gan 20106720

N° d'ordre : 1690

THESE

50376 1996 29

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité électronique

par

Fouzia BOUAZZA

ANTENNES MICRORUBANS MONO ET MULTICOUCHES A LOBE UNIQUE INCLINE EN BANDES X et K - APPLICATIONS



outtenué le 16 Janvier 1996 devant la commission d'examen :

PrésidentY. CROSNIERDirecteur de thèseJ. VINDEVOGHELRapporteursP. GELINC. BRUNEELExaminateursC. ETIENNEY. LEROYC. SEMET

Professeur à l' U.S.T.L. Professeur à l' U.S.T.L. Professeur à l' E.N.S.T. Bretagne Professeur à l' U.V.H.C. Mdc à l'Université d'Orléans Professeur à l' U.S.T.L. IR au LRPE - U.S.T.L.

A ma famille A mes amis

د

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (IEMN) dirigé par Monsieur le professeur E. Constant, au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) dirigé par Monsieur le professeur G. Salmer.

Je remercie vivement Monsieur Y. CROSNIER, professeur à l'Université de Lille I, qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le professeur J. VINDEVOGHEL, responsable de l'équipe "Systèmes Intégrés". Je tiens à lui exprimer ma reconnaissance pour ses conseils, ses encouragements, et son aide qu'il m'a prodigué tout au long de ces années et qui ont été déterminant pour l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à remercier vivement Monsieur le professeur P. GELIN de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, ainsi que Monsieur le Professeur C. BRUNEEL de l'Université de Valenciennes et du Hainault Cambraisis, qui me font l'honneur de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteurs.

Que Messieurs C. ETIENNE Maître de Conférences à l'Université d'Orléans, et C. SEMET Ingénieur de recherche au Laboratoire de RadioPropagation et d'Electronique soient sincèrement remerciés de l'intérêt qu'ils portent à ce travail et d'avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes sincères remerciements vont également à Monsieur le professeur Y. LEROY de l'Université de Lille I, qui me fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier sincèrement Madame S. SADEK-HAGE-CHEHADE pour son amitié précieuse et son soutien permanent durant toutes ces années.

Je remercie chaleureusement Monsieur P. DESCAMPS pour sa sympathique collaboration, ainsi que Monsieur F. CARREZ, Monsieur F. DOOM, Monsieur E. VANABELLE avec lesquels j'ai eu beaucoup de plaisir à travailler.

Je voudrais joindre mes remerciements à Monsieur D. VANDERMOERE de la centrale de technologie pour son aide efficace dans les réalisations technologiques, et Monsieur R. RINGOT pour ses nombreux conseils pratiques.

Je tiens à remercier Mesdames E. DELOS et S. LEPPILET ainsi que Monsieur E. PLAYEZ de la Centrale de Caractérisation pour leur disponibilité et leur aide précieuse.

Que Monsieur P. TILMANT ainsi que les tous les membres de la Centrale de Technologie soient remerciés pour leur contribution dans la réalisation des masques.

Je ne terminerai pas cet avant - propos sans adresser mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail:

- Mesdame N. CASTELEIN, M. MIENS, K. COCARDON, J. CHARVET pour leur aide et leur sympathie.

- Monsieur P. ARMANT pour sa gentillesse et sa disponibilité.

- Messieurs ANDRIES, JENNEQUIN et MICHON de l'atelier de mécanique ainsi que Monsieur DEHORTER qui a assuré la reproduction de ce manuscrit.

Enfin, que tous les membres du Laboratoire que j'ai côtoyé durant ces années, et grâce auxquels ce travail a pu s'effectuer dans une ambiance agréable, trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et de ma sympathie.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

Introduction générale

CHAPITRE 1 : ETUDE GENERALE DU RADAR DOPPLER

I. L'EFFET DOPPLER : PRINCIPES FONDAMENTAUX	I.1
II. PARAMETRES D'ERREURS	I.3
II.1. Elargissement du spectre Doppler	I.5
II.2. Effets des lobes secondaires de l'antenne	I.8
II.3. Autres sources d'erreurs	I.10
II.3.1. Cas du système monofaisceau	I.12
II.3.2. Cas du système Janus	I.12
III. DESCRIPTION DU RADAR DOPPLER	I.14
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1	I.15

CHAPITRE 2 : ETUDE DES ANTENNES

I. INTRODUCTION : Généralités sur les antennes plaquées	II.2
II. ETUDE D'UN PATCH CARRE	II.4
II.1. Modélisation	II.4
II.2. Champ rayonné	II.4
II.3. Fréquence de résonance et dimensions du patch	II.6
II.4. Impédance d'entrée	II.8
III. ASSOCIATION D'ELEMENTS IMPRIMES	II.15
III.1. Facteur de réseau et fonction caractéristique	II.15
III.2. Nombre d'éléments	II.17
III.3. Distance inter - élément	II.18
III.4. Alimentation du patch	II.18
III.4.1. Structure	II.18
III.4.2. Transfert d'énergie	II.20

a- Couplage magnétique	II.22
b- Alimentation par contact direct	II.22
III.5. Pondérations des éléments rayonnants	II.24
III.5.1. Méthode du simplexe	II.24
III.5.2. Application de la méthode du simplexe à la synthèse de	
réseaux d'antennes	II.26
a- Fonction caractéristique d'un réseau linéaire	
symétrique	II.26
b- Définition des contraintes	II.27
III.5.3. Résultats	II.28
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2	II.31

CHAPITRE 3 : REALISATIONS TECHNOLOGIQUES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

I. CARACTERISTIQUES DU SUBSTRAT	III.2
I.1. Choix du substrat	III.2
I.2. Evaluation des pertes du réseau d'excitation	III.4
I.2.1. Les pertes lignes	III.4
a- Les pertes ohmiques	III.4
b- Les pertes diélectriques	III.5
c- Les pertes par rayonnement	·III.7
I.2.2. Pertes de désadaptation	III.12
II. LES ELEMENTS RAYONNANTS	III.14
II.1. Dimensions du patch et fréquence de résonance	III.14
II.2. Impédance d'entrée et diagramme de rayonnement	III.19
III. MISE AU POINT DU FEEDER	III.22
III.1. Distributeur de courant	III.22
III.2. Mise en oeuvre des pondérations	III.22
III.3. Synthèse du réseau d'alimentation et association feeder-patches	III.24
III.3.1. Impératifs technologiques	III.24
III.3.2. Synthèse du réseau assistée par le logiciel Micros	III.26
a- Réalisation en bande X	III.26
b- Réalisation en bande K	III.32
III.4. Synthèse du réseau d'excitation à l'aide de MDS	III.39
III.4.1. Conception et optimisation du feeder sur Duroïd 6010	III.41
III.4.2. Résultats pratiques	III.47

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3

CHAPITRE 4 : APPLICATIONS A LA CINEMOMETRIE DOPPLER

I. APPLICATIONS A LA DEBITMETRIE POLYPHASIQUE	IV.1
I.1. Présentation de la cellule de mesure	IV.3
I.2. Essais Doppler	IV.3
I.2.1. Mesures avec une antenne bidimensionnelle, en bande X	IV.3
a- Présentation du radar SNCF	IV.3
b- Mesures	IV.7
I.2.2. Mesures avec une antenne linéaire à lobe unique incliné	IV.10
II. APPLICATIONS AUTOMOBILES	IV.15
II.1. Mesures avec le radar SNCF	IV.15
II.2. Mesures avec l'antenne bande K à lobe unique incliné	IV.15
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4	IV.19

ANNEXE

Conclusion générale

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La gestion moderne de systèmes de transports fait de plus en plus appel à l'automatisation. En particulier, l'acquisition en temps réel de la valeur de la vitesse de déplacement du mobile est un paramètre important. Un moyen envisageable pour accéder à ce paramètre consiste à utiliser l'effet Doppler ; de façon à élargir la gamme de mesure des vitesses et à augmenter la précision de ces mesures, nous ferons appel à des techniques microondes. Par ailleurs, il est souhaitable d'envisager la réalisation de capteurs suffisamment petits de façon à pouvoir les intégrer sans trop de difficultés dans des environnements très différents ; ce fait milite également pour l'utilisation des microondes. Enfin, les capteurs envisagés étant destinés à être diffusés à grande échelle, une technologie relativement simple et surtout à faible coût devra être mise en oeuvre.

Pour diverses raisons nous nous sommes penchés sur l'étude et la réalisation de capteurs de vitesse dans le domaine des microondes, en bande X (autour de 10 GHz), et K (autour de 24 GHz), utilisant une technologie microruban.

Pour notre part deux applications sont à l'origine du présent travail :

- la première concerne le domaine de l'automobile et entre dans le cadre du projet intitulé : "conception et réalisation monolithique de capteurs micro-ondes pour l'automobile", mené en collaboration avec les Laboratoires d'Electronique Philips (LEP).

- la seconde concerne l'industrie pétrolière par l'intermédiaire de mise au point d'une méthode de débitmétrie polyphasique basée sur les microondes qui consiste à mesurer par effet Doppler la vitesse des effluents circulant dans une conduite, en collaboration avec l'Institut Français du Pétrole (IFP).

De tels capteurs mettent en jeu d'une part une "tête hyperfréquence" active générant et détectant les signaux microondes, et d'autres part une interface "antenne" permettant de les émettre et de les recevoir.

Notre travail concerne particulièrement cette dernière partie essentielle du capteur Doppler : l'antenne.

Des exigences fondamentales, comme le faible poids, le faible encombrement, le faible coût, ainsi que les possibilités d'intégration de composants qu'elles offrent nous ont amené à choisir les antennes imprimées, parmi les nombreux modèles d'antennes existant.

Dans un premier chapitre nous présenterons brièvement le radar Doppler et suite aux applications envisagées nous fixerons un premier choix des principales caractéristiques de l'antenne et de la fréquence de travail.

Dans un second chapitre après le choix de l'élément rayonnant et de la structure de l'alimentation nous ferons l'étude théorique de l'antenne.

La troisième partie sera consacrée à la conception et aux réalisations pratiques.

Et enfin dans le dernier chapitre nous associerons nos antennes pour former le radar que nous appliquerons aux mesures de débitmétrie polyphasique en ce qui concerne les applications pétrolières et de vitesse en ce qui concerne les applications automobiles.

CHAPITRE 1

ETUDE GENERALE DU RADAR DOPPLER

CHAPITRE 1

ETUDE GENERALE DU RADAR DOPPLER



Fig.1.1. Principe du capteur Doppler

I- L'EFFET DOPPLER : PRINCIPES FONDAMENTAUX

Un dispositif hyperfréquence fonctionnant à la fréquence Fo émet une onde électromagnétique We en direction d'une cible se déplaçant à la vitesse V, sous une incidence θ par rapport à la direction du vecteur vitesse : (Fig. 1.1)

$$We = Ao \sin [2\pi Fot]$$
(I.1)

Une partie de cette énergie, rétrodiffusée par la cible est reçue par le capteur sous la forme:

$$Wr = A1 \sin[2\pi Fo(t-\delta)]$$
(I.2)

avec δ : retard dû au trajet A/R de l'onde électromagnétique.

La fréquence de battement entre les ondes incidente et rétrodiffusée est appelée fréquence Doppler et est directement proportionnelle à la vitesse V :

$$Fd = \frac{2F_0 V \cos \theta}{C}$$
(I.3)

C = vitesse de la lumière

On voit donc qu'un capteur utilisant ce principe peut être utilisé comme cinémomètre, la vitesse de déplacement de la cible étant directement proportionnelle à la fréquence Doppler.

Les applications sont nombreuses dans le domaine industriel, non seulement dans le domaine des transports mais aussi par exemple dans la mesure de débits de fluides dans une conduite.

En effet, dans ce dernier cas, à partir de la détermination de la vitesse V de déplacement du fluide et donc à partir de la fréquence Doppler [1] nous pouvons accéder à son débit D_b connaissant la section S traversée par le fluide.

$$D_{b} = V S \tag{I.4}$$

Ce dernier point intéresse particulièrement l'industrie pétrolière.

II. PARAMETRES D'ERREURS

Afin d'optimiser un cinémomètre à effet Doppler, nous pouvons agir essentiellement sur trois paramètres:

*la fréquence de travail

*les caractéristiques de l'antenne (angle d'ouverture, niveau des lobes secondaires)

*les paramètres géométriques du capteur (position, angle de visée)

Leur choix nous permettra de déterminer le meilleur compromis possible entre le caractère non monochromatique du signal Doppler et son amplitude pour une puissance d'émission donnée.

En effet, le signal Doppler résulte de la superposition d'un très grand nombre de signaux élémentaires, associés au passage de micro-obstacles sous le faisceau de l'antenne. Il n'y a donc pas une fréquence Doppler privilégiée mais un spectre fréquentiel centré sur la fréquence moyenne Fd.

Plusieurs sources d'erreurs existent contribuent à une incertitude sur la vraie valeur de la fréquence Doppler Fd:

- l'une des principales est lié à l'élargissement du spectre.

- effet des lobes secondaires de l'antenne

- erreur sur l'angle d'inclinaison de l'antenne

- ...

Nous allons les passer en revue.



Fig.1.2. Effet de l'ouverture angulaire de l'antenne

II.1. Elargissement du spectre Doppler

Les principales causes d'élargissement du spectre Doppler proviennent de:

*l'ouverture angulaire de l'antenne ($\Delta \theta$) (fig.1.2).[2]

*durée finie du passage de chaque micro-obstacle sous le faisceau de l'antenne (appelée temps de corrélation τ).[2]

En établissant le bilan de ces deux élargissements, nous obtenons l'expression de l'écart relatif global ERR: [3]

$$ERR = \frac{\delta F_{d}}{F_{d}} = tg \theta_{o} \sqrt{\Delta \theta^{2} + \left(\frac{C \sin \theta_{o}}{2\pi F_{o} H \Delta \theta}\right)^{2}}$$
(I.5)

avec:

 $\Delta \theta$: angle d'ouverture de l'antenne

θo : angle d'incidence de l'antenne par rapport à l'obstacle

H : hauteur de l'antenne par rapport à l'obstacle

Nous remarquons que la fonction ERR s'annule pour $\theta o = 0$. Après avoir éliminé ce cas particulier, il est important de minimiser cette erreur relative ERR. En effet, la précision du dispositif sur la mesure de la vitesse ou de distance lui est strictement proportionnelle.

Minimisation de la fonction ERR [2]

L'erreur sur la fréquence Doppler sera minimale pour un angle d'ouverture de l'antenne égal à:

$$\Delta \theta_{\rm opt} = \sqrt{\frac{C \sin \theta_{\rm o}}{2\pi F_{\rm o} H}}$$
(I.6)

d'où :



Fig 1.3. Angle d'ouverture optimale à 24 GHz en fonction de l'angle d'incidence et de la hauteur H

$$ERR_{opt} = tg \theta_o \sqrt{\frac{C \sin \theta_o}{\pi F_o H}}$$
(I.7)

Pour une valeur du couple hauteur H du support et angle de visée θ_0 il existe donc une ouverture angulaire optimale $\Delta \theta_0$ pt de l'antenne pour laquelle la précision de la mesure de Fd sera la meilleure possible. D'autre part l'erreur sera d'autant plus faible que la fréquence de travail sera importante :

$$\operatorname{ERR}(\mathbf{f}_2) = \operatorname{ERR}(\mathbf{f}_1)^* \sqrt{\frac{\mathbf{f}_1}{\mathbf{f}_2}}$$
(I.8)

L'objectif de précision sera amélioré d'un facteur 1.5 si l'on choisit de travailler à la fréquence de 24 GHz plutôt qu'à 10 GHz.

Cette montée en fréquence va compenser les effets défavorables de la diminution, par rapport aux études précédentes concernant le radar SNCF [4], de la distance capteurcible. Cette diminution est imposée par les applications prévues (automobile, IFP) que nous détaillerons dans le chapitre 4.

Sur la figure 1.3. nous avons représenté à 24 GHz les ouvertures angulaires optimales de l'antenne, obtenues pour différentes configurations du système Doppler. Nous obtenons des valeurs $\Delta \theta_{opt}$ de l'angle d'ouverture relativement faibles ($2.5^{\circ} \leq \Delta \theta_{opt} \leq 5^{\circ}$ pour une incidence de 30°). Ceux-ci ne peuvent être atteints qu'en utilisant des antennes paraboliques : cette solution est écartée du fait de l'encombrement.

Pour remédier à ces problèmes d'encombrement, nous avons choisi d'utiliser des antennes plaquées dont l'angle d'ouverture diminue lorsque le nombre d'éléments rayonnants augmente : il est bien évident qu'un compromis sera nécessaire entre l'encombrement spatial (directement proportionnel au nombre d'éléments rayonnants) et les propriétés électriques de l'antenne (angle d'ouverture et lobes secondaires suffisamment faibles inversement proportionnels au nombre d'éléments rayonnants).

Effet de la configuration géométrique du capteur : l'angle de visée 00 et la hauteur H

La fonction erreur décroît si l'on diminue l'angle d'incidence et si l'on augmente la hauteur H. Cependant cela implique dans les deux cas une puissance rétrodiffusée plus faible.

Il faut donc choisir H et θ o pour réaliser le meilleur compromis possible entre la monochromaticité du signal et le rapport signal sur bruit.

II.2. Effets des lobes secondaires de l'antenne:

Le passage d'un obstacle sous les lobes secondaires a pour effet l'apparition d'oscillations d'amplitudes non négligeables créant une période Doppler complètement erronée. Ceci a été mis en évidence, par la simulation dans la thèse de Dumoulin [4].

D'autre part en cas de présence d'un obstacle métallique sous le faisceau des lobes secondaires il y a risque de perte ou de saturations momentanées du signal [3].

Pour éviter ces perturbations le niveau des lobes secondaires des antennes doit être le plus faible possible.

Mais comme on le verra dans le chapitre 3 l'abaissement du niveau des lobes secondaires se fait au détriment de l'ouverture angulaire de l'antenne, il y a donc un compromis à réaliser pour un faible angle d'ouverture et un niveau des lobes secondaires acceptable.

Mais d'autres critères, qui varient en fonction des applications envisagées, peuvent intervenir dans le choix de ces divers paramètres : telle la rétrodiffusion du signal hyperfréquence qui dépend de la morphologie (rugosité de la cible,..), ainsi que la constitution (ballast - asphalte - eau - huile - présence d'impuretés - grain de sable,...) de l'obstacle.

Pour cela des simulations numériques de l'effet Doppler [3][4] ainsi que des expériences pratiques [3][5] ont été entreprises afin d'approfondir l'étude des phénomènes qui ont une incidence sur le signal Doppler et donc sur la précision du cinémomètre. Les résultats des simulations et des mesures ont conduit aux conclusions suivantes en ce qui concerne la configuration optimale du système:





- * une ouverture du lobe principal inférieure à 6°.
- * des lobes secondaires inférieurs à -20 dB.
- * un angle d'incidence de l'ordre de $\theta o = 30^{\circ}$.

Inclinaison du lobe principal de l'antenne:

L'utilisation comme capteurs cinémométriques d'antennes à lobe principal perpendiculaire à la surface de l'antenne nécessite une inclinaison θ o de ce lobe par rapport à l'horizontale puisque la fréquence Doppler est proportionnelle au cosinus θ o.

Cette disposition de l'antenne est encombrante voire quasiment impossible à appliquer – puisque, rappelons-le cette antenne est destinée à être placée sous le véhicule dans le cas des applications automobiles, et sera plaquée sur une cellule de mesure dans des conditions que nous préciserons dans le chapitre 4 en ce qui concerne la débitmétrie.

Pour éviter ce problème, nous avons opté pour l'utilisation d'antennes à lobe principal incliné de 60° (fig 1.4) par rapport à la normale au plan de l'antenne.

Par ailleurs divers travaux [6][7] ont montré qu'une directivité de l'antenne dans un seul plan avec un gain de l'ordre de 10 dB était suffisante pour une bonne précision sur les mesures d'où le choix d'une antenne linéaire.

II.3. Autres sources d'erreurs

Il existe des risques d'erreur sur la mesure de la fréquence Doppler provenant de l'inclinaison de l'antenne par rapport à la cible et à l'existence d'une composante verticale de la vitesse de déplacement \vec{V} (phénomène de "pompage" des suspensions du véhicule,..).



Fig 1.5. Configuration Janus



Fig.1.6. Inclinaison du support pour la configuration Janus

II.3.1. Cas du système monofaisceau

En tenant compte de ces deux effets la fréquence Doppler s'écrit:[3]

$$F_{d} = \frac{2F_{e}}{c} \left[V \cos(\theta_{o} + \Delta \theta) + V_{ver} \sin(\theta_{o} + \Delta \theta) \right]$$
(I.9)

En développant au second ordre par rapport à $\Delta \theta$ et en calculant $\frac{\Delta F_d}{F_d}$ l'erreur relative

devient:

$$E_{rr} = \frac{\Delta F_{d}}{F_{d}} = \left[\frac{V_{ver}}{V} tg\theta_{o}\right] + \left[\frac{V_{ver}}{V} + tg\theta_{o}\right] \Delta \theta + \left[\frac{V_{ver}}{V} tg\theta_{o} + 1\right] \frac{\Delta \theta^{2}}{2}$$
(I.10)

Pour minimiser ces erreurs, la redondance d'informations s'avère nécessaire. Pour cela existe la configuration Janus [8] qui repose sur le principe de l'émission de deux faisceaux, avant et arrière (fig.1.5).

II.3.2. Cas du système Janus

Dans les mêmes conditions la fréquence Doppler s'écrit:

$$F_{d} = \left[\frac{2F_{e} \cos\theta_{o}}{C}\right] \left[V \cos\Delta\theta + V_{ver} \sin\Delta\theta\right]$$
(I.11)

Avec les mêmes types de calcul nous obtenons:

$$E_{rr} = \frac{\Delta F_{d}}{F_{d}} = \left[\frac{V_{ver}}{V}\right] \Delta \theta + \frac{\Delta \theta^{2}}{2}$$
(I.12)

La comparaison des deux équations montre l'avantage incontestable d'un système Janus par rapport au système monofaisceau. Il réduit au second ordre l'effet de la composante verticale et l'erreur induite par l'écart d'assiette (fig.1.6) [3][4].



Fig. 1.7. Description du capteur Doppler

Deux types de configuration sont possibles pour constituer un système Janus, nous pouvons choisir entre l'utilisation de:

* de deux antennes individuelles possédant chacun un lobe principal incliné et montées en Janus, ce que nous appelerons un faux Janus.

* une antenne ayant deux lobes visant en Janus ce que nous appelerons un vrai Janus.

Une étude comparative [3] analytique et statistique des corrections ramenées au signal Doppler pour les deux types de configuration, a montré la supériorité du premier dispositif en ce qui concerne la fiabilité des mesures d'où le choix d'un faux Janus et donc l'utilisation d'antennes monolobes.

Après avoir déterminé la fréquence de travail et les caractéristisques optimales de l'un des éléments essentiels du capteur Doppler, l'antenne, nous passons à la présentation du dispositif Doppler.

III-DESCRIPTION DU RADAR DOPPLER:

Il existe plusieurs variantes du radar Doppler (monovoie, stéréo,..) suivant les applications envisagées et le cahier des charges désiré mais leur principe de fonctionnement est identique : un oscillateur délivre une onde hyperfréquence qui est envoyée sur une antenne via un circulateur. L'onde rayonnée par l'aérien est ensuite rétrodiffusée par la cible en mouvement. Une partie de cette onde rétrodiffusée est captée par l'antenne puis mélangée à une fraction de l'onde incidente, résultant des fuites du circulateur. L'information Doppler basse fréquence est obtenue à la sortie d'un bloc de détection (fig.1.7).

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1

[1] : Duncan Tomlinson H.F.: "Improvements in or relating to liquid flow measurement". Patent specification, July 1980.

 [2] : Dhalluin L.:
 "Conception d'oscillateurs microondes (bande X) en vue de l'intégration monolithique d'un capteur cinémométrique".
 Thèse d'Université, Lille, 1989.

[3] : El Bekkali M.:
 "Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X - Applications."
 Thèse d'Université, Lille, 1991.

[4] : Dumoulin G.: "Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires". Thèse d'Université, Lille, 1989.

[5]: Vindevoghel J., El Bekkali M.:
"Mesure de la vitesse des effluents circulant dans une conduite, par effet Doppler".
I.F.P. 14386, Décembre 1990.

[6] : Descamps P., EL Bekkali M., Vindevoghel J.: "A GaAs MMIC Doppler Sensor for Automotive Applications" EMC, Helsinki, Août 1992, Vol.2, pp 1031-1036.

[7]: LE.P.: P. Izard, V. Pauker, R. Polaert, U.S.T.L.F.A- C.H.S.: Descamps P., El Bekkali M., Vindevoghel J., I.N.R.E.T.S.-C.R.E.S.T.A.: David Y., Deloof P.: "Conception et réalisation monolithique de capteurs micro-ondes pour automobiles". Rapport final MRT., Octobre 1991.

[8] : Vaterkowski J.L., Van De Velde J.C., Delglutte J.P.: "Cinémomètre à effet Doppler".Rapport C.H.S., 1980.

CHAPITRE 2

ETUDE DES ANTENNES

CHAPITRE 2

ETUDE DES ANTENNES







Fig.2.2.Antenne carrée alimentée sur le coin

CHAPITRE 2 : ETUDE DES ANTENNES

I. INTRODUCTION : Généralités sur les antennes plaquées :[1]

En technologie microruban une antenne plaquée élémentaire est constituée d'un patch métallique gravé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique sans pertes dont la face inférieure entièrement métallisée sert de plan de masse (fig.2.1). La forme du patch peut être quelconque mais pour simplifier l'étude et l'analyse on se limite généralement à des formes conventionnelles simples.

Pour obtenir une antenne d'efficacité importante, il est souhaitable de choisir un substrat diélectrique suffisamment épais et dont la constante diélectrique ε_r est de faible valeur (proche de 2 dans nos applications) ce qui contribue à augmenter les effets de bords et donc à favoriser le champ rayonné.

Les antennes microrubans, que l'on peut utiliser dans une très large gamme de fréquences, ont de nombreux avantages, comparées aux antennes microondes classiques. Parmi ces avantages on peut citer :

- encombrement réduit, légéreté de la structure
- facilité de fabrication et prix de revient faible
- possibilité de changer la polarisation par un simple changement de la position de l'alimentation,...

Grâce à leurs dimensions restreintes, ces antennes peuvent être montées aisément sous les véhicules, sur les satellites et, dans le domaine militaire, sur les missiles

Leurs principaux inconvénients sont leur faible bande passante et les pertes qui limitent le gain.

Compte tenu de ces considérations, nous avons choisi une structure simple, parfaitement modélisée : il s'agit d'une antenne faisant appel à des éléments rayonnants carrés (fig.2.2), alimentés en coin dont l'impédance d'entrée relativement élevée facilite la mise au point du feeder.



Fig.2.3: Elément carré excité par le coin



Fig.2.4. Lignes de champ

II. ETUDE D'UN PATCH CARRE

II.1. Modélisation

La modélisation précise d'une antenne passe par la prise en compte non seulement de ses éléments rayonnants, mais aussi de son réseau d'alimentation dont la structure est souvent plus complexe que celle de l'antenne elle-même.

Différentes méthodes d'analyse d'antennes existent parmi lesquelles on peut citer les fonctions de Green [2], qui permettent de traiter toute géométrie d'antenne. Cependant ces fonctions sont lourdes à mettre en oeuvre et le temps de calcul est souvent prohibitif.

Le modèle de la cavité [3], quant à lui, illustre l'aspect résonateur de l'antenne imprimée. L'aérien est assimilé à une cavité de faible épaisseur délimitée par deux murs électriques et quatre murs magnétiques dont les parois rayonnent. Cette méthode permet le calcul des composantes principales et croisées du champ rayonné, à partir de la connaissance du champ excité à l'intérieur de la cavité.

Avec la méthode de la ligne équivalente [4][5] l'antenne est assimilée à une ligne à pertes, ce qui permet de calculer conductance d'entrée, bande passante et rendement.

II.2. Champ rayonné [6]

A partir du modèle de la cavité on peut déterminer quels modes sont excités en fonction des dimensions de l'antenne, de la fréquence de travail et de la position du point d'alimentation. Pour une antenne carrée alimentée sur le coin les modes fondamentaux (0,1) et (1,0) seront excités simultanément (fig.2.3. et fig.2.4) et c'est la superposition de ces modes qui constitue la composante principale du champ rayonné dont l'expression à l'infini peut être calculée à partir de deux méthodes :

- soit par application du principe d'équivalence, c'est-à-dire en substituant au champ dans le diélectrique des sources fictives réparties sur des surfaces enveloppant l'antenne. Ces sources peuvent être magnétiques, électriques ou électromagnétiques selon le type de surface choisie.

- soit par le calcul du rayonnement des courants de conduction et de leurs images électriques par rapport au plan de masse.

Le résultat de ce calcul permet de définir dans notre cas, compte tenu de la symétrie de la structure, les deux plans principaux :

- Plan E:
$$\varphi = \frac{\pi}{4}$$

$$\begin{cases} |E_{\varphi}| = 0 \\ |E_{\varphi}| = \frac{\sin\alpha}{\alpha} \left[1 + \frac{1}{1 - \left(\frac{\pi}{\alpha}\right)^2} \right] \end{cases}$$
(II.1)
- Plan H: $\varphi = -\frac{\pi}{4}$

$$\begin{cases} |E_{\varphi}| = \cos\theta \times \frac{\sin\alpha}{\alpha} \times \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\alpha}{\pi}\right)^2} \right] \\ |E_{\varphi}| = 0 \end{cases}$$
(II.2)

avec $\alpha = \sqrt{2} \times \pi \times \frac{a}{\lambda} \times \sin \theta$

 $\begin{cases} a = c \hat{o} t \hat{e} \ d e \ l' \hat{e} l \hat{e} ment rayonnant carr \hat{e} \\ \lambda = longueur \ d' onde \ dans \ l'espace \ libre \end{cases}$

On remarque qu'il n'y a pas de composante croisée excitée par le mode fondamental rayonné.

De plus la loi de variation en $\cos\theta$ de la composante du champ dans le plan H impose son annulation dans la direction $\theta = \pm 90^{\circ}$. On peut alors prévoir un comportement favorable pour les lobes secondaires dans le plan H alors que l'on peut s'attendre à une remontée de ces lobes dans le plan E.

II.3. Fréquence de résonance et dimensions du patch [7]

La fréquence de résonance est fixée par les dimensions de la structure rayonnante. Au delà de 10 GHz il est nécessaire de tenir compte de l'épanouissement des lignes de champ autour de l'antenne.

En partant du modèle de la cavité, à la résonance la fréquence f_0 est donnée par :

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r(f)}a_{eff}}$$
(II.3)

avec: $a_{eff} = a + 2\Delta a$: longueur effective du patch.

La constante diélectrique effective dynamique $\varepsilon_r(f)$ est calculée à partir du modèle de Getsinger [8]:

$$\varepsilon_{r}(\mathbf{f}) = \varepsilon_{r} - \frac{\varepsilon_{r} - \varepsilon_{e}}{1 + G\left(\frac{\mathbf{f}}{\mathbf{f}_{p}}\right)^{2}}$$
(II.4)

avec $f_p = \frac{Z_c}{2\mu_0 H}$

$$G = 0.004 Z_{c} + \left(\frac{Z_{c} - 5}{60}\right)^{1/2}$$

$$Z_{c} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{e}}} \times \left[W / h + 1.393 + 0.667 Ln(W / h + 1.44) \right]^{-1}$$

(Z_c: impédance caractéristique statique de la ligne équivalente)
$$\varepsilon_{e} = \frac{\varepsilon_{r} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2} (1 + 12h/W)^{-1/2}$$

(ε_e : permittivité relative effective statique)

L'extension Δa de la ligne due à l'épanouissement des lignes de champ autour de l'antenne est calculée à partir de la formule de Hammerstad [7] :

$$\Delta \mathbf{a} = 0.412 \, \mathbf{h} \times \left[\frac{\varepsilon_{\rm r}(f) + 0.3}{\varepsilon_{\rm r}(f) - 0.258} \right] \left[\frac{W/h + 0.262}{W/h + 0.813} \right]$$
(II.5)

Connaissant a_{eff} et Δa on en déduit la longueur du patch a :

$$\mathbf{a} = \mathbf{a}_{\text{eff}} - 2\Delta \mathbf{a} \tag{II.6}$$

Pour un substrat en Verre -Téflon de caractéristiques :

 $\begin{cases} \varepsilon_r = 2.35 & h = 0.762 \text{ mm} \\ tg \ \delta = 0.001 & t = 17 \ \mu m \end{cases}$

avec: ε_r = la permittivité du diélectrique h= la hauteur du diélectrique t= l'épaisseur de métallisation δ = l'angle de pertes

on trouve : \dot{a} 10 GHz : a = 9 mm \dot{a} 24 GHz : a = 3.3 mm

П.4. Impédance d'entrée

Le calcul de l'impédance d'entrée (fig.2.5) est également effectué à partir du modèle de la cavité [9].



Fig.2.5. Patch carré alimenté sur le coin

Soit une antenne carrée imprimée sur un substrat diélectrique avec :

 $\begin{cases} h = hauteur du diélectrique \\ \mu = sa perméabilité magnétique \\ \varepsilon = sa permittivité \end{cases}$

Le champ électrique à l'intérieur de l'antenne (considérée comme cavité) s'exprime comme étant la superposition des modes solutions de l'équation de Helmoltz [10]:

$$E_{z}(x,y) = jI_{0} Z_{0} k \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x,y) \times \psi_{mn}(x_{0},y_{0})}{k^{2} - k_{mn}^{2}}$$
(II.7)

avec : $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$: impédance d'onde du milieu (ϵ , μ) k = 2 π F $\sqrt{\mu\epsilon}$: nombre d'onde du milieu (ϵ , μ)

F = fréquence de travail

$$k_{mn}^{2} = k_{m}^{2} + k_{n}^{2} = \left(\frac{m \pi}{a} x\right)^{2} + \left(\frac{n \pi}{a} y\right)^{2}$$

m, n : entiers
$$k_{mn} : \text{ nombre d'onde du mode TM}_{mn}$$
$$\psi_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{a} \times \cos k_{m} x \times \cos k_{n} y \qquad \text{avec} \quad \chi_{mn} = \begin{cases} 1 & \text{pour } m = 0 \text{ et } n = 0\\ \sqrt{2} & \text{pour } m = 0 \text{ ou } n = 0\\ 2 & \text{pour } m \neq 0 \text{ et } n \neq 0 \end{cases}$$

Le point d'attaque étant (x_0 , y_0) le potentiel d'entrée s'exprime par :

$$V_{\text{entrée}} = -h E_z(x_0, y_0)$$
(II.8)

d'où l'impédance d'entrée :

$$Z_{\text{entrée}} = \frac{V_{\text{entrée}}}{I_0} = j Z_0 \ \mathbf{k} \ \mathbf{h} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn} (\mathbf{x}_0, \mathbf{y}_0)^2}{\mathbf{k}^2 - \mathbf{k}_{mn}^2}$$
(II.9)

La symétrie du problème nous permet de considérer dans un premier temps l'impédance d'entrée Z_{10} correspondant au mode TM_{10} , $Z_{entrée}$ est alors obtenue par la superposition des contributions des modes TM_{01} et TM_{10} , qui sont dégénérés, et possédant le même système de fonctions propres. [9]

$$Z_{\text{entrée}} = Z_{10} + Z_{01} = 2Z_{10} \tag{II.10}$$

Ce modèle fait clairement apparaître la variation de l'impédance d'entrée $Z_{entrée}$ en fonction de la position (x_0, y_0) de l'alimentation, mais il ne tient pas compte de l'influence de la ligne d'alimentation qui est considérable.

En effet à 10 GHz, le calcul théorique donne $Z_{entrée} = 516 \Omega$. [14]

Afin de vérifier expérimentalement ce résultat, nous avons réalisé à 10 GHz sur du substrat TLY ($\varepsilon_r = 2.35$; h = 0.762 mm):



Fig.2.6.Alimentation parallèle

Fig.2.7.Alimentation série



Fig.2.8.Modélisation du patch alimenté en série

- un patch carré alimenté en parallèle à l'aide d'une ligne microruban composée d'un tronçon d'impédance caractéristique $Z_{c1} = 50 \Omega$ (largeur $w_1 = 2277 \mu m$), suivie d'un tronçon d'impédance $Z_{c2} = 120 \Omega$ (largeur $w_2 = 414 \mu m$) afin de réduire les perturbations de la ligne sur le patch (fig.2.6.). A partir du relevé du coefficient de reflexion S11 nous avons obtenu l'impédance d'entrée du patch, soit $Z_{entrée} = 560 \Omega$.

- un patch carré alimenté en série avec une ligne d'impédance caractéristique 50 Ω (fig.2.7.). Nous avons mesuré son impédance d'entrée, à partir du relevé du paramètre de transmission S21.

En effet, l'antenne alimentée en série peut être modélisée par une admittance Y localisée sur la ligne (fig.2.8.)[6].

Nous déduisons la valeur de la conductance d'entrée Y du patch à la résonance, à partir de la relation suivante:

$$y = 2 yo\left(\frac{1}{S21} - 1\right) \tag{II.11}$$

Soit $Z_{\text{entrée}} = 360 \Omega$

N.B. La réalisation a été faite pour un enfoncement Δ du patch dans la ligne égale à 0.2 mm (voir fig.2.9)

Le décalage entre les valeurs théorique et expérimentale pour la première antenne est léger, mais est important pour la seconde .

Cette réduction importante de l'impédance d'entrée pour l'alimentation en série peut être expliquée par le fait que la distribution des courants électriques à la surface de la ligne est différente : seule une partie de ceux-ci est injectée dans l'antenne. Par ailleurs, la nature du couplage ligne-antenne a également son importance : quand le patch est alimenté en série, les côtés de l'antenne qui touchent l'alimentation sont proches de la ligne microruban, ce qui est à l'origine d'un couplage électromagnétique important entre l'antenne et la ligne microruban.[11]



Fig.2.9. Enfoncement du patch dans la ligne d'alimentation

Pour l'antenne alimentée en série, une formule empirique a été développée [12], donnant l'impédance d'entrée à la résonance en fonction uniquement de la fréquence f_r , de la largeur Δ de la jonction ligne-antenne, et de la hauteur h du substrat (fig.2.9.)

$$R_{r} = 113 \frac{\left(f_{r} [GHz]\right)^{0.354}}{\left(\frac{\Delta}{h}\right)^{0.24}}$$
(II.12)

Nous avons calculé en bandes X à 10 GHz, et K à 24 GHz, à partir de cette formule, la résistance de rayonnement pour différentes valeurs d'enfoncement Δ dans la ligne, afin d'en apprécier les effets :

pour h = 0.762 mm

	fr = 10 GHz	fr = 24 GHz
$\delta = 0.2 \text{ mm}$	Rr = 352 Ω	$Rr = 480 \Omega$
$\delta = 0.5 \text{ mm}$	Rr = 282 Ω	Rr = 385 Ω
$\delta = 1$ mm	$Rr = 239\Omega$	$Rr = 326 \Omega$

Dans chacun des cas, nous constatons que l'impédance d'entrée diminue de manière importante avec l'enfoncement de l'antenne dans la ligne.

Pour notre part, nous nous contenterons d'utiliser les valeurs expérimentales des impédances d'entrée obtenues dans les conditions réelles d'utilisation que nous préciserons dans le chapitre traitant des réalisations des antennes (chap.3 - §.III).



Fig.2.10. Diagrammes de rayonnement théoriques plan E et plan H à 10 GHz d'une antenne carrée de côté a = 9 mm

III. ASSOCIATION D'ELEMENTS IMPRIMES

Deux applications principales sont à l'origine du présent travail :

- la première concerne le domaine de l'automobile et entre dans le cadre du projet " conception et réalisation monolithique de capteurs micro-ondes pour l'automobile ", mené en collaboration avec les Laboratoires d'Electronique Philips (LEP).

- la seconde concerne l'industrie pétrolière par l'intermédiaire d'un projet de "mise au point d'une méthode de débitmétrie polyphasique basée sur les microondes" qui consiste à mesurer par effet Doppler la vitesse des effluents circulant dans une conduite, en collaboration avec l'Institut Français du Pétrole (IFP).

Pour les applications envisagées, des études préliminaires [13] [14], ont montré qu'un réseau linéaire de patches formant une antenne à lobe unique incliné de 60° par rapport à la normale au plan de l'antenne, avec un niveau de lobes secondaires faible et un gain moyen (de l'ordre de 10 dB) était le plus approprié et permettait par ailleurs d'obtenir un encombrement réduit et une précision maximale.

Notre étude s'est donc faite sur de telles antennes linéaires dans 2 bandes de fréquence: une étude préliminaire en bande X a tout d'abord été réalisée pour montrer la faisabilité et ensuite la même étude a été transposée en bande K pour répondre aux impératifs de miniaturisation et de précision.

III.1. Facteur de réseau et fonction caractéristique [15]

Comme le montre la figure 2.10, un patch unique n'est pas directif et le gain est faible (de l'ordre de 6 dB).

Afin d'obtenir une directivité suffisante et un gain plus élevé, il est nécessaire d'associer plusieurs éléments rayonnants de façon à former un réseau. Nous nous sommes limités à l'étude de réseaux linéaires, ceux-ci étant suffisants pour les applications envisagées dans ce travail.



fig.2.11. Réseau linéaire

On considère un ensemble de N sources identiques dont les centres de phase $x_{1,x_{2,...,x_{n}}}$ xn sont alignés régulièrement sur un axe (fig.2.11).

La distance d séparant deux centres de phases voisins, ou "pas" du réseau, joue un rôle important dans les propriétés de ce dernier. Les sources sont supposées alimentées par un distributeur "adapté" selon une loi d'illumination en amplitude et phase représentée par un ensemble de nombres complexes : a_1 , a_2 ,..., a_n .

Nous admettons que chaque source prise individuellement possède le même diagramme de rayonnement $\mathbf{g}(\mathbf{u})$. Le diagramme de rayonnement de l'ensemble du réseau $\mathbf{F}(\mathbf{u})$ s'obtient par sommation des diagrammes des sources élémentaires compte tenu de leurs amplitudes d'excitation et de leurs positions par rapport au point de référence choisi, par exemple le point x1:

$$\vec{F}(\vec{u}) = \sum_{n=1}^{N} a_n \vec{g}(\vec{u}) e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0} x_1 \cdot \vec{u}} = \vec{g}(\vec{u}) \times f(\vec{u})$$
(II.13)

 $f(\bar{u})$ est le facteur de réseau qui ne dépend que du pas du réseau et de sa loi d'excitation.

Si θ est l'angle de la direction \vec{u} avec la normale \vec{n} au réseau (fig.2.11), on peut écrire: \rightarrow

$$\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{\vec{u}} = \mathbf{n} \cdot \mathbf{d} \cdot \sin \theta$$

donc :

 $\mathbf{f}(\vec{u}) = \mathbf{f}(\theta) = \sum_{n=1}^{N} a_n e^{j\mathbf{k}_0 \ n \ d \ \sin \theta}$ (II.14)

avec : $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$: nombre d'onde à la fréquence de travail.

III.2. Nombre d'éléments

Il joue directement sur la directivité de l'antenne, et donc sur son gain. Pour les applications envisagées, il n'est pas nécessaire d'avoir un gain très important : une valeur de l'ordre de 10 dB est suffisante [16].

Nos études en bande X ont montré que 14 éléments étaient suffisants pour atteindre une telle valeur tout en permettant une réalisation relativement simple. De plus nous conserverons la même géométrie pour concevoir l'antenne en bande K.

III.3. Distance inter-élément

Elle influe directement sur la directivité et sur le niveau des lobes secondaires. Pour un nombre d'éléments donné, il existe un compromis pour un faible niveau de ces lobes (amplitude relative, largeur) et une grande directivité (faible angle d'ouverture).

De nombreuses études ont été réalisées accompagnées de réalisations pratiques et ont montré qu'une distance intersource d égale à $0.4 \lambda o$ permettait d'obtenir une inclinaison du lobe principal importante (60°) avec une directivité suffisante sans augmenter le niveau des lobes secondaires.

III.4. Alimentation du patch

III.4.1. Structure

Une antenne microruban élémentaire est constituée d'un patch sur un substrat unique. Un contact direct entre l'élément rayonnant et une ligne de transmission assure la liaison avec le reste du circuit et permet ainsi le transfert d'énergie. C'est une configuration relativement facile à mettre en oeuvre, mais ses performances sont limitées.

En ce qui nous concerne, le but est de réaliser des antennes à lobe unique incliné. Or plus on incline le lobe, plus le réseau d'alimentation (ou feeder) devient complexe et encombrant. Le rayonnement non négligeable des lignes de ce réseau déphaseur ainsi que leur couplage éventuel avec les éléments rayonnants de l'antenne ou entre les lignes elle-même sont à l'origine de l'accroissement du niveau des lobes secondaires et de la détérioration des caractéristiques de polarisation croisée du réseau.



Fig.2.12. Structure multicouche



Fig.2.13. Alimentation par traversée coaxiale

Pour éviter ces inconvénients, il est nécessaire d'envisager l'utilisation d'une structure multicouche, c'est à dire de séparer le feeder des patches en les réalisant sur deux substrats distincts séparés par un plan de masse commun (fig.2.12).

Un autre avantage réside dans la possibilité de réaliser l'antenne en employant deux substrats de caractéristiques électriques et mécaniques différentes :

- une permittivité diélectrique élevée sera choisie pour construire le feeder afin de réduire son rayonnement parasite (donc accroître le gain), réduire ses dimensions, ou pour des impératifs d'intégration.

- une permittivité diélectrique faible sera choisie pour réaliser les éléments rayonnants.

III.4.2. Transfert d'énergie [17]

Le transfert de puissance entre deux substrats "adjacents" dans une structure multicouche peut se faire de différentes façons, parmi lesquelles nous pouvons citer :

- traversée coaxiale reliant la ligne d'excitation au "point 50 Ω " de l'antenne (fig.2.13)

- couplage par une ouverture à un substrat perpendiculaire à l'antenne plaquée (fig.2.14)

- couplage à une ligne microruban au moyen d'une ouverture pratiquée dans leur plan de masse commun (fig.2.15)

- liaison directe à l'aide d'un "court-circuit"(pin) (fig.2.16.)

La première solution demande une localisation précise du "point 50 Ω " et une réalisation mécanique soignée. L'absence de contact direct entre éléments rayonnants et circuit d'alimentation joue en faveur des seconde et troisième solutions. La troisième et la quatrième du fait de leur géométrie possèdent une meilleure tenue mécanique et sont peu sensibles aux perturbations extérieures : ce sont donc ces dernières solutions qui présentent une relative simplicité d'utilisation, que nous retenons.



Fig.2.14. Couplage par ouverture à un substrat perpendiculaire

Fig.2.15. Couplage par ouverture dans le plan de masse commun



Fig.2.16. Alimentation par pin

a-Couplage magnétique [18][19]

Dans cette structure la puissance est couplée de la ligne microruban vers l'élément rayonnant à travers une ouverture (circulaire ou rectangulaire) dans le plan de masse commun.

La modélisation exacte de ce type d'antennes (couplage par ouverture circulaire) reste actuellement un sujet d'intérêt en électromagnétisme et concerne essentiellement les patchs rectangulaires et circulaires [18].

Nous nous contenterons ici d'une approche expérimentale de ce type d'antennes, qui va nous permetttre d'alimenter nos éléments rayonnants carrés sur le coin, de façon à pouvoir utiliser directement le feeder conçu pour l'antenne bicouche alimentée par pin. Le détail de l'étude expérimentale sera précisé dans le chapitre 3 (§.III).

b-Alimentation par contact direct

Ici le transfert d'énergie se fait par liaison électrique directe entre le patch et le feeder, par l'intermédaire d'une tige métallique en cuivre qui fait office de court-circuit et que l'on fait passer à travers un trou percé dans les deux substrats. Le plan de masse est dégagé autour de la tige en cuivre par gravure chimique, pour éviter de court-circuiter l'antenne (fig.2.17).

Les deux substrats sont collés au niveau de leur plan de masse avec une résine époxide électroconductrice.



Fig.2.17. Antenne bicouche : alimentation par pin

III.5. Pondération des éléments rayonnants [6]

Nous avons vu dans le premier chapitre la nécessité de réaliser des antennes à lobe unique incliné d'un angle θ_0 par rapport à l'horizontale.

Pour concevoir ce type d'antenne à diagramme de rayonnement dissymétrique il est nécessaire d'obtenir au niveau des éléments rayonnants des excitations complexes (amplitudes, phases). Pour cela une méthode d'optimisation numérique s'impose. Les méthodes classiques : Fourier , Chebyshev , Woodward-Lawson, technique de relaxation, ne permettent pas le calcul de pondérations complexes et donc pas la synthèse de diagramme de rayonnement dépointé. La méthode du simplexe [18][19] utilisée dans la plupart des problèmes de programmation linéaire à variables réelles , permet , après adaptation à notre problème [6], la recherche d'excitations complexes. Nous ne présenterons pas la méthode en détail, mais exposerons les principales étapes de son application à la synthèse de diagramme de rayonnement dissymétrique.

III.5.1. Méthode du simplexe [20][21]

La méthode du simplexe, très utilisée en économie, permet de résoudre des problèmes d'optimisation du type suivant :

Soit un système de contraintes donné sous la forme linéaire suivante :

 $\sum_{\substack{j \in E_j \\ \text{avec:}}} a_{ij} x_j \le b_i$ (II.15) avec: $b_i \ge 0 \text{ pour } i \in E_i$ $x_j \ge 0 \text{ pour } j \in E_j$

où: Ei est l'ensemble des m contraintes (Ei ={1,2,...,m})
Ej est l'ensemble des valeurs de la variable n (Ej ={1,2,...,n})

Il s'agit de trouver n valeurs positives ou nulles qui, attribuées à la fonction xj, vérifient les m contraintes et maximisent la valeur d'une forme linéaire donnée par :

$$F = \sum_{j \in E_j} c_j x_j$$
(II.16)







Fig.2.19. Gabarit d'un diagramme de rayonnement dissymétrique

III.5.2. Application de la méthode du simplexe à la synthèse de réseaux d'antennes [6]

Pour appliquer la méthode du simplexe à la synthèse de diagrammes de rayonnement dissymétriques et donc pour la recherche d'excitations complexes, il est nécessaire de vérifier les hypothèses suivantes [6]:

pour obtenir dans un plan donné un diagramme de rayonnement en phase et de forme quelconque, la distribution sur l'ouverture rayonnante dans le plan considéré est symétrique en amplitude et antisymétrique en phase.

Le facteur de réseau correspondant sera alors purement réel.

Nous pourrons utiliser ce théorème en prenant un réseau à nombre pair d'éléments, de la manière suivante :

a-Fonction caractéristique d'un réseau linéaire symétrique:[15]

La fonction caractéristique d'un réseau linéaire à 2N éléments s'écrit :

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^{2N} a_n e^{j \left(k_0 d_n \sin \theta - \varphi_n\right)}$$
(II.17)

En excitant le réseau au milieu (fig.2.18) et en plaçant l'origine de notre repère au point d'excitation la fonction $f(\theta)$ devient :

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^{N} a'_{n} e^{j \left(k_{0} d'_{n} \sin \theta - \varphi'_{n} \right)} + \sum_{n=N+1}^{2N} a_{n} e^{j \left(k_{0} d_{n} \sin \theta - \varphi_{n} \right)}$$
(II.18)

Le réseau étant symétrique nous avons : $d_n = -d'_n$

Et si on prend : $a_n = a'_n$: (les amplitudes de deux éléments symétriques sont égales) $\phi_n = -\phi'_n$: (les phases de deux éléments symétriques sont de valeur égale mais de signes opposés) alors :

$$f(\theta) = 2\sum_{n=1}^{N} a_n \cos(k_0 d_n \sin\theta - \varphi_n)$$
(II.19)

b-Définition des contraintes:[6]

Les inconnues du problème sont les amplitudes a_j et les phases ϕ_j telles que : F(θ) =f(θ).g(θ) vérifie les contraintes imposées.

or : $f(\theta) = 2\sum_{j=1}^{n} a_j \cos(k_0 d_j \sin\theta - \varphi_j)$ d'après les hypothèses.

ou encore,

$$\mathbf{f}(\theta) = \sum_{j=1}^{N} \left[\mathbf{a}_{j} \cos(\mathbf{k}_{0} \mathbf{d}_{j} \sin \theta) \cos(\mathbf{\phi}_{j}) - \mathbf{a}_{j} \sin(\mathbf{k}_{0} \mathbf{d}_{j} \sin \theta) \sin \mathbf{\phi}_{j} \right]$$
(II.20)

Les contraintes peuvent être définies de la manière suivante:

Le diagramme de rayonnement désiré est représenté sous forme d'un gabarit (fig.2.19.). Soient θ_i la discrétisation de l'angle tel que -90° $\leq \theta_i \leq$ +90°, θ_o l'angle du lobe principal, $\Delta \theta$ l'ouverture du lobe principal à l'origine, et NLS le niveau des lobes secondaires.

a - pour $\theta_i \leq \theta_o - \frac{\Delta \theta}{2}$ nous avons $F(\theta_i) \leq NLS$ b - pour $\theta_o - \frac{\Delta \theta}{2} \leq \theta_i \leq \theta_o + \frac{\Delta \theta}{2}$ aucune contraintec - pour $\theta_i \geq \theta_o + \frac{\Delta \theta}{2}$ nous avons $F(\theta_i) \leq NLS$ d - pour $\theta_i = \theta_o$ $F(\theta_o)$ doit être maximale

$$F(\theta_i) = \sum_{j=1}^{N} \left[a_j \cos(k_0 d_j \sin \theta_i) \cos \varphi_j - a_j \sin(k_0 d_j \sin \theta_i) \sin \varphi_j \right] g_j(\theta_i) \quad (II.21)$$

Nous pouvons introduire deux nouvelles variables A_i et B_i telles que :

$$A_{j} = a_{j}\cos(\varphi_{j}) \qquad \text{et } B_{j} = -a_{j}\sin(\varphi_{j})$$

$$F(\theta_{i}) = \sum_{j=1}^{N} \left[A_{j} \cos(k_{0}d_{j}\sin\theta_{i}) + B_{j} \sin(k_{0}d_{j}\sin\theta_{i}) \right] g_{j}(\theta_{i}) \qquad (II.22)$$

 A_j et B_j sont pondérés par des coefficients réels, ce qui permet d'appliquer la méthode du simplexe.

En fin d'algorithme, les couples excitations($a_i; \phi_i$) sont obtenus par les relations :

$$\mathbf{a}_{j} = \sqrt{\mathbf{A}_{j}^{2} + \mathbf{B}_{j}^{2}}$$
 $\boldsymbol{\phi}_{j} = \operatorname{arctg} \frac{\mathbf{B}_{j}}{\mathbf{A}_{j}}$ (II.23)

III.5.3.Résultats

Le choix d'une antenne repose sur plusieurs compromis :

L'obtention d'un lobe principal unique présentant une inclinaison importante θ_0 impose une diminution de la distance inter-sources d (d $\leq 0.5 \lambda_0$). Cette diminution augmente l'ouverture du lobe principal $\Delta \theta$. Pour réduire cet effet sans augmenter le niveau des lobes secondaires il faut augmenter le nombre de sources rayonnantes.

Nous avons donc appliqué notre méthode pour un réseau linéaire défini de la manière suivante :

- nombre d'éléments N = 14
- angle d'inclinaison $\theta_0 = 60^\circ$
- distance inter-éléments : $d = 0.4 \lambda o$
- niveau des lobes secondaires : NLS < -20 dB
- angle d'ouverture $\Delta \theta = 20^{\circ}$

II-28



Fig.2.20. Diagramme de rayonnement théorique du réseau linéaire à 14 éléments

	1		2		3		4		5		6		7	
a _n	0.6	83	0.853	3	0.995	5	1		0.854		0.604		0.418	
φ _n	84°		266°		99.5°		299°		141°		344.2°		187.8°	
Δφ	182°		193	93.5° 1		9.5° 20		.02°	203.2°		203.6°			

Nous avons obtenu les excitations suivantes :

Le diagramme de rayonnement correspondant à ces pondérations est représenté figure 2.20. Il correspondant bien au cahier des charges.

Le facteur de réseau $f(\theta)$ est maximal pour : $k_0 d \sin \theta - \Delta \phi = 0$ (II.24)

Or l'incrément de phase obtenu est croissant et ne vérifie pas l'équation II.24. Le facteur de réseau n'est donc pas maximisé.

L'obtention du diagramme de rayonnement désiré présentant des contraintes importantes (angle d'inclinaison élevé, ouverture réduite et niveau des lobes secondaires faibles) va donc se faire au détriment du gain de l'antenne.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons déterminé la configuration de l'antenne microruban pour la conception d'un aérien dont le diagramme de rayonnement présente un lobe unique incliné de 60° par rapport à la normale au plan de l'antenne. Il s'agit d'une antenne réseau linéaire avec une structure multicouche, avec des éléments rayonnants carrés sur une face et le feeder sur l'autre face, ceci pour d'éviter les interactions entre le feeder et les patches. Nous avons utilisé une méthode de programmation linéaire (la méthode du simplexe) afin de pondérer le réseau avec des excitations complexes (amplitudes, phases) et donc d'obtenir ce type de diagramme dépointé.

Pour la mise en oeuvre de ces pondérations il est nécessaire de concevoir un réseau distributeur de courant "complexe" et encombrant.

La réalisation pratique de l'antenne complète (association patches-feeder) fera l'objet du prochain chapitre.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2

[1] : Bahl I.J., Bhartia P.: "Microstrip antennas", Artech House 1980.

[2] : Mosig J.R., Gardiol F.:
 "A dynamic vector potential theory for three dimensional microstrip structures".
 AGEN Mitteilungen, Suisse, 1978, 26, pp.45-52

[3] : Penard E: "Etudes d'antennes imprimées par la méthode de la cavité" Thèse d'Université, Rennes, 1986.

[4] : Dubost G.: "Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch" Electronics Letters, vol.18, n°7, avril 1982.

[5] : Dubost G.: "Linear Transmission-Line Model Analysis of Arbitrary-Shape Patch Antennas". Electronics Letters, 17 th July1986, Vol.22, n°15,pp.798-799.

 [6] : Boguais M.:
 "Contribution à la synthèse de réseaux d'antennes-Réalisation en technique imprimée. Thèse d'Université, Rennes, 1986.

[7] : Hammerstad E.O.:"Equations for microstrip design"Proc.5 th EMC Hamburg, pp268-272, Sept.1975.

[8] : Getsinger W.J.:"Microstrip Dispersion Model"IEEE, MTT Transactions, 1973, vol.21, pp.34-39.

[9] : Daniel J.P., Mutzig J.P., Nedelec M., Pénard E.: "Réseaux d'antennes imprimées dans la bande des 20 GHz / 30 GHz." L'onde électrique, Janvier-Février, 1985.

[10] : Carver K.R.:"Microstrip antenna technology".I.E.E.E. M.T.T. on antenna and propagation, January 1981.

[11] : Motta Cruz E., Daniel J.P.:
"Modèle d'antenne carrée imprimée alimentée en coin : application aux réseaux linéaires".
JINA, Nice, Novembre 1990.

[12] : Motta Cruz E.:
 "Conception et réalisation de réseaux d'antennes imprimées mono et multifaisceaux."
 Thèse d'Université, Rennes, 1992.

[13] : Vindevoghel J., EL Bekkali M.:
"Mesure de la vitesse des effluents circulant dans une conduite, par effet Doppler".
I.F.P. 14386, Décembre 1990.

[14] : El Bekkali M.:"Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X-Applications."Thèse d'Université, Lille, 1991.

[15] : Roubine E., Drabovitch S., Ancona C.: "Antennes- Applications- tome2".

[16]: Descamps P., EL Bekkali M., Vindevoghel J.:
"A GaAs MMIC Doppler Sensor for Automotive Applications"
EMC, Helsinki, Août 1992, Vol.2, pp 1031-1036.

[17] : James J.R., Hall P.S.: "Handbook of Microstrip Antennas". [18]: Pozar D.M.:
"A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas"
I.E.E.E. Transactions AP-34, n°12, pp.1439-1446, december 1986

[19] : Matton D.: "Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques micro-ondes." Thèse d'Université, Lille, 1989.

[20] : Cullman G.: "Recherche opérationnelle" Masson 1970.

[21] : Henry L.:"Recherche opérationnelle: programmation linéaire et problèmes avancés." Masson 1976.

.

CHAPITRE 3

REALISATIONS TECHNOLOGIQUES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

CHAPITRE 3

REALISATIONS TECHNOLOGIQUES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX



Fig.3.1.Substrat diélectrique

CHAPITRE 3 : REALISATIONS TECHNOLOGIQUES ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

Dans le chapitre précédent nous avons choisi l'élément rayonnant et la structure bicouche de l'antenne. Nous avons appliqué une méthode d'optimisation numérique qui permet, grâce à la recherche d'excitations complexes, la synthèse du diagramme de rayonnement dissymétrique souhaité.

Nous allons voir dans ce chapitre les différentes étapes de la mise au point et de la réalisation technologique, des parties rayonnantes et alimentation du réseau, dans les bandes de fréquences X et K.

I. CARACTERISTIQUES DU SUBSTRAT

I.1. Choix du substrat

Les performances hyperfréquences des circuits microbandes et des antennes plaquées dépendent tout particulièrement de la nature et de la qualité du substrat (fig.3.1) ainsi que de la définition de la gravure.

Les propriétés électriques, la nature et l'épaisseur du substrat diélectrique sont des paramètres importants qui influent directement sur l'efficacité de rayonnement et les pertes du réseau imprimé.

Un de nos objectifs étant de miniaturiser l'antenne, nous pouvons penser utiliser un substrat diélectrique sans pertes de forte permittivité relative ($\varepsilon_r \approx 10$) mais ceci se fera au détriment de son efficacité de rayonnement qui, elle, est favorisée par l'emploi d'un substrat à faible permittivité relative ($\varepsilon_r \approx 2$).

Compte tenu de ces considérations nous avons envisagé d'utiliser une structure bicouche pour réaliser l'antenne :

- les éléments rayonnants seront construits sur un substrat de faible permittivité afin de favoriser leur rayonnement.

- les éléments d'alimentation seront quant à eux construits sur un substrat de forte permittivité, ce qui permettra de réduire leurs dimensions géométriques tout en favorisant la canalisation de l'énergie électromagnétique dans ces lignes.

Parmi les substrats sans perte à forte permittivité diélectrique, l'alumine de permittivité $\varepsilon_r \approx 9.8$ et aux très faibles pertes (tg $\delta = 0.001$) est difficile à usiner, son prix de revient élevé l'exclue pour une réalisation aisée et à moindre coût du feeder.

Dans ces conditions nous avons décidé d'utiliser:

- pour les éléments rayonnants :

En bande X et K un substrat PTFE présentant de très faibles pertes. Il s'agit de "TLY" de Taconic. Ses caractéristiques sont les suivantes :

permittivité : $\varepsilon_r = 2.35$ hauteur du substrat : h = 0.762 mm épaisseur de métallisation : t = 17.5 µm pertes : tg $\delta = 0.0013$ en bande X

La tangente de l'angle de pertes tg δ présentant une évolution approximativement inversement proportionnelle à la fréquence jusqu'à 30 GHz et la permittivité relative ε_r étant sensiblement constante dans la même bande de fréquence, nous pouvons estimer sa valeur à 24 GHz par la relation suivante:[1]

$$\operatorname{tg} \delta_2 \cong \operatorname{tg} \delta_1 \frac{f_1}{f_2} \qquad (III.1)$$

d'où :

tg
$$\delta_2 = 5.4 \ 10^{-4}$$
 à 24 GHz.

- pour le réseau d'alimentation :

Un substrat PTFE de permittivité relative élevée, le "Duroïd 6010" dont les caractéristiques sont les suivantes :

 $\epsilon_r = 10.8$ h = 0.635 mm t = 17 µm tg $\delta 1 = 2.3 \ 10^{-3}$ à 10 GHz tg $\delta 2 = 9 \ 10^{-4}$ à 24 GHz

L'efficacité de l'antenne dépend non seulement de la qualité de ses éléments rayonnants mais également de celles de son réseau d'alimentation.

En effet, ce réseau qui présente des pertes d'origines très diverses contribue largement à décroître le rendement de l'antenne.

De façon à chiffrer ces phénomènes nous allons dans un premier temps évaluer l'influence respective des différents types de pertes sur ce réseau.

I.2. Evaluation des pertes dues au réseau d'excitation

L'importance des pertes présentées par les différentes lignes d'alimentation de l'antenne conditionne l'efficacité de cette dernière.

Nous distinguerons d'une part, les pertes dues aux lignes elles-mêmes (pertes ohmiques α_c , pertes diélectriques α_d , rayonnements parasites des discontinuités), que nous appellerons pertes lignes et, d'autre part les pertes dues à la désadaptation.

I.2.1.Les pertes lignes

<u>a-Les pertes ohmiques $\alpha_{\underline{c}}$ </u>: sont dues à la résistance spécifique finie ρ du ruban métallique et du plan de masse. La formulation analytique de $\alpha_{\underline{c}}$ utilisée est donnée par Pucel [2].

$$\alpha_{c} = \frac{8.68 \text{ R}_{s}}{2\pi Z_{c} h} P \left[1 + h / w' + (h / \pi w')(\ln 4\pi w' / t + t / w') \right] \quad \text{si } w / h \le 1 / 2\pi$$
avec P = 1 - (w'/4h)² (III.2)

$$\alpha_{c} = \frac{8.68 R_{s}}{2\pi Z_{c} h} PQ \quad \text{si } 1/2\pi \le w/h \le 2$$

$$\text{avec } Q = 1 + h/w' + (h/\pi w') \left(\ln\frac{2h}{t} - t/h\right)$$
(III.3)

$$\alpha_{c} = \frac{8.68 R_{s}}{Z_{c} h} Q \left[w'/h + \frac{2}{\pi} \ln \left\{ 2\pi * 2.718 * \left(\frac{w'}{2h} + 0.94 \right) \right\} \right]^{-2} \left[\frac{w'}{h} + \frac{w'/\pi h}{w'/2h + 0.94} \right] \quad \text{si } w/h > 2$$
(III.4)

 R_s : résistance de peau $R_s = (\frac{\omega\mu}{\omega})^{1/2} = \frac{1}{\omega}$

$$C_s = (\frac{1}{2\sigma}) = \frac{1}{\sigma\Delta}$$

- σ : conductivité du métal
- Δ : profondeur de peau
- μ_0 : perméabilité magnétique du vide ($\mu_0 = 4\pi . 10^{-7}$ H/m)

w'= w +
$$\frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right)$$
 si w $\leq 1/2\pi$ (III.5)

$$w' = w + \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \qquad \text{si } w \ge 1/2\pi \qquad (\text{III.6})$$

<u>b-Les pertes diélectriques α_d </u>: La formulation analytique est donnée par Schneider [3].

$$\alpha_{\rm d} = 27.3 \frac{\varepsilon_{\rm r}}{\sqrt{\varepsilon_{\rm ef}}} \frac{\varepsilon_{\rm ef} - 1}{\varepsilon_{\rm r} - 1} \frac{\rm tg\delta}{\lambda_{\rm o}} \qquad \rm dB/\,\rm unit\acute{e}\,\,\rm de\,\,\rm longueur \qquad (III.7)$$

Afin d'en estimer l'importance, nous avons calculé les pertes lignes dues aux pertes ohmiques et diélectriques, pour les deux substrats utilisés, à savoir le Duroïd 6010 et le TLY pour les réalisations en bande X (voir tableau n°1 en annexe) et K (voir tableau n°2 en annexe), et pour deux valeurs d'impédance caractéristique : $Zc_1 = 50 \Omega$ et $Zc_2 = 100 \Omega$.



Fig.3.2. Différentes sources de rayonnements parasites [4] avec :

- 1 = 4 = transition
- 2 = élément hybride3 = discontinuité de ruban métallique

L'examen de ces tableaux montre que, pour un substrat donné, il est préférable d'utiliser des lignes d'impédance caractéristique basse car les pertes lignes ($\alpha_c + \alpha_d$) y sont plus faibles.

Par ailleurs, le substrat à forte permittivité présente des pertes lignes ($\alpha_c + \alpha_d$) bien plus importantes.

Le gain de l'antenne associée à son réseau d'alimentation sera diminué.

<u>c-Les pertes par rayonnement :</u> [4]

Pour les circuits passifs, les principales causes de ces rayonnements parasites sont :

- la discontinuité des rubans conducteurs : coudes, circuits ouverts, différences des largeurs de lignes.

- les transitions : transition entre coaxial et lignes microrubans,...

L'énergie rayonnée est répartie sous deux formes :

- en onde de surface parallèle à la surface du substrat (fig.3.2)

- et en onde espace libre perpendiculaire à la surface du substrat (fig.3.2)

Le rayonnement de l'onde de surface est un rayonnement parasite dont l'intensité est difficilement chiffrable. On cherche à réduire l'importance de ce rayonnement parasite vis à vis du rayonnement dans l'espace libre en choisissant des caractéristiques optimales pour le substrat (par exemple, choix de son épaisseur h) de telle façon que la puissance rayonnée par l'onde de surface puisse être négligée comparativement à la puissance en espace libre.




Fig.3.4. Discontinuité de largeur





Puissance rayonnée par différentes discontinuités:

Le calcul de la puissance parasite totale rayonnée est délicat du fait de la complexité du réseau d'alimentation. Cependant, afin d'en évaluer l'importance on peut estimer certaines pertes par rayonnement, pour quelques discontinuités couramment rencontrées.

La puissance rayonnée pour une discontinuité se calcule par la méthode du vecteur de Poynting de Lewin : [5]

$$P_{\text{Rad},\text{RW},i} / P_{\text{Hin}} = 2\pi\eta_o (h / \lambda_o)^2 F_i / Z_c$$
(III.8)

pour w, h << λo P_{Hin} = U_{Hin}.I_{Hin} /2 = I²_{Hin} Z_c /2 = U²_{Hin} /(2 Zc) est la puissance arrivant à l'entrée de la discontinuité avec un courant et une tension de valeurs moyennes respectives I_{Hin} et V_{Hin}. La ligne microruban est caractérisée par son impédance caractéristique Zc, la largeur du ruban W, l'épaisseur du substrat h, la permittivité relative ε_r du substrat et sa permittivité effective ε_{reff} . $\eta_0=120\pi=377~\Omega$

Le facteur de radiation $Fi(\varepsilon_{reff})$ caractérise les propriétés de rayonnement spécifiques à la discontinuité i et ne dépend que de ε_r .

Ce facteur $Fi(\varepsilon_{reff})$ est donné, pour les discontinuités représentées page 9 et couramment rencontrées dans notre feeder, par les formules suivantes:[4]

* Ligne en Circuit ouvert :(fig 3.3.)

$$F_{1} = \frac{\varepsilon_{\text{reff}} + 1}{\varepsilon_{\text{reff}}} - \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} - 1)^{2}}{2\varepsilon_{\text{reff}}\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} \ln\left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}} + 1}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}} - 1}\right) \approx \frac{8}{3\varepsilon_{\text{reff}}}$$
(III.9)

* Discontinuité de largeurs du ruban métallique:(fig.3.4.)

$$F_{2} = F_{1} \cdot \left(\frac{Zc_{2} - Zc_{1}}{Zc_{2} + Zc_{1}}\right)^{2}$$
(III.10)

* Coudes à 90° compensés, sans réflexion:(fig.3.5.)

$$F_{3} = A(x = \varepsilon_{reff}) - A(x = 2\varepsilon_{reff} - 1) \approx 4/(3\varepsilon_{reff})$$

$$A(x) = \frac{x+1}{\sqrt{x}} \ln\left(\frac{\sqrt{x}+1}{\sqrt{x}-1}\right)$$
(III.11)

Nous avons calculé les pertes par rayonnement, en utilisant les formules précédentes (formules 8 à 11), à 10 GHz et 24 GHz pour ces différents types de discontinuités. Les résultats sont regroupés en annexe.

Pour les circuits ouverts: (voir tableaux n°3 et 4 en annexe)

Les calculs montrent que les pertes par rayonnement de ce type de discontinuité sont relativement importantes. Quand la fréquence passe de 10 à 24 GHz ils augmentent d'un facteur 5 au minimum.

Pour les discontinuités de largeurs microrubans : les formules étant valables pour les faibles discontinuités ($\varepsilon_{reff1} \cong \varepsilon_{reff2}$), nous les avons calculé pour des variations d'impédance de 10 Ω (voir tableaux n°5 et 6 en annexe).

Les calculs montrent que les pertes liées à ce type de discontinuités sont moins importantes que les pertes des lignes en circuit ouvert.

Pour les coudes: (voir tableaux n°7 et 8 en annexe)

Lorsque l'impédance caractéristique des coudes est divisée par deux les pertes par rayonnement sont quasiment doublées d'où l'intérêt du choix d'une largeur faible. Du nombre de ces coudes dépendra aussi l'efficacité de l'antenne: par exemple pour un

III-11

nombre de coudes égal à 10 réalisé sur le TLY les pertes seront de l'ordre de 3 dB à 24 GHz (pour $Zc = 50 \Omega$).

De ces trois types de discontinuités ce sont les circuits ouverts qui présentent le plus de pertes, suivies par les coudes. Mais, lors de nos réalisations, le nombre de ces derniers ainsi que celui des discontinuités de largeurs de ligne étant plus élevé leurs effets seront plus importants.

Nous pouvons conclure que les pertes par rayonnement liés aux discontinuités peuvent être négligées à 10 GHz. Il n'en est pas de même à 24 GHz. Etant donné que nous ne pouvons éviter de les rencontrer dans la synthèse du feeder nous essayerons d'en limiter le nombre et de choisir les paramètres (largeurs de lignes) de façon à minimiser leur importance. L'ensemble du circuit composé de la partie rayonnante et de la partie alimentation, est conçu de manière à présenter une impédance équivalente de 50 Ω à l'entrée. Généralement dans la pratique l'adaptation du circuit obtenue diffère, d'une manière plus ou moins importante, de celle prévue. Nous allons déterminer les pertes de puissance alors occasionnées en fonction des désadaptations éventuelles présentées.

Soient P_o la puissance incidente à l'entrée de l'antenne et S11 le coefficient de reflexion de l'antenne.

La puissance effectivement transmise à l'antenne est égale à :

$$P = P_0 (1 - |S11|^2)$$
(III.12)

Le tableau n°9 en annexe évalue les pertes de désadaptation en fonction du TOS de l'antenne.

$$(|S11| = \frac{TOS - 1}{TOS + 1})$$
 (III.13)

Une antenne dont le TOS est égal à 2 (adaptation \approx -10 dB) présente une perte de puissance de 0.5 dB, ce qui est relativement faible.

En comparant ces résultats avec ceux exposés dans les tableaux 1 à 8, nous voyons que ce sont essentiellement les pertes lignes et les pertes par rayonnement qui déterminent l'efficacité d'une antenne, les pertes de désadaptation n'intervenant que pour environ 20% dans les pertes totales dans le cas le plus défavorable (substrat TLY pour Zc = $50 \Omega à 10 \text{ GHz}$).



Fig.3.6. Embase pour la caractérisation d'un patch en bande X



Fig.3.7. S11 d'un patch ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 2.35$; h = 0.762 mm)

II. LES ELEMENTS RAYONNANTS

Nous allons maintenant décrire la réalisation pratique des éléments rayonnants de l'antenne sur le substrat choisi (TLY, $\varepsilon_r = 2.35$, h = 0.762 mm)

II.1. Dimensions du patch et fréquence de résonance

Les dimensions théoriques du patch carré sont calculées à partir de la formule II.6. du chapitre2. Nous obtenons:

- à 10 GHz : a = 9 mm - à 24 GHz : a = 3.3 mm

De façon à vérifier expérimentalement ces données théoriques, nous avons réalisé à 10 GHz et 24 GHz, deux antennes élémentaires (un seul patch) reliées au circuit d'alimentation par l'intermédiaire de pins métalliques.

Le circuit d'alimentation est une ligne adaptée à l'impédance d'entrée présumée du patch par transformateur quart d'onde.

Le patch et la ligne sont tous deux gravés sur des substrats identiques, de permittivité $\varepsilon_r = 2.35$, et de hauteur h = 0.762 mm. L'ensemble est vissé sur une embase (fig.3.6). Une fiche de type SMA (Radiall) assure la transition ligne-coaxial.

- en bande X, à 10 GHz le patch de côté a = 9 mm présente une impédance d'entrée théorique égale à $Z_{entrée} = 360 \Omega$. Le relevé des évolutions du paramètre scattering S11 en fonction de la fréquence (fig.3.7) nous indique qu'une fréquence de résonance de 10.04 GHz est obtenue. L'accord entre la théorie et l'expérience est donc obtenu.

- en bande K, à 24 GHz, le patch de côté a = 3.3 mm présente une impédance théorique de 360 Ω . Dans ces conditions nous n'obtenons pas expérimentalement une fréquence de résonance de 24 GHz et le S11 est médiocre (de l'ordre de -10 dB). Nous avons été amenés à modifier les dimensions du patch (ajustement à 2.9 mm) afin d'obtenir la fréquence de résonance voulue de 24 GHz.



Fig.3.8. Patch alimenté par couplage



Fig.3.9. S11 en fonction de "d" (Ls=8.5mm) en bande X (patch alimenté par couplage)



Fig.3.10. Diagramme de rayonnement plan H d'un patch alimenté par couplage à 10 GHz

On note donc un écart important (12%) entre les dimensions théoriques et expérimentales ; nous attribuons essentiellement cet écart au mode d'alimentation utilisé, le pin métallique présentant un coefficient de reflexion difficile à prendre en compte lors des calculs théoriques.

Les mêmes types d'expériences ont été réalisées sur des antennes alimentées par couplage.

Pour ces antennes, nous avons conservé les dimensions de 9 mm à 10 GHz et 3.3 mm à 24 GHz et nous avons joué sur le diamètre du trou de couplage, positionné au coin du patch, ainsi que sur le décalage patch - ligne d'alimentation (fig.3.8), en faisant varier la longueur Ls, pour ajuster la fréquence et l'adaptation.

- en bande X:

Dans la courbe 3.9. nous avons représenté l'évolution du coefficient de reflexion en fonction de différentes valeurs du diamètre du trou de couplage en bande X pour un décalage ligne d'alimentation - patch Ls égal à 8.5 mm (valeur à laquelle ont été obtenues les meilleures adaptations pour des fréquence de résonances proches de 10 GHz).

Nous remarquons que plus le diamètre est important, plus l'énergie couplée est importante, mais plus la fréquence de résonance s'écarte de la valeur théorique (voir relevés). Car plus l'ouverture de couplage est importante, plus le rayonnement du patch se trouvera perturbé (rappelons que le patch a été conçu en utilisant une configuration présentant un plan de masse uniforme).

Nous avons retenu un diamètre du trou de couplage égal à 3.5 mm pour une adaptation de -28.5 dB à la fréquence de résonance de 10.04 GHz.

Le diagramme de rayonnement du patch ainsi alimenté (Ls = 8.5 mm et d = 3.5 mm) relevé à la fréquence de 10 GHz est représenté sur la figure 3.10. Nous remarquons qu'il présente une directivité plus importante que le diagramme théorique.

- en bande K:

La même étude a été entreprise avec des diamètres du trou de couplage "adaptés" à la fréquence de travail (d = 0.5; 1; 1.5; 2; 2.5 mm) et différentes valeurs de décalage ligne-patch (Ls variant de 0 mm à 10.5 mm). Malheureusement nous avons obtenu des



Fig.3.11. Caractérisation de l'antenne multicouche



Fig.3.12. Diagramme de rayonnement plan H d'un patch alimenté par pin en structure bicouche à 10 GHz

résultats médiocres : une mauvaise adaptation et donc très peu de rayonnement. En effet à cette fréquence les dimensions de l'ouverture nécessaires à une bonne adaptation deviennent trop importantes par rapport aux dimensions du patch qui sont faibles. Ceci rejoint les conclusions dans la bibliographie [12] en ce qui concerne la difficulté d'obtenir de bonnes performances avec l'alimentation par couplage en général à une bande de fréquence supérieure à 18 GHz.

Nous avons alors abondonné l'usage de ce type d'alimentation.

En conclusion, l'influence de l'alimentation est importante, surtout en bande K. Un ajustement de la fréquence de résonance est nécessaire : il peut être réalisé en modifiant les dimensions du patch pour l'alimentation par pin.

II.2. Impédance d'entrée et diagramme de rayonnement

L'impédance d'entrée d'un patch carré excité sur le coin varie sensiblement suivant la façon dont il est alimenté (chap.2-§.II.4). Nous l'avons donc mesurée, à partir du relevé du coefficient de réflexion S11, dans les conditions réelles d'utilisation: c'est à dire l'élément rayonnant alimenté par la structure bicouche (fig.3.11).

Le relevé précédent (fig.3.7) du S11(f) en bande X montre que l'hypothèse faite sur la valeur de l'impédance d'entrée ($Z_{entrée} = 360 \Omega$) est bien vérifiée puisque nous obtenons expérimentalement un coefficient de réflexion de -25 dB à 10.04 GHz.

Le diagramme de rayonnement du patch unique alimenté par la structure bicouche est représenté dans la figure 3.12. Des écarts existent entre les relevés expérimentaux et le diagramme théorique. Ces écarts peuvent être expliqué par les effets de l'alimentation ainsi que par les conditions de mesure (chambre anéchoïde non close du fait de ses dimensions réduites).



Fig.3.14. Ligne montée sur cellule K

Le même procédé de mesure utilisé à 24 GHz (S11[f] en bande K) a montré que |S11(24GHz)| = -10 dB et donc que l'adaptation n'est pas parfaitement réalisée: l'impédance d'entrée du patch à 24 GHz n'est pas égale à 360 Ω .

Une mesure directe de l'impédance d'entrée du patch a alors été entreprise : le patch est alimenté par une ligne d'impédance caractéristique 50 Ω de longueur k $\lambda g/2$ réalisée sur Duroïd 6010. Pour cette mesure une transition coaxial-ligne microruban de très bonne qualité est nécessaire. Pour ce faire nous avons collé l'ensemble du circuit sur un demiboîtier K (fig.3.13). Ce demi-boîtier fait partie habituellement d'un ensemble appelé cellule K. Cette cellule de caractérisation élaborée par Dambrine [6] est constituée de deux demi-boîtiers assurant la liaison coaxial-microruban et d'un insert servant de support au composant à étudier, l'ensemble fonctionnant dans une bande de fréquence allant de 1 GHz à 40 GHz.

Nous avons adapté les dimensions d'un demi-boîtier, initialement prévues pour l'alumine, pour l'utiliser sur le Duroïd afin d'alimenter notre patch. Un connecteur K 102 de marque Wiltron et une perle de verre (K100 - Wiltron) sont insérés dans l'orifice du demi-boîtier. Un sliding contact spécial pour Duroïd (K110-3 - Wiltron) coulissant sur la perle de verre et collé sur la ligne microruban assure le contact entre le conducteur central du connecteur K et le circuit.

Une autre ligne d'impédance 50 Ω de même dimension que la précédente réalisée sur le Duroïd et fermée par un court-circuit a été utilisée pour le calibrage du système et ainsi pour s'affranchir des effets des discontinuités dues à la transition ligne-coaxiale (fig.3.14).

Dans ces conditions nous obtenons |S11| = -2.85 dB à 24 GHz, ce qui correspond à une impédance d'entrée égale à 307 Ω .

Les principaux paramètres de l'élément rayonnant (côté du patch $a_1 = 9 \text{ mm} à 10 \text{ GHz}$ avec $Z_{\text{entrée}} = 360 \Omega$, côté du patch $a_2 = 2.9 \text{ mm} à 24 \text{ GHz}$ avec $Z_{\text{entrée}} = 307 \Omega$) étant connus nous pouvons passer à la synthèse du réseau d'excitation. Son importance est essentielle. En effet le diagramme de rayonnement, le gain de l'antenne, réels sont tributaires des pondérations effectivement obtenues et par conséquent de la qualité du feeder.

III. MISE AU POINT DU FEEDER

III.1. Distributeur de courant

La structure de l'élément rayonnant détermine le choix du distributeur. Lorsque la source élémentaire est large bande, il faut veiller à ce que le distributeur ne limite pas la bande de fonctionnement du réseau.

Les antennes plaquées étant des éléments résonants, c'est en fait plus l'élément rayonnant qui limitera la bande passante que le distributeur.

Nous avons choisi d'utiliser une alimentation en parallèle des différents éléments du réseau, essentiellement pour des raisons mécaniques (encombrement du système).

III.2. Mise en oeuvre des pondérations

La manière la plus commune de pondérer un réseau, et donc d'obtenir les amplitudes et les phases données par la méthode du simplexe (voir chapitre2), est d'utiliser une série de transformateurs quart d'onde $\lambda_g/4$.[7]

A la résonance, chaque élément rayonnant de l'antenne est modélisé par une résistance pure.

Supposons que deux patches successifs A et B simulés par les deux résistances Ra et Rb soient reliés par une ligne de longueur L= L_1+L_2 constituée de deux transformateurs quart d'ondes dont les impédances caractéristiques sont Z_{c1} et Z_{c2} (fig.3.15) : nous effectuerons la pondération à l'aide des deux transformateurs, le rapport des courants se calculant de la manière suivante :



Fig.3.15

Nous pouvons écrire que :

$$\begin{bmatrix} V'_{1} \\ I'_{1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch\gamma L2 & Zc2 sh\gamma L2 \\ \frac{sh\gamma L2}{Zc2} & ch\gamma L2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ch\gamma L1 & Zc1 sh\gamma L1 \\ \frac{sh\gamma L1}{Zc1} & ch\gamma L1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V2 \\ I2 \end{bmatrix}$$
$$I_{a} = I_{2}$$
$$I_{b} = V'_{1}/R_{b}$$

En négligeant les pertes ($\gamma \# j\beta$) les expressions se simplifient et l'on trouve [7] :

$$\frac{V'_1}{V2} = \frac{I_a}{I'_1} = -\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \quad (III.14) \qquad \qquad \frac{I_b}{I_a} = -\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \frac{R_a}{R_b} (III.15)$$

Pour 4 transformateurs quart d'onde successifs d'impédances caractéristiques respectives Z_{c1} , Z_{c2} , Z_{c3} , Z_{c4} on obtient de la même façon :

$$\frac{I_{b}}{I_{a}} = \frac{Z_{c2} Z_{c4}}{Z_{c1} Z_{c3}} \frac{R_{a}}{R_{b}}$$
(III.16)

Cette première étape permet, à partir des valeurs des amplitudes et des phases des courants (données par la méthode du Simplexe), de se rendre compte du nombre et des impédances caractéristiques des transformateurs nécessaires à la pondération en courant en fonction des excitations désirées.

Pour notre part, étant donné la configuration de notre alimentation (alimentation en éventail : voir §III.3.), nous réalisons l'amplitude I_a et la phase ϕ_a du courant circulant

dans le patch A indépendamment du courant du patch voisin en fixant les courants I'₁ à l'entrée de la branche à la valeur 1. Nous déterminons le nombre de transformateurs par la relation : $\varphi = \beta \times L$, avec :

L = distance du patch au point de jonction des lignes (voir paragraphe §III.3.)

Et connaissant I_a (obtenue par la méthode du Simplexe) on en déduit par la relation (III.-) les valeurs des impédances caractéristiques des transformateurs Z_{c1} et Z_{c2} :

$$\frac{I_{a}}{I_{1}} = -\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}$$
(s'il s'agit de deux transformateurs) (III.17)

Exemple :

Soit à réaliser une amplitude $I_j=0.8$ et une phase $\phi_j=190^\circ$ sur un patch j. La longueur de ligne correspondante est :

$$L = \phi / \beta = (190^{\circ}/360^{\circ})^* \lambda g = 0.5277 \lambda g = (0.5+0.0277) \lambda g.$$

Deux transformateurs quart d'onde sont nécessaires.

Nous fixons le courant I'_j à l'entrée de la branche à 1 $(I'_j=1)$ et connaissant I_j on en déduit Zc1 et Zc2.

III.3. Synthèse du réseau d'alimentation et association feeder-patches

III.3.1. Impératifs technologiques

L'antenne bicouche doit être associée à un circuit actif de façon à former un radar Doppler. De ce fait le circuit destiné à la mesure de vitesse de véhicules ou de fluides, sera placé sous un véhicule en mouvement (applications automobiles), ou plaqué sur une cellule contenant un flux de liquide sous pression (mesures de débitmétrie polyphasique). Il sera donc amené à subir certaines contraintes, notamment des vibrations qui peuvent être relativement importantes. D'autre part pour un bon fonctionnement de l'antenne il est nécessaire d'éviter la présence de lames d'air entre les deux substrats la constituant. Une bonne cohésion de l'ensemble feeder-patches est donc indispensable pour assurer la fiabilité du système.

Pour faire adhérer deux substrats et assurer une bonne tenue mécanique de l'ensemble feeder-patches nous avons initialement envisagé de coller les deux matériaux à l'aide d'un film de collage "MPC Polyguide" qui est un copolymère de polyoléfine de constante diélectrique $\varepsilon_r = 2.34$ de facteur de pertes 0.002 et d'épaisseur 50 µm. Le collage s'effectue en appliquant une pression constante au sandwich constitué par les deux substrats et le film à une température de 120° à 150 °C pendant 5 minutes, après avoir au préalable ôté le plan de masse inférieur du substrat où sont gravés les patches.

Nous avons tenté l'expérience mais le collage résultant est médiocre. Ce problème a certainement été aggravé par les dimensions de notre circuit. Pour y remédier il est nécessaire d'utiliser un support mécanique (généralement en verre-époxy) permanent qui sera vissé sur l'antenne afin d'exercer une pression constante. Outre l'aspect encombrement, l'ensemble présente les inconvénients suivants :

- un risque de glissement des substrats n'est pas exclu.

- perturbations du fonctionnement de l'antenne dues à la présence du verreépoxy et des vis (risque d'augmentation des lobes secondaires,..) [8].

Nous avons donc écarté cette solution et opté pour l'utilisation d'une colle conductrice pour assurer l'assemblage des deux substrats.

A l'issue de cette étape, l'antenne est collée et vissée sur une demi cellule K pour permettre son alimentation.

Les dimensions de la cellule K sont ajustées à la taille du circuit.

III.3.2 Synthèse du réseau assistée par le logiciel Micros

a- Réalisation en bande X

Pour cette première réalisation nous avons choisi d'utiliser un substrat identique à celui des patches, c'est à dire le TLY (ε_r = 2.35 ; h= 0.762 mm) pour les raisons suivantes :

* la réalisation des lignes du feeder est plus aisée. En effet pour des impédances caractéristiques équivalentes, les largeurs de lignes sont moins fines sur un substrat de faible permittivité diélectrique que sur un substrat de permittivité élevée. Il y a donc moins d'effet de sous gravure d'où une meilleure reproductibilité du circuit et de ses performances.

* le matériau est moins dispersif. Un décalage fréquentiel éventuel aurait moins d'incidence sur les longueurs électriques des circuits d'alimentation et donc peu d'effets sur les pondérations. La probabilité d'obtenir le diagramme souhaité est plus importante.

* ce substrat possède de meilleures propriétés mécaniques : le collage feederpatches en est facilité, d'autant qu'à cette fréquence les dimensions des surfaces à coller sont relativement importantes.

Le substrat étant choisi nous pouvons passer à la conception proprement dite du réseau.

Les contraintes sur les amplitudes et les phases du signal à l'entrée de chaque patch fixent le nombre, la longueur et la largeur des différents tronçons de lignes.

Suivant leur position, ces tronçons sont composés, soit de lignes de transmission simples, de stubs ouverts en bout de ligne, ou de coudes. Etant donné leur nombre et l'importance de leur rôle nous avons utilisé le logiciel de DAO-CAO "Micros"[9], qui permet une optimisation partielle du circuit. Micros est un programme de synthèse interactif qui permet de générer des éléments microrubans, à partir des valeurs de l'impédance caractéristique Zc et de leur longueur de ligne en fonction de la longueur d'onde guidée λg . La connexion des différents éléments se fait de manière aisée et rapide, ainsi que le tirage du masque. Les calculs utilisent les formules de Hammerstad, Jensen et Kirschning [9][10][11]. Ils prennent en compte la dispersion





Fig.3.16. Alimentation parallèle de l'antenne à 14 éléments conçue sur Micros



Eléments rayonnants



Réseau d'excitation

Fig.3.17. Antenne bande X

sur la permittivité effective ainsi que sur l'impédance caractéristique. Par ailleurs les coudes sont optimisés pour un minimum de discontinuité, les effets de bords des stubs ouverts sont également pris en compte, et enfin les formules sont utilisables jusqu'à une fréquence telle que :

 $[Freq] \times \acute{e} paisseur du substrat = 30 [GHz \times mm]$

Les longueurs de ligne sont fixées par le déphasage désiré. La variation des impédances caractéristiques des différents transformateurs permet d'obtenir le courant souhaité. L'utilisation de tés pour la jonction des différentes lignes s'est avérée impossible car les largeurs obtenues pour certains tés étaient trop élevées ($w \ge 4$ mm). Nous avons donc été amenés à diviser le réseau en deux parties de 7 branches chacune (fig.3.16). Les lignes sont disposées en éventail et séparées entre elles d'un angle de 30° (Micros ne permet des inclinaisons d'angle que proportionnelles à 15°) afin de limiter le risque de couplage et par souci de symétrie (fig.3.16).

L'alimentation de l'ensemble du circuit se fait à égale distance de chaque sous-réseau. Ainsi, l'énergie arrive de manière équiphase et équiamplitude au niveau de chaque demi-réseau. L'adaptation est assurée par un transformateur quart d'onde.

L'emplacement des éléments rayonnants, alternativement de part et d'autre de la ligne joignant les points d'excitation des patches, permet un gain de place tout en réduisant les risques de couplage entre les sources rayonnantes (ce qui revient à rajouter une phase de π pour les patches du plan inférieur dont il faut tenir compte dans la conception du feeder).

L'antenne est alimentée par une fiche coaxiale (Radial R125630) dont l'âme centrale est soudée au point d'excitation 50 Ω du réseau.

La photographie de l'antenne bande X est représenté à la figure 3.17. Les dimensions du circuit sont : $18 \text{ cm} \times 9 \text{ cm}$.



Fig.3.18. S11 en fonction de la fréquence de l'antenne réseau bande X



Fig.3.19. Diagramme de rayonnement plan H à 10 GHz

Dans ces conditions, après réalisation par photolithogravure et caractérisation de l'antenne en chambre anéchoïde, nous avons obtenu expérimentalement un coefficient de réflexion S_{11} de l'ordre de -27 dB à la fréquence de 10.2 GHz (fig.3.18). Le diagramme de rayonnement pratique plan H est représenté figure 3.19.

Nous constatons que le lobe principal est incliné à 66°, ce qui est en accord avec la théorie ; cependant le niveau des lobes secondaires est important (-8 dB).

Différentes causes peuvent être à l'origine de ce dernier résultat. Les lobes secondaires proviennent des composantes non constructives du champ électromagnétique, et ont donc un lien direct avec les courants d'excitation (amplitudes et phases). Or dans le calcul des courants par l'utilisation des transformateurs, nous n'avons pas tenu compte des pertes lignes, ni du couplage entre les lignes qui affectent les pondérations des antennes. De plus chaque discontinuité (changement de lignes, coudes, jonctions de lignes, jonctions ligne-patch) est à l'origine d'effets parasites (déphasage, désadaptation, erreur sur les largeurs de lignes, rayonnement...) qui viennent perturber le fonctionnement prévu du circuit.

Cette première réalisation nous permet néanmoins de conclure sur la faisabilité d'une antenne à lobe principal unique incliné à 60°, mettant en oeuvre une structure multicouche à alimentation par pin, en bande X.

Pour améliorer l'antenne au point de vue gain et diminution des lobes secondaires, plusieurs solutions ont été envisagées, notamment la réduction du rayonnement parasite important des lignes du feeder par l'utilisation d'un substrat de permittivité plus élevé, et aussi l'optimisation des jonctions patch-feeder.

Nous avons donc conçu un autre feeder sur le matériau RT/Duroïd 6006 qui présente les caractéristiques suivantes :

 $\begin{cases} \varepsilon_r = 6 \\ \tan \delta = 0.0019 \quad \text{à} \quad 10 \text{ GHz} \\ t = 17.5 \,\mu\text{m} \\ h = 0.635 \,\text{mm} \end{cases}$

Les largeurs des lignes à l'extrémité de chaque branche, en contact avec les pins, ont été choisies toutes identiques par souci de symétrie.

Malheureusement les mauvaises propriétés mécaniques de ce substrat (déformations du matériau à l'issue de la gravure chimique, aggravée par le collage des deux substrats composant l'antenne) ont rendu l'assemblage feeder-patches impossible et donc le circuit irréalisable.

Par ailleurs, l'utilisation de Duroïd 6010 ($\epsilon_r = 10.8$) était exclue du fait des valeurs importantes obtenues pour les impédances caractéristiques (supérieures à 110 Ω), conduisant à des largeurs de microrubans trop faibles pour être réalisées par la méthode traditionnelle de photolithogravure, laquelle ne permet pas de descendre en dessous de 60 μ m.

Le but principal de ce travail étant de réaliser un capteur Doppler à 24 GHz afin d'améliorer la miniaturisation et la précision comme il a été dit au chapitre1, nous avons décidé d'optimiser le système en passant simultanément à la bande K. En effet à la fréquence de 24 GHz pour des impédances caractéristiques équivalentes (voisines de 110 Ω) les largeurs de lignes sont plus importantes qu'à 10 GHz, ce qui va faciliter la mise au point du feeder.

b- Réalisation en bande K

Dans un premier temps, en structure bicouche nous avons construit le feeder sur un substrat de même caractéristiques que celui utilisé pour les éléments rayonnants ($\epsilon_r = 2.35$; h = 0.762 mm) pour les mêmes raisons qu'à 10 GHz (moins de dispersion en fréquence, moins de problèmes de sous gravure et simplification du collage).



Eléments rayonnants



Réseau d'excitation

Fig.3.20. Antenne bande K.



Fig.3.21. S11 en fonction de la fréquence



Fig.3.22. Diagramme de rayonnement plan H de l'antenne réseau linéaire 2

La configuration du réseau d'alimentation est la même qu'à 10 GHz : le réseau est divisé en deux parties de sept branches chacune, au niveau desquelles l'énergie arrive de manière équiphase et équiamplitude (fig.3.16). La répartition de l'énergie en amplitude et phase au niveau de chaque élément rayonnant est assurée par les différents transformateurs d'impédance des deux sous-réseaux en forme d'éventail.

Toutes les jonctions patches-feeder sont identiques. L'impédance caractéristique de chaque tronçon en contact avec un patch est équivalente à 100 Ω (largeur 719 μ m).

La photographie de l'antenne est représentée figure 3.20. Le masque a été redessiné sur un logiciel adapté à la réalisation de masque (Mastek). Ses dimensions sont de : 9 cm \times 6.5 cm.

Le relevé du paramètre scattering S11 en fonction de la fréquence (fig.3.21) montre que |S11| = -25 dB à la fréquence de 20.4 GHz.

Le relevé du diagramme de rayonnement (fig.3.22) fait apparaître :

- * un angle d'inclinaison du lobe principal égal à : $\theta o = 10^{\circ}$
- * un niveau des lobes secondaires de -17 dB sous le lobe principal

* un gain de 9.5 dB

L'ensemble de ces mesures montre que nous avons une bonne adaptation, un bon niveau de lobes secondaires et un gain satisfaisant. En revanche il y a un décalage important de 15% de la fréquence de résonance obtenue par rapport à la valeur prévue qui était, rappelons-le, de 24 GHz et nous n'avons pas obtenu une inclinaison du lobe principal égale à 60°.

En effet, le circuit a été conçu pour présenter des excitations en courant avec des amplitudes a_j et des phases ϕ_j bien déterminées à une fréquence de 24 GHz. Le décalage en fréquence a pour conséquence immédiate un comportement réactif de l'antenne et un changement des longueurs électriques des lignes. Les amplitudes et les phases sont modifiées, et par conséquent nous n'obtenons pas le diagramme de rayonnement prévu.



Fig.3.23. Caractéristiques de la ligne simulée sur MDS



Fig.3.24. S11(fréq) de la ligne sans discontinuité sur un substrat idéal



Fig.3.25. S11(fréq) de la ligne avec discontinuités sur un substrat avec pertes

A l'effet de décalage de la fréquence et de désadaptation sur les valeurs des amplitudes et phases s'ajoutent les modifications de ces amplitudes et phases directement liées aux effets des discontinuités et des pertes.

Le décalage en fréquence peut être expliqué par le fait que nous avons négligé les effets des différentes discontinuités présentées par le circuit (coudes, différences de largeur du ruban métallique des lignes,..) et que nous avons négligé les pertes lignes (pertes diélectriques, ohmiques, et par rayonnement) qui ne sont pas homogènes pour l'ensemble du circuit d'alimentation et sont plus ou moins importantes selon la branche d'excitation et donc suivant sa composition (coudes, type de ligne,..) et son nombre d'éléments.

En effet pour un substrat et une fréquence donnés les pertes ohmiques α_c sont proportionnelles aux longueurs des lignes, et augmentent avec leurs impédances caractéristiques (voir tableaux 1 et 2 en annexe).

Les pertes diélectriques α_d sont également proportionnelles aux longueurs des lignes.

Les effets des pertes et des discontinuités ont été clairement démontrés par la simulation à l'aide de Microwave Design System (MDS) d'une ligne composée de six tronçons d'impédances caractéristiques différentes (voir fig.3.23) conçues sur le substrat TLY ($\varepsilon_r = 2.35$; h= 0.762 mm). Nous avons simulé le coefficient de réflexion S11 à l'entrée de la ligne ainsi que les amplitudes et phases des courants à l'entrée et sortie, d'abord sur le substrat idéal sans pertes (conductivité σ infinie, angle de pertes δ nul) et sans tenir compte des discontinuités des largeurs de lignes , puis sur un substrat réel ($\sigma = 5.7 \ 10^7$; tg $\delta = 5.4 \ 10^{-4}$) en prenant en compte les discontinuités.

Pour le circuit sans pertes et en négligeant les discontinuités la simulation du coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence montre que:

* un coefficient de réflexion |S11| = -48 dB à 24 GHz est obtenu (fig.3.24).

Le relevé du rapport "a" des courants à l'entrée et à la sortie de la ligne à 24 GHz est :

* |a| = 1.75

* la différence de phases entre entrée et sortie est $\Delta \phi = 90^{\circ}$.

En considérant le même circuit et en tenant compte des pertes et des discontinuités nous relevons :

- * une adaptation de -37 dB à la fréquence de 23.6 GHz (fig.3.25.).
- * un rapport de courant $a_1 = 1.76$ à 23.6 GHz
- * une différence de phase entrée-sortie $\Delta \phi_1 = 93.6$ ° à 23.6 GHz.

A 24 GHz nous n'avons plus qu'un coefficient de réflexion de -19 dB, le rapport de courant devient $a_2 = 1.74$ et le déphasage $\Delta \varphi_2 = 86^{\circ}$.

Ces simulations nous permettent donc de mettre en évidence un décalage en fréquence de l'adaptation de même qu'une variation des modules et phases des courants et ceci pour une seule branche ne comprenant que des lignes simples sans coudes ni jonctions

L'amélioration des performances de l'antenne passe par la prise en compte des pertes lignes et des effets des différentes discontinuités. Ceci va être possible en utilisant un logiciel de CAO MDS.

III.4. Synthèse du réseau d'excitation à l'aide de Microwave Design System (MDS)

Microwave Design System (MDS) est un logiciel de conception et de simulation de circuits microondes actifs et passifs. En ce qui nous concerne il permet de tenir compte des effets de différentes discontinuités (coudes, sauts dans les largeurs de lignes), jonctions de lignes (Tés) ainsi que des pertes lignes (pertes diélectriques et ohmiques).

Etant donné que les pertes par rayonnement ne peuvent être ni calculées ni simulées et qu'elles sont relativement importantes pour le substrat à faible constante diélectrique jusqu'alors utilisé (TLY avec $\varepsilon_r = 2.35$) à faible constante diélectrique, il est plus judicieux de simuler un substrat à forte permittivité dont les pertes par rayonnement sont comparativement faibles : nous avons choisi d'utiliser pour notre future réalisation



Fig.3.26. Alimentation parallèle simulée sur MDS de l'antenne 14 patches

.

le substrat à forte permittivité (Duroïd 6010 avec $\varepsilon_r = 10.8$) malgré ses pertes lignes élevées (voir chap3-§.II, tableau 2).

III.4.1 Conception et optimisation du feeder sur Duroïd 6010

Simuler la topologie précédemment utilisée (deux sous réseaux avec des jonction à 8 branches) s'est avéré impossible, MDS limitant les jonctions à 4 branches maximum.

Nous avons donc été amenés à changer de structure : d'une topologie en éventail (fig.3.16) nous sommes passés à une topologie en Tés (fig.3.26) dans laquelle les différentes branches sont connectées deux à deux à l'aide de diviseurs de puissances formés par les tés.

En utilisant la méthode de pondération par transformateurs quart d'onde du §III-2, c'est à dire en fixant les longueurs des lignes et en jouant uniquement sur les valeurs de leurs impédances caractéristiques pour pondérer le réseau, nous arrivons à des largeurs de lignes trop fines ou trop épaisses :

- les premières sont irréalisables en pratique

- les secondes présentent des pertes par rayonnement élevées et risquent d'exciter des modes supérieurs.

Nous avons alors fixé certains paramètres :

- les longueurs et largeurs des tronçons de ligne en contact avec les patches de façon à ce que les jonctions lignes-patches soient toutes identiques.

- les longueurs totales " d_i " des éléments inter-branches (fig.3.26) correspondant aux distances inter-patches, égales à 5 mm.

et nous avons fait varier simultanément plusieurs paramètres (longueurs et largeurs de lignes) pour obtenir les courants et phases désirés sur chaque patch.

Nous nous sommes imposés d'utiliser des lignes dont les largeurs sont supérieures ou égales à 80 μ m de façon à réduire les phénomènes de sous gravure et de faciliter la reproductibilité du circuit.



18

freq (GHz)

26





Eléments rayonnants - Réseau d'excitation



Fig.3.28. Antenne bande K réalisée après simulation sur MDS.
Par souci de symétrie :

- tous les tés utilisés sont identiques quelle que soit la branche.

- les coudes ont la même largeur et même angle (90°) et leur nombre est similaire pour chaque branche.

L'adaptation du circuit complet a été obtenue avec l'utilisation d'un stub en circuit ouvert.

Nous avons une adaptation de -36 dB à 24 GHz (fig.3.27).

Le relevé des courants et des phases obtenu par simulation à 24 GHz sont regroupés dans le tableau n°11.

	1	2	3	4	5	6	7	
an	0.6	83 0.85	3 0.995	5 1	0.854	0.604	0.418	
φ _n	84°	266°	99.5°	° 299°	141°	344.2°	187.8°	· · ·
Δφ		182°	193.5°	199.5°	202°	203.2°	203.6°	

Tableau n°10. Pondérations théoriques obtenues avec le simplexe à 24 GHz

	1		2		3		4		5		6		7	
a _n	0.6	583	0.85	2	0.995		1		0.854		0.604		0.418	
φ _n	83	.9°	266°		99.5°		299.1°		141°		344.2°		187.9°	
Δφ		182.	.1°	19	3.5°	19	99.6°	20	01.9°	20)3.2°	20	03.6°	

Tableau n°11. Pondérations obtenues avec le circuit simulé sur MDS à 24 GHz

Dans ces conditions, le circuit obtenu est présenté figure 3.28.

Les dimensions du circuit sont : $9 \text{ cm} \times 4.5 \text{ cm}$



٠

START 18 GHz STOP 26 GHz





Fig.3.30.Diagramme de rayonnement plan H à 20.5 GHz



Fig.3.31.Diagramme de rayonnement plan H à 25.6 GHz

III.4.2.Résultats pratiques

La caractérisation du circuit (fig.3.29) montre que le coefficient de réflexion maximal est :

|S11| = -23 dB à 20.5 GHz

Nous avons donc un décalage de 14.6 % par rapport à la fréquence théorique 24 GHz.

Le diagramme de rayonnement obtenu à la même fréquence (20.5 GHz) est représenté figure 3.30.

Nous relevons un lobe principal incliné à 58 °. Malheureusement le niveau des lobes secondaires est important ; il est de l'ordre de -8 dB.

Néanmoins, le diagramme de rayonnement relevé à la fréquence de 25.6 GHz (fig.3.31) montre que nous avons obtenu un lobe principal incliné de 68°. Le niveau des lobes secondaires est de l'ordre de -15 dB en dessous du lobe principal. L'angle d'ouverture a une valeur de 7°. Le rayonnement de l'antenne à cette fréquence est donc proche du rayonnement théorique désiré. Effectivement à 25.6 GHz nous ne sommes plus qu'à 6% de la fréquence théorique 24 GHz, fréquence à laquelle ont été calculées les excitations complexes et donc synthétisé le diagramme théorique.

Mais nous n'avons plus que -10 dB d'adaptation à 25.6 GHz et le niveau détecté est relativement faible (gain de 7 dB).

Nous concluons que le diagramme de rayonnement obtenu est satisfaisant, cependant persiste le décalage fréquentiel qui est en partie à l'origine du faible gain de l'antenne à la fréquence de 25.6 GHz.

Nous pouvons attribuer ce décalage aux effets de pertes par rayonnement que nous avons négligées, aux jonctions feeder-patches : les dimensions des pins ne sont pas rigoureusement égales d'où un effet selfique plus ou moins important suivant le patch. Enfin la présence éventuelle de lames d'air lors de l'assemblage patches-feeder est à l'origine de réactances parasites qui viennent décaler la fréquence [13].

Le faible gain est dû essentiellement au décalage fréquentiel et à l'importance des pertes.

ور

• x

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3

[1] : Hinojosa Jimenez J.:

"Contribution à l'élaboration d'une nouvelle méthode de caractérisation électromagnétique de matériaux à partir de lignes plaquées - Applications à l'étude de nouveaux matériaux".

Thèse d'Université, Lille, 1995.

[2] : Pucel R.A., Masse P., Hartwig C.P.: "Losses in Microstrip". I.E.E. Trans., M.T.T. 16, pp. 342-350, 1968.

[3] : Schneider M.V.: "Dielectric losses in integrated microwave circuits" Bell. Sys. Tech. Journal,48,pp.2325-2332.

[4] : Hoffmann R.K.: "Handbook of Microwave Integrated Circuits" Artech House, pp.311-317, 1987.

[5] : Lewin L.:"Spurious radiation from microstrip".Proc. IEE, Vol.125, n°7, July 1978.

[6] : Boguais M.:
"Contribution à la synthèse de réseaux d'antennes-Réalisation en technique imprimée. Thèse d'Université, Rennes, 1986.

 [7] : Matton D.:
 "Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques micro-ondes." Thèse d'Université, Lille, 1989.

[8] : Zurcher J.F.:"A simple and efficient program for automatizing the design and preparing the mask for microstrip circuits."Microwellen magazin, April 81. [9] : Hammerstad E., Jensen O.:"Accurate Models for Microstrip Computer-aided-design"IEEE- S Internat. Microwave Symposium :Dig (1980) ,pp 407-409.

 [10] : Kirschning M., Jansen R.H.:
 "Accurate Model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies"
 Electronics Letters, 18 (1982), pp272-273.

[11] : Jansen R.H., Kirschning M.:
"Argument and an accurate Model for the power-current formulation of Microstrip characteristic impedance."
AEü, Band 37(1983), Heft 3/4,pp108-112.

[12] : James J.R., Hall P.S.: "Handbook of Microstrip Antennas". Artech House, pp. 815-816.

[13] : Herscovici N.I., Pozar D.M.: "CAD of Multilayer Feeding Networks" Microwave Journal, June 1994, pp. 88.

CHAPITRE 4

APPLICATION A LA CINEMOMETRIE DOPPLER

CHAPITRE 4 : APPLICATION A LA CINEMOMETRIE DOPPLER

Dans le présent chapitre nous verrons comment utiliser différentes antennes microrubans pour la mesure de vitesse par effet Doppler (voir chapitre 1) sur deux types de surfaces totalement différentes.

Dans le premier cas envisagé, qui concerne l'industrie pétrolière, nous mesurons la vitesse d'écoulement d'un fluide dans une conduite grâce à la rétrodiffusion du signal hyperfréquence sur ce fluide polyphasique dont la composition est un mélange variable d'eau d'huile et de gaz. Ce mélange simule les produits hétérogènes bruts provenant de l'extraction pétrolière.

Dans le deuxième cas, qui concerne les applications automobiles, nous relevons la fréquence Doppler grâce au phénomène de rétrodiffusion de l'onde émise sur le sol routier.

I. APPLICATIONS A LA DEBITMETRIE POLYPHASIQUE

Plusieurs méthodes existent pour déterminer la vitesse d'écoulement d'un fluide dans une conduite mais elles ont pour la plupart comme inconvénients majeurs le manque de précision sur les mesures, notamment pour de faibles vitesse d'écoulement. Par ailleurs, les systèmes mis en jeu sont souvent volumineux.

Des techniques de mesure par ultrasons ont également été testées mais le bruit occasionné par la présence de bulles de gaz ou dû au moindre choc extérieur, particulièrement sur la conduite, suffit à fausser les mesures.

Le but du présent paragraphe est de montrer la faisabilité de mesures de débitmétrie polyphasique grâce à l'utilisation de radars Doppler auxquels nous avons associé diverses antennes microrubans conçues au laboratoire. L'hétérogénéité des produits en présence (mélange variable eau - huile - gaz) ainsi que leur faible granulométrie





Fig.4.1. Diagramme de rayonnement de l'antenne 48 éléments bande X

rendent l'extraction du signal Doppler délicate (dû essentiellement au faible niveau du signal rétrodiffusé).

I.1. Présentation de la cellule de mesure

Les conduites pétrolières étant généralement conçues dans un matériau métallique, imperméable aux ondes hyperfréquences, une cellule en plexiglass de forme parallélépipèdique a été mise au point par l'IFP [1]. Ses dimensions sont les suivantes:

- hauteur : 6 cm.
- largeur : 4 cm.
- épaisseur du plexiglass : 2 cm.

I.2. Essais Doppler

Les essais de cinémométrie Doppler ont été réalisés en utilisant différentes antennes; nous comparons ici les résultats obtenus avec ces différentes configurations.

I.2.1. Mesures avec une antenne bidimensionnelle, en bande X

Ces mesures préliminaires ont été effectuées grâce à un radar construit dans notre laboratoire et destiné à des applications ferroviaires. Ce radar qui a été parfaitement caractérisé dans des travaux antérieurs [2][3][4] va nous servir de "référence" pour tester les antennes faisant l'objet de ce travail.

a- Présentation du radar SNCF

Il est composé des éléments suivants :

* une antenne bande X bidimensionnelle directive de 48 éléments à patches carrés, réalisée par El Bekkali [3] à lobe droit (diag. de rayonnement fig.4.1.) réalisée sur un substrat diélectrique de type Duroïd 5870 dont les caractéristiques sont :

- une permittivité relative $\varepsilon_r = 2.33$



Fig.4.2. Photographie Tête Doppler stéréo

- une hauteur du substrat h = 0.79 mm

- une épaisseur de métallisation t = $17.5 \ \mu m$

- un facteur de pertes tg $\delta = 1.2 \ 10^{-3}$

Ses principales performances sont:

- un gain de 20 dB.

- un niveau des lobes secondaires par rapport au lobe principal de -26 dB dans le plan E et -28 dB dans le plan H.

- une ouverture à 3 dB: de 13° dans le plan E et 10° dans le plan H. Ses dimensions sont : 12.5 cm \times 17 cm.

* une tête hyperfréquence "stéréo" (fig. 4.2) [5] qui, de par sa conception (deux voies), permet d'obtenir deux signaux déphasés d'un angle φ et dont le signe permet de donner l'information sur le sens de marche. Ce système présente, en outre l'avantage d'une redondance des informations Doppler, ce qui réduit les risques d'erreur. Elle est réalisée sur un substrat de type Duroïd 6010 dont les caractéristiques sont:

- une permittivité relative $\varepsilon_r = 10.5$
- une hauteur du substrat h = 0.635 mm
- une épaisseur de métallisation t = $17.5 \ \mu m$
- un facteur de pertes tg $\delta = 2.3 \ 10^{-3}$

Le circuit comprend:

- un oscillateur NEC (GaAs FET DRO) de fréquence 10 GHz et de puissance 13 dBm.

- un circulateur à ferrite "Drop-in", présentant une isolation supérieure à 20 dB entre deux voies adjacentes, des pertes d'insertion inférieures à 0.4 dB et un TOS inférieur à 1.3.

- un bloc de détection à diode Schottky; la diode est une H.P. 5082-2775 dont la sensibilité est de 8 mv / μ W pour une charge R_L= 100 k Ω ; elle est autopolarisée, la capacité de découplage hyperfréquence est de 47 pF et la résistance de charge est de 47 k Ω .

Les dimensions du circuit sont 75×50 mm.



Fig.4.3. Les configurations d'essais.

La disposition de l'antenne est telle que le radar émet sur l'obstacle sous une incidence d'un angle de 60° par rapport à la normale à l'antenne.

* un préamplificateur basse fréquence à entrée et sortie différentielles qui permet de porter les signaux Doppler à un niveau de tension suffisant pour être analysés et éventuellement traités par un circuit de traitement de signal dont l'entrée différentielle permet de s'affranchir des problèmes posés par la liaison de masse entre les circuits hyperfréquence et basse fréquence et dont la sortie, également différentielle, réduit les perturbations électromagnétiques dues aux fils de liaison.

Le signal amplifié est ensuite "traité" par un analyseur de spectre BF Hewlett Packard.

b- Mesures

Dans un premier temps nous avons utilisé le radar SNCF fonctionnant à la fréquence de 10 GHz sur une conduite contenant de l'eau dans laquelle nous pouvons injecter un certain pourcentage d'air, de façon à obtenir un mélange biphasique eau - gaz.

Plusieurs configurations d'essais ont été testées (fig.4.3). Le radar est placé à 20 cm de la conduite.

Première configuration (hauteur cellule = 6 cm ; largeur cellule = 4 cm) <u>position 1</u>: radar au dessus de la cellule Pour cette position on distingue les deux cas extrêmes:

* Faible débit (écoulement à faible vitesse):

Le signal détecté est faible, mais la mesure de vitesse est possible à condition de s'affranchir du problème de pertes du signal.

L'injection de l'air entraîne une réduction de la section de passage du fluide; on remarque alors l'augmentation de la vitesse d'écoulement du fluide.

* Grand débit (écoulement à vitesse élevée): Le signal détecté est complètement noyé dans le bruit. Cette fois-ci, l'injection de gaz dans le liquide permet de récupérer le signal : en effet, davantage de remous sont créés, ce qui contribue à augmenter le niveau du signal rétrodiffusé, et il est alors possible d'obtenir la fréquence Doppler correspondant au débit considéré.

<u>position 2</u> : radar sur le côté de la cellule
* Faible débit:
Les pertes du signal sont nombreuses.
Le signal est médiocre lorsqu'on injecte des bulles d'air.

* Grand débit:

Pas de signal Doppler.

L'injection des bulles d'air provoque la création de mini-obstacles et permet alors de récupérer le signal.

Seconde configuration (hauteur cellule = 4 cm ; largeur cellule = 6 cm) Nous avons gardé les mêmes positions du radar et nous avons fait une rotation de $\pi/2$ de la conduite autour de son axe (fig.4.3).

Position 1 (radar au dessus de la cellule)

On constate que cette configuration est plus intéressante surtout à faible débit car le signal est plus propre.

A grand débit l'amplitude du signal est supérieure à celle obtenue avec la configuration n°1.

Position 2 (radar sur le coté de la cellule)

Nous obtenons les mêmes résultats que pour la seconde position (radar sur le côté) de la première configuration, c'est à dire un signal médiocre dans l'ensemble.



Fréquence Doppler Fd en fonction du débit d'un mélange eau - huile, sans bulle

Fig.4.4. Mesures de fréquences Doppler en fonction du débit avec le radar S.N.C.F.



Fig.4.5. Diagramme de rayonnement plan H de l'antenne linéaire bande X

La seconde configuration avec le radar au dessus de la cellule nous semblant la plus intéressante nous avons alors procédé à des mesures de fréquence Doppler en fonction du débit, dont la valeur est affichée par le banc IFP, pour différents mélanges eau - huile.

Les résultats obtenus sont regroupés dans la figure 4.4.

On constate que la variation est quasiment linéaire pour chaque mélange. Les légères fluctuations pour des débits moyens peuvent être attribuées à l'imprécision des valeurs du débit affichées par le banc IFP ainsi qu'aux perturbations importantes du système. En effet à ces vitesses le banc IFP est soumis à de fortes vibrations qui peuvent être à l'origine de décalage de la fréquence Doppler.

I.2.2. Mesures avec une antenne linéaire à lobe unique incliné «

Les mesures obtenues étant concluantes avec le radar SNCF nous avons pensé, afin de réduire l'encombrement du système de mesure voire améliorer les résultats, faire des essais à l'aide d'une antenne linéaire à 10 éléments rayonnants carrés conçue par El Bekkali [3] et fonctionnant à 10 GHz.

Son diagramme de rayonnement est représenté sur la figure 4.5. Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- angle d'inclinaison du lobe principal (par rapport à la normale au plan de l'antenne): 28 °

- gain : 10 dB.
- rapport lobe secondaire / lobe principal : -19 dB.
- ouverture à 3 dB : 10.5° .
- dimensions de l'antenne : $18 \text{ cm} \times 4 \text{ cm}$.

Nous avons associé à l'antenne linéaire (fig.4.6) une tête hyperfréquence monovoie (fig.4.7) et le préamplificateur faible bruit précédemment utilisé (§.I.1.a).

L'ensemble a été monté sur un support métallique. Les dimensions totales du système sont: 19.5 cm \times 6.5 cm.





Fig.4.8. Mesures de fréquences Doppler en fonction du débit avec l'antenne linéaire

IV-13

Avec cette antenne nous avons refait des mesures [6] pour deux angles d'incidence différents : d'abord sous une incidence de 30° en plaquant l'antenne sur la cellule en plexiglass. Puis en combinant l'inclinaison naturelle du lobe de l'antenne et l'inclinaison de l'antenne elle - même de façon à émettre sous une incidence de 60°.

Les relevés ont été faits pour la seconde configuration de la conduite (hauteur cellule = 4 cm; largeur cellule = 6 cm) et pour les deux positions précédemment citées : dans un premier temps l'antenne est placée sur le côté de la cellule (position 2), puis au dessus de la cellule (position 1) avec dans la conduite de l'eau pure.

Position 2 : (radar sur le côté de la cellule)

Nous retrouvons les mêmes conclusions qu'avec les mesures effectuées à l'aide du radar SNCF : le signal est difficilement exploitable malgré une amélioration pour l'incidence à 60°.

Position 1 : (radar au dessus de la cellule)

Nous avons pu mesurer la fréquence Doppler en fonction du débit pour les deux angles d'incidence de 30° et 60°.

Les mesures sont regroupées dans la courbe 4.8. La variation est quasiment linéaire dans les deux cas de figure. Cependant nous pouvons remarquer une précision meilleure pour une inclinaison du lobe de 60° par rapport au plan de l'antenne.

L'ensemble de ces mesures nous a permis de conclure sur la faisabilité de mesures de la vitesse d'écoulement d'un fluide hétérogène dans une conduite en utilisant l'effet Doppler.







Fig.4.10. Spectre Doppler obtenu avec le radar SNCF

II. APPLICATIONS AUTOMOBILES

Nous avons utilisé le réseau linéaire en bande K (décrit précédemment dans le chapitre 3), pour servir d'aérien au radar Doppler, c'est à dire pour l'émission de l'onde hyperfréquence et la réception du signal rétrodiffusé. Les mesures ont été obtenues à l'aide d'un banc de simulation routier (fig.4.9) et nous prenons comme radar de référence le cinémomètre S.N.C.F. [2][3] qui fonctionne à la fréquence de 10 GHz et que nous avons présenté dans l'application précédente (§.I.2.1) :

II.1. Mesures avec le radar SNCF

Le spectre Doppler obtenu à 10 GHz à l'aide de ce dispositif à la vitesse de 1 m/s, affichée par le banc de simulation routier, est représenté à la figure 4.10. Nous relevons une fréquence Doppler de 55 Hz.

II.2. Mesures avec l'antenne bande K à lobe unique incliné

En bande K, ne disposant pas de tête hyperfréquence spécifique (une tête hyperfréquence MMIC intégrée comprenant un oscillateur et un amplificateur en bande K est en cours de réalisation et fera l'objet de la prochaine thèse de M^{me} S. Sadek), nous utilisons :

- comme source un générateur hyperfréquence (Marconi) fonctionnant dans la bande 10 MHz - 26.5 GHz et délivrant une puissance de 13 dBm.

- un circulateur bande K.

- un détecteur H.P. 33334C fonctionnant dans la bande 0.01-33 GHz.

- le préamplificateur dont les caractéristiques ont été citées dans le paragraphe

I.1.

L'antenne bande K à lobe incliné et à structure bicouche (voir chapitre 3) a été conçue sur les matériaux suivants :

* les éléments rayonnants sur TLY-P2M :

- permittivité : $\varepsilon_r = 2.35$



Fig.4.11. Diagramme de rayonnement plan H de l'antenne bande K



Fig.4.12. Spectre Doppler obtenu avec l'antenne bande K

- une hauteur du substrat h = 0.762 mm

- une épaisseur de métallisation t = $17.5 \ \mu m$

- un facteur de pertes $tg\delta = 1.3 \ 10^{-3}$

* le réseau d'excitation sur Duroïd 6010 :

- permittivité: $\varepsilon_r = 10.8$

- une hauteur du substrat h = 0.635 mm

- une épaisseur de métallisation t = 17.5 μ m

- un facteur de pertes tg $\delta = 2.3 \ 10^{-3}$

Ses principales caractéristiques (le diagramme de rayonnement est représenté sur la figure 4.11.) sont :

* angle d'inclinaison du lobe principal (par rapport à la normale au plan de l'antenne) : 68 °

- * gain : 7 dB
- * rapport lobe secondaire / lobe principal : -15 dB
- * ouverture à 3 dB : à 7°
- * dimensions de l'antenne : 9 cm \times 4.5 cm

Lorsque la vitesse affichée sur le banc de simulation routier est de 1m/s, le relevé du spectre du signal de sortie (fig.4.12) à la fréquence de 25.6 GHz, montre que la fréquence Doppler est égale à 145 Hz, à la vitesse affichée par le banc de simulation routier de 1m/s, ce qui correspond à une vitesse mesurée de 0.92 m/s.

Nous comparons ce résultat avec celui issu des mesures pratiquées à 10 GHz avec le radar SNCF à la même vitesse affichée de 1 m/s : dans ce dernier cas nous mesurons une fréquence Doppler égale à 55 Hz ; ce qui correspond à une vitesse mesurée de 0.95 m/s.

L' écart entre les mesures de vitesse est donc de l'ordre de 3%.

Nous pouvons attribuer cet écart aux différences inévitables dans les conditions de mesure, essentiellement dues à des différences entre les positionnements (inclinaison, hauteur) des radars par rapport à l'obstacle.

Néanmoins ces résultats pratiques montrent que l'antenne bande K à lobe unique incliné est parfaitement exploitable pour l'application principale envisagée qui concerne la cinémométrie automobile.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4

[1] : Vindevoghel J., El Bekkali M.:

"Mesure de la vitesse des effluents circulant dans une conduite, par effet Doppler". I.F.P. 14386, Décembre 1990.

[2] : Dumoulin G.:

"Etude et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence pour applications ferroviaires".

Thèse d'Université, Lille, 1989.

[3] : El Bekkali M.:
 "Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X - Applications."
 Thèse d'Université, Lille, 1991.

[4] : C.H.S. : Vindevoghel J., El Bekkali M., Descamps P.

L.R.P.E. : Gabillard R., Baudet J., El Saleous N., Semet C.:

"Cinémomètre à effet Doppler à tête hyperfréquence intégrée en vue d'application à la S.N.C.F."

Rapport final de contrat S.N.C.F., Octobre 1990.

[5] : Dhalluin L.:

"Conception d'oscillateurs microondes (bande X) en vue de l'intégration monolithique d'un capteur cinémométrique". Thèse d'Université, Lille, 1989.

[6] : Vindevoghel J., El Bekkali M., Bouazza F.:
"Mesure par effet Doppler de la vitesse des effluents circulant dans une conduite".
I.F.P. 14819, rapport final, Décembre 1991.

Annexe : Calcul des pertes

10 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	α _c (dB/m)	α _d (dB/m)	$\alpha_{c}^{+}\alpha_{d}^{-}$ (dB/m)
TLY	50	2.295	1.2	1.5	2.7
(ε _r =2.35)	100	0.637	1.7	. 1.3	3
DUROID	50	0.587	3.8	5.5	9.3
6010 (ε _r =10.8)	100	0.065	10.2	5	15.2

Tableau 1	n°	1
-----------	----	---

24 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	α _c (dB/m)	α _d (dB/m)	$\alpha_{c}^{+}\alpha_{d}^{-}$ (dB/m)
TLY	50	2.521	1.95	1.63	3.6
(ε _r =2.35)	100	0.719	2.6	1.4	4
DUROID	50	0.708	5.6	5.7	11.3
DUROID 6010 (ε _r =10.8)	100	0.094	13.6	5.2	18.8

Tableau n°2

Calculs des pertes par rayonnement pour les circuits ouverts

10 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	٤ _{eff}	F1	pertes _{ray} (dB)
TLY	50	2.295	2.029	1.17	0.158
(ε _r =2.35)	100	0.637	1.88	1.25	0.084
DUROID	50	0.587	7.58	0.342	0.031
6010 (ε _r =10.8)	100	0.065	6.7	0.386	. 0.012

Tableau n°3

24 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	٤ _{eff}	F1	pertes _{ray} (dB)
TLY	50	2.521	2.17	1.1	0.94
(ε _r =2.35)	100	0.719	1.99	1.19	0.48
DUROID	50	0.708	8.825	0.295	0.16
6010 (ε _r =10.8)	100	0.094	7.55	0.343	0.09

Calculs des pertes par rayonnement pour les discontinuités de largeurs microrubans

10 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	€ _{eff}	F2	pertes _{ray} (dB)
TLY	50-60	2.295	2.029	0.0096	0.0013
(ε _r =2.35)	100-110	0.637	1.88	0.0028	0.00018
DUROID	50-60	0.587	7.58	0.0028	0.00025
DUROID 6010 (ε _r =10.8)	100-110	0.065	6.7	0.00087	4.10 ⁻⁵

Tableau n°5

24 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	٤ _{eff}	F2	pertes _{ray} (dB)
TLY	50-60	2.521	2.17	0.009	0.0069
(ε _r =2.35)	100-110	0.719	1.99	0.00269	0.001
DUROID	50-60	0.708	8.825	0.00244	0.0013
6010 (ε _r =10.8)	100-110	0.094	7.55	0.000777	0.0002

Calculs des pertes par rayonnement des coudes

10 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	^E eff	F3	pertes _{ray} (dB)
TLY	50	2.295	2.029	0.687	0.0922
(ε _r =2.35)	100	0.637	1.88	0.744	0.0497
DUROID	50	0.587	7.58	0.178	0.016
6010 (ε _r =10.8)	100	0.065	6.7	0.2	0.009

•

.

Tableau n°7

24 GHz	Zc(Ω)	W(mm)	^E eff	F3	pertes _{ray} (dB)
TLY	50	2.521	2.17	0.6413	0.52
(ε _r =2.35)	100	0.719	1.99	0.7016	0.277
DUROID	50	0.708	8.825	0.153	0.08
6010 (ε _r =10.8)	100	0.094	7.55	0.179	0.047

Tableau n°8

Calculs des pertes de désadaptation en fonction du TOS de l'antenne

• •

.

TOS	1	1.5	2	3	10
S11	0	0.2	0.33	0.5	0.82
P/Po (dB)	0	-0.18	-0.51	-1.25	-4.81

Tableau n°9

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nous avons réalisé des antennes multicouches à alimentation par contact direct en bande K présentant une inclinaison importante du lobe principal unique (68 degrés par rapport à la normale au plan de l'antenne) avec un niveau de lobes secondaires relativement faible.

L'intérêt d'une antenne présentant ce type de diagramme de rayonnement est d'éviter une inclinaison physique de l'antenne et de permettre ainsi un gain de place appréciable pour un objectif de miniaturisation de l'ensemble du capteur.

Ce type de diagramme de rayonnement dissymétrique est obtenu en pondérant le réseau avec des excitations complexes. Pour une inclinaison aussi importante du faisceau principal de l'antenne, la mise en oeuvre pratique de ces pondérations passe par la conception d'un réseau d'excitation complexe et encombrant, d'où la nécessité de dissocier les éléments rayonnants du réseau d'excitation.

Nous avons au préalable réalisé et caractérisé diverses antennes monopatches afin de déterminer différents paramètres, essentiels à la synthèse des sources rayonnantes et du réseau d'excitation (dimensions des patches, impédance d'entrée,..), dans les conditions réelles d'utilisation.

Ces différents paramètres connus, il a été alors possible de simuler et d'optimiser les lignes d'alimentation sur un logiciel performant MDS en prenant en compte les pertes diélectriques et les pertes ohmiques du circuit.

Nous avons testé nos antennes ainsi que d'autres précédemment réalisées, en les associant à des têtes hyperfréquences, en cinémométrie Doppler pour deux types d'applications différentes :

- l'application automobile

- la débitmétrie polyphasique.

Les essais ont été concluants.

RESUME

Pour mesurer la vitesse et la distance parcourue par un mobile ou mesurer la vitesse d'effluents circulant dans une conduite pétrolière on utilise l'effet Doppler. Afin d'obtenir une meilleure précision sur la valeur de la vitesse, une étude théorique et des simulations numériques ont montré que le lobe principal de l'antenne doit former un angle de 60° par rapport à la normale au plan de l'antenne et que le niveau des lobes secondaires doit être faible.

Afin de disposer d'un système de mesure Doppler le plus compact possible il nous a paru judicieux de réaliser à 10 GHz et 24 GHz des antennes linéaires à lobe unique incliné de 60° plutôt que d'incliner physiquement une antenne classique à lobe droit. Pour cela nous avons pondéré le réseau avec des excitations complexes et utilisé une structure bicouche : le circuit d'alimentation et les éléments rayonnants ont été réalisés sur deux substrats distincts afin d'éviter les intéractions entre le circuit d'excitation et les sources rayonnantes.

Les principales caractéristiques de ce type d'antennes à éléments carrés (dimensions des patches, fréquences de résonance, impédances d'entrée) ont été déterminées expérimentalement dans les conditions réelles d'utilisation dans les deux bandes de fréquences de travail.

Les pondérations complexes (amplitudes et phases) théoriques sur chaque patch, nécessaires à l'inclinaison du lobe, ont été obtenues par une méthode de programmation linéaire et la mise en oeuvre de ces pondérations a nécessité la simulation et l'optimisation des lignes du feeder à l'aide d'un logiciel spécialisé.

Les antennes réalisées ont été associées, après caractérisation, à des têtes Doppler pour des mesures de vitesse en vue d'applications automobiles et de débitmétrie polyphasique.



MOTS CLES

MULTICOUCHES LOBE UNIQUE INCLINE SPECTRE DOPPLER