



**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**



MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCCEN**

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE  
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS

**MEMOIRE**

Pour l'obtention du

**DIPLOME DE MAGISTER**

DE L'ECOLE DOCTORALE DES TECHNOLOGIES  
ET APPLICATIONS SPATIALES

**Spécialité : Télécommunications et Informatique Spatiales**

**SEKKAL WASSILA**

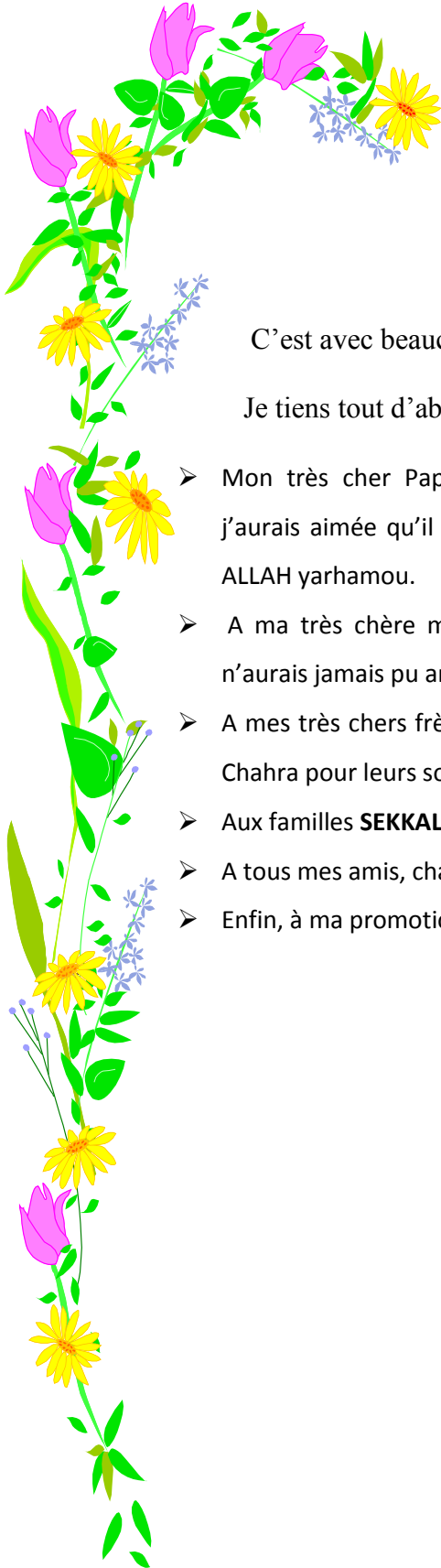
**ETUDE ET SIMULATION DES SYSTEMES BFN POUR  
RESEAUX D'ANTENNES A FAISCEAUX MULTIPLES.  
APPLICATION DU CONCEPT CORPS**

**Soutenu en 2011 devant le jury composé de :**

**Mr. BENDIMERAD Fethi Tarik**  
**Mr. BOUKLI HACANE Nouredine**  
**Mme. SELADJI Nawel**  
**Mr. MERIAH Sidi Mohamed**

Prof, Université de Tlemcen  
MC, Université de Tlemcen  
MA, Université de Tlemcen  
Prof, Université de Tlemcen

Président  
Examineur  
Examineur  
Encadreur



## DEDICACES

C'est avec beaucoup de tristesse que j'écris ces quelques lignes.

Je tiens tout d'abord à dédier ce modeste travail de Magistère à :

- Mon très cher Papa qui attendait ma soutenance avec impatience et que j'aurais aimée qu'il soit parmi nous, mais le bon Dieu en a décidé autrement. ALLAH yarhamou.
- A ma très chère mère pour son amour et ses encouragements sans qui, je n'aurais jamais pu arrivée à l'aboutissement de ce travail.
- A mes très chers frères Abdellah et Ilies, sans oublier ma très chère belle sœur Chahra pour leurs soutiens et leurs patiences.
- Aux familles **SEKKAL** et **CHERIF** grands et petits.
- A tous mes amis, chacun par son nom, pour leurs aides précieuses.
- Enfin, à ma promotion de Magister Télécommunications 2008/2010.

Wassila



# REMERCIEMENTS

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au niveau du Laboratoire de Télécommunications (LTT), Département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, sous la direction de Monsieur **MERIAH Sidi Mohammed**, Professeur à l'Université de Tlemcen.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur **MERIAH Sidi Mohammed**, professeur à l'Université de Tlemcen, pour m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail. Ces conseils et remarques constructifs étaient très bénéfiques pour mon travail. Son soutien permanent ainsi que sa disponibilité pour l'achèvement de ce travail m'ont été très favorables.

Je tiens à remercier Monsieur **BENDIMRAD F.T**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté d'assurer la présidence de mon jury de mémoire. J'aimerais lui manifester ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

J'adresse aussi mes remerciements aux examinateurs de ce mémoire :

Je remercie vivement Monsieur **BOUKLI HASSANE N.E**, Maitre de conférences à l'Université de TLEMCEN, pour avoir accepté de faire partie de ce jury.

Je remercie vivement Madame **SELADJI .N**, Maitre assistante classe A à l'Université de TLEMCEN, pour avoir accepté de faire partie de ce jury.

Ce mémoire, n'aurait pu aboutir, sans la contribution et l'encouragement de certaines personnes que je tiens vivement à remercier : ma cousine M<sup>me</sup> BENSLIMEN L. Mlle FEROUANI S, Mlle MAAROUF F.Z, mon oncle Mr CHERIF Z.E.A, Mr DIB Z, Mr ZIANI.DJ, Mr SOUNA M. ET enfin Mr SEKKAL.M.C ainsi qu'à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.

# RÉSUMÉ

L'objectif principal de ce mémoire de magister est d'introduire la notion de ce qui est connu sous le nom du CORPS (*Coherently Radiating Periodic Structure*) pour définir ses principales caractéristiques de comportement et explorer les applications de cette nouvelle technologie dans les domaines des réseaux de formation de faisceaux et des réseaux d'antennes.

Dans notre étude nous avons considéré une des principales applications du concept CORPS. Celle-ci est liée aux réseaux de formation de faisceau. C'est pour cette raison qu'une méthodologie de conception des réseaux de formation de faisceaux basée sur le concept CORPS a été développée. C'est ce qu'on appelle le *CORPS – BFN* pour *Coherently Radiating Periodic Structure*.

Le concept CORPS – BFN est utile dans la conception des réseaux d'antenne à déphasage ainsi qu'au réseau réflecteur, car cette technologie permet d'apporter d'importantes améliorations à ces systèmes. Elle peut réduire la complexité des composants du système et améliorer les caractéristiques de base du rayonnement des réseaux d'antennes, quand à la résolution angulaire et la suppression des lobes d'ambiguïtés.

Cette étude montre que la configuration CORPS - BFN associée aux réseaux d'antenne à déphasage apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres systèmes.

**Mots clés :** Coherently Radiating Periodic Structure (CORPS), réseau de formation de faisceau, réseau d'antennes à déphasage, réseau multifaisceaux, diagramme de rayonnement

# ABSTRACT

The main objectives of this thesis are to introduce the called *Coherently Radiating Periodic Structures – CORPS*, to set its main behavior characteristics and to explore applications for this novel technology on both antenna field and Beam Forming Networks- BFN.

In our study we consider one of the main applications of CORPS concept related to the Beamforming Network (*BFN*) for this reason a specific methodology for the design of Beam Forming networks based on CORPS concepts is developed. This methodology is denominated *Coherently Radiating Periodic Structures- Beam Forming Network – CORPS-BFN*.

CORPS-BFN is useful for designing, Phased Arrays systems, and reflector system because this technology allows significant improvements for us, such as reducing the complexity of the system components, and improves the basic characteristics of radiation from antenna arrays, for instance the angular resolution and suppression of gratings lobes.

This study shows that the configuration CORPS–BFN associated with phased array provides a significant improvement in performance compared to other technology.

**Keys Words:** Coherently Radiating Periodic Structure (CORPS), Beam forming Network, Antennas Network.

## ملخص

الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة هو إدخال مفهوم ما يسمى ب corps (التركيبية الدورية الإشعاع) و توضيح جميع خصائصه و استكشاف التطبيقات الجديدة لهذه التكنولوجيا في مجال شبكات تشكيل الحزمات و مجال شبكات الهوائيات . أخذنا في دراستنا هذه واحدة من التطبيقات الأساسية للتكنولوجيا corps و هي التي تنتمي إلى مجال شبكات تشكيل الحزمات و لهذا السبب هناك طريقة معتمدة مؤسسة على مفهوم corps و هي corps-BFN ( التماسك الإشعاعي للتركيبية الدورية) التكنولوجيا corps-BFN ضرورية في مجال الشبكات الهوائية ذات تحول زاوي و أيضا في الشبكات العاكسة لأنها تسمح بتحسين هذه الأنظمة مثل الحد من تعقيدات مكوناته و تحسين الخصائص القاعدية لإشعاع الشبكات الهوائية عند الحلول الزاوي و إزالة الفلقات الغامضة.

هذه الدراسة توضح بان التركيبية corps-BFN مدمجة مع الإشعاع الهوائي ذو تحول زاوي تؤدي إلى نتائج مهمة و واضحة بالنسبة للنظومات الأخرى.

**كلمات المفتاح:** التركيبية الدورية الإشعاع , شبكات تشكيل الحزمات , مجال الشبكات الهوائية.



## Liste des Figures et Tableaux

# *LISTE DES FIGURES*

## **Chapitre I: Répartiteurs de Faisceaux : états de l'art**

<b>Figure I-1 :</b>	Schéma de principe d'une antenne réseau	5
<b>Figure I-2 :</b>	Schéma d'un réseau linéaire régulier	7
<b>Figure I-3 :</b>	Diviseur de puissance BFN	9
<b>Figure I-4 :</b>	Première lentille de Rotman	11
<b>Figure I-5 :</b>	Paramètre de la lentille de Rotman	11
<b>Figure I-6 (a):</b>	Photographie de l'intérieur d'un système de lentille de Rotman à 94 GHz	13
<b>Figure I-6 (b):</b>	Lentille de Rotman en circuit imprimée	13
<b>Figure I-7 (a):</b>	Topologie de la matrice de Blass de base	14
<b>Figure I-7 (b):</b>	Topologie de la matrice à alimentation centrée	14
<b>Figure I-8 :</b>	Schéma système d'une matrice de Butler	16
<b>Figure I-9 (a):</b>	Schématique des matrices de Butler 4x4 : matrice non standard	17
<b>Figure I-9 (b):</b>	Schématique des matrices de Butler 4x4 : matrice standard	17
<b>Figure I-10 :</b>	Exemple des capacités des antennes intelligentes, suivie du mouvement (gauche) et fourniture de différents services simultanément pour différents utilisateurs (droite)	21

## **Chapitre II : Le concept CORPS**

<b>Figure II-1 :</b>	Représentation schématique de la propagation d'énergie à travers toute la structure CORPS	25
<b>Figure II-2 :</b>	Représentation schématique du contrôle d'étalement de l'énergie pour une structure CORPS	25
<b>Figure II-3 :</b>	Représentation schématique de la caractéristique du couplage cohérent dans une structure CORPS	26
<b>Figure II-4 :</b>	L'effet de couplage idéal sur un réseau d'antennes	28
<b>Figure II-5 :</b>	l'effet de couplage d'une structure périodique multicouche avec patch	28
<b>Figure II-6 :</b>	Représentation schématique du contrôle d'étalement appliqué à une structure tridimensionnelle périodique	30
<b>Figure II-7 :</b>	Représentation schématique des effets dérivés de l'effet de couplage idéal dans une structure périodique composé de boîtes noires	33
<b>Figure II-8 :</b>	Représentation schématique d'un spot de faisceau satellitaire	34
<b>Figure II-9 :</b>	la représentation schématique d'une structure CORPS basée sur des boites noires. La structure est excitée par trois différents signaux (Rouge, Bleu et Vert)	36
<b>Figure II-10 :</b>	Représentation schématique d'une structure CORPS basée sur des boites noires simplifiées	37
<b>Figure II-11 :</b>	CORPS-BFN de deux couches M ports d'entrées et M+2 ports de sorties	38
<b>Figure II-12 :</b>	Structure CORPS-BFN de trois couches avec une entrée et 4 sorties	39



<b>Figure II-13 :</b>	CORPS-BFN d'une seule couche ,2 entrées et 3 sorties	40
<b>Figure II-14 :</b>	Représentation des boîtes noires d'un CORPS-BFN avec s et R-nœud	42
<b>Figure II-15 :</b>	Puissance délivrée pour un CORPS-BFN par rapport à un déphasage ( $\Delta\theta$ )	44
<b>Figure II-16 :</b>	Le schéma général d'alimentation d'un système CORPS-BFN	45
<b>Figure II-17 :</b>	Un système CORPS-BFN pour alimenter un réseau planaire de 9 éléments radiateurs	46
<b>Figure II-18(a):</b>	Représentation schématique d'un CORPS-BFN avec N=3, configuration hexagonale,	48
<b>Figure II-18(b):</b>	Représentation schématique d'un CORPS-BFN avec N=4 configuration de diamant	48

### **Chapitre III : Résultats et simulations**

<b>Figure III-1 :</b>	Diviseur de puissance	51
<b>Figure III-2 :</b>	Combineur de puissance	51
<b>Figure III-3 :</b>	Diviseur de puissance résistif	52
<b>Figure III-4 :</b>	Bilan de puissance	53
<b>Figure III-5 :</b>	Combineur-diviseur de puissance de Wilkinson	53
<b>Figure III-6 :</b>	Combineur-diviseur de puissance à n étage et 2n voies	55
<b>Figure III-7 :</b>	Diviseur de puissance Gysel	57
<b>Figure III-8 :</b>	Diviseur de puissance Gysel sous MOMENTUM	58
<b>Figure III-9 (a):</b>	Comparaison entre les résultats de simulation des coefficients S11, S12	58
<b>Figure III-9 (b):</b>	Comparaison entre les résultats de simulation des coefficients S14, S22, S23	59
<b>Figure III-10 :</b>	Réponse de phase entre les ports 2 et 3 du diviseur de puissance Gysel	59
<b>Figure III-11 :</b>	Représentation schématique d'un CORPS-BFN de deux entrées et 3 sorties	61
<b>Figure III-12 :</b>	Représentation schématique d'un CORPS-BFN de deux couches avec 2 entrées et 4 sorties	64
<b>Figure III-13 :</b>	Réseau d'antenne a 3 éléments conçus par des diviseurs de puissances Gysel	66
<b>Figure III-14 :</b>	Antenne encoche	67
<b>Figure III-15 :</b>	Antenne encoche sous MOMENTUM	68
<b>Figure III-16 :</b>	coefficient de réflexion	68
<b>Figure III-17 :</b>	Diagramme rayonnement de l'antenne patch	69

<b>Figure III-18 :</b>	simulation du réseau d'antenne sous MOMENTUM	70
<b>Figure III-19 :</b>	diagramme de rayonnement avec $\theta_1=90$ deg, puis $\theta_2 = 90$ deg sur les ports d'entrées	71
<b>Figure III-20 :</b>	CORPS – BFN de trois entrées, 6 sorties et trois couches	72
<b>Figure III-21 :</b>	Prototype d'explication d'un CORPS–BFN multifaisceaux	73

## **Chapitre IV : Interface de conception**

<b>Figure IV-1 :</b>	Interface graphique	79
<b>Figure IV-2 :</b>	Palette « paramètres de simulation » détaillées	80
<b>Figure IV-3 :</b>	Interface graphique du simulateur CORPS-BFN	82

## **Annexe A : Généralité sur les Réseaux D'antennes**

<b>Figure A-1 :</b>	Distribution des éléments dans un réseau linéaire sur l'axe des Z	88
<b>Figure A-2 :</b>	Géométrie d'un réseau linéaire	89
<b>Figure A-3 :</b>	Facteur de réseau normalisé en représentation cartésienne d'un réseau linéaire à 10 éléments rayonnants espacés de $\lambda_0/2$	91

## **Annexe B : L'œil humain et le CORPS**

<b>Figure B-1 :</b>	L'œil humain	94
<b>Figure B-2 :</b>	Configuration standardisée pour la mesure de l'acuité visuelle	95

## **Annexe C : Présentation du logiciel MOMENTUM**

<b>Figure C-1 :</b>	Exemple de maillage généré par MOMENTUM pour un diviseur de puissance Gysel	99
---------------------	---	----

## ***LISTE DES TABLEAUX***

<b>Tableau III-1 :</b>	Amplitudes et phases a la sortie d'un CORPS-BFN d'une seule couche	63
<b>Tableau III-2 :</b>	Amplitudes et phases a la sortie d'un CORPS-BFN de deux couches	65

<b>Tableau III-3 :</b>	l'ensemble des porte de sorties actifs en fonction des ports d'entrés	74
<b>Tableau III-4 (a) :</b>	Résultats obtenus par un CORPS-BFN de 3 entrées, 6 sorties et 3 couches : 2 <sup>eme</sup> port actif.	75
<b>Tableau III-4 (b) :</b>	Résultats obtenus par un CORPS-BFN de 3 entrées, 6 sorties et 3 couches : 1 <sup>er</sup> port actif.	75
<b>Tableau III-4 (c) :</b>	Résultats obtenus par un CORPS-BFN de 3 entrées, 6 sorties et 3 couches : 3 <sup>eme</sup> port actif.	76



# Sommaire

# Sommaire

<b>DEDICACES.....</b>	<b>ii</b>
<b>REMERCIEMENTS .....</b>	<b>ii</b>
<b>RÉSUMÉ.....</b>	<b>iii</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>iv</b>
<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>1</b>
<i>Chapitre I : Répartiteurs de faisceaux .....</i>	<i>4</i>
<i>I – INTRODUCTION .....</i>	<i>4</i>
<i>II– principe des réseaux d’antennes .....</i>	<i>5</i>
<i>III – Systèmes multifaisceaux .....</i>	<i>8</i>
III.1 – La lentille de Rotman .....	10
III.1.1 – Principe de fonctionnement .....	10
III.1.2 – Avantages et inconvénients .....	12
III.1.3 – Applications.....	12
III.2 – Les matrices de Blass.....	13
III.2.1 – Principe .....	13
III.2.2 – Avantages et inconvénients .....	15
III.2.3 – Applications.....	15
III.3 – Les matrices de Butler .....	15
III.3.1 – Définition.....	15
III.3.2 – Propriétés de la matrice de Butler .....	17
III.3.3 – Avantages et inconvénients .....	18
III.3.4 – Applications.....	19
<i>VI – Développement et exigences sur les répartiteurs de faisceaux .....</i>	<i>20</i>
<i>V – Conclusion .....</i>	<i>21</i>
<i>Chapitre II : Le Concept CORPS.....</i>	<i>23</i>
<i>I – Introduction .....</i>	<i>23</i>
<i>II - Définition du concept CORPS .....</i>	<i>24</i>

<b>III – Les principes de fonctionnement du CORPS .....</b>	<b>26</b>
III.1 – L’effet du couplage idéal.....	26
III.2 – Contrôle de l’étalement d’énergie (Spread Control) .....	28
III.3 – Le couplage cohérent.....	30
<b>IV – Applications d’une structure CORPS .....</b>	<b>34</b>
<b>V – Réseaux de formation de faisceau basé sur le concept CORPS .....</b>	<b>35</b>
V .1 – CORPS-BFN linéaire.....	37
V. 1.1 – Caractérisation du système et contrôle de l’étalement d’énergie (spread control) .....	42
V. 1.2 – Effets d’un déphasage.....	43
<b>VI – Méthodologie de conception d’un CORPS –BFN pour l’alimentation d’un réseau planaire .....</b>	<b>44</b>
VI.1 – Configuration du système.....	46
<b>VII – Configuration d’un CORPS-BFN de N dimensions .....</b>	<b>47</b>
<b>VIII – Conclusion .....</b>	<b>48</b>
<b>Chapitre III : Résultats et Simulations .....</b>	<b>49</b>
<b>I– Introduction .....</b>	<b>49</b>
<b>II – Diviseurs de puissance:.....</b>	<b>49</b>
II.1 – Principe de fonctionnement : .....	49
II.2 – Diviseur résistif : .....	50
II.3- Combineur diviseur de Wilkinson :.....	52
II.3.1 - Matrice S : .....	52
II.3.2 – Utilisation : .....	53
II.4 – Le diviseur de puissance Gysel : .....	55
II.4.1 – Conception d’un diviseur de puissance hybride à cinq ports: .....	56
<b>III – Estimation du comportement d’un CORPS - BFN.....</b>	<b>60</b>
III.1 – CORPS- BFN d’une seule couche avec deux entrées et 3 sorties (k=1).....	60
III.2 – CORPS- BFN de deux couches avec deux entrées et quatre sorties (k=2) .....	63
<b>IV– Implémentation d’un réseau linéaire: réseau à déphasage .....</b>	<b>64</b>
IV.1 – conception d’un réseau linéaire 3x1 alimenté par un CORPS-BFN :.....	65
IV.1.1 - Simulation de l’élément rayonnant seul: .....	66

IV.1.2 - Simulation du réseau a 3 éléments sous MOMENTUM: .....	68
<i>V – Le concept CORPS pour les systèmes multifaisceaux: .....</i>	<i>70</i>
<i>VI – Conclusion .....</i>	<i>75</i>
<b>Chapitre IV : Interface de conception du BFN.....</b>	<b>78</b>
<b>I – Introduction .....</b>	<b>78</b>
<i>II – Principe de fonctionnement : .....</i>	<i>78</i>
<i>III – Présentation de l’interface :.....</i>	<i>80</i>
<b>VI - Résultat du simulateur CORPS – BFN des différents prototypes proposés .....</b>	<b>82</b>
<i>V – Conclusion .....</i>	<i>84</i>
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>88</b>
<b>RÉFÉRENCE BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>104</b>

A large, solid blue L-shaped graphic element that frames the page content. It consists of a vertical bar on the left and a horizontal bar at the top, meeting at a corner. The horizontal bar has rounded ends and a thin grey shadow effect.

# **Introduction Générale**



# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis son apparition au début des années 1920, avec les bases théoriques proposées par le mathématicien russe Sergey Schelkunoff [1], le réseau d'antennes a joué un rôle important dans les télécommunications. Jusqu'à présent, l'évolution de ces technologies de composants, des méthodologies de conception et d'applications sont très impressionnantes car elles peuvent aller de dispositifs mécaniques à d'autres optiques; de quelques à plusieurs milliers de composants, et d'applications locales à des applications spatiales.

La première activité de recherche entamée dans le domaine des réseaux d'antennes est liée à la combinaison des signaux de sortie à partir d'éléments simples afin d'améliorer la directivité de l'antenne. Ainsi, le réseau Yagi-Uda devient l'un des premiers réseaux fixes qui utilise plusieurs éléments directeurs en lui ajoutant un dipôle alimenté et un élément réflecteur pour former un faisceau directionnel qui rayonne dans le sens voulu [2].

Avec l'avènement de la 2<sup>ème</sup> guerre mondiale, la technologie des réseaux d'antennes a subi une croissance exponentielle en raison du succès des systèmes de détection et de télémétrie par radio, mieux connu sous le nom de RADAR, proposé par le physicien Anglais Robert Watson Watt en 1935. Le radar « The Chain Home » de Grande-Bretagne, réalisé entre 1935 et 1942, a été l'un des premiers moyens qui ont pris avantage de l'augmentation de la directivité des éléments du réseau d'antennes. Après la 2<sup>ème</sup> guerre mondiale, l'activité de recherche a été axée sur les réseaux d'antennes phasés pour les systèmes radar. Bien que les principes de base des réseaux d'antennes à balayage ont été connus durant les années 1920, et ceux à balayage électromécaniques ont été montrés comme pratiques pour certaines applications dans les années 1930, il a fallu attendre les années 1950 pour que le premier balayage entièrement électronique soit réalisé. Entre temps, il y a eu de nombreux systèmes mécaniques inventés et utilisés, mais il n'a pas été possible de produire un réseau d'antenne phasés entièrement électronique, jusqu'à ce que le déphaseur à Ferrite soit introduit par Button entre 1954 et 1955.

La prochaine étape dans le développement du réseau d'antennes a continué avec les idées et les travaux novateurs de Robert Barrett, qui a introduit le concept de circuit imprimé micro-ondes en 1951 [3]. Les travaux de Barrett posent les fondements pour le développement de la

technologie du déphaseur à diode et l'essentiel pour le développement de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences. A partir de ce moment, une grande partie des efforts et des ressources est concentrée dans le développement de ce qui est connu actuellement sous le nom de réseau de formation de faisceau BFN (Beamforming Network). Les progrès dans ce domaine sont reliés au déploiement des systèmes BFN, en incluant le réseau phasé entièrement électronique, ainsi qu'à la conception et la fabrication de réseau d'antennes avec un plus grand nombre d'éléments que jusqu'à présent étaient impossible à gérer et contrôler.

Dans la fin des années 1950, les avantages de la numérisation ont été montrés grâce au développement des réseaux d'antennes acoustiques sous-marins [4]. Autres contributions au recherches BFN comprennent l'utilisation de la photonique [5] et des réseaux à fibres optiques pour développer le déphaseur à retard en temps réel. (True Time Delay Phase Shifter).

Comme les systèmes augmentent la quantité d'éléments à gérer et à contrôler, c'est devenu un sérieux problème. Par conséquent, le développement de nouvelles méthodologies de conception pour une réutilisation optimale des ressources a pris plus d'importance dans les activités de la recherche [1].

Une étude plus approfondie a été menée sur les systèmes multifaisceaux et de nouvelles méthodologies de conception sont apparues. Nous pouvons citer quelques uns d'entre eux : la lentille de Rotman, la matrice de Blass et la matrice de Butler. Ces dispositifs permettent de générer plusieurs faisceaux simultanément. Elles restent utilisées dans certain cas à ce jour, mais malgré ça elles présentent quelques inconvénients et limites. Pour cela le développement d'une nouvelle méthodologie de conception a vu le jour.

Le développement d'une nouvelle méthodologie pour concevoir et mettre en œuvre des réseaux de formation de faisceaux (BFN) pour les systèmes à faisceaux multiples est la principale contribution de ce mémoire de Magister. Cette méthodologie est basée sur les caractéristiques que présentent les structures CORPS (*Coherently Radiating Periodic Structure*). Les concepts CORPS, ainsi que la méthodologie de conception BFN fondée sur ces principes, connue sous le nom de CORPS-BFN, font l'objet de notre travail de mémoire de magister.

Une structure CORPS est essentiellement une structure périodique qui permet un certain flux d'énergie à travers elle, mais en même temps limite l'étalement de l'énergie à l'intérieur de la

structure. De la même manière, le couplage d'énergie dans la structure est défini pour être cohérent, et en phase, pour cela la structure CORPS est en mesure de mener simultanément de multiples signaux sans perte d'information. D'ailleurs, le CORPS-BFN est peut-être la meilleure application des concepts CORPS, qui est inspiré de la performance de l'œil humain [1].

Le but de ce mémoire de magister est d'étudier et concevoir ces systèmes CORPS-BFN à différent niveau et voir le résultat de leur implémentation pour des réseaux d'antennes. Ainsi, le manuscrit est structuré comme suit :

- **Le chapitre I** sera entièrement consacré à un état d'art des différentes technologies précédentes.
- **Le chapitre II** sera scindé en deux parties : la première abordera les concepts de base du CORPS. En commençant par exposer les fonctionnalités présentes dans ce genre de structures et terminant par une définition formelle des principes CORPS. La deuxième partie sera développée à partir de la première, une nouvelle méthodologie pour la conception des systèmes BFN est introduite. Celle-ci est développée et basée sur la modélisation des structures CORPS, et sera utilisée comme la conception fondamentale pour tous les prototypes mis en place dans ce qui suit.
- **Le chapitre III** expliquera l'adéquation physique pour les modèles proposés au par avant. Pour cela nous ferons l'étude d'un diviseur de puissance Gysel qui sera un exemple concret de l'implémentation de ces prototypes. Ensuite, nous estimerons sous MATLAB les amplitudes et les phases à la sortie d'un CORPS-BFN pour différents modèles. Enfin, nous terminerons par la simulation sous MOMENTUUM-ADS d'un réseau d'antennes linéaire.
- **Le chapitre IV** présentera la réalisation d'un simulateur CORPS – BFN sous MATLAB pour les différents prototypes étudiés dans les chapitres précédents.
- Une conclusion et des perspectives de cette recherche réalisée seront présentées à la fin de ce travail.

# Chapitre I

## └ Répartiteurs de faisceaux

## Chapitre I : Répartiteurs de faisceaux

### I – INTRODUCTION

Le domaine des télécommunications est en pleine évolution. La dynamique de développement est liée au besoin constant d'améliorer la flexibilité, et la rapidité des transferts d'informations. La complexité des systèmes peut contribuer assez rapidement à l'augmentation des coûts de développements.

Les antennes constituent un maillon important de la chaîne de transmission. C'est par leur intermédiaire que s'effectuent l'émission et la réception du signal rayonnée dans l'espace libre. Pour cela le choix d'une antenne est différent selon le type de réseau (urbain ou rural) de la zone à couvrir, et les niveaux d'émissions sont des paramètres à prendre en compte afin de choisir le type d'antenne le mieux adapté à un réseau particulier, ceci, sans omettre le coût et la complexité de l'antenne.

En effet, une antenne diffusant un diagramme de rayonnement à large ouverture peut être réalisée avec un seul élément rayonnant. Cette solution s'avère insuffisante pour accomplir des fonctions complexes comme le balayage électronique (suivi de satellite, liaison satellite/avion pour internet multimédia à bord, diffusion à haut débit...), ou encore le pointage électronique. De telles performances requièrent alors l'association des éléments rayonnants.

A cet égard, nous allons faire le point sur les antennes multi faisceaux dans les systèmes de télécommunications et leurs différents réseaux d'alimentations. Les réseaux d'alimentations des antennes à multiples faisceaux (Multiple Beam Network) jouent un rôle central dans de nombreuses applications antennaires. Le principe pour former des faisceaux multiples est toujours le même : un réseau d'antennes constitué de  $N$  éléments rayonnants est connecté à un répartiteur de faisceaux à  $N$  ports. Le répartiteur a la capacité d'agir sur les antennes pour former les faisceaux dans des directions précises de l'espace à partir de la même ouverture avec une directivité accrue.

Pour une meilleure compréhension de notre travail Ce premier chapitre, sera consacré à la présentation des différents réseaux d'alimentation d'antennes à multiples faisceaux existants.

## II– principe des réseaux d’antennes

Une antenne réseau est un système constitué d’antennes élémentaires, réparties dans l’espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et (ou) en phase avant d’être sommées entre elles. Un dispositif d’alimentation permet de commander les amplitudes et (ou) les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude et (ou) phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées (*figure .I.1*).

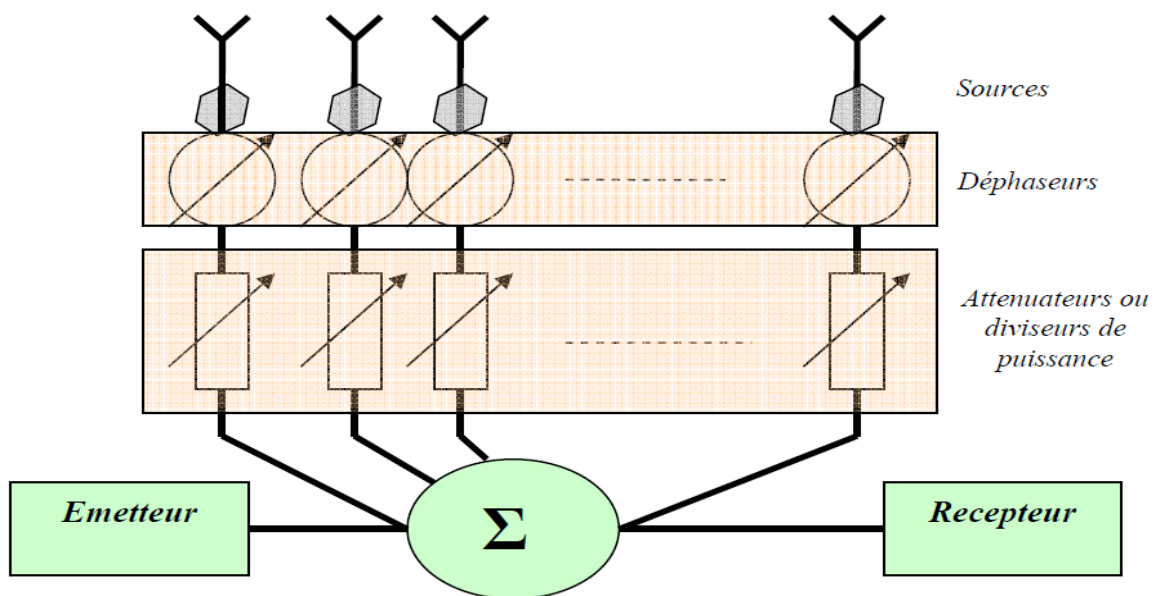


Figure-I.1 : Schéma de principe d’une antenne réseau [I.1].

La forme du diagramme de rayonnement d’un réseau d’antenne peut être contrôlée par les paramètres suivants :

- Configuration géométrique du réseau (linéaire, circulaire, planaire, volumique).
- Espacement entre les sources.
- L’amplitude et la phase des courants d’excitation des éléments rayonnants.
- La nature et le nombre des éléments rayonnants.

Les configurations géométriques possibles d’antennes réseaux régulières sont d’une grande variété [I.2], mais de façon générale elles sont soit :

- Linéaires : les sources sont alignées sur une droite
- Circulaires : les sources sont disposées sur un cercle
- Planaires : les sources sont disposées sur un plan.
- Surfaiques : les sources sont disposées sur une sphère, un cylindre ou un autre type de Surface présentant une courbure ; le réseau est dit conformé.
- Volumiques : les sources sont réparties dans un volume

De plus on peut classer les réseaux d'antenne comme suit :

- Réseaux uniformes (espacement constant, amplitude constante, phase constante ou a variation linéaire)
- Réseaux pondérés (espacement variable, amplitude pondérées).

La mise en réseau des éléments rayonnants permet également une augmentation du gain .En effet, l'utilisation de N éléments permet de multiplier par N, le gain de l'élément élémentaire. La pondération de phase relative sert à diriger le lobe principal dans une direction donnée. La pondération en amplitude permet de diminuer le niveau des lobes secondaires et de conformer la forme du faisceau. Cependant, ce type d'aériens nécessite un nombre important d'éléments pour limiter les lobes de réseau ou pour former un faisceau avec une précision extrême [I.3].

Les antennes réseaux trouvent des applications dans les techniques spatiales pour assurer une couverture terrestre ponctuelle ou partielle (pays ou hémisphère) à partir d'un satellite géostationnaire, ainsi que dans le domaine militaire pour la réjection de brouilleurs et dans les radars à balayage électronique [I.1].

#### ➤ Réseaux d'antennes à déphasage

Soit un réseau linéaire de  $N$  sources équidistantes d'un pas de réseau  $d$  (*fig. I-2*). Ces sources sont alimentées avec la même amplitude  $A$  (pondération équi-amplitude) et avec un gradient de phase  $\theta$ . Pour un point  $M$  situé dans la zone de rayonnement lointain toutes les directions d'observation sont parallèles. Le champ rayonné par ce réseau est donné par :

$$E(M) = K \frac{e^{-jk|OM|}}{|OM|} \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j\psi_i} \quad (I.1)$$

Où :

- $K$  est un facteur d'homogénéité dont la valeur vaut  $j\frac{60\pi}{\lambda}$  (ohm/m).
- $k$  est la constante de propagation égale à  $2\pi/\lambda$ .
- $O$  est une origine arbitraire située sur la ligne contenant les sources.
- les amplitudes sont constantes ( $A_i = A$ ) et les phases  $\psi_i = \theta_i + (kd \sin \alpha) = i(\theta + kd \sin \alpha)$ .

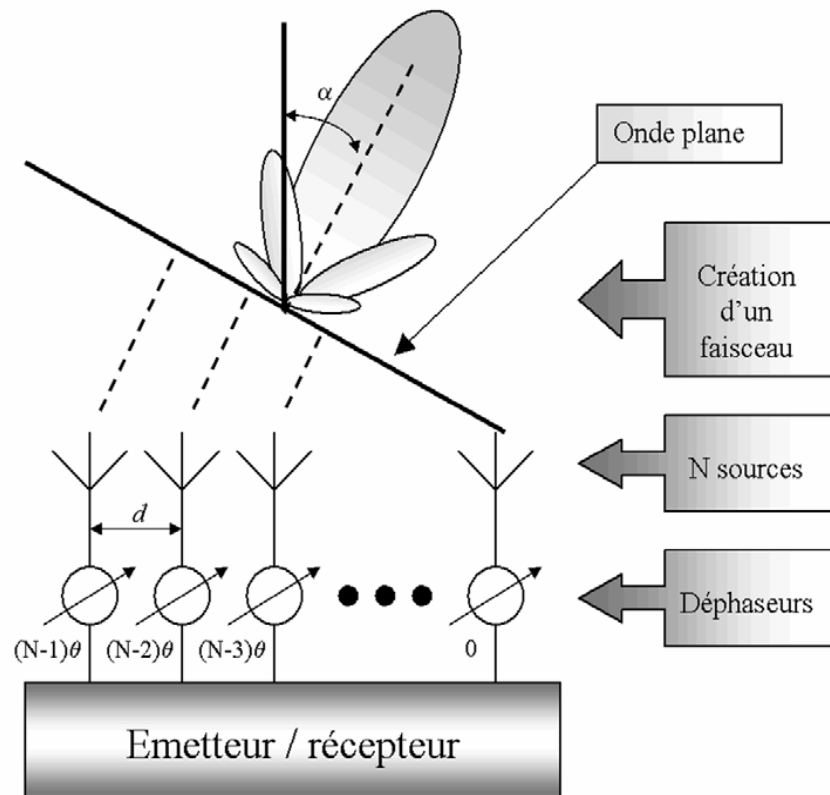


Figure I.2 - Schéma d'un réseau linéaire régulier. [I.4]

$$\text{Le champ total en module s'écrit alors : } \mathbf{E}_{tot} = \mathbf{E}_0 \left| \frac{\sin(n\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right| \quad (\text{I.2})$$

Où  $\mathbf{E}_0$  est le module du champ de la première source,  $\psi = \theta + kd \sin \alpha$  et  $\alpha$  est l'angle de pointage. Il est alors intéressant d'introduire la notion de facteur de réseau (Annexe A), qui correspond au rapport du module du champ total par le module du champ de la première source :

$$\mathbf{E} (\text{total}) = \mathbf{E} (\text{première source}) * \mathbf{F} (\text{facteur de réseau}) \quad (\text{I.3})$$



Ce facteur appelé aussi facteur d'alignement est indépendant de la source élémentaire composant le réseau.

On note dans ce cas trois configurations possibles :

- Pour le cas où toutes les sources sont en phases (c'est-à-dire un gradient de phase nul :  $\psi = 0$ ) le champ rayonné est maximum dans le plan normal au réseau.
- Lorsqu'il existe un gradient de phase non nul, le maximum de rayonnement apparaît pour  $\psi = 2m\pi$ . Les solutions sont périodiques et font apparaître sur un même diagramme de rayonnement des lobes de réseaux pour des valeurs de  $\neq 0$ . Cependant, afin que l'énergie ne se disperse pas inutilement et donc pour qu'il y ait qu'une seule direction de rayonnement maximal, diverses conditions sont requises.
- Pour le cas particulier où  $\theta = -kd$ , on obtient un angle de pointage de  $90^\circ$  : le maximum de rayonnement est obtenu à l'horizontal.

Dans tous les cas de figures, le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. En résumé, la variation du gradient de phase du réseau détermine celle du pointage. C'est à partir de ces remarques que les répartiteurs de faisceaux sont élaborés. Le nombre d'entrée du dispositif correspondant au nombre de pointages souhaités. Chaque signal entrant, les autres ports d'entrées étant préalablement chargés à  $50 \Omega$ , se divise dans la structure jusqu'à amener le gradient de phase nécessaire au réseau d'antennes, afin de produire le pointage voulue [I.4].

### III – Systèmes multifaisceaux

Un système multifaisceaux est un système conçu et optimisé pour gérer plusieurs faisceaux simultanément. Chaque faisceau pourrait être utilisé pour transporter différentes informations ou signaux vers diverses directions.

**Exemple :** Supposons que nous voulons envoyer le signal « A » dans la direction définie par l'angle de balayage  $\theta_0$ , définissant le faisceau dans cette direction. Avec l'aide d'un BFN (Beamforming Network) approprié, une séquence d'excitation  $A_n$ ,  $n = 1, \dots, N$ , est générée et envoyée à des éléments rayonnants comme le montre la figure I.3.

Pour ajouter un nouveau faisceau « B » pointant vers une direction différente, par exemple  $\theta_1$ , il est nécessaire d'incorporer une nouvelle BFN parallèle à la précédente. Celle-ci est responsable de produire les amplitudes et les phases nécessaires  $B_n$ ,  $n = 1, \dots, N$ , pour balayer le faisceau dans la direction désirée  $\theta_1$ .

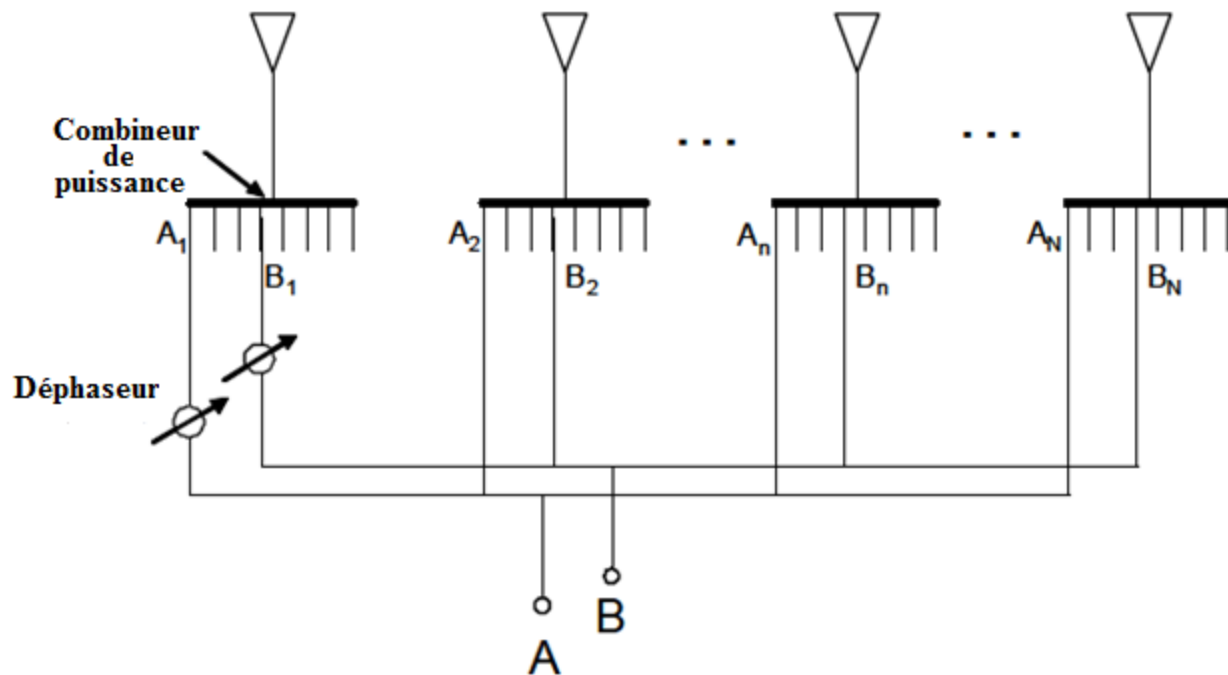


Figure I.3 - Diviseur de puissance BFN. [I.3]

Par ailleurs, il devient nécessaire d'intégrer des multiplexeurs de puissance à l'entrée de chaque élément rayonnant, afin de combiner les deux signaux A et B. Comme le système est parfaitement linéaire et constitué uniquement par des composants passifs, le principe de superposition est appliqué, et les deux signaux seront rayonnés simultanément par les éléments du réseau, chacun vers sa direction désirée,  $\theta_0$  et  $\theta_1$  respectivement.

Suivant cette procédure, on peut ajouter autant de faisceaux que nous souhaitons. Dans la figure I.3, un schéma de cette configuration nommé diviseur de puissance BFN pour les applications multi faisceaux est montré. En général, ce type de formateur faisceau est intéressant pour un petit nombre de rayons, mais il est peu pratique pour les systèmes avec plus de 16 faisceaux [I.5].

Des développements particuliers sur les méthodologies de conception des BFN pour les systèmes multifaisceaux ont été largement étudiés dans les débuts des années 1960, depuis, un intérêt croissant est apparu dans la recherche de nouvelles méthodologies à implémenter des systèmes BFN à multiples faisceaux. Le principal objectif recherché par ces BFN n'a pas été de traiter plusieurs signaux différents, mais de produire la forme du faisceau. Les matrices de Butler, les lentilles de Rotman et les matrices de Blass représentent les résultats les plus importants obtenus dans ce domaine en cette époque [I.5].

### III.1 – La lentille de Rotman

#### III.1.1 – Principe de fonctionnement

La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman [I.5] est basée sur les principes de l'optique géométrique. Les ports d'entrée ou de sortie, suivant que l'on est en émission ou réception, alimentent l'intérieur d'une cavité d'une lentille plate dont la périphérie est convenablement définie. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une variation de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie. La contrainte de longueur de chemins égaux jusqu'au front d'onde réel, assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence.

La lentille est donc un véritable dispositif à retard de temps. La forme de la cavité, aussi bien que les positions et la taille des ports, détermine le niveau des ondulations du champ derrière la lentille.

L'objectif lors de la conception d'une lentille de Rotman est de minimiser ce niveau d'ondulations sur une large bande de fréquence. La taille des ports est généralement inférieure à une demi-longueur d'onde correspondant à la plus haute fréquence d'utilisation, afin de ne pas exciter les modes d'ordre supérieur et, par conséquent, afin de ne pas augmenter les pertes d'insertion.

La première lentille de Rotman (*Figure I.4*) est apparue au début des années soixante et sa géométrie est basée sur les équations générales de Gent [I.6] pour la génération du contour intérieur  $C_1$ . Le modèle expérimental utilisait alors un guide d'onde à plaques parallèles avec les ports d'entrées et les ports du réseau d'antennes distribués à la périphérie des contours opposés.

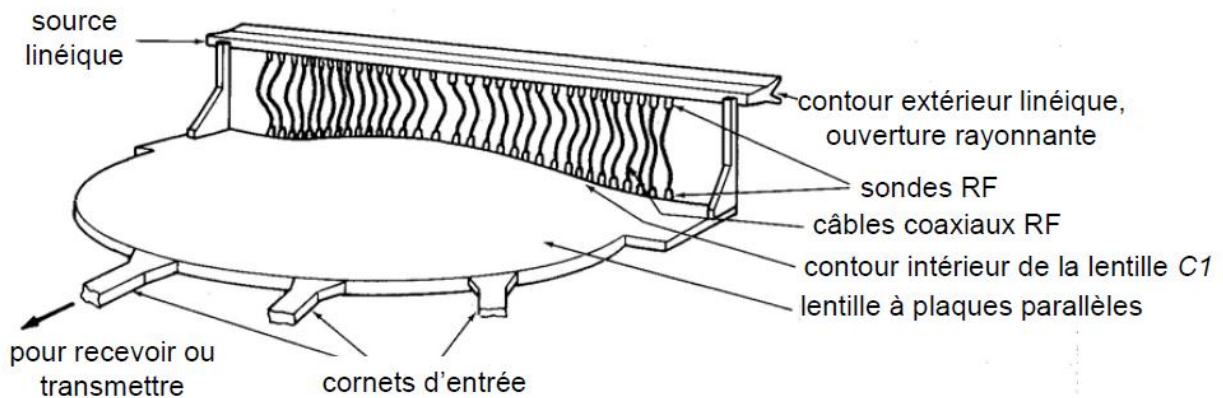


Figure I.4 - Première lentille de Rotman. [I.4]

Cette lentille, dont la hauteur entre les deux plaques est inférieure à  $\lambda/2$  afin de stimuler uniquement un mode de propagation TEM (Transverse Electro Magnétique), possède trois foyers (*Figure I. 5*) situés sur l'arc focal circulaire d'entrée de la lentille dont deux ( $F_1$ ,  $F_2$ ) sont de part et d'autre de son axe de symétrie et définis par l'angle  $\alpha$ , le troisième  $G$  se trouvant sur l'axe lui-même. Ces trois points produisent un gradient de phase parfait sur le réseau. En d'autres termes, les autres ports d'entrées subissent des petites aberrations de phase (perte du gradient de phase).

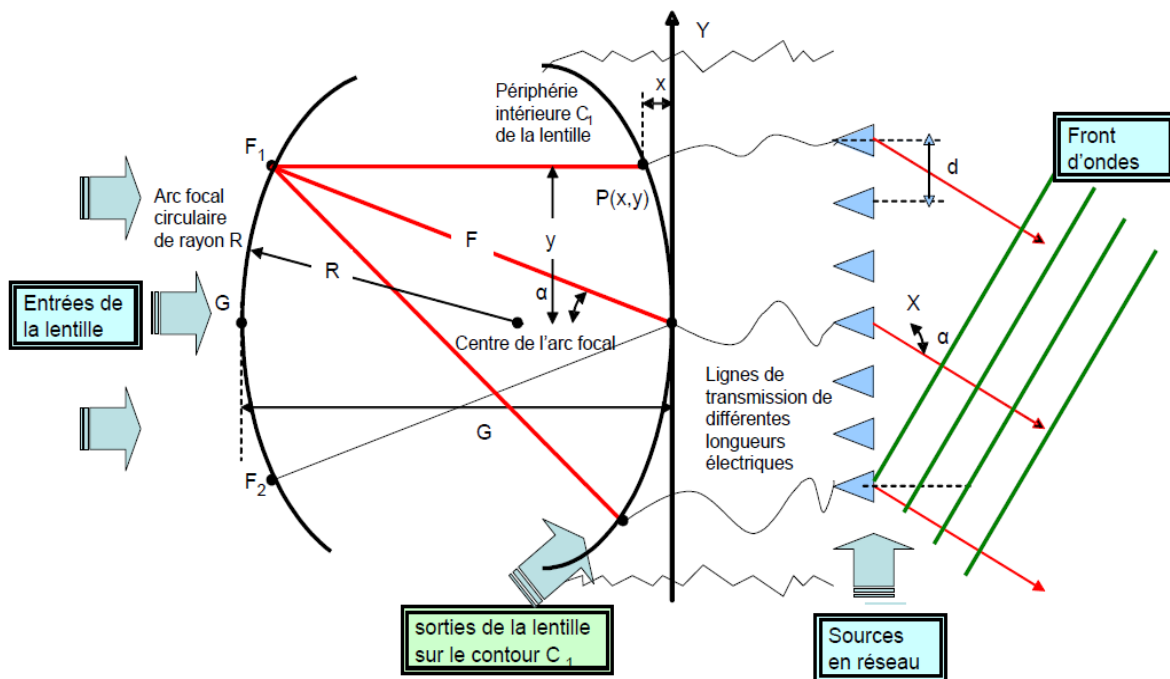


Figure I.5 - Paramètre de la lentille de Rotman [I.7].

Ainsi, chaque cornet d'entrée propage des ondes micro-ondes suivant le mode TEM entre les plaques et illumine les sondes placées sur le contour intérieur de la lentille qui transfèrent l'énergie aux câbles coaxiaux jusqu'à un second jeu de sondes agissant comme un réseau d'antennes linéaire.

### III.1.2 – Avantages et inconvénients

La lentille de Rotman est intéressante, car elle autorise une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster, elle bénéficie de l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout d'un système stable en fréquence. Cependant ses inconvénients ne sont pas à négliger : [I.8]

- Le couplage mutuel entre chaque port d'entrée est réel et difficile à maîtriser.
- Inexistence des faisceaux orthogonaux.
- Limitations dans le choix d'une direction du faisceau.

### III.1.3 – Applications

La lentille de Rotman dans le domaine millimétrique est essentiellement fabriquée en guides d'onde [I.7]. Dans l'exemple ci-dessous (*fig. I-6.a*), le fonctionnement de la lentille s'effectue à la fréquence centrale de 94 GHz en guides d'onde WR8 standard pour des applications radars et de communications. La lentille de Rotman peut être conçue en technologie micro-ruban. La figure I.6.b montre le layout d'une lentille imprimée pour un système de communication intérieure fonctionnant à 27-30 GHz [I.8].

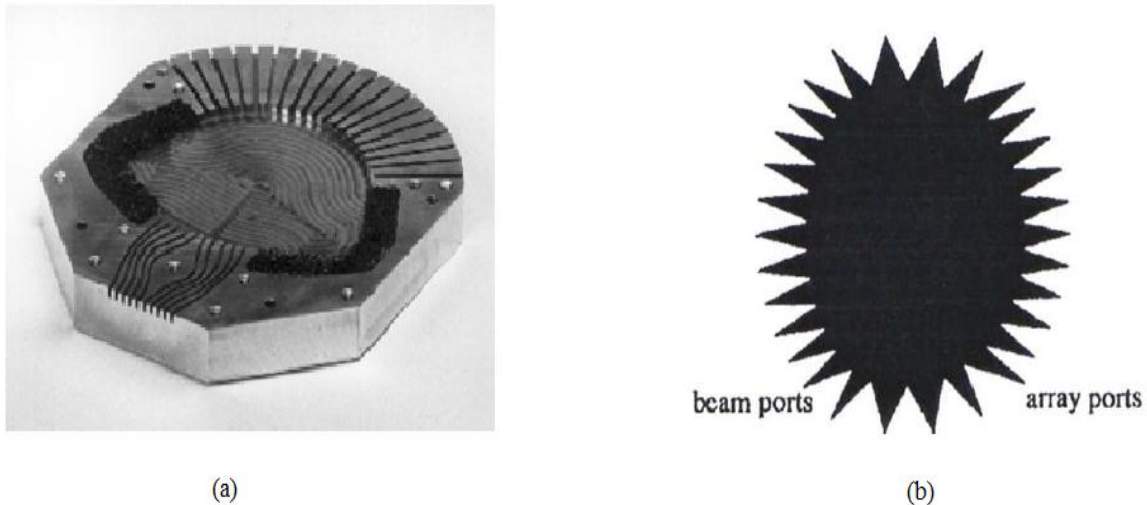


Figure I.6 - (a) Photographie de l'intérieur d'un système de lentille de Rotman à 94 GHz, (b) Lentille de Rotman en circuit imprimée.

Nous venons de traiter un des types de répartiteurs de faisceaux analogique qui est le type quasi optique. Nous allons passer maintenant aux types circuits : les matrices de Blass et les matrices de Butler.

### III.2 – Les matrices de Blass

#### III.2.1 – Principe

La matrice de Blass [I.7] est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis (*fig. I-7*), dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement à partir des lignes transverses ("through line") dans les lignes de ramification ("branch line") au moyen de coupleurs directionnels. Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. Dans la ligne transverse, entre deux coupleurs directionnels, se situe un déphaseur ou un ajusteur de longueur de ligne communiquant le changement de phase nécessaire à la création du gradient de phase entre chaque port de sortie. Ces coupleurs et longueurs de ligne permettent de fournir les excitations aux ports de sorties spécifiés.

Même si la matrice possède une grande souplesse pour la pondération de ses éléments rayonnants, le nombre de composants mis à sa disposition est conséquent. Sa topologie a donc

évolué [I-8, I-9, I-10, I-11] pour arriver à une architecture sans charge, avec moins de composants, mais disposant de moins de degrés de liberté au niveau des pondérations voir (Fig. I-7).

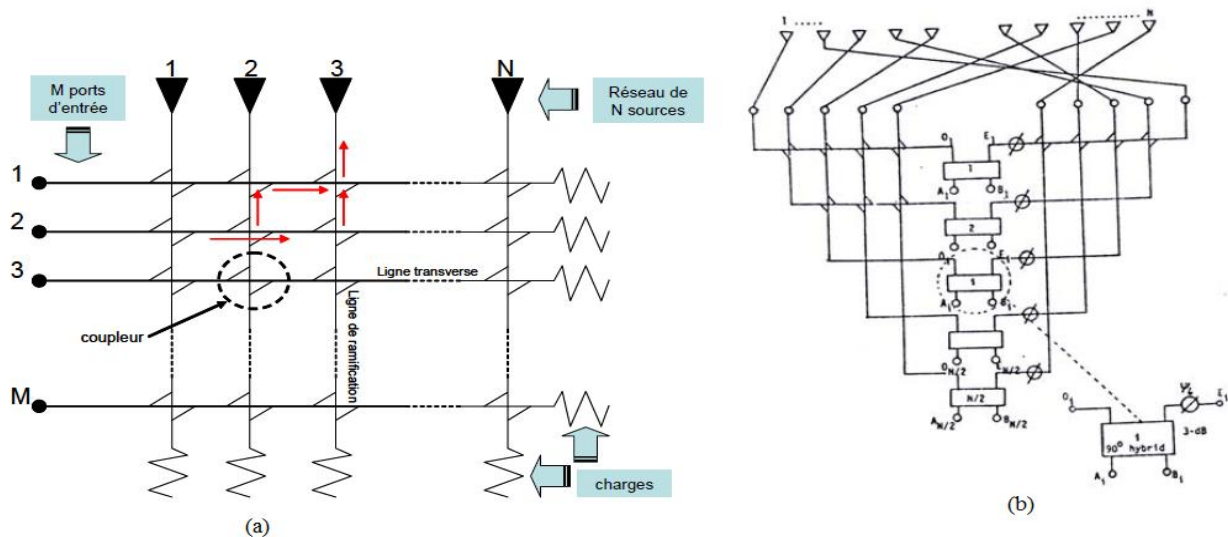


Figure I.7- (a) Topologie de la matrice de Blass de base ; (b) Topologie de la matrice à alimentation centrée. [I.9]

➤ Evolution du nombre de ses composants :

**Matrice de base (fig I.7(a)) :**

- coupleurs directionnels :  $M.N$
- Déphaseurs :  $M. (N-1)$

**Matrice à alimentation centrée (fig I.7(b)) :**

- coupleurs :  $N^2/4$  si  $M \geq N/2$   
 $M.(N - 1)$  si  $M < N/2$
- Déphaseurs :  $N^2/4$  si  $M \geq N/2$   
 $M.(N-1)$  si  $M < N/2$

**Exemple** : Soit une matrice de Blass à 3 ports d'entrée et alimentant un réseau de 4 sources, le nombre de coupleurs et de déphaseurs pour une matrice de Blass de base est respectivement 12 et 9. Pour une matrice à alimentation centrée, on aura 4 coupleurs et 4 déphaseurs [I.4].

### III.2.2 – Avantages et inconvénients

Les principaux avantages d'employer la matrice de Blass sont :

- Pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements,
- Les faisceaux formés peuvent être produits en commandant les rapports de couplage des coupleurs directionnels (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau)
- Le temps de retard assure une certaine constance des faisceaux avec la fréquence.

Cependant, elle présente aussi des inconvénients sérieux, à savoir :

- La conception devient complexe avec un nombre d'éléments de réseau et/ou d'entrée important car, pour chaque port d'entrée de la matrice, les coupleurs directionnels diffèrent, leurs coefficients de couplage varient.
- Le nombre de coupleurs devient vite important et cela implique un plus grand coût en matériel et poids.
- Plus le nombre de faisceaux augmente, plus l'interaction entre les différentes lignes transverses est grande, ce qui rend les réseaux beaucoup plus difficiles à concevoir.

### III.2.3 – Applications

La matrice de Blass autorise l'usage de diverses technologies. Ainsi, des versions en guide d'onde ont vu le jour, comme par exemple pour des applications d'imagerie satellite à l'aide d'un radar à synthèse d'ouverture (SAR). Une autre application a aussi vu le jour, la réalisation optique de la matrice de Blass basée sur une structure en guide d'ondes de substrat opérant entre 18 et 26 GHz, a été menée pour un système photonique de réseau d'antenne à déphasage [I.9].

## III.3 – Les matrices de Butler

### III.3.1 – Définition

La théorie des matrices de Butler remonte aux années 1960. La matrice de Butler est sûrement un des répartiteurs de faisceaux les plus pratiques. C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux



orthogonaux différents (fig. I-8). C'est un système parallèle, contrairement à la matrice de Blass (système série), qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur de chemin égal. Ainsi un signal d'entrée est divisé à plusieurs reprises sans perte jusqu'aux ports de sortie. Les pondérations en sortie sont données par :

$$B_{mn} = \frac{e^{j\left\{n-\frac{N+1}{2}\right\}\left\{m-\frac{N+1}{2}\right\}2\pi/N}}{\sqrt{N}} \quad (\text{I.4})$$

Où  $B_{mn}$  : représente l'amplitude du champ du  $n^{\text{ième}}$  élément rayonnant lorsque le port  $m$  (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire, de phase nulle et où  $N$  est le nombre d'éléments rayonnants [I.10].

Les signaux divisés ne se recombinent jamais dans une matrice binaire, cette dernière à une forme standard où le nombre de ports d'entrée/sortie est une puissance entière de 2. Elle est issue d'un coupleur (-3dB, 90°) correspondant à sa version générique. Les formes non-binaires peuvent être réalisées en utilisant une combinaison de nombre premier de ports : 3x3, 5x5, 7x7, etc.

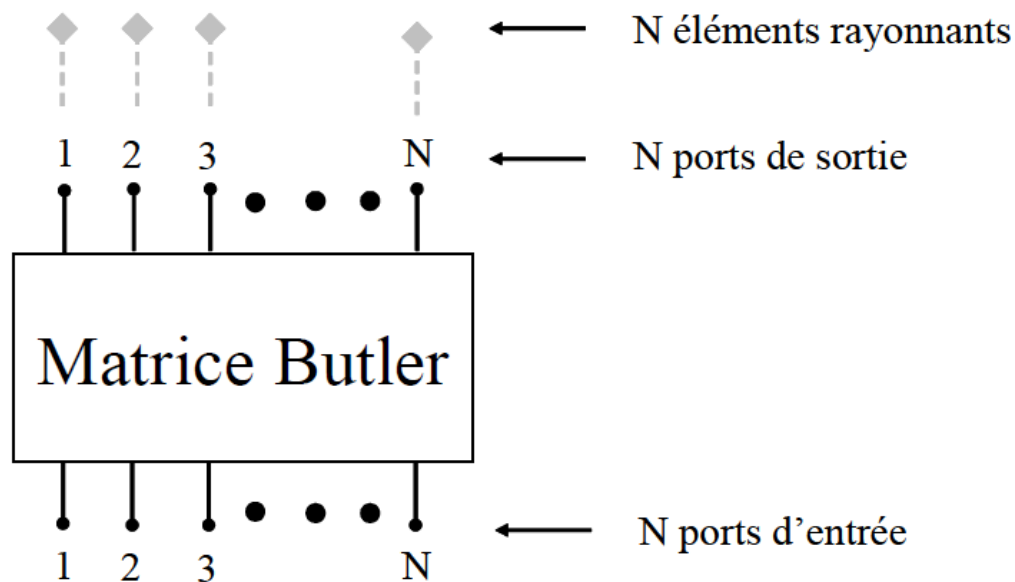
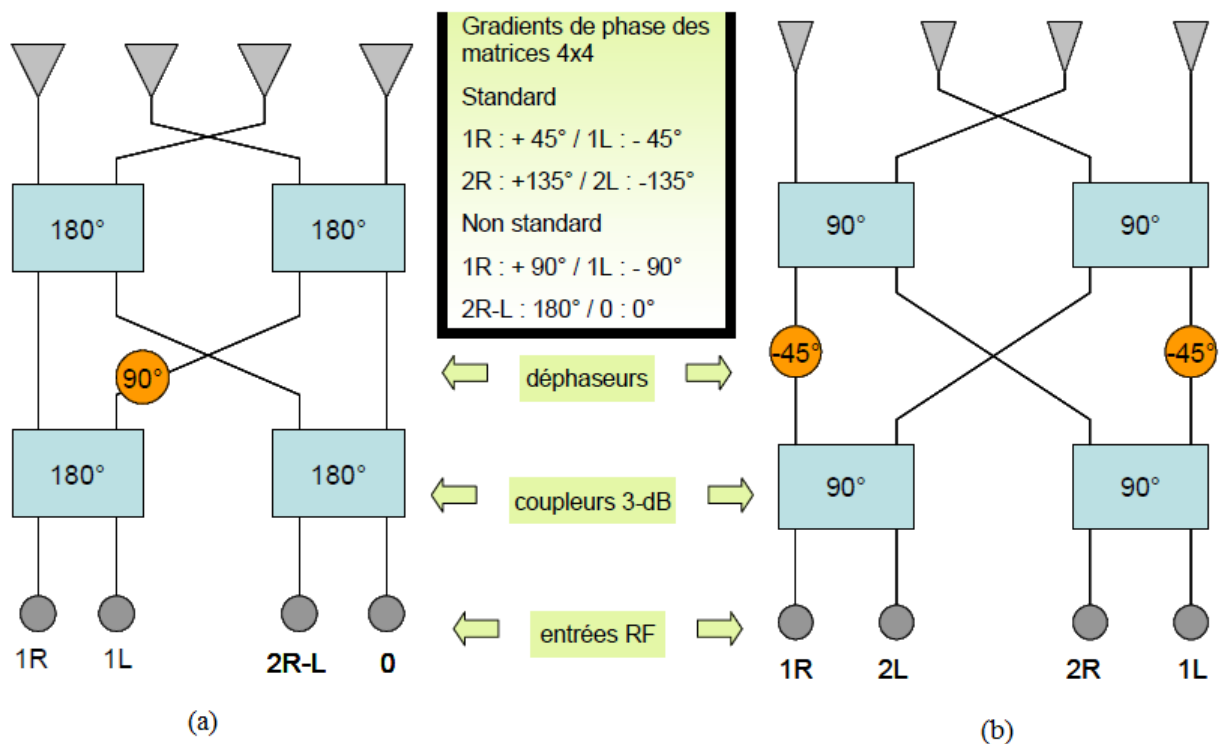


Figure I.8 - Schéma système d'une matrice de Butler.

Nous distinguons deux grandes familles de la matrice de Butler :

- Les matrices standards, employant des hybrides  $90^\circ$ , dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants (*fig I.9(b)*)
- Les matrices non standards, employant des hybrides  $180^\circ$ , dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants, mais possédant un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes. (*fig I.9(a)*).



I.9 - Schématisation des matrices de Butler 4x4 : (a) matrice non standard, (b) matrice standard.

### III.3.2 – Propriétés de la matrice de Butler

Habituellement, on considère que la matrice est constituée de deux éléments : des diviseurs de puissance passifs à 4 ports plus communément appelés coupleurs ou jonctions hybrides et des déphaseurs fixes (lignes à retard). Mais un troisième élément indispensable doit être ajouté : les croisements.

La matrice standard utilise donc  $H$  hybrides (3 dB, 90°),  $P$  déphaseurs fixes égaux aux multiples entiers de  $\pi/N$  [I.11] et  $C$  croisements dont les nombres sont donnés par les formules suivantes :

$$H = N/2 * \log_2(N) \quad (I.5)$$

$$P = N/2 * \log_2(N) - 1 \quad (I.6)$$

$$C = \sum_{k=1}^{\log_2(N)} \left[ \frac{N}{2} (2^{(k-1)} - 1) \right] \quad (I.7)$$

La matrice non standard utilise  $H'$  hybrides (3 dB, 180°),  $P'$  déphaseurs fixes égaux aux multiples entiers de  $2\pi/N$  [I.11] et  $C'$  croisements dont les nombres sont donnés par les formules suivantes :

$$\hat{H} = H \quad (I.8)$$

$$\hat{P} = \sum_{k=1}^{\log_2(N)} [N/2 - 2^{(k-1)}] \quad (I.9)$$

$$\hat{C} = C \quad (I.10)$$

Les signaux alimentés à chaque port d'entrée sont divisés en signaux d'amplitudes égales aux  $N$  ports de sortie. Le réseau combine les signaux dans  $N$  chemins différents pour produire  $N$  faisceaux. Le dépointage de ces  $N$  faisceaux est alors donné par la formule :

$$\varphi_m = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin(\theta_m) \quad (I.11)$$

Où:  $d$  : distance entre éléments rayonnants.

$\theta_m$  : Angle fait par le faisceau  $m$  avec la normale au réseau d'antennes.

$\lambda_0$  : Longueur d'onde dans l'air.

$\varphi_m$  : Gradient de phase entre deux éléments rayonnants consécutifs.

### III.3.3 – Avantages et inconvénients

La matrice de Butler possède de nombreux avantages parmi les quels on peut citer :

- Un réseau simple employant peu de types de composants (des coupleurs et des déphaseurs fixes), qui est facilement mis en œuvre par l'utilisation des lignes micro-rubans.
- Les faisceaux produits ont une largeur étroite et une bonne directivité.
- La matrice idéale de Butler est l'équivalent analogue de la transformée discrète de Fourier, elle a un nombre minimum de composants et une longueur de chemin minimale parmi tous les réseaux de formation de faisceaux à excitation uniforme.
- La matrice a un niveau presque constant de croisement de faisceaux qui ne change pas avec la fréquence. Ceci permet un bon modèle de rayonnement (presque un arc parfait) et un gain maximum du système dans une direction quelconque du secteur de couverture.
- Elle réalise le pointage électronique dans l'espace sans mouvement mécanique dans le procédé de balayage.
- Elle est théoriquement "sans perte" puisque les pertes d'insertions minimales dans les coupleurs, les déphaseurs et les lignes de transmissions utilisées ne rendent pas le système impraticable.
- La conception de grandes matrices est assez facile puisque les déphaseurs sont placés symétriquement par rapport à la ligne de phase.

Toutefois, la matrice de Butler n'est pas un circuit d'alimentation parfait, elle a les inconvénients suivants :

- La largeur de faisceau et la direction de pointage changent avec la fréquence.
- L'interconnexion est assez complexe pour une grande matrice (beaucoup de croisements, par exemple plus de 16 croisements sont nécessaires pour une matrice 8\*8).
- Le nombre de composants est grand quand le nombre d'éléments du réseau est grand.

### III.3.4 – Applications

Les matrices de Butler ont souvent été pratiquées dans les télécommunications satellites. Au niveau des transpondeurs de satellites commerciaux (répéteurs multicanaux), l'insertion d'amplificateurs non linéaires identiques entre deux matrices a apporté une réduction non négligeable d'interférence IMP (Inter Modulation Product) [I.12]. On les retrouve dans les satellites géostationnaires, tel qu'INMARSAT-3 pour les systèmes de communications mobiles,

où l'utilisation de matrices 4x4 en technologie stripline opérant à 1,542 GHz amène jusqu'à une puissance maximale de 20 W les signaux vers une ou plusieurs antennes. A cette liste, on peut ajouter les satellites à orbites basses, tel que les systèmes IRIDIUM créés par Motorola qui assurent une desserte globale pour une clientèle effectuant surtout des appels internationaux. La matrice de Butler devra alors générer jusqu'à 16 faisceaux simultanément en transmission avec un minimum de pertes, ou encore des satellites PCS (Personal Communication System) adoptant une technologie HTS (High-Temperature Superconductive) pour ses matrices de Butler 8x8 afin de réduire leurs tailles et de diminuer leurs pertes [I.13].

Des systèmes antennaires à balise TACAN (Tactical Air Navigation) opérant entre 962 et 1213 MHz ont donné lieu à une augmentation de la bande passante de la matrice de Butler (26%) au moyen de lignes de Schiffman. De nouvelles architectures de matrices ont vu le jour pour des communications sans fil de type LANs ou ATMs monté sur des PDA (Personal Digital Assistant) très en vogue aujourd'hui autour de la fréquence de 19 GHz en technologie microruban. Dernièrement, des matrices de Butler optiques ont été inventées [I.14].

Dans le cas de systèmes GSM (Global System Mobile) fonctionnant autour de 900 MHz , aussi bien pour des stations de base de type PCS utilisant des systèmes AMRC que pour des communications d'intérieur (indoor) autour de 60 GHz, les matrices de Butler sont présentes et offrent un bon compromis au niveau des couvertures, et du nombre de faisceaux.

## **VI – Développement et exigences sur les répartiteurs de faisceaux**

Des développements majeurs dans les systèmes antennaire ont été apportés au réseau de formation de faisceau (BFN Beam Forming Network) plutôt qu'aux éléments rayonnants.

Le marché mondial des communications actuel a donné un nouveau coup de pouce à l'activité des recherches sur les systèmes multifaisceaux. Depuis, le client et l'industrie exigent la nécessité du développement de systèmes plus flexible, compact, léger et reconfigurable. Les applications actuelles des systèmes multifaisceaux traitent avec les nouvelles technologies émergentes, comme les systèmes MIMO et antennes intelligentes, pour les applications basées sur le sol et les communications par satellite. Dans ces systèmes, la polyvalence de l'utilisation des ressources est importante, en offrant par exemple, une couverture maximale du signal à la zone des clients au lieu de gaspiller de l'énergie dans l'air sans utilisateurs (*fig. I.10*). Sur cette

figure nous voyons un système à faisceaux multiples pouvant offrir la souplesse nécessaire et d'excellentes performances à faible coût pour remplir les exigences de communications mondiales actuelles [I.5].

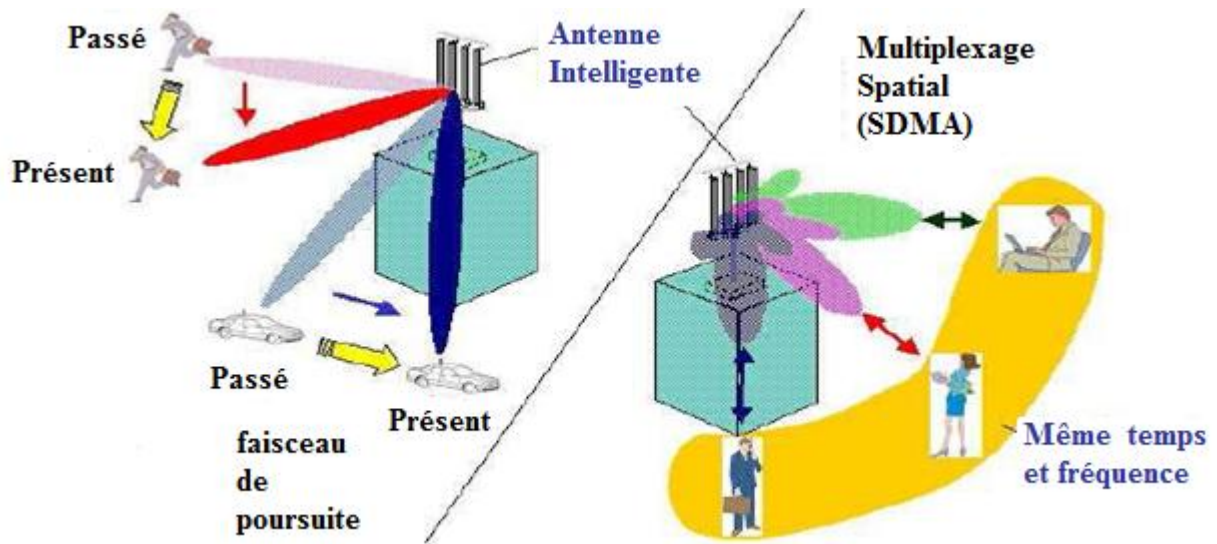


Figure I.10 - Exemple des capacités des antennes intelligentes, suivie du mouvement (gauche) et fourniture de différents services simultanément pour différents utilisateurs (droite).

## V – Conclusion

Ce premier chapitre a abordé certains types des principaux répartiteurs de faisceaux en présentant un état d'art des précédentes technologies réalisées dans ce domaine.

A partir de cette étude, nous pouvons conclure que la matrice de Butler reste la plus utilisée en comparaison avec la lentille de Rotman ou la matrice de Blass, mais malgré ces nombreux avantages, elle reste limitée par rapport à des réseaux d'antennes de grandes tailles à causes du nombre de croisements engendrés.

Pour cela les chercheurs ont développé d'autres méthodologies de conception pour les réseaux de formation de faisceaux (BFN) plus performants, telle que le concept CORPS (Coherently Radiating Periodic Structure) et qui va faire l'objet de notre étude dans les chapitres suivants.

## Chapitre II

### Le Concept CORPS

## Chapitre II : Le Concept CORPS

### I – Introduction

Les Dernières générations des systèmes de communication tels que les réseaux de téléphonie mobile et les dispositifs satellitaires, nécessitent la capacité de revoir leurs services, c'est à dire, de modifier leur domaine de couverture. Ce genre de modification, dans la plupart des systèmes réels, implique la reconsidération du réseau de formation de faisceaux associés aux dispositifs RF.

Jusqu'à présent, il existe peu de façons pour que des réseaux d'antennes puissent modifier leurs diagrammes de rayonnement en temps réel. La méthode la plus utilisée est l'incorporation de déphaseurs au réseau d'alimentation. Cette solution présente plusieurs inconvénients tels que l'augmentation de la complexité du réseau, puisque l'ajout d'électronique supplémentaire est nécessaire au contrôle des déphaseurs. De la même manière, l'application de ces dispositifs actifs implique dans la plupart des cas, des difficultés de fabrication. En outre, avec cette solution et comme il y a un déphaseur associé à chaque élément rayonnant, il est difficile de gérer un réseau de moyenne à haute dimension.

D'autres alternatives à l'utilisation de déphaseurs permettent d'intégrer plus de complexité au réseau de formation de faisceau. C'est le cas des matrices de Blass, de Butler et des lentilles de Rotman que nous avons abordé au chapitre I. Par exemple, les matrices de Butler peuvent produire un grand nombre de faisceaux orthogonaux de haute qualité par l'utilisation de peu de composants, mais son principal inconvénient réside dans le fait qu'il nécessite de nombreuses intersections pour sa mise en œuvre.

Le chapitre que nous allons entamer sera scinder en deux parties. La première, comprendra une définition formelle du concept CORPS ainsi que ses principes. Une fois les caractéristiques de ces systèmes établies, nous proposerons certaines applications de cette technologie.



Dans la deuxième partie, le concept CORPS sera présenté en explorant l'un des principaux domaines d'application de cette technologie, c'est à dire les Réseaux de formation de faisceaux « «the Beam Forming Network » (BFN).

Le BFN est le système précédent un réseau d'antennes qui lui fournit essentiellement les amplitudes et les phases nécessaires pour produire le faisceau désiré. Il doit avoir plus d'entrée que de signaux ou faisceaux rayonnés, et autant de sorties que d'éléments rayonnants sur le réseau.

Afin de définir le déphasage (longueur électrique) de chaque branche, de chaque entrée à chaque élément rayonnant, un réseau de formation de faisceau est conformé par des diviseurs de puissance, des adaptateurs d'impédance et des chemins de guide d'ondes, entre autres.

## II - Définition du concept CORPS

CORPS est l'acronyme de Coherently Radiating Periodic Structures. Comme nous pouvons l'observer, le nom rassemble les principales fonctions définies pour la structure à étudier, rayonnement cohérent et structures périodiques.

Plus formellement le concept CORPS peut être défini comme suit :

Le CORPS est toute structure périodique dans laquelle sont définis ces trois principes fondamentaux :

1. En principe, la propagation de l'énergie se fait à travers toute la structure. Celle-ci est favorisée pour un axe bien déterminée (Axe Z). En outre, il y a une bande de fréquence définie pour laquelle le phénomène CORPS prend place. Cette dernière est conçue pour être sans perte, donc la quantité maximale d'énergie est délivrée par la structure (*figure II.1*).

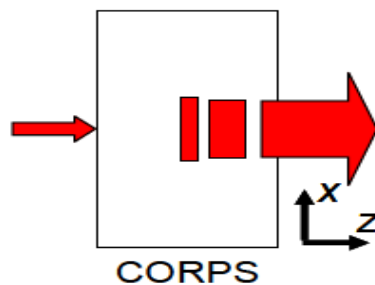


Figure II.1 - Représentation schématique de la propagation d'énergie à travers toute la structure CORPS [II.1].

2. Deux processus de propagation prennent place dans une structure CORPS, la propagation à travers et à l'intérieur de celle-ci, le dernier processus est nommé l'étalement (la diffusion) de l'énergie dans la structure.

L'étalement de l'énergie est compris comme les éventuels chemins que l'énergie peut prendre dans une structure périodique, avant d'atteindre la sortie de celle-ci. Selon les caractéristiques des éléments définis et le niveau de couplage attendu pour cette dernière, l'étalement de l'énergie pourraient comprendre toute la structure ou, autrement dit, se limiter à une surface très spécifique. Dans une structure CORPS l'étalement de l'énergie est conçu pour être délivré d'une façon limitée, pour cela un processus de contrôle d'étalement est défini.

La figure II.2 est une représentation schématique de la propagation et du contrôle de l'étalement d'énergie à l'intérieur de la structure.

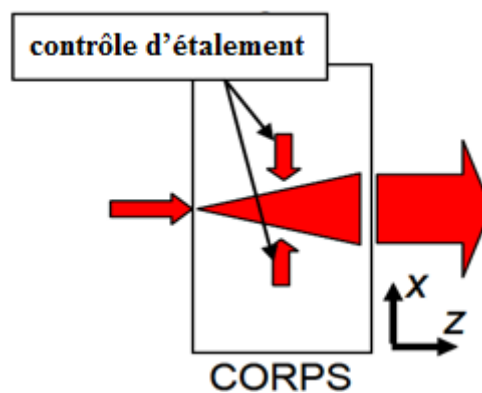


Figure II.2 - Représentation schématique du contrôle d'étalement de l'énergie pour une structure CORPS. [II.1]

3. Comme les bases de la conception du CORPS prennent en charge la présence d'un effet de couplage fort, il est nécessaire de le caractériser et de l'estimer sur les performances de la structure. De cette façon, tous les effets de couplage présents dans une structure CORPS sont conçus pour être cohérent, définissant ainsi le couplage cohérent.

Le couplage cohérent fait référence à une fonction, celle que chaque élément d'une structure CORPS est en phase et la combinaison de cette caractéristique à tout élément dans une structure cohérente est définie comme le couplage cohérent. Pour mieux comprendre cette propriété nous nous référons à la représentation schématique de la

figure II.3. Pour un système linéaire, le couplage cohérent représente la combinaison en phase des champs partageant les mêmes chemins au cœur de la structure.

Le principal effet lié au couplage cohérent est la capacité pour une structure CORPS à chevaucher des zones sans perte d'informations.

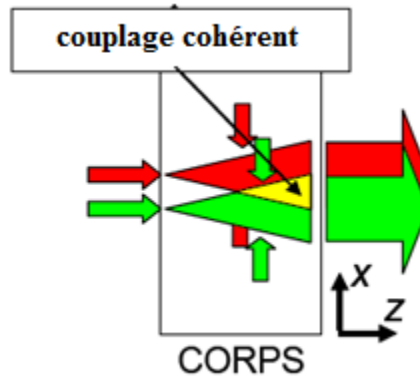


Figure - II.3 - Représentation schématique de la caractéristique du couplage cohérent dans une structure CORPS. [II.1]

### III – Les principes de fonctionnement du CORPS

Bien que dans une structure CORPS les trois principes de base seront toujours présents en même temps et un CORPS ne peut se comprendre sans l'existence de l'une de ces propriétés. Ces principes pourraient être mieux expliqués, en focalisant l'attention sur chaque propriété à la fois. Pour cela nous commençons par la définition du couplage cohérent d'où découlent deux fonctions : le contrôle de l'étalement (Spread Control) et le couplage cohérent.

#### III.1 – L'effet du couplage idéal

L'effet de couplage a été largement étudié comme un facteur limitant pour la conception d'un réseau d'antennes. La plupart de ces études prennent en compte l'effet du couplage comme une variable à être réduite au minimum dans l'équation de la conception de dispositifs électromagnétiques [II. 2]. Les stratégies de constructions recommandées sont concentrées dans la suppression de n'importe quel couplage à l'intérieur de la structure conçue [II.1].

Puisque les réseaux d'antennes pourraient être définies comme des structures périodiques, la façon la plus naturelle pour contrôler le couplage entre les éléments pourraient être de choisir

une zone du réseau, définissant un filtre passe bande, et donc réduire et maîtriser les effets de couplages.

Prenant en compte ces idées de base, par la suite, l'effet du couplage idéal sera défini comme un processus idéalisé dans lequel un élément d'une structure périodique conserve la moitié de la puissance et la moitié restante est couplée à ses voisins. Pour mieux comprendre ce phénomène nous allons suivre l'exemple suivant :

Supposons un réseau formé de  $N=10$  éléments rayonnants équidistants de  $1.2 \lambda$  chacun (voir figure II.4 a). Pour une excitation uniforme, le diagramme de rayonnement que nous devons obtenir est illustré en bleu sur la figure II.4c. Sur cette figure, nous observons l'apparence d'un lobe d'ambiguïté (au voisinage de 60 deg) due principalement à la séparation entre les éléments.

Maintenant, supposons qu'il y a un élément rayonnant parasite, avec la même taille et forme, introduit entre chaque paire des éléments originaux (voir figure II.4b). Le réseau résultant est une configuration d'alternance d'éléments d'alimentation et parasites équidistants les uns des autres de  $0.6 \lambda$ . Sur la figure II.4c, en rouge, nous observons la suppression des lobes d'ambiguïtés due aux éléments parasites et avec l'aide de l'effet de couplage idéal. [II.1]

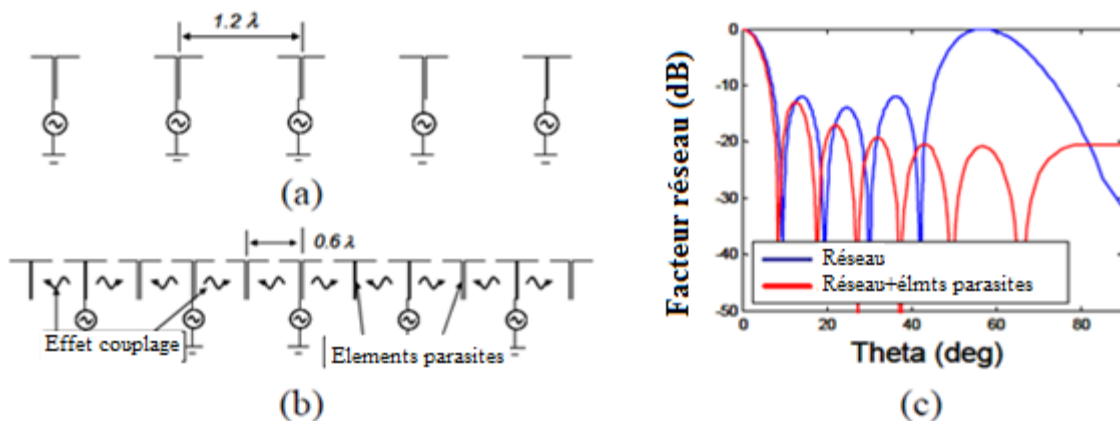


Figure II.4 - L'effet de couplage idéal sur un réseau d'antennes [II.1].

Ces éléments parasites doivent aller chercher la puissance de couplage et la réémettre d'une façon cohérente (en phase). Comme résultat un réseau composé de  $2N+1$  éléments uniformément excité est obtenu. Cette distribution produit un diagramme de rayonnement comme indiqué sur la figure II.4c (trait rouge) dans lequel les lobes d'ambiguïté ont disparu.

Supposons maintenant, plusieurs niveaux de patch rayonnant, comme décrit sur la figure II.5. Chaque couche de patches est appuyée sur une plaque d'un matériau idéal sans perte.

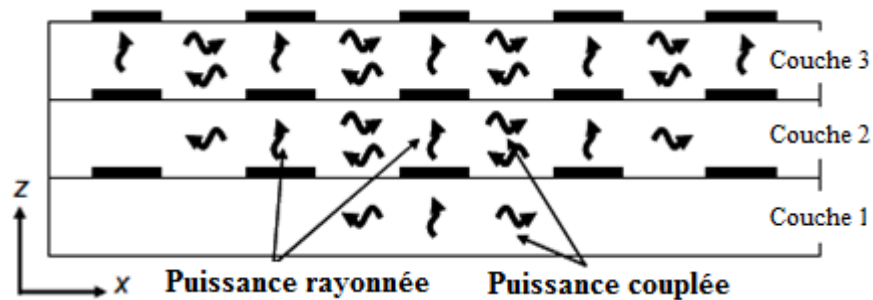


Figure II.5 - l'effet de couplage d'une structure périodique multicouche avec patch. [II.1]

Au cœur de ce matériau, les ondes du substrat sont permises. Par définition, il s'agit d'une structure périodique dont la périodicité est définie par la séparation et la taille des patchs. Poursuivant l'exemple proposé auparavant pour un réseau d'antennes, dans ce cas, seul l'élément central de la couche inférieure est excité.

A la première couche, les deux éléments voisins reçoivent la moitié de la puissance que ce dernier n'a pas émise, comme il a été défini pour le couplage idéal. Lors de la deuxième couche le processus recommence, mais dans ce cas, nous avons trois antennes alimentées qui rayonnent la moitié de la puissance reçue et couplent la puissance restante pour ces voisins. Ce processus peut être répété autant de fois selon les couches de la structure.

Une conséquence directe de l'utilisation des mécanismes de couplage idéal dans une structure multicouches est, par exemple, l'amélioration de la directivité dans le cas d'une structure rayonnante (utilisé dans l'exemple ci-avant). Notez que seulement un patch de la couche inférieure de la structure est excité, et qu'après quelques couches, la puissance est rayonnée par un grand nombre de radiateurs.

### III.2 – Contrôle de l'étalement d'énergie (Spread Control)

L'étalement est défini comme la quantité d'énergie qui se déplace à l'intérieur de la structure perpendiculairement au plan  $YoX$ . C'est le flux d'énergie dans chaque couche (si nous nous référons à la figure II.5). La capacité de contrôler l'étalement de cette énergie qui, inhérent ce type de structure périodique est nommée le contrôle d'étalement. Ainsi, le contrôle d'étalement

est la fonction responsable de garantir un flux d'énergie à travers la structure en minimisant sa propagation à l'intérieur.

Afin d'expliquer ce problème, considérons maintenant une structure périodique tridimensionnelle répondant à un des phénomènes de couplage idéal et qui est conçue de telle manière que le contrôle d'étalement soit présent en elle. Nous allons encore prendre une structure multicouche composée par des patchs empilés, pour cela nous avons utilisé des patchs circulaires disposés en grille triangulaire (*voir figure II.6*).

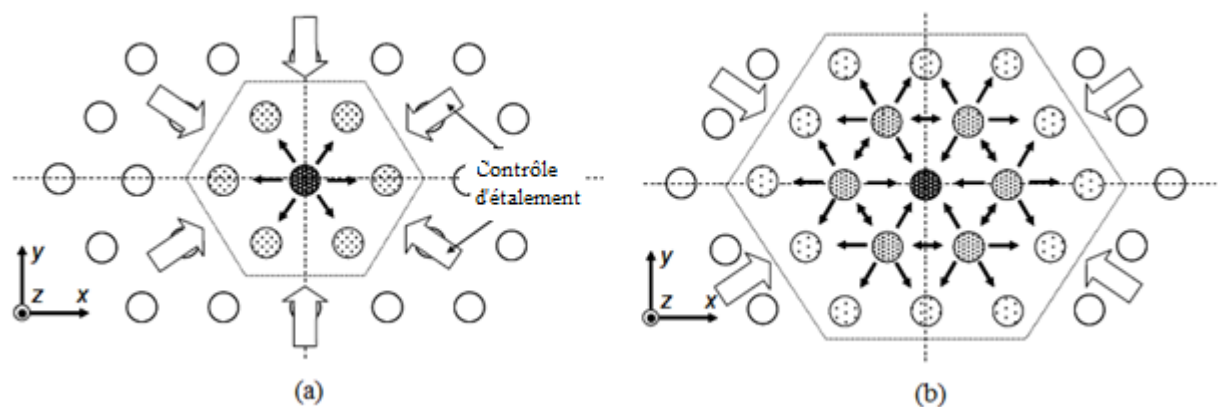


Figure II.6 - Représentation schématique du contrôle d'étalement appliqué à une structure tridimensionnelle périodique [II.1].

Dans cette structure, seul le patch central dans la couche inférieure est alimenté, comme dans le cas bidimensionnel, la moitié de la puissance émise à ce patch est rayonnée et la puissance restante est couplée à des éléments voisins, dans ce cas 6 Patches (*voir la figure II.6a*).

Après avoir suivi cette procédure pour une autre couche, la distribution des amplitudes au niveau de chaque couche est illustrée sur la figure 2.6 b.

Le control d'étalement est représenté dans la figure comme la zone d'influence définie par les éléments situés à côté de l'élément rayonnant dans chaque couche. Les flèches indiquent que la propagation de l'énergie est interdite en dehors de la zone délimitée par l'hexagone (*figure II.6*).

Comme il a pu être déduit à partir de la figure, le maximum d'énergie est au niveau de l'élément central de la couche supérieure, car il couple plus de puissance que les autres éléments.

En plus il a été démontré que la distribution des amplitudes pour ce genre de structures suit une distribution gaussienne [II.3].

### III.3 – Le couplage cohérent

L'une des plus importantes fonctions d'une structure CORPS, qui donne un support aux caractéristiques de radiation et qui est en mesure de transmettre des signaux, est le couplage cohérent. En principe, comme le système est linéaire, il devient possible d'appliquer les propriétés de superposition et donc nous pourrions nous attendre à l'apparition de caractéristiques de faisceaux multiples sur la structure. De la même manière, comme nous avons étudié l'effet du couplage sur une structure périodique, il est logique de définir cet effet pour être cohérent. Afin d'assurer la cohérence du système, le nom de couplage cohérent est défini au niveau de l'élément, c'est-à-dire qu'il est aussi simple que d'avoir des signaux en phase à la sortie de chaque élément constituant une structure périodique.

Considérant les propriétés décrites jusqu'à présent, le couplage idéal, le contrôle de l'étalement d'énergie, et le couplage cohérent, avec l'objectif d'illustrer à la fois la jointure du comportement de ces propriétés et comment sont-ils définis sur un élément simple, la représentation schématique d'un élément isolé est montré dans la Figure II.7a.

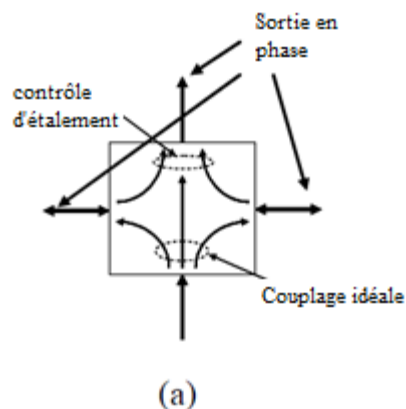


Figure II.7 (a) - Représentation schématique d'une structure CORPS avec ces trois propriétés

La représentation schématique d'un élément CORPS est une boîte noire composée d'une entrée et de trois sorties. Le port de sortie du milieu est défini pour ne pas être couplé alors que les deux restants sont destinés à coupler la moitié de leurs puissances aux éléments voisins. Ces derniers

sont aussi déterminés comme des ports bidirectionnels puisqu'ils gèrent la puissance reçue par les éléments voisins comme une partie du comportement des caractéristiques du control de l'étalement d'énergie de cet élément. Finalement, le couplage cohérent est défini comme une caractéristique de chaque élément pour fournir des signaux en phase à toutes les sorties.

La figure II.7b illustre une représentation complète d'un système CORPS constitué de boîte noire. Un signal de couleur rouge, est utilisé pour exciter ce réseau et selon les propriétés définies pour une structure CORPS, les éléments rouges montrent comment le signal se propage à travers elle (propagation de l'énergie) jusqu'à arriver à la fin de celle-ci, après plusieurs couches. Nous pouvons aussi observer comment la propagation à l'intérieur de la structure est délimitée, et qu'elle suit un chemin bien définie (Spread Control).

Le couplage cohérent dans ce schéma peut être observé de plusieurs façons. La première option est d'observer les signaux après chaque couche. Puisque toutes les sorties sont en phase et que le contrôle d'étalement ne rajoute pas de phase supplémentaire pour les signaux entrants, dans ce cas là, tous les signaux seront en phase entre la couche 1 et 2. Suivant cette idée toutes les sorties du système (dernière couche en rouge) seront en phase.

Une deuxième option pourrait consister à observer le comportement des éléments centraux dans la figure II.7b. Ces éléments ne reçoivent pas seulement des signaux provenant des couches inférieures, mais aussi à partir d'éléments voisins, ici le couplage cohérent assure que les informations (signaux) combinées dans une boîte noire restent inchangées, et de cette façon ils ne sont pas endommagés, abimés ou détruits. Sur la figure, cette condition est représentée comme l'invariance de la couleur rouge qui identifie le signal mis à l'entrée du réseau.

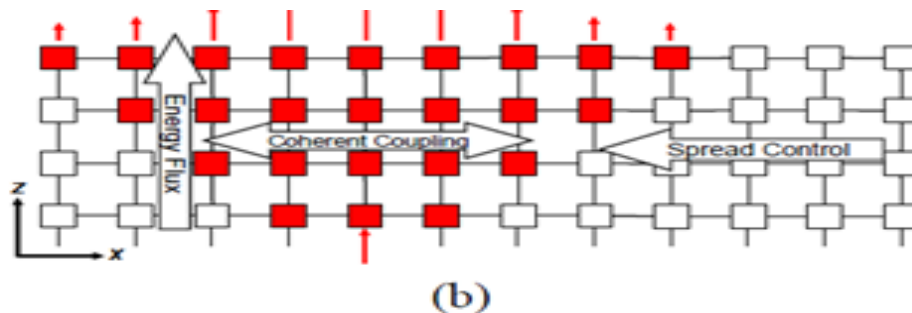


Figure II.7 (b) - Représentation schématique de l'effet du couplage idéale.



Supposons qu'à côté du port rouge, un deuxième situé à deux pas du premier est excité et assignons-lui la couleur verte. Pour cette excitation, la propagation de l'énergie suit le même diagramme que pour le port rouge mais déplacé vers la droite. Comme nous pouvons l'observer sur la figure, après deux couches, les signaux partagent le même chemin jusqu'à arriver à la fin de la structure.

Par définition, le principe de superposition est appliquée, et comme les chemins d'interconnexion sont configurés pour être de taille égale (car ils font partie d'une structure périodique), les champs électromagnétiques porteurs d'information sont combinés les uns avec les autres sans perte d'information. Cette caractéristique prend part dans ce qu'on appelle le couplage cohérent. Ainsi, avec l'aide de cette dernière qui permet un partage de ressources à l'intérieur de la structure (l'utilisation du même chemin d'accès) pour les différents signaux qui transitent à travers elle sans perte d'information.

Dans la figure II.7c, l'effet de couplage cohérent est représenté comme la combinaison des deux couleurs rouge et verte qui, selon une couleur graphique (voir la figure II.7c), donne comme résultat la couleur jaune. Intuitivement, la représentation en couleur du signal de propagation à travers la structure indique que, sur le chemin coloré en jaune, il y a des champs qui se déplacent supportant les informations des signaux rouges et verts. Par conséquent, il devient facile de conclure que tous les chemins d'accès dans une structure périodique, avec couplage cohérent et contrôle de l'étalement d'énergie, pourraient être utilisés pour transporter des signaux multiples en même temps.

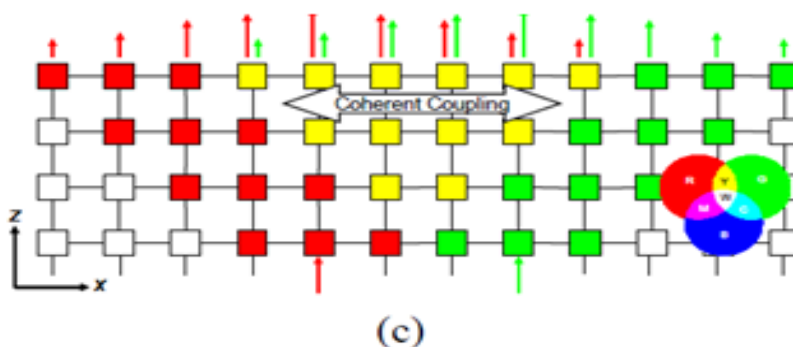


Figure II.7 - Représentation schématique des effets dérivés de l'effet de couplage idéal dans une structure périodique composé de boîtes noires [II.1].

Un résultat important du couplage cohérent peut être déduit de la représentation schématique II.7c, en notant que, indépendamment du port d'excitation utilisé pour alimenter le réseau (port d'entrée rouge ou vert), les ports de sorties sont toujours en phase car aucun déphasage n'est introduit aux chemins utilisés par le signal pour atteindre les sorties. Le seul changement survenu au nouveau faisceau, c'est que son centre de phase a déplacé certains éléments en fonction du port d'alimentation utilisé. Une conséquence directe de cette condition dans une structure CORPS est la possibilité de chevaucher des faisceaux et de produire des systèmes à haute résolution angulaire.

Comme il a été mentionné précédemment, une conséquence importante de la capacité de ces structures à transporter des signaux multiples en même temps, sans perte d'information, est l'amélioration de la résolution angulaire. Dans un système rayonnant, la résolution angulaire est comprise comme la capacité du système à différencier deux sources très proches les unes des autres dans un champ lointain.

Afin d'expliquer les bénéfices mis en place par la résolution angulaire dans un système ordinaire, nous présentons ici un exemple. Supposons que notre structure périodique et rayonnante est utilisée dans un satellite pour alimenter un système d'antenne réflecteur comme le montre la figure II.8.

Un observateur situé sur terre pourrait recevoir le signal généré par ce satellite (excitation produite par un faisceau rouge). Si l'observateur veut capter un signal produit par le faisceau vert il devra se déplacer de quelques degrés sur la surface de la terre comme séparation (en degré) entre les faisceaux à l'alimentation du satellite.

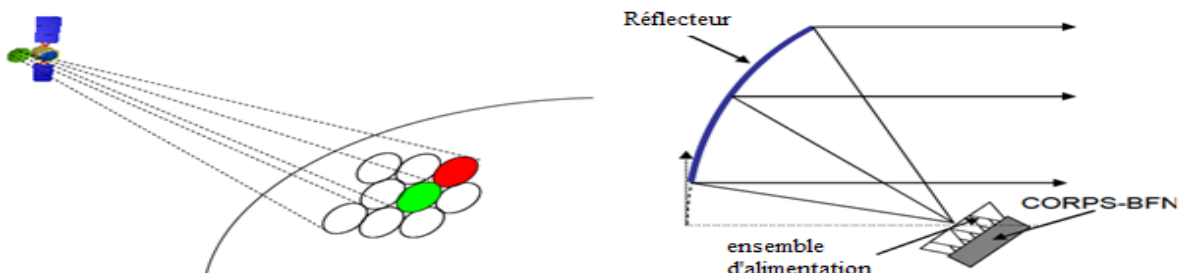


Figure II.8- Représentation schématique d'un spot de faisceau satellitaire [II.1].

Puisque les spots sont générés à partir du chevauchement des faisceaux dans l'antenne réflecteur du satellite, la distance entre les zones rouge et vert est faible (haute résolution angulaire).

Sans tenir compte des valeurs réelles pour les ouvertures d'antennes et les distances focales, une inspection rapide du système nous permet de prédire un résultat approximatif pour cette distance. Fondamentalement, la distance parmi l'impact des faisceaux lumineux sur la surface de la terre est directement proportionnelle à la distance parmi les antennes au niveau de l'ensemble d'alimentation.

Dans la majorité du temps, cette condition est impossible à mener, dû au fait de l'alimentation des antennes utilisées (généralement antenne cornet). Donc il devient nécessaire, soit de séparer le système en plusieurs sous système, ou de chevaucher les faisceaux au niveau de l'ensemble d'alimentation. La seconde option peut être menée par un système à haute résolution angulaire et est une solution où les propriétés du CORPS peuvent être exploitées quand elles sont appliquées à l'ensemble d'alimentation [II.1].

#### IV – Applications d'une structure CORPS

Les applications de bases des structures CORPS comprennent :

- Les applications pour l'amélioration des caractéristiques de rayonnement de l'antenne (directivité, suppression des Lobes d'ambigüités, forme du faisceau, etc.)
- les applications des systèmes à haute résolution angulaire. Dans cette catégorie, les structures CORPS peuvent également être utilisé comme substrats d'antennes pour l'amélioration du rayonnement; comme lentille pour une meilleur résolution angulaire d'un réseau d'antenne ; ou en association dans des systèmes d'antennes à réflecteurs, afin de réduire les incohérences et d'améliorer les autres aspects de propagation de ces systèmes.

D'autre part, il est important de noter que certaines applications sont inspirées à partir des résultats obtenus par le comportement de l'œil humain et sa forte corrélation avec les systèmes basés sur le concept CORPS (*Annexe B*). Au départ, nous nous concentrons dans la capacité de l'œil à chevaucher les zones d'excitation et comment, en partant d'eux, on obtient un système de haute résolution angulaire.

Par l'exploitation de cette caractéristique de chevauchement des surfaces, il est possible d'utiliser un système CORPS comme source d'alimentation d'antennes. L'idée principale est d'utiliser le concept CORPS pour définir un réseau de formation de faisceau (BFN : Beamforming Network). Un BFN basé sur des concepts CORPS n'a pas seulement comme caractéristique principale, la possibilité de générer des faisceaux multiples, mais il est aussi possible de définir un déphasage en utilisant un nombre minimal de contrôles.

Ces caractéristiques sont d'un grand intérêt pour les systèmes où une haute résolution angulaire et la réduction de la complexité est exigée. Les antennes à rayonnement direct (DRA) et les antennes réflecteurs sont de bons exemples pour l'application de cette technologie.

En s'inspirant encore une fois du comportement de l'œil humain, mais cette fois ci on se concentre sur le processus de défocalisation mener par la pupille, c'est à dire la diffraction de l'image sur une grande surface de la rétine et comment cette quantité d'information est traitée, qu'une nouvelle application peut être proposé, ceci tourne vers la mise en œuvre d'une camera à haute sensibilité. En général, en utilisant les concepts CORPS, nous pouvons extraire des images à haute qualité à partir de détecteurs de sensibilité très faible par la défocalisation de l'image détectée. Les applications de cette technologie peuvent être, par exemple, les systèmes de sécurité (vision à ondes millimétriques), les caméras de vision nocturnes à hautes vitesses et les caméras à faible coût de haute qualité.

## V – Réseaux de formation de faisceau basé sur le concept CORPS

Considérons la figure II.9, la représentation schématique d'une structure CORPS alimentée par trois différents signaux. Chaque signal est identifié en utilisant une couleur différente : rouge, vert et bleu, respectivement. Comme il a été vu précédemment, cette structure doit présenter les caractéristiques définies pour un système CORPS. Ces caractéristiques incluent la propagation de l'énergie à travers la structure, le contrôle de l'étalement et le couplage cohérent.

Dans cette figure, la représentation schématique d'une boîte noire est montrée. A l'intérieur de chaque boîte noire le processus du couplage idéal et du contrôle de l'étalement est définie. Ces caractéristiques aident globalement à définir le comportement du CORPS de toute la structure.

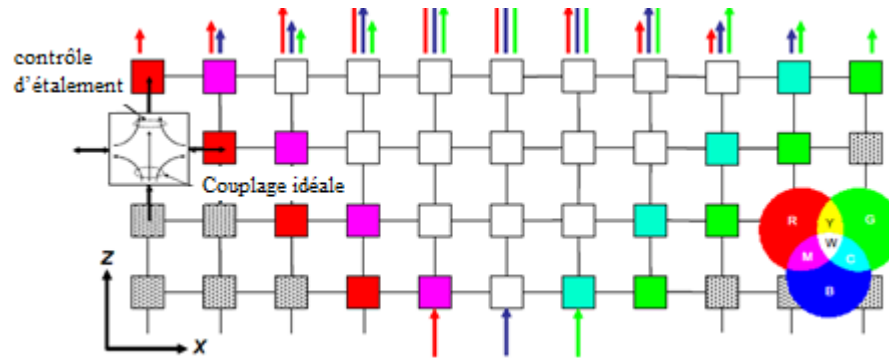


Figure II.9 - la représentation schématique d'une structure CORPS basée sur des boîtes noires. La structure est excitée par trois différents signaux (Rouge, Bleu et Vert) [II.1].

Avant de commencer la modélisation d'un CORPS-BFN, il serait nécessaire de simplifier le modèle de la boîte noire utilisée dans la configuration schématique montrée sur la figure II.9. L'une des principales raisons de ceci est due à la grande complexité présente dans la configuration de ces boîtes noires, cela à cause de l'installation des deux processus le couplage idéale et le contrôle de l'étalement d'énergie en même temps à l'intérieur de la structure. De cette façon nous définissons une nouvelle représentation schématique pour le CORPS-BFN. Ce schéma est illustré sur la figure II.10.

Pour la nouvelle représentation schématique, deux différents types de boîtes fondamentales sont utilisés. Comme il a été mentionné avant, chaque boîte noire est responsable d'une tâche spécifique dans le réseau. En général, l'une d'eux est responsable de la division de puissance et l'autre de sa recombinaison. En combinant plusieurs de ces boîtes noires, il est prévu de maintenir le même comportement que dans la représentation schématique de la figure II.9 et par conséquent, on serait confronté à une version simplifiée d'un BFN basé sur des concepts CORPS.

La boîte noire responsable de la division de puissance, nommée S-nœud, prend n'importe quel signal présent dans son entrée et fournit la moitié de la puissance à chacune de ses sorties. En outre, la boîte noire responsable de la combinaison de puissance, est nommée R-nœud, prend tout signal mis à ses entrées (puisque'il a deux) et fournit la combinaison des deux à une seule sortie. Afin de simplifier la représentation schématique, les deux boîtes noires de division et de combinaison sont définies pour avoir seulement trois ports, plutôt que quatre.

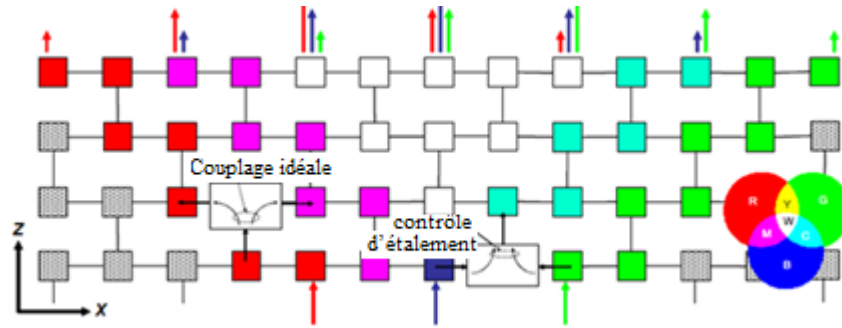


Figure II.10 - Représentation schématique d'une structure CORPS basée sur des boîtes noires simplifiées [II.1].

Une brève corroboration de performance de cette représentation schématique basée sur la propagation des signaux à trois couleurs peut être donnée. Comme on peut le voir sur la figure II.11, l'ensemble de combinaison des S-nœuds et R-nœuds donne comme résultat un régime de propagation similaire à celui observé pour le modèle original.

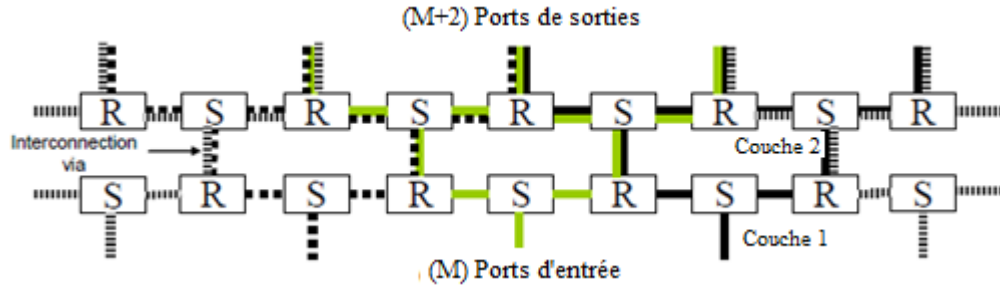
Une fois les similitudes établies entre les modèles, le dernier proposé sera utilisé pour modéliser le comportement du CORPS-BFN. En utilisant cet élément qui simplifie le modèle, il est possible d'analyser les comportements internes autrement difficiles à voir. Comme nous le verrons au cours de ce chapitre, par l'utilisation de ce modèle déplié, les caractéristiques de chaque élément seront mieux déterminées et une méthodologie de conception sera basée sur ce principe.

### V.1 – CORPS-BFN linéaire

Un CORPS-BFN est défini par l'itération alternative des Split (S) et Recombination (R) nœud.

D'une part, un S-nœud reçoit de la puissance et la redistribue équitablement entre ces ports de sorties. Les S-nœuds sont aussi responsables de l'interconnexions entre les couches du réseau. D'autre part, les R-nœuds recombinaient la puissance entrante à travers ces ports d'entrées. En fait, le processus de recombinaison est une somme vectorielle du champ à travers un R- nœud.

La configuration générale d'une structure planaire d'un CORPS-BFN de deux couches, avec  $M$  ports d'entrées et  $M+2$  ports de sorties est illustrée sur la figure II.11. Considérons la conservation de l'énergie et prenons en compte un CORPS-BFN qui contient uniquement des composants passifs sans perte, il est possible d'estimer le comportement de cette structure comme un résultat des caractéristiques générales des S et R nœuds.



II.11 - CORPS-BFN de deux couches M ports d'entrées et M+2 ports de sorties [II.2].

En général, un S-nœud a un port d'entrée et N ports de sorties, la N<sup>ième</sup> part de la puissance introduite au port d'entrée est délivrée à chaque port de sortie, comme nous pouvons le voir en utilisant l'expression suivante [II.6]:

$$W_s = \sum_{k=1}^N [E_k e^{j\theta_k}]^2 G_s \quad (II.1)$$

Ici,  $W_s$  est la puissance délivrée par les N ports de sorties des S-nœuds,  $E_k$  et  $\theta_k$  avec  $k=1,2,\dots,N$  sont les magnitudes et les phases des K ports de sorties respectivement.  $G_s$  est la partie réelle de l'admittance vue aux ports de sortie. Pour cette application N est égal à deux et  $W_s$  vérifie la conformité de l'énergie d'un S-nœud.

En général, les nœuds de recombinaison ont N ports de sorties et deux différents ports d'entrées. La puissance  $W_R$  au port de sortie peut être calculée comme suit :

$$W_R = \sum_{k=1}^N [E_{k,1} e^{j\theta_{k,1}} + E_{k,2} e^{j\theta_{k,2}}]^2 G_k \quad (II.2)$$

Ici,  $E_k$  et  $\theta_k$ , avec  $k=1,2,\dots,N$ , sont les magnitudes et les phases des champs à chaque port d'entrée, et  $G_k$  est l'admittance vue au k<sup>ième</sup> ports de sorties. Nous pouvons faire des modifications sur (II.2) si nous constatons que notre R-nœuds n'a qu'un seul port de sortie, ainsi :

$$W_R = G_R \left( (E_{1,1})^2 + (E_{1,2})^2 + 2E_{1,1}E_{1,2} \cos(\theta_{1,1} - \theta_{1,2}) \right) \quad (II.3)$$

Avec  $G_R$  est l'admittance vu au port de sortie.

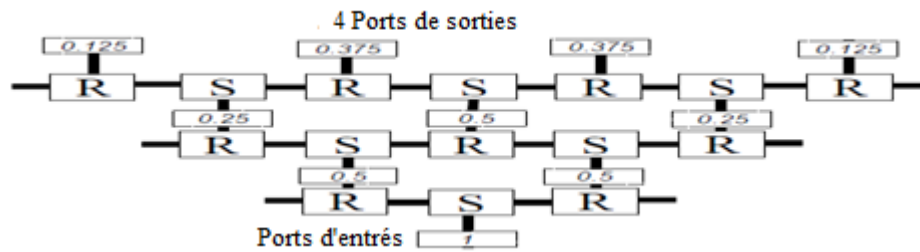


Figure II.12 - Structure CORPS-BFN de trois couches avec une entrée et 4 sorties [II.3].

La configuration d'un CORPS-BFN de trois couches, un (01) port d'entrée et quatre (04) ports de sorties est illustrée sur la figure II.12. Les valeurs des puissances sont indiquées à l'intérieur des boîtes comme illustré sur cette figure.

En général, les résultats obtenus pour les valeurs de puissance après chaque couche correspond avec le triangle de Pascal normalisé par la somme de ses coefficients de la même ligne. Sachant que les coefficients du triangle de Pascal peuvent être obtenus en utilisant l'approximation binomiale, comme suit :

$$(1 + x)^k = \sum_{n=0}^k \binom{k}{n} x^n \quad (II.4)$$

Avec  $k$  le nombre de couches utilisés. Ainsi pour un  $k$  grand, il est possible d'appliquer le théorème de la limite centrale et donc approcher les coefficients obtenus pour  $K$  couches à une distribution normale. Par conséquent, dans un CORPS-BFN de  $K$  couches, les amplitudes au port de sortie  $k+1$  suivent une loi binomiale échantillonnée. De la même manière, quand des magnitudes égales et des champs en phases arrivent à chaque port d'entrée d'un R-nœud,  $W_R$  à la sortie d'un R-nœud doit être calculé en utilisant (II.3) ou (II.4).

Les phases, dans ce BFN, sont calculées en fonction de l'origine du signal, à partir d'un S-nœud ou d'un R-nœud. Par définition un S-nœud n'introduit pas de déphasage entre ses sorties, tel que chaque port de sortie d'un S-nœud pourrait avoir la même phase que leur port d'entrée ou avoir un déphasage de quelques degrés. Par ailleurs, les phases résultantes d'un R-nœud, sont calculées en faisant une sommation vectorielle des vecteurs de champ à ses entrées.



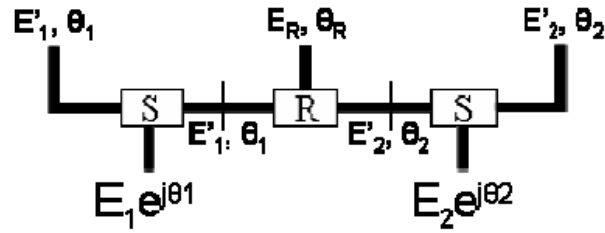


Figure II.13 - CORPS-BFN d'une seule couche , 2 entrées et 3 sorties [II.1].

Il est important de se rappeler que la sortie d'un CORPS-BFN indépendamment du nombre de couches (sorties), aura toujours la même forme et la même phase de distribution. Ainsi la distribution d'amplitude vue au port de sortie d'un CORPS-BFN aura une forme gaussienne, par ailleurs, la distribution de phase aura une représentation linéaire du déphasage fixé aux ports d'entrées.

Malgré les équations généralisées définies par (II.1) à (II.3), la phase peut être calculée en se référant à la figure II.13 comme suit, pour un C-BFN d'une couche, 2 ports d'entrées et 3 ports de sorties, les amplitudes et les phases des ports externes sont faciles à calculer en utilisant la formule (II.1). Notons que les S-nœuds ne changent pas la phase de ses champs d'entrées, ainsi on peut trouver la magnitude moyenne du champ de sortie ( $E_R, \theta_R$ ) avec l'aide de (II. 3) et l'utilisation de l'expression suivante pour le calcul de l'angle  $\theta_R$ , donc :

$$\theta_R = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(\hat{E}_1 e^{j\theta_1} + \hat{E}_2 e^{j\theta_2})}{\text{Re}(\hat{E}_1 e^{j\theta_1} + \hat{E}_2 e^{j\theta_2})} \right) \quad (\text{II. 5})$$

Si une représentation cartésienne du champ est utilisée, et supposons que  $\hat{E}_1 = \hat{E}_2$ ,  $\theta_R$  devient :

$$\theta_R = \tan^{-1} \left( \frac{\sin \theta_1 + \sin \theta_2}{\cos \theta_1 + \cos \theta_2} \right) \quad (\text{II. 6})$$

Après avoir fait quelques simplifications on obtient ceci :

$$\theta_R = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (\text{II. 7})$$

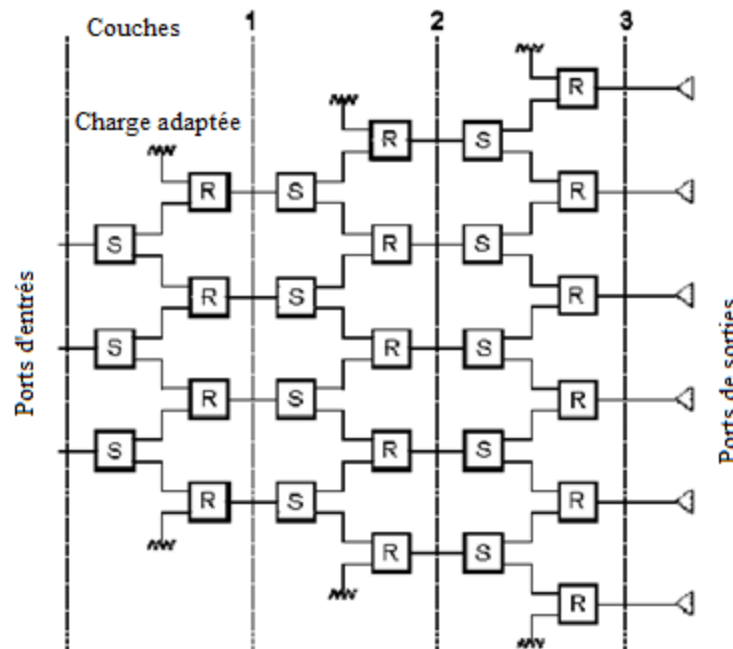
En d'autres termes, l'angle du port de sortie centre est la valeur moyenne de  $\theta_1$  et  $\theta_2$ . Dans le cas général, il faut tenir compte de la magnitude du champ arrivant au R-nœud, donc,

$$\theta_R = \tan^{-1} \left( \frac{a \sin \theta_1 + b \sin \theta_2}{a \cos \theta_1 + b \cos \theta_2} \right) \quad (II.8)$$

Où  $a$  et  $b$  sont les magnitudes et les phases du champ au port d'entrée d'un R-nœud.  $a$  et  $b$  doivent être calculés à partir de (II.1) ou (II.3). Suivant le résultat précédent, il est simple à conclure que les phases à la sortie des ports d'un CORPS-BFN (avec deux ports d'entrées) suivent un comportement linéaire. Alors, la phase de chaque port de sortie peut être calculée en utilisant l'expression suivante au lieu de (II.8) :

$$\theta_{out\ n} = \frac{\theta_{in2} - \theta_{in1}}{N} n + \theta_{in1} \quad (II.9)$$

Avec  $N$ , le nombre total des ports de sorties, et  $n$  les ports de sortie à analyser,  $n = 1, 2, \dots, N$  et  $\theta_{in1}$  et  $\theta_{in2}$  sont les angles à l'entrée des ports du CORPS-BFN. Les deux expressions données par (II.8) et (II.9) sont valables pour le calcul général de la phase des ports de sorties tant que le réseau ne possède que deux ports d'entrées. Notez que (II.8) est seulement valable pour le port de sortie centre, quand à (II.9) elle peut estimer la phase de sortie de tous les ports de sorties.



II.14 - Représentation des boîtes noires d'un CORPS-BFN avec  $s$  et R-nœud [II.7].

### V. 1.1 – Caractérisation du système et contrôle de l'étalement d'énergie (spread control)

Afin d'analyser le comportement du CORPS-BFN, il est nécessaire de définir les propriétés des boîtes noires des deux composantes du réseau, les S et R nœuds. Chaque boîte noire fixe ces entrées/sorties respectivement et ses interconnexions avec les autres pour former une structure complète. Si nous nous référons à la représentation schématique sur la figure (II.14), dans ce cas, nous commençons avec trois (03) ports d'entrées et après la première couche, il y'a quatre (04) ports de sorties intermédiaires qui sont aussi les entrants pour la couche suivante, et ainsi de suite. Après trois couches, l'interconnexion des S et R boîtes noires a conduit à 6 sorties, qui sont en fait, les ports de sortie du système analysé. Dans les branches externes, les entrées qui ne sont pas utilisées sont connectées avec une charge adaptée afin d'éviter les réflexions. A l'intérieur de chaque boîte noire est placée une matrice de répartition qui représente pleinement les caractéristiques de ces nœuds.

Nous pouvons extraire la matrice de répartition qui représente le comportement d'un S et R nœuds, comme suit :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Il est également indiqué qu'un S-nœud peut agir aussi comme un R-nœud, alors le schéma des boîtes noires comme indiqué sur la figure (II.14) peut être implémenté en utilisant seulement la matrice de répartition proposée dans la relation (II.10). De la même façon nous pouvons utiliser [II.7].

$$V^- = [S]V^+ \quad (II.11)$$

Avec  $S$  est la matrice de diffusion d'un S-nœud et  $V^+$  l'amplitude et la phase du champ dans les ports d'entrée d'un S-nœud. En utilisant (II.11) et la représentation schématique d'un CORPS-BFN (fig. II.14), il est possible d'établir un code itérative (sous MATLAB) qui représente la

propagation du signal à travers une configuration générale d'un CORPS-BFN de N ports d'entrées, M ports de sorties et k couches ( $k=M-N$ ) ce que nous allons aborder en chapitre III.

### V. 1.2 – Effets d'un déphasage

Dans cette section, nous allons étudier plus en détail les effets d'introduction d'un déphasage aux ports d'entrées d'un tel BFN.

En se basant sur la figure schématique d'un CORPS-BFN illustré sur la figure II.15, le déphasage ( $\Delta\theta$ ) vu aux ports d'entrées sera la différence entre les phases des signaux émis à chaque port, qui est :

$$\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1 \quad (II.12)$$

La puissance délivrée par ce BFN est calculée en utilisant (II.10) sur le modèle proposé dans la figure II.15, modifiée pour incorporer plus de sorties quand il devient nécessaire jusqu'à atteindre 10 à la fin ( $N=3, \dots, 10$ ). La puissance fournie, due à un déphasage spécifique ( $\Delta\theta$ ), est la somme de la puissance vu à chaque port de sortie normalisé à sa valeur maximale ( $\Delta\theta=0$ ).

Considérant les courbes de la figure II.15, une conclusion pourrait être tirée. Tout d'abord, on remarque que le point où la puissance délivrée est maximale, est atteint pour des signaux en phase aux ports d'entrées. De la même manière, on observe sur la figure que plus le nombre de ports de sorties augmente (plus de couches, N grand), plus les pertes dans le système augmente. Une dernière observation peut être relevée en ce qui concerne les paramètres de conception extraites de cette figure, il est fortement recommandé de ne pas dépasser un certain déphasage ( $\Delta\theta$ ) supérieur à 90 degrés afin de ne pas autoriser beaucoup de pertes dans le système [II.1].

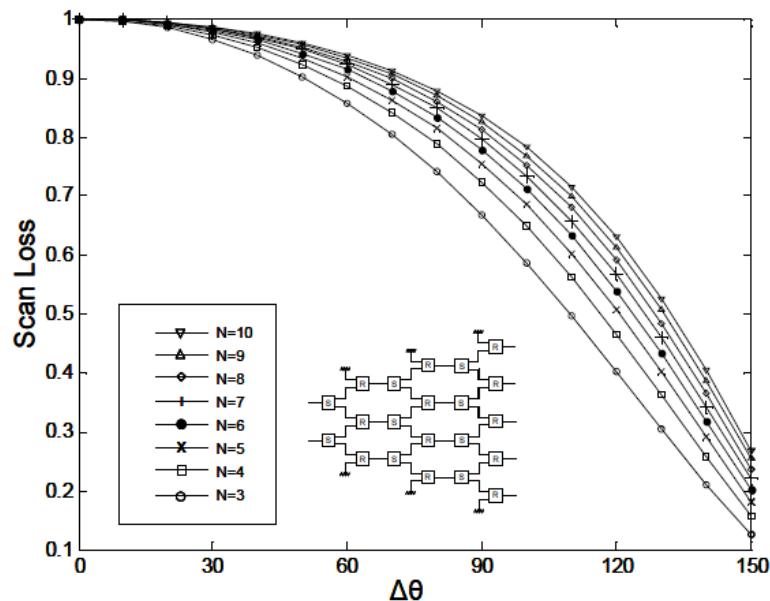


Figure II.15 – Puissance délivrée pour un CORPS-BFN par rapport à un déphasage ( $\Delta\theta$ ) [II.1].

## VI – Méthodologie de conception d'un CORPS –BFN pour l'alimentation d'un réseau planaire

Ici, une méthodologie générale pour définir un BFN basée sur le CORPS est introduite. Cette méthodologie divise en deux étapes la structure d'un système CORPS-BFN pour l'alimentation d'un réseau planaire. De la même manière, cette dernière envisage toutes les configurations possibles permises pour alimenter un réseau d'antennes planaires N par N.

Tout d'abord, et afin de simplifier la terminologie utilisée, pour le moment elle sera qualifiée de CBFN, un CORPS-BFN d'une seule dimension. Ces CBFN composent un 2D CORPS-BFN, également nommé comme un CORPS-BFN système. La méthodologie est basée sur la figure II.16, où est représenté un schéma général pour alimenter un réseau d'antennes planaires. En utilisant cet emblème, les paramètres du système sont définis.

Le schéma général d'un système CORPS-BFN est divisé en deux étages. Le premier étage contient Q CBFN supportant Q x M ports d'entrées du système et le second contient N CBFN qui supporte N x N ports de sorties.

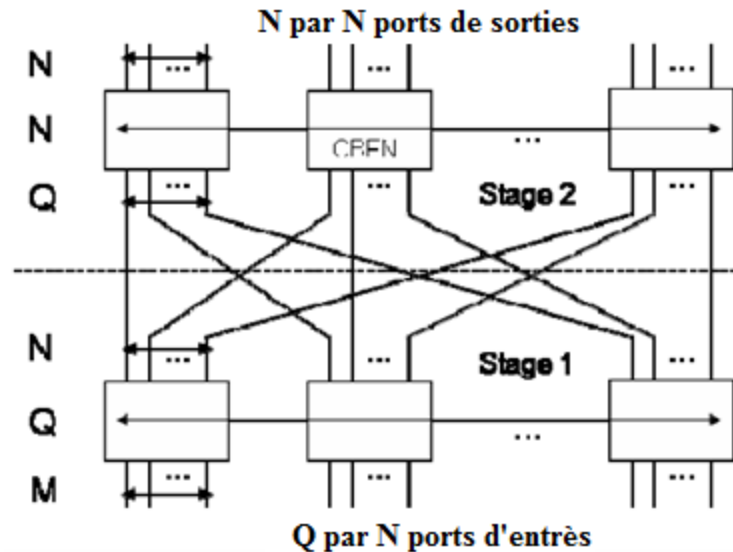


Figure II.16 - Le schéma général d'alimentation d'un système CORPS-BFN [II.1].

La méthodologie de conception et les paramètres associés à la représentation schématique d'un CORPS-BFN (i.e., les lettres M, N et Q) pourrait être estimée suivant ces étapes :

- 1- Définir combien de ports d'entrées et de sorties contient toute la structure. Fixer  $M \times M$  entrées et  $N \times N$  sorties. Typiquement  $M \leq N$ .
- 2- Diviser M en Q blocs. Q définie à la fois le nombre de blocs (CBFN) à l'étage 1 et le nombre d'entrées de chaque bloc de l'étage 2. Typiquement  $Q \leq N$ . Q pourrait être défini en fonction de la puissance délivrée à un critère exposé dans la section suivante.
- 3- Définir le premier étage : Faire Q blocs (CBFN) chacun de M entrées et N sorties.
- 4- Définir le deuxième étage : Faire N blocs (CBFN) chacun de Q entrées et N sorties.
- 5- Interconnecter l'étage 1 avec l'étage 2. Le processus d'interconnexion entre les étages est effectué sur la base de : chaque sortie de la CBFN du premier étage (la plus à gauche) est connectée au premier port d'entrée de chaque CBFN de l'étage 2, et ainsi de suite.

Ainsi, le CBFN du premier étage aura  $N-M$  couches et celui de l'étage 2 aura  $N-Q$  couches.

Il est normal d'envisager certaines simplifications. Par exemple, lorsque  $Q=M$ , de cette manière, la valeur à estimer est le nombre de ports d'entrées qui vont alimenter le système. La valeur minimale de M pour alimenter un réseau planaire de  $N \times N$  éléments radiateurs est de deux (02).

Par conséquent en utilisant seulement quatre (04) ports d'entrées, il est possible d'alimenter et contrôler un réseau de  $N \times N$  [II.3].

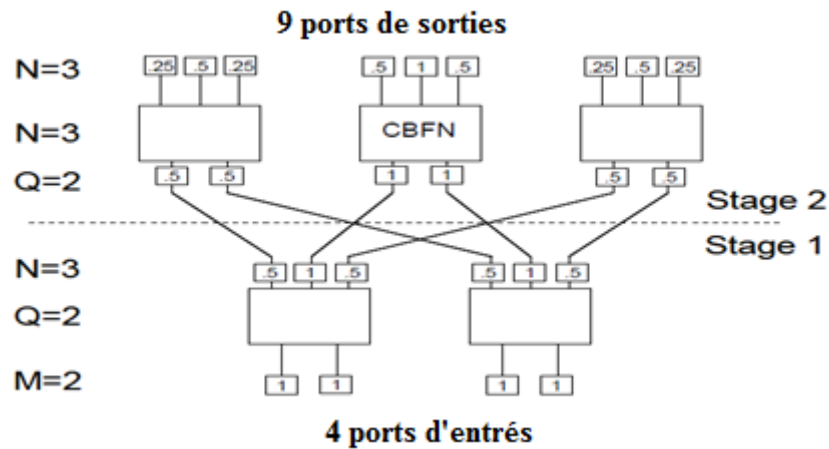


Figure II.17 - Un système CORPS-BFN pour alimenter un réseau planaire de 9 éléments radiateurs [II.1].

Par exemple, considérons le cas où on a besoin d'alimenter un réseau planaire de neuf (09) antennes utilisant seulement quatre (04) ports d'entrées. Dans ce cas, nous allons analyser un réseau planaire de 3 par 3 éléments rayonnants et alimenté avec 2 par 2 ports d'entrées.

Selon la terminologie établie précédemment, ce système a 2 CBFNs de 2 entrées et 3 sorties au premier étage interconnecté avec 3 CBFN de 2 entrées et 3 sorties au deuxième étage. En conséquence, un réseau d'antennes de 9 radiateurs disposés dans une cellule rectangulaire peut être alimenté par 4 ports d'entrées en utilisant un système CORPS-BFN comme le montre la figure II.17. Ce CORPS-BFN est composé de 5 CBFN de 1 couche, interconnectés entre eux comme le montre la même figure.

### VI.1 – Configuration du système

Une fois le modèle schématique d'un CORPS-BFN établi, la prochaine étape de cette méthodologie de conception est de définir la configuration de notre système, qui est de fixer les valeurs de  $M$  et  $Q$ , puisque nous connaissons la taille du réseau que nous allons utiliser. En raison de la flexibilité d'un système CORPS-BFN, il est possible de définir plusieurs façons pour alimenter un réseau planaire  $N \times N$ . La décision peut être prise en définissant quelques objectifs voulus, par exemple : fournir la puissance maximale aux ouvertures planes et ensuite au réseau

d'antennes, ou de réduire au minimum les contrôles associés du système, qui est de réduire le nombre de ports d'entrées.

La première alternative apportera la définition de système plus complexe, comme par exemple lui demander de délivrer une puissance maximale aux antennes qui sera nécessaire pour augmenter le nombre d'alimentation et d'accroître Q ou M ou les deux en même temps. Ici la complexité est estimée par rapport à la nécessité de rajouter des composants (déphaseurs, amplificateurs, etc.) qui est généralement reliée aux nombres de ports d'entrées dans un système CORPS-BFN. D'un autre côté, minimiser le contrôle associé à un système CORPS-BFN apporte avec lui une perte inévitable de puissance délivré aux antennes rayonnantes.

## VII – Configuration d'un CORPS-BFN de N dimensions

En faisant la même analyse de développement comme dans le cas linéaire d'un CORPS-BFN basé sur le concept de S et R nœuds, on pourrait trouver plus de solutions pour les équations (II.1) à (II.3). Par exemple, supposons un système dont sa cellule fondamentale, le S nœud, possède un port d'entrée mais N ports de sorties ( $N > 2$ ). Dans ce cas, le nœud R correspondant doit être symétrique et sera défini comme N entrées ( $N > 2$ ) et 1 sortie. Si nous considérons le cas ou  $N=3$ , donc c'est un S-nœud avec une entrée et trois sorties, à partir des équations (II.1) à (II.3) la matrice de diffusion idéale qui définit ce S nœud peut être conclue :

$$s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

La matrice trouvée en (II.13) définit aussi le R-nœud.

Comme conclusion, il est claire que pour un S ou R nœuds avec N sorties/entrées, la matrice de diffusion est définie par [II.1]:

$$s = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & \dots & 1 \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (II.14)$$



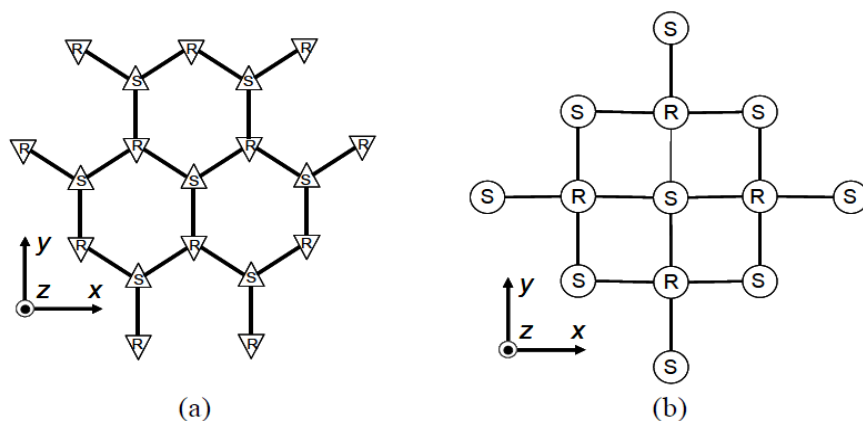


Figure II.18 - Représentation schématique d'un CORPS-BFN avec (a)  $N=3$ , configuration hexagonale, et (b)  $N=4$  configuration de diamant [II.1].

Sur la figure on voit seulement une seule couche de la structure complète.

La représentation schématique pour un CORPS-BFN de  $N$  dimensions est plus complexe à visualiser quand  $N$  augmente. La figure (II.18), illustre la représentation schématique d'un CORPS-BFN d'une seule couche avec  $N=3$ . Comme nous pouvons l'observer sur la figure, la configuration des nœuds force l'interconnexion pour former un maillage de type hexagonale.

Suivant cette procédure, à  $N=4$  un CORPS-BFN peut avoir une représentation sous forme d'un diamant comme illustré sur la figure II.18b. Notez que dans la *figure (II.18)* cinq/six sorties sont pointées sur l'axe  $z$  pour les S-nœuds et sur l'axe  $-z$  pour les R-nœuds, respectivement.

### VIII – Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mieux nous familiariser avec le concept CORPS en abordant chacune de ces caractéristiques indépendamment. Par la suite, nous sommes passé à la notion du CORPS-BFN, à partir de laquelle nous avons pu estimer la puissance des ports d'entrées et de sorties et ainsi définir ce que c'est qu'une matrice de diffusion, afin de pouvoir la calculer, à l'effet d'introduire un déphasage aux ports d'entrées d'un CORPS-BFN sur un réseau d'antennes linéaire. Finalement, nous avons terminé cette présentation par la configuration d'un réseau planaire de  $N \times N$  dimensions.

En ce qui concerne le chapitre suivant, il contient la simulation d'un CORPS-BFN linéaire dans un premier temps simulé sous le logiciel ADS MOMENTUM, puis dans un deuxième temps implémenté sous le logiciel MATLAB.

## Chapitre III

### Résultats et Simulations

## Chapitre III : Résultats et Simulations

### I– Introduction

Dans le chapitre précédent, des modèles pour les composants fondamentaux d'un CORPS-BFN ont été établis. De la même manière une nouvelle méthodologie de conception du CORPS basée sur des systèmes BFN a été introduite. Ce modèle est principalement construit par ce qu'on appelle les S et R nœuds.

Afin d'appliquer expérimentalement les principes du CORPS-BFN ainsi que les modèles et la méthodologie de conception proposés il est nécessaire de chercher une implémentation physique de chaque bloc fondamental qui compose ce système.

En considérant l'implication technologique ainsi que les mesures d'installation et de fabrication disponibles, la recherche a été axée sur la technologie planaire, en particulier sur les composants à base de ligne micro-ruban. La première recherche bibliographique disponible à ce sujet nous donne comme résultat une sélection de composant basé sur la technologie micro-onde qui remplit les exigences attendues, un de ces éléments est appelé la cellule Gysel, cet hybride va être utilisé dans la suite pour la validation du concept développés pour le CORPS-BFN.

Nous proposons dans ce chapitre une étude en utilisant l'environnement MATLAB, des simulations liées aux différentes configurations CORPS-BFN on jouant sur le nombre de couches du CORPS ainsi que sur le déphasage seront présentées, puis nous implémenterons cela dans un réseau d'antenne. Afin de comparer le résultat du diagramme de rayonnement nous allons faire la conception du réseau sous ADS-MOMENTUM est le visualisé.

### II – Diviseurs de puissance:

#### II.1 – Principe de fonctionnement :

Le diviseur de puissance est un dispositif possédant au minimum trois accès : un accès d'entrée et deux ou plusieurs accès de sortie. Les accès de sortie peuvent être isolés ou non. Lorsqu'on utilise deux ou plusieurs accès en entrées et un accès de sortie on parle alors de combineurs, Pour le cas particulier d'un dispositif à 3 accès, la matrice S d'un diviseur de puissance idéal dont les accès sont isolés est la suivante (s'ils ne le sont pas, les paramètres  $S_{32}$  et  $S_{23}$  sont non nuls) :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & 0 & 0 \\ s_{31} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

La combinaison prise pour les accès est la suivante :

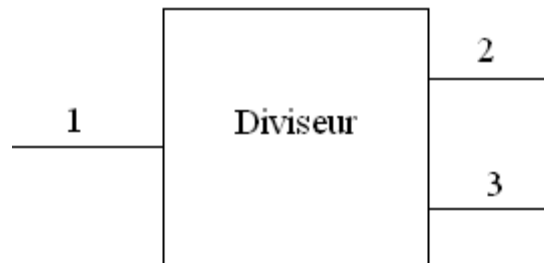


Figure .III.1 - Diviseur de puissance.

Pour un combineur de puissance à 3 accès, la matrice S s'écrit :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & s_{31} \\ 0 & 0 & s_{32} \\ s_{31} & s_{32} & 0 \end{pmatrix}$$

La combinaison prise pour les accès est précisée dans la figure ci-dessous :

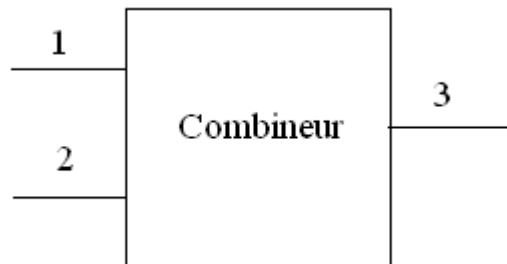


Figure .III.2 - Combineur de puissance.

Si l'isolation entre les accès 2 et 3 (dans le cas d'une utilisation en diviseur de puissance) n'est pas infinie. Le paramètre S23 est non nul.

Les paramètres S23 et S32 ne sont nuls que si les accès 2 et 3 sont isolés. Ces circuits sont généralement réversibles mais l'analyse de leur comportement lorsqu'ils sont utilisés en combineurs de puissance n'est pas simple, en général, que si les signaux à recombinaison ont la même amplitude et la même phase. Dans le cas contraire, il faut faire le calcul littéral à partir de l'expression des ondes incidentes et réfléchies.

## II.2 – Diviseur résistif :

En éléments localisés, on peut utiliser la structure symétrique suivante :

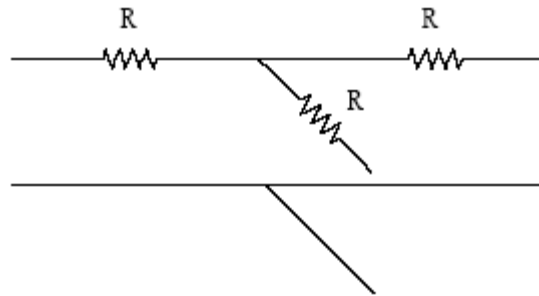


Figure III.3 - Diviseur de puissance résistif.

Lorsque ce dispositif est utilisé entre des charges 50 mW, on peut montrer (en calculant l'impédance d'entrée du circuit à un des accès lorsque les deux autres sont chargés par 50 ohms) que le coefficient de réflexion à l'un des trois accès s'écrit : [III.1]

$$s_{11} = s_{22} = s_{33} = \frac{R - 50}{3(R + 50)} \quad (III.1)$$

La transmission entre deux des trois accès se calcule en fermant l'un des accès sur 50  $\Omega$  et en calculant le transfert de puissance entre les deux autres (avec la matrice chaîne par exemple) :

$$s_{21} = s_{31} = s_{32} = \frac{100}{3(R + 50)} \quad (III.2)$$

Si on choisit des résistances égales à 16.7 $\Omega$ , la matrice S devient :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 0 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 0 \end{pmatrix} \quad (III.3)$$

Quelque soit l'accès utilisé, la puissance appliquée à cet accès est parfaitement divisée entre les deux autres accès, sans aucune réflexion parasite. Ceci s'effectue au détriment de la moitié de la puissance incidente qui est dissipée dans les résistances internes au circuit. Les accès de sortie ne sont pas isolés

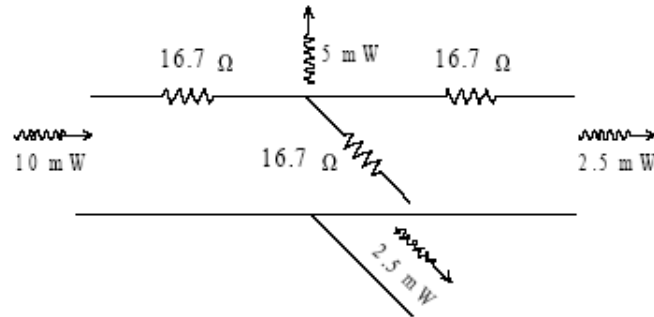


Figure III.4 - Bilan de puissance.

### II.3- Combineur diviseur de Wilkinson :

Le combineur-diviseur de puissance de Wilkinson est un hexapôle dont les voies d'accès 1, 2, 3 ont une impédance caractéristique  $Z_0$ . Les voies 1-2 et 1-3 sont reliées par des lignes quart d'onde ( $\lambda/4$ ) d'impédance caractéristique  $Z_1$  ; les voies 2-3 sont reliées par une résistance  $2R_0$ .

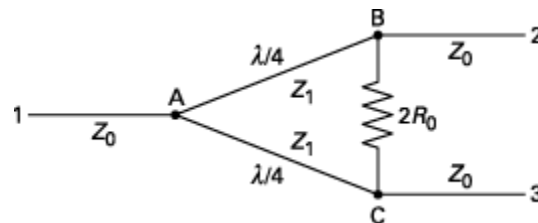


Figure III.5 - Combineur-diviseur de puissance de Wilkinson.

#### II.3.1 - Matrice S :

➤ Lorsqu'une onde arrive par la voie 1, elle se divise en deux parties égales dans les voies 2 et 3 puisque la structure est rigoureusement symétrique par rapport à la voie 1. En vertu des propriétés de la ligne  $\lambda/4$ , nous voyons que la condition d'adaptation est :  $z_1 = z_0\sqrt{2}$  : il n'y a pas, alors, d'onde réfléchie dans la voie 1 et les ondes sortantes dans les voies 2 et 3 ont pour amplitudes complexes :  $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \expj\left(\frac{\pi}{2}\right)$ . Les paramètres s déduits de ce cas sont donc :

- $s_{11} = 0$
- $s_{21} = \frac{j}{\sqrt{2}}$
- $s_{31} = \frac{j}{\sqrt{2}}$

➤ Lorsqu'une onde arrive par les voies 2 ou 3, le problème n'est plus symétrique et nous devons utiliser la technique des modes pairs et impairs en considérant que ce cas est la superposition :

- d'un cas à symétrie paire où l'hexapôle est excité par des ondes d'amplitude  $1/2$  dans les voies 2 et 3 ;
- d'un cas à symétrie impaire où l'hexapôle est excité par des ondes d'amplitudes  $+ 1/2$  et  $- 1/2$  dans les voies 2 et 3.

On démontre que cette onde ressort dans la voie 1 avec une amplitude complexe  $j/\sqrt{2}$  et que le

TOS vaut 1 dans les voies 2 et 3 pourvu que  $R_0 = Z_0$ . Les paramètres  $s$  déduits de cette étude sont :

- $s_{22} = s_{33} = 0$
- $s_{12} = s_{13} = j/\sqrt{2}$
- $s_{23} = s_{32} = 0$

➤ Finalement, la matrice  $S$  de ce hexapôle est :

$$s = \begin{pmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (III.4)$$

Cette matrice est symétrique mais, du fait que l'hexapôle n'est pas sans pertes, elle ne vérifie pas  $(S)(S^*) = 1$ .

### II.3.2 – Utilisation :

Si, à chaque sortie d'un diviseur, nous connectons l'entrée d'un autre diviseur et ainsi de suite, nous obtenons un diviseur adapté à étages. Avec  $n$  étages, nous avons  $2^n$  sorties (figure III.6).

Un tel dispositif peut être utilisé pour connecter un émetteur ou un récepteur à  $2^n$  éléments rayonnants.



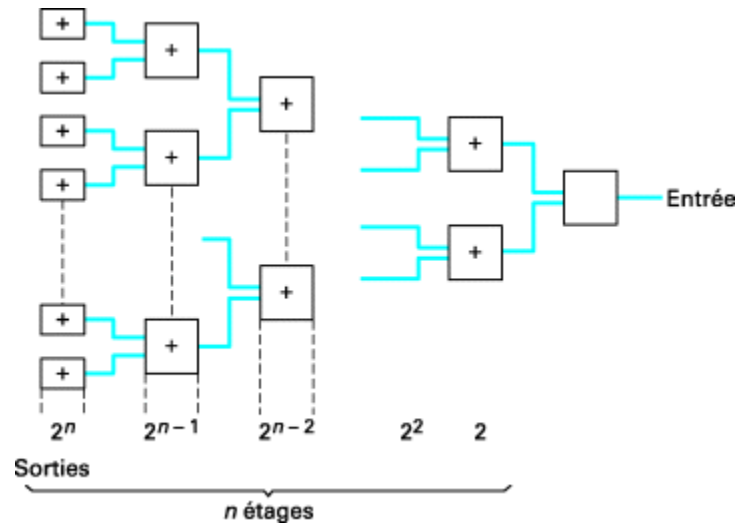


Figure III.6 - Combineur-diviseur de puissance à n étage et  $2^n$  voies.

- À l'émission, il permet de répartir également sur les  $2^n$  éléments rayonnants la puissance issue de l'émetteur. Il ne permet pas de faire varier les amplitudes et les phases relatives de ces éléments ; pour cela, il faudrait disposer un atténuateur et un déphaseur en série avec chacun d'eux comme cela se fait dans les réseaux d'alimentation de sources rayonnantes.
- À la réception, ce dispositif fonctionne en combineur de puissance. Il faut noter qu'il ne peut être sans pertes que si les ondes reçues ont toutes la même amplitude et la même phase. Analysons, en effet, le fonctionnement de l'un des combineurs Wilkinson.

Soient deux ondes d'amplitudes complexes  $A_2 = a_2 \exp(j\phi_2)$  et  $A_3 = a_3 \exp(j\phi_3)$  entrant dans les voies 2 et 3 (figure III.5). L'application de la matrice  $S$  nous montre que :

$$b_1 = \frac{A_2 + A_3}{\sqrt{2}} \quad (III.5)$$

$$b_2 = b_3 = 0$$

Calculons les pertes :

- La puissance transportée par l'onde entrante est :

$$|A_2|^2 + |A_3|^2 = a_2^2 + a_3^2 = a_2^2 \left(1 + \frac{a_3^2}{a_2^2}\right) \quad (III.6)$$

- La puissance transportée par l'onde sortante est :

$$\frac{|A_2 + A_3|^2}{2} = \frac{|a_2 \exp(j\varphi_2) + a_3 \exp(j\varphi_3)|^2}{2} = \frac{a_2^2}{2} \left| 1 + \frac{a_3}{a_2} \exp[j(\varphi_3 - \varphi_2)] \right|^2 \quad (III.7)$$

- Les pertes sont donc :

$$A(dB) = 10 \log \frac{\left| 1 + \frac{a_3}{a_2} \exp j(\varphi_3 - \varphi_2) \right|^2}{2 \left( 1 + \frac{a_3^2}{a_2^2} \right)} \quad (III.8)$$

- Nous voyons bien que les pertes ne sont nulles que si :

$$a_2 = a_3 \text{ et } \varphi_3 = \varphi_2$$

Au contraire, si :

$$a_2 = a_3 \text{ et } \varphi_3 - \varphi_2 = \pi$$

Alors  $A = \infty$ .

Dans notre étude un autre type de diviseur de puissance nous intéresse c'est le diviseur de puissance Gysel que nous allons étudier dans ce qui suit.

#### II.4 – Le diviseur de puissance Gysel :

Un diviseur de puissance Gysel est composé de quatre lignes de longueur  $\lambda_0/4$  et une ligne de  $\lambda_0/2$ . La configuration générale du diviseur de puissance Gysel est représentée sur la Figure III.7.

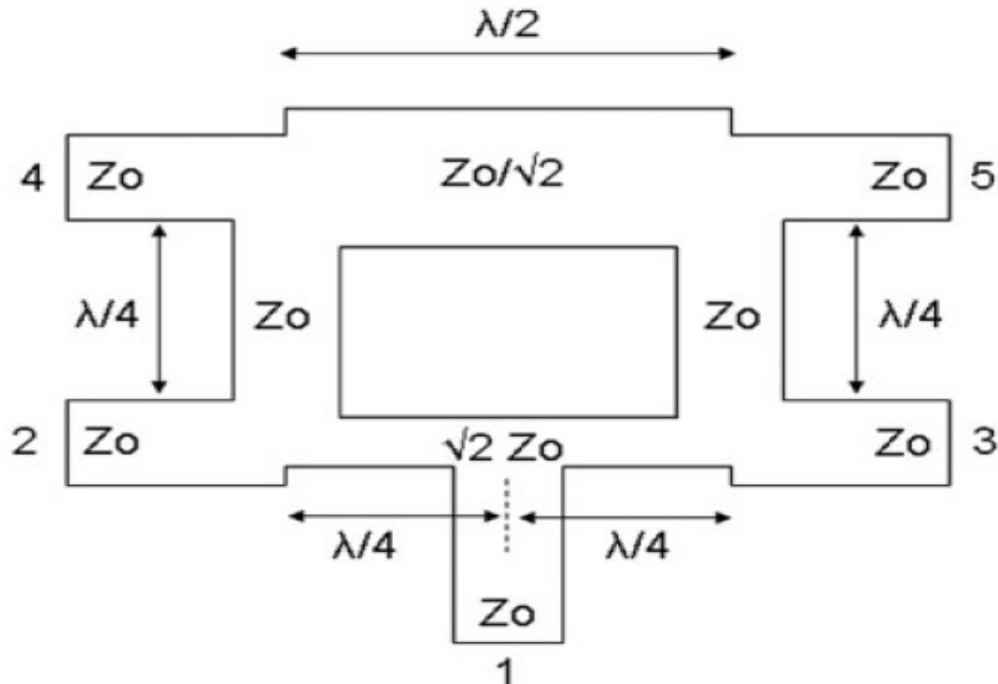


Figure III.7 - Diviseur de puissance Gysel [III.2].

#### II.4.1 – Conception d'un diviseur de puissance hybride à cinq ports:

Le diviseur de puissance hybride a cinq ports le plus largement utilisé est appelé diviseur de puissance Gysel (Gysel Power divider), ce circuit est un anneau de  $3\lambda/2$  qui couple la moitié de sa puissance du port 1 avec ces sorties (ports 2 et 3) et isole les ports 4 et 5. Sa forme principale, dans la configuration micro-ruban, est à base rectangulaire (figure III.7). La fréquence de maillage, l'isolation entre les ports et les exigences de transmission sont obtenus par le réglage de l'impédance des lignes, bien que le changement de la longueur et la forme de la ligne contribue à l'amélioration du comportement du circuit comme démontré dans [III.4, III.5].

La configuration du diviseur de puissance Gysel conventionnel utilise des lignes avec une impédance de  $Z_0$  dans les ports d'entrée, les impédances de  $\sqrt{2} Z_0$  entre le port 2 et 3, de  $Z_0/\sqrt{2}$  entre les ports 4 et 5 et dans le reste du dispositif, l'impédance est généralement fixé à  $Z_0$ , voir Figure (III.3). [III.2].

La structure du diviseur Gysel sous MOMENTUM est représenté sur la figure III.8, et afin d'établir une comparaison avec la référence [II.2], nous avons fixé la fréquence à 10 GHz avec des impédances de sortie  $Z_0$  de 50 Ohm. Le matériau choisi a été le Rogers Duroid ( $\epsilon_r = 2,2$ ) et

d'épaisseur  $h = 0.79$  mm. Les dimensions qui en résultent pour la conception sont:  $\lambda = 20,2$  mm et une largeur  $w = 2,436$  mm. [III.1]

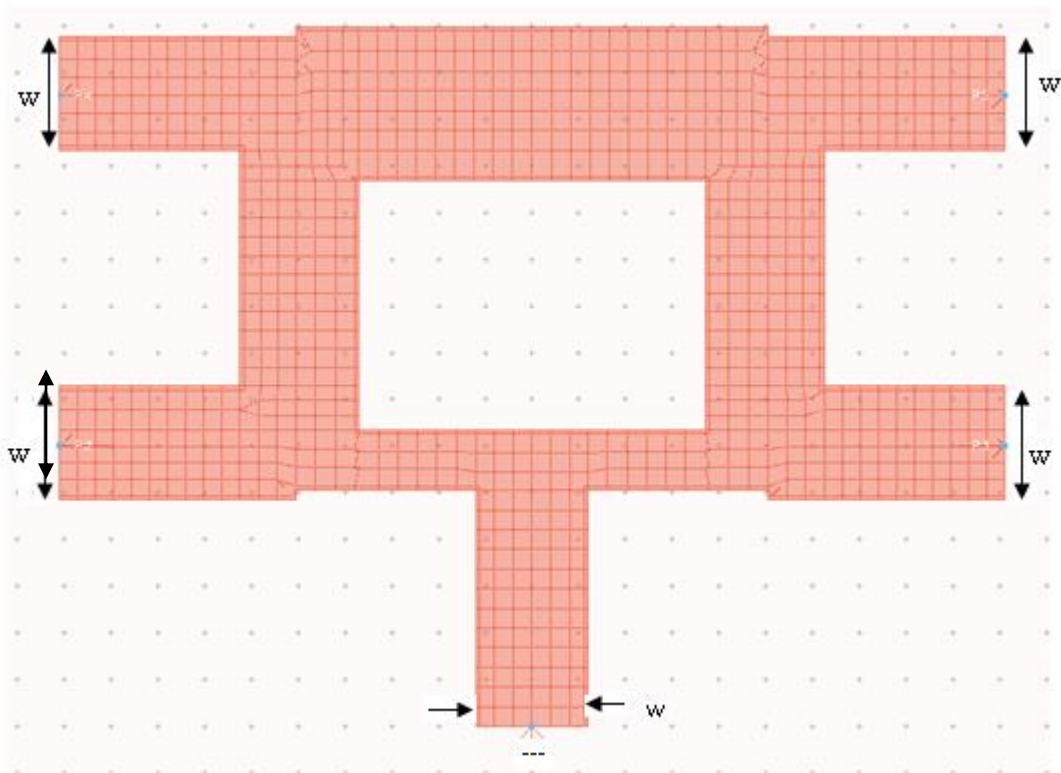


Figure III.8 - Diviseur de puissance Gysel sous MOMENTUM.

En raison de la symétrie du dispositif, seuls les résultats pour les S11, S12, S14, S22 et S23 sont présentés dans les figures III.9.a et b, III.10.

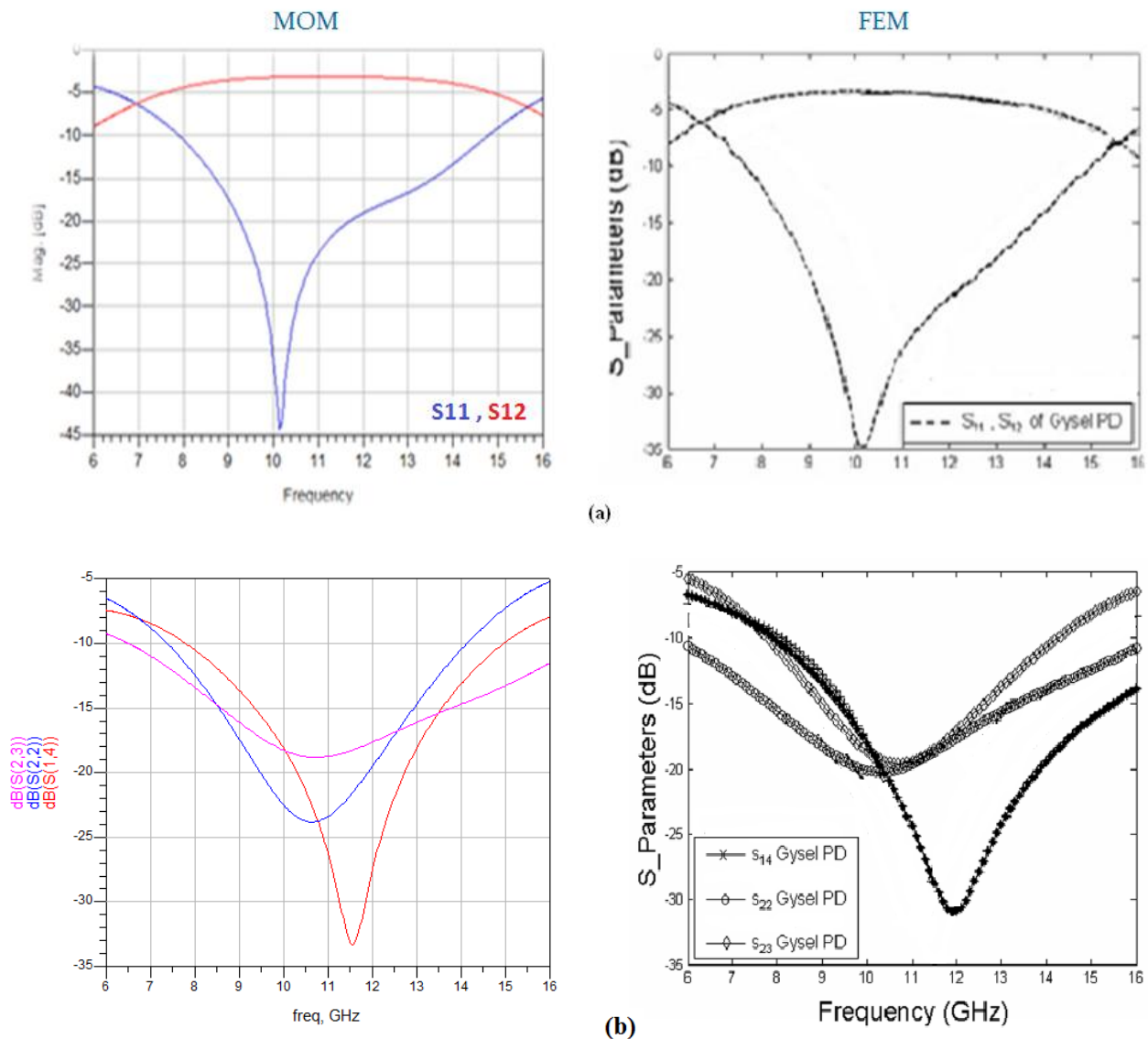


Figure III.9 – Comparaison entre les résultats de simulation (a) des coefficients  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ , (b) les coefficients  $S_{14}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{23}$ .

En comparons nos résultats de simulation (figure II.9a, II.9 b) avec ceux donnés dans l'article [III.2] nous remarquons qu'ils sont pratiquement les mêmes sachant que nous avons utilisé la méthode des moments et qu'ils ont utilisé la méthode des éléments finis. A partir de la figure III.9(a) nous voyons qu'il y a une très bonne adaptation au voisinage de la fréquence de travail 10 GHz entre les ports (1) et (2) c'est-à-dire une transmission de puissance total et de ce fait une bonne isolation, pour ce qui de la figure III.9(b) l'adaptation entre le port (1) et (4) au voisinage

des 11GHz est bonne mais pour ce qui est des autres sorties il y a des pertes donc les ports ne sont pas parfaitement isolés.

En considérant le même dispositif pris dans [III.2] nous avons pu obtenir une bande passante proche de celle de l'article et qui est de 33% en dessous de -15 dB. Grâce à ses caractéristiques de largeur de bande ainsi qu'à sa bonne isolation le diviseur de puissance Gysel est une bonne option pour l'implémentation des réseaux de formation de faisceau pour les systèmes antennaires.

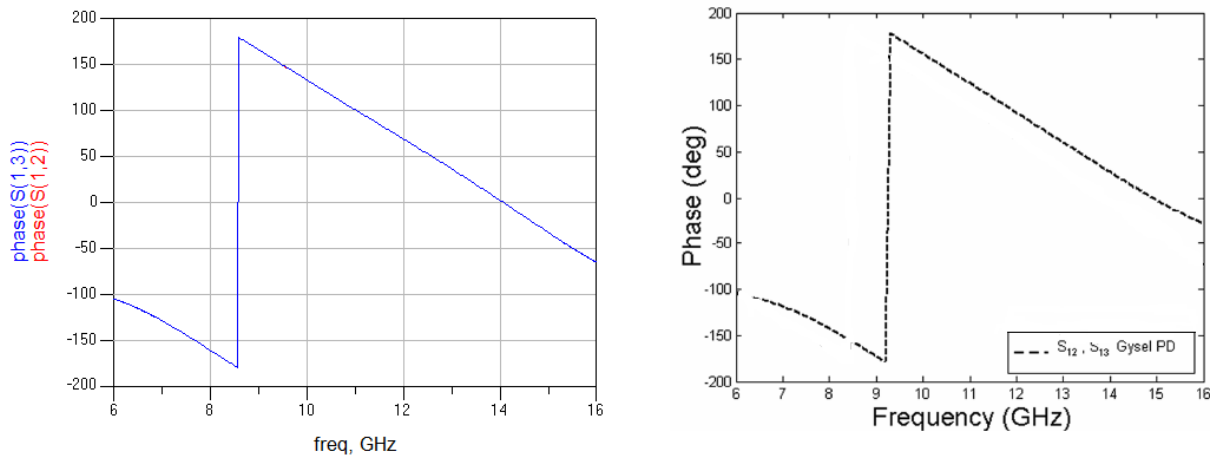


Figure III.10 - Réponse de phase entre les ports 2 et 3 du diviseur de puissance Gysel.

De la même manière, la figure III.10, montre la caractéristique en phase énoncée pour notre circuit.

La matrice de répartition d'un diviseur de puissance Gysel est la suivante : [III.6]

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & \frac{-1}{2} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

### III – Estimation du comportement d'un CORPS - BFN

#### III.1 – CORPS- BFN d'une seule couche avec deux entrées et 3 sorties (k=1)

La représentation schématique d'un CORPS-BFN de deux entrées, 3 sorties et une couche est illustrée sur la figure III.11. A partir de cette figure il est facile de concevoir plusieurs configurations du CORPS-BFN avec un nombre d'entrées, de sorties et de couches plus élevés. Comme montré sur la figure (III.11) un CORPS-BFN est conformé par un maillage interconnecté par ce qu'on appelle les S et R nœuds.

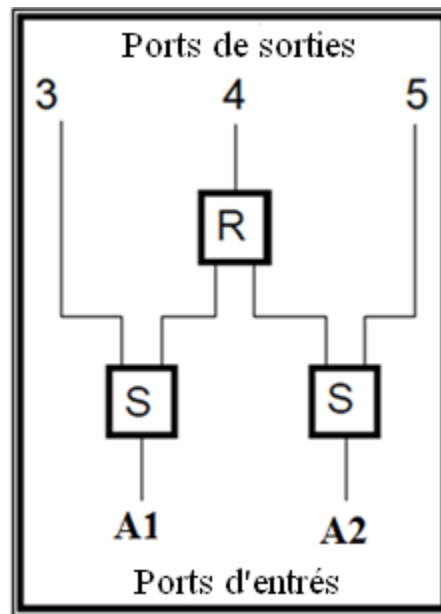


Figure III.11 – Représentation schématique d'un CORPS-BFN de deux entrées et 3 sorties.

Pour analyser le comportement d'un CORPS-BFN il est nécessaire de définir les caractéristiques des S et R nœuds.

Dans notre cas chaque nœud (S et R) du réseau d'alimentation (*fig. III.11*) est complètement caractérisé par ce qu'on appelle la matrice de répartition suivante [III.7] :

$$[S]^{NODE} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Comme exemple considérons notre réseau alimenté par deux entrées  $A_1$  et  $A_2$  (ou  $A_1$  et  $A_2$  sont complexe), les ports d'extrémités ont des champs de valeur  $A_1/\sqrt{2}$  et  $A_2/\sqrt{2}$  respectivement. En ce qui concerne la partie centrale de notre circuit (le second port), la matrice de répartition  $[S]^{NODE}$  est multiplier par les vecteurs champs a l'entrée du nœud de recombinaison (R nœud) c'est-à-dire  $[b]^{NODE} = [S]^{NODE}[a]^{NODE}$

Avec :

$$[a]^{NODE} = \left[ 0 \quad \frac{A_1}{\sqrt{2}} \quad \frac{A_2}{\sqrt{2}} \right]^T \quad (III. 11)$$

Et

$$[b]^{NODE} = [b_1 \quad b_2 \quad b_3]^T \quad (III. 12)$$

$[b]^{NODE}$  : Représente les trois sorties possible de notre R nœud. Après calcul le résultat obtenu montre qu'il existe un seul port centre de sortie :  $b_1 = A_1/2 + A_2/2$  . Si le comportement complet de notre réseau est décrit par une matrice de répartition unique nous aurons :

$$[b] = [S]^{NETWORK}[a] \quad (III. 13)$$

Avec : [III.6]

$$[S]^{NETWORK} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (III. 14)$$

Et  $[b] = [b_1 \quad b_2 \quad b_3]^T$ ,  $b_i$  représente les excitations complexes des M éléments d'antennes de notre réseau et  $[a] = [A_1 \quad A_2]^T$   $a_i$  représentent les N entrées complexes du System CORPS. Pour intégrer plus de couche le même principe sera appliqué.

Suivant les explications données ci-dessus nous avons réalisé un Code itérative sous MATLAB en faisant varier le déphasage  $\Delta\theta$ .

Considérons l'exemple suivant :



$$e_1 = [1 \quad 1 \exp^{i(\pi/3)}] ; M=3 ; N= 2.$$

Sur la représentation schématique de la figure III.11

Les résultats obtenus pour les différents déphasages en se basant sur notre programme MATLAB sont mentionnés sur le tableau III.1 :

$\Delta\theta$ (deg)	Ports de sortie du BFN [Mag/phase] nos résultats			Ports de sortie du BFN [Mag/phase] ceux de l'article [III.8]		
	1	2	3	1	2	3
0	0.7071 0	1 0	0.7071 0	0.71 0	1 0	0.71 0
30	0.7071 0	0.9659 15	0.7071 30	0.71 0	0.97 15	0.71 30
45	0.7071 0	0.9239 22.5	0.7071 45	0.71 0	0.92 22.5	0.71 45
60	0.7071 0	0.866 30	0.7071 60	0.71 0	0.87 30	0.71 60
90	0.7071 0	0.7071 45	0.7071 90	0.71 0	0.71 45	0.71 90
120	0.7071 0	0.5 60	0.7071 120	0.71 0	0.5 60	0.71 120
150	0.7071 0	0.2588 75	0.7071 150	0.71 0	0.25 75	0.71 150
180	0.7071 0	0.7071 90	0.7071 180	0.71 0	0.71 90	0.71 180

Tableau III.1 - Amplitudes et phases a la sortie d'un CORPS-BFN d'une seule couche.

A partir des résultats du tableau nous pouvons voir qu'un S-nœud n'introduit pas de déphasages a ces sorties, les mêmes phases d'entrées en les retrouvent on niveau de ses ports de sorties, alors qu'un R-nœud fait la recombinaison des vecteurs champs a ces entrées. Aussi la division de puissance est sans perte due au fait que c'est un calcul pour un CORPS- BFN parfait donc il n'y a pas de perte.

Nous pouvons aussi déduire de cet exemple que le concept CORPS- BFN réduit la nécessité d'introduire un déphaseur à chaque élément de 3 :1 dans notre cas. Les résultats obtenus ont pu être vérifié avec ceux de l'article [III.8].

### III.2 – CORPS- BFN de deux couches avec deux entrées et quatre sorties (k=2)

Il est facile de construire une structure plus complexe. Comme par exemple un réseau de formation de faisceaux de deux couches comme illustré sur la figure III.12. Nous avons ajouté une couche supplémentaire a la structure initiale. Ce nouveau réseau a deux ports d'entrées et quatre ports de sorties. La réduction du ratio des déphaseurs est de 4 :1

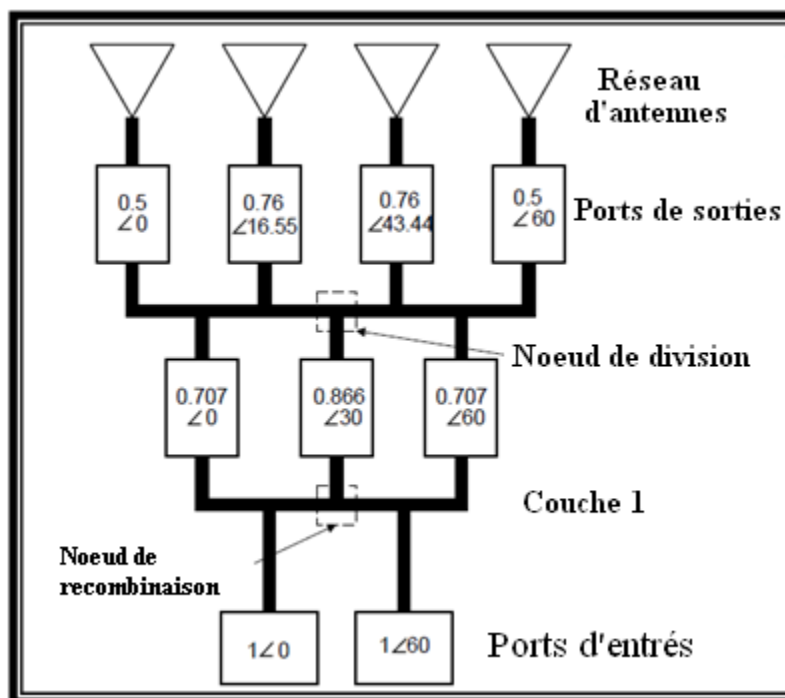


Figure III. 12 - Représentation schématique d'un CORPS-BFN de deux couches avec 2 entrées et 4 sorties. [III.7]

On suivant la même procédure expliquée précédemment et on utilisant notre code MATLAB nous sommes arrivés aux mêmes résultats cités dans la figure III.12, ils sont présentés sur le tableau III.2

Entrées		Sorties							
Amplitude	$\Delta\theta$ (deg)	Ports intermédiaires (nos résultats)							
		Port 1		Port 2		Port 3			
		Amplitude	Phase	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase		
1	60	0.707	0	0.866	30	0.707	60		
		Ports intermédiaires (résultats de l'article [III.7])							
		0.707	0	0.866	30	0.707	60		
		Ports de sorties (nos résultats)							
		Port 1		Port 2		Port 3		Port 4	
		0.5	0	0.76	16.55	0.76	43.44	0.5	60
		Ports de sorties (résultats de l'article [III.7])							
0.5	0	0.76	16.55	0.76	43.44	0.5	60		

Tableau III.2 - Amplitudes et phases a la sortie d'un CORPS-BFN de deux couches.

#### IV– Implémentation d'un réseau linéaire: réseau à déphasage

L'un des défis les plus importants au moment de mettre en place un réseau d'alimentation basé sur le concept CORPS, est de trouver un circuit qui représente la caractéristique souhaitée d'un S-nœud et R-nœud.

Dans ce cas nous allons travailler avec la technologie planaire micro-ruban, alors les S et R nœuds peuvent être implémentés en utilisant le diviseur de puissance Gysel qui a fait l'étude au début de notre chapitre. Considérant la matrice de répartition d'un diviseur de puissance Gysel (III.9) il est facile de conclure qu'il peut agir comme un S-nœud car il délivre un rapport de puissance égal est en phase aux ports 2 et 3 tandis que les ports 4 et 5 sont isolés.

En plus, en se basant sur la propriété de réciprocity d'un S et R nœud, il est possible d'utiliser le Gysel comme un R-nœud en changeant seulement sa position relative dans le circuit. Par conséquent un system CORPS-BFN linéaire peut être implémenté en utilisant seulement le diviseur de puissance Gysel.

#### IV.1 – conception d'un réseau linéaire 3x1 alimenté par un CORPS-BFN :

Le prototype que nous allons prendre comme exemple pour alimenter un réseau d'antenne linéaire est illustré sur la figure III.13. Ce dernier comprend trois éléments rayonnant géré par seulement deux ports d'entrées. L'idée ici est de corroborer les principes du CORPS appliqué aux BFN et spécifiquement pour caractériser un CORPS- BFN travaillant comme réseau d'alimentation d'un réseau d'antennes linéaire à déphasage.

L'un des meilleurs avantages de se CORPS-BFN est la réduction de la complexité du system. Avant un réseau à déphasage normal contenait au minimum un déphaseur variable pour chaque élément radiateur du réseau linéaire, alors que cette configuration nécessite seulement un seul déphaseur variable pour toutes les antennes. Celui-ci est situé a l'entrée du port deux au lieu qu'a chaque port de sortie, se qui réduit considérablement la nécessite de ces composant.

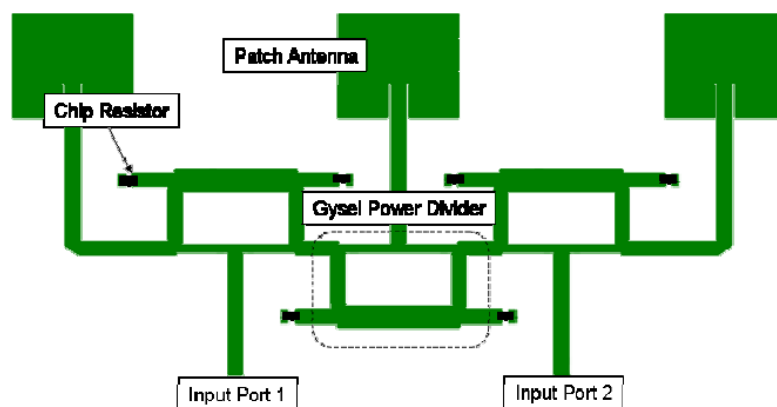


Figure III.13 - réseau d'antenne à 3 éléments conçus par des diviseurs de puissances Gysel [III.6].

Le prototype est conçu dans la technologie micro-ruban en utilisant comme S-nœuds et R-nœuds le diviseur de puissance Gysel présenté au début du chapitre III, un schéma du réseau est illustré sur la figure III.13.

Nous allons faire la simulation de ce réseau sous ADS-MOMENTUM et visualiser son diagramme de rayonnement mais avant cela nous faisons l'étude de l'antenne patch seule.

#### IV.1.1 - Simulation de l'élément rayonnant seul:

Pour notre étude nous considérons une antenne patch encoche fonctionnant à 2.75 GHz comme illustrée sur la figure III.14, et ayant les paramètres suivants :

$f = 2.75$  GHz,  $L = 25.7$  mm,  $W = 33.33$  mm,  $W_f = 2.986$  mm,  $L_f = 30.05$  mm,  $h = 1.6$  mm,  $\epsilon_r = 4.35$ .

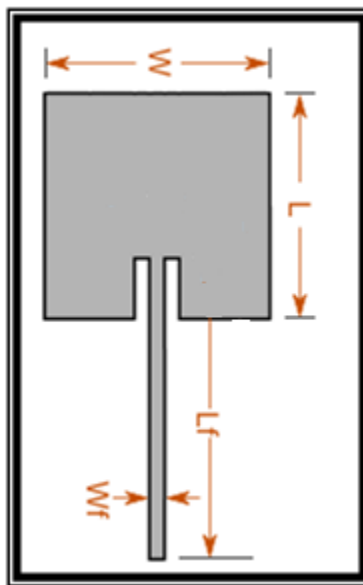


Figure III.14 - Antenne encoche.

On réalise le layout du patch puis on insert la ligne d'impédance 50 ohm et de longueur  $\lambda_g/2$ , on définit le substrat, et on ajoute le port d'excitation.

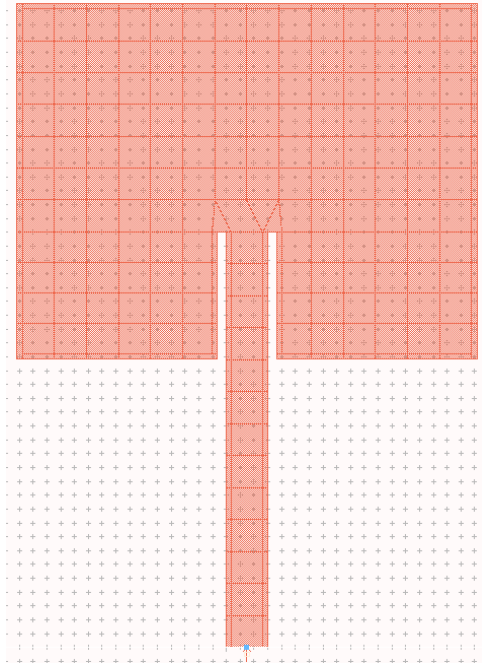


Figure III.15- Antenne encoche sous MOMENTUM.

On lance la simulation dans la bande de fréquence 1.5 GHz – 3.5 GHz.

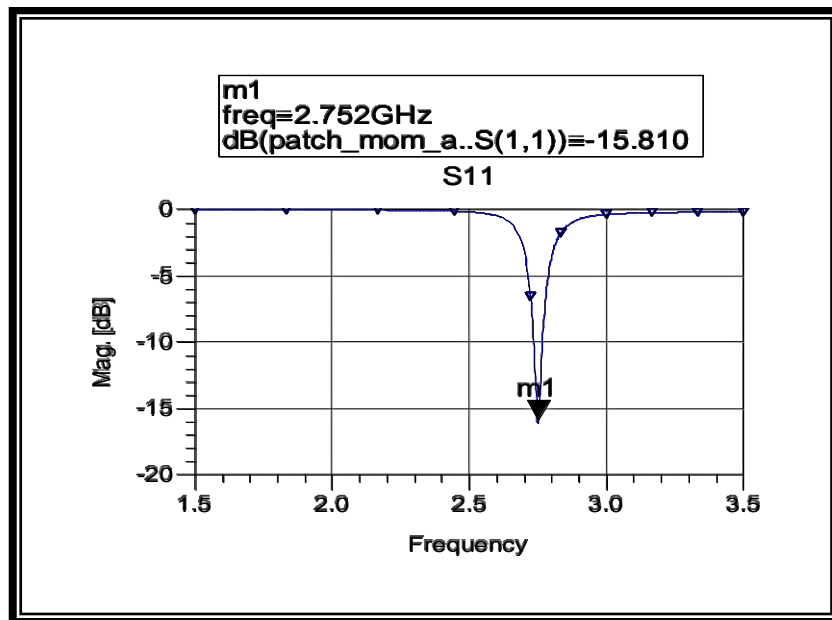
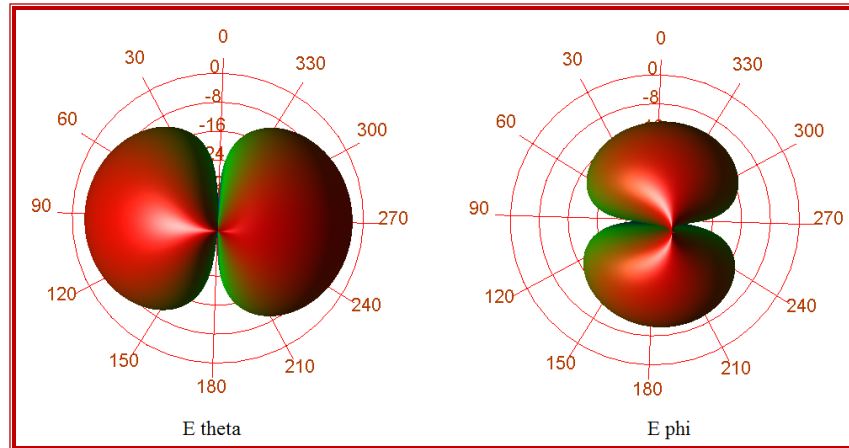


Figure III.16 - coefficient de réflexion.

La figure III.16 illustre le coefficient de réflexion de notre antenne on remarque que nous avons bien un pique à 2.75 GHz qui est notre fréquence de travail.



$$f = 2.75 \text{ GHz}$$

Figure III.17 - Diagramme rayonnement de l'antenne patch.

La figure III.17 présente le diagramme de rayonnement de notre antenne à différentes fréquences, nous obtenons bien un seul lobe (lobe principale) ce qui correspond au diagramme de rayonnement théorique d'une antenne patch.

Après avoir simulé l'antenne nous allons maintenant concevoir notre réseau de la figure III.13 sous ADS -MOMENTUM.

#### IV.1.2 - Simulation du réseau a 3 éléments sous MOMENTUM:

La structure est composée de trois diviseurs de puissance Gysel interconnectés entre eux de telle manière qu'ils forment le réseau de la figure III.18 .La permittivité relative  $\epsilon_r = 4.5$ , les ports isolés du Gysel (ports 4 et 5) sont terminés par une charge adaptée de 51 ohms et connectée a la masse a travers un VIA hole.

La fréquence de travail est de 2.75 GHz. Comme éléments radiateur nous avons pris trois antennes patchs qui seront adaptées à notre fréquence, la distance entre les patchs est de  $0.8 \lambda$ .

