la bande de fréquence convoitée et cela au niveau des deux plans principaux  $E$  et  $H$ .

## V.6. Adaptation des antennes planaires

Pour chaque système qui transforme l'énergie sur une ligne de transmission a besoin souvent d'adaptation car la ligne transforme l'impédance de charge en une autre valeur d'impédance au droit de la source. Il existe différentes techniques pour adapter la ligne d'alimentation à l'entrée des antennes planaires:

### V.6.1. Adaptation par quart d'onde

Une manière simple d'adapter l'antenne au port d'entrée est d'utiliser une ligne quart d'onde. Afin de dimensionner cette ligne micro-ruban quart d'onde, il convient de connaître son impédance caractéristique. Dans le domaine des moyennes fréquences c'est  $75 \Omega$ , et en hautes fréquences (HF) c'est  $50 \Omega$ .



**Figure V.6:** Adaptation par quart d'onde

### V.6.2. Adaptation par simple Stub

Une autre façon de procéder pour arriver à l'adaptation d'une antenne micro-ruban consiste à utiliser un stub. Ce dernier est un tronçon de ligne de longueur  $s$  que l'on branche en dérivation sur la ligne principale à une distance  $d$  de la charge.

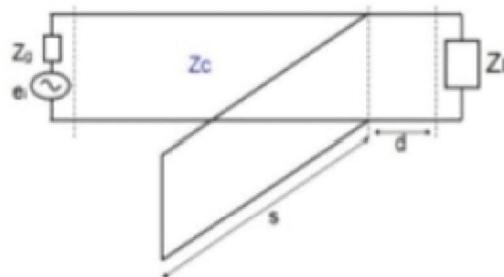


Figure V.7: Modélisation de l'adaptation avec simple stub

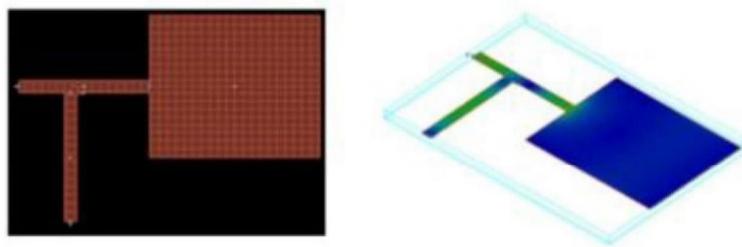


Figure V.8: Adaptation d'antenne avec simple stub

### V.6.3. Adaptation par double Stub

Cette technique d'adaptation a le même principe que l'adaptation par simple stub, mais cette fois on dispose de deux stubs en parallèle séparés d'une distance  $d2$ .

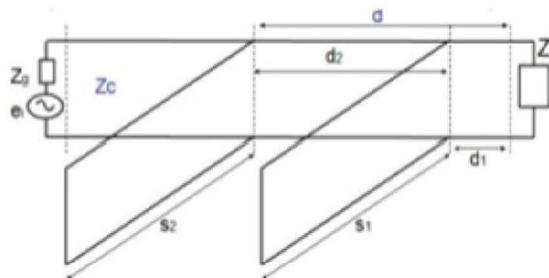
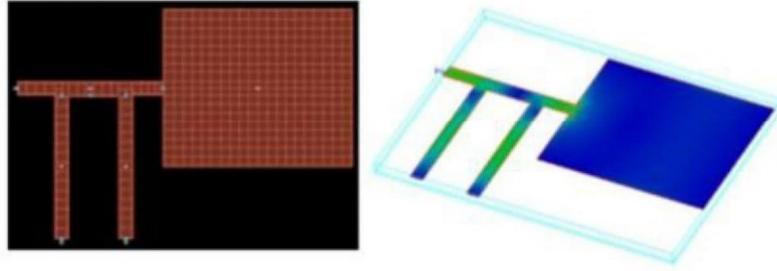


Figure V.9: Modélisation de l'adaptation avec double stub

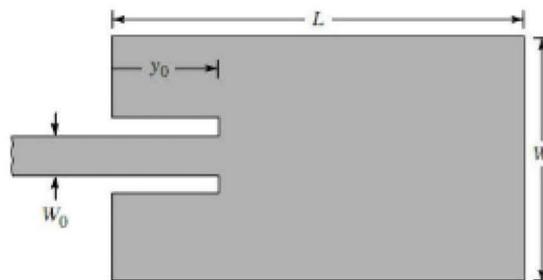
On peut utiliser l'abaque de Smith pour déterminer la longueur des stubs ( $s1$  et  $s2$ ), et leurs positions sur la ligne qui sont désignées par les distances  $d1$  et  $d2$ .



**Figure V.10:** Adaptation d'antenne avec double stub

#### V.6.4. Adaptation avec encoches

Pour adapter l'antenne patch, on utilise des encoches, il suffit de modifier la géométrie du patch. Il s'agit d'exciter l'élément rayonnant de l'antenne par une ligne de  $50\Omega$  avec une encoche. Ceci consiste à alimenter à l'intérieur du patch.



**Figure V.11:** Adaptation d'antenne avec encoches

En effet, la position sur le patch ( $y_0$ ) est donnée par l'expression suivante:

$$y_0 = \frac{L}{2\pi} \cdot \arcsin(1 - 2 \cdot Z_{in} \cdot G) \quad (V.12)$$

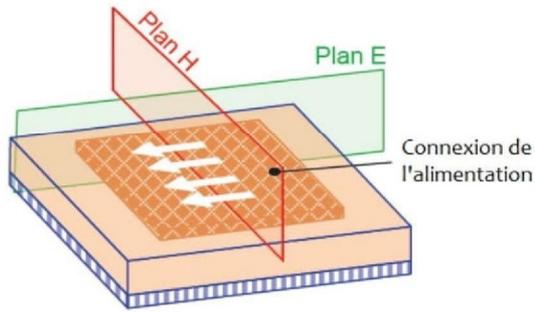
Avec :  $G = \frac{W}{90\lambda_0} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2$  et  $Z_{in} = 50 \Omega$

Où :  $L$  : longueur du patch ;  $W$  : largeur du patch ;  $Z_{in}$  : impédance d'entrée de l'antenne ;  $\lambda_0$  : longueur d'onde dans le vide ;

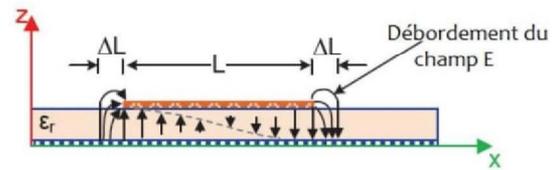
$$G = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & \text{si } W \leq \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & \text{si } W \geq \lambda_0 \end{cases} \quad \text{: conductance de rayonnement}$$

#### V.7. Rayonnement des antennes planaires

Afin d'étudier le rayonnement des antennes planaires, on se limite ici à l'exemple d'une antenne patch rectangulaire. Un modèle simple permet d'approximer de manière analytique le rayonnement en champ lointain dans les plans  $E$  et  $H$ . En faisant l'hypothèse que l'épaisseur du substrat est très inférieure à la longueur d'onde et que le champ électrique ne varie pas suivant la largeur de la structure microruban, alors on peut dire que le rayonnement est essentiellement attribué aux débordements du champ électrique au niveau des discontinuités en quasi-circuit ouvert aux extrémités du patch.



**Figure V.12:** Plans E et H d'une antenne microruban



**Figure V.13:** Configuration du champ dans une antenne microruban

Le champ normalisé, rayonné dans le plan  $E$  par le patch, s'écrit:

$$|E_E(\theta)| = \frac{(1 + \cos(\theta))}{2} \cos\left(k_0 \frac{L}{2} \sin(\theta)\right) \frac{\sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0} \sin(\theta)\right) \sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0} \cos(\theta)\right)}{\frac{\pi h}{\lambda_0} \sin(\theta) \sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0}\right)} \quad (\text{V. 13})$$

Le champ normalisé, rayonné dans le plan  $H$  par le patch, s'écrit:

$$|E_H(\theta)| = \frac{(1 + \cos(\theta))}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin(\theta)\right) \sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0} \cos(\theta)\right)}{\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin(\theta) \sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0}\right)} \quad (\text{V. 14})$$

Avec :  $W$  : largeur du patch ;  $h$  : hauteur du substrat ;  $L$  : longueur du patch ;  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  : constante de propagation dans le vide ;  $\lambda_0$  : longueur d'onde dans le vide.

On peut utiliser les deux expressions précédentes pour tracer le diagramme de rayonnement de l'antenne (plan  $E$  et plan  $H$ ), et visualiser les lobes de rayonnement en coordonnées cartésiennes et/ou polaires.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] F. Gardiol, "Electromagnétisme: Traité d'électricité", Edition Lausanne.
- [2] P. Combes, "Micro-ondes, circuits passifs, propagation, antennes, Cours et exercices", Dunod, 1997.
- [3] R.-C. Houzé, "Les antennes, Fondamentaux", Dunod, 2006.
- [4] A. Ducros, "Les antennes: Théorie et pratique", Emission et réception, Elektor, 2008.
- [5] W.L. Stutzman, G.A. Thiele, "Antenna Theory and Design", 3rd Edition John Wiley, 2012.
- [6] C. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 3rd Edition, John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [7] R. Aksas, "Télécommunications: Antennes Théorie et Applications", Ellipses Marketing, 2013.
- [8] O. Picon et al, "Les Antennes: Théorie, conception et applications", Dunod, 2009.
- [9] S.A.M. Zerrouk, "Antennes filaires et antennes a surfaces rayonnantes", OPU, édition : 2.07.4672, 2008.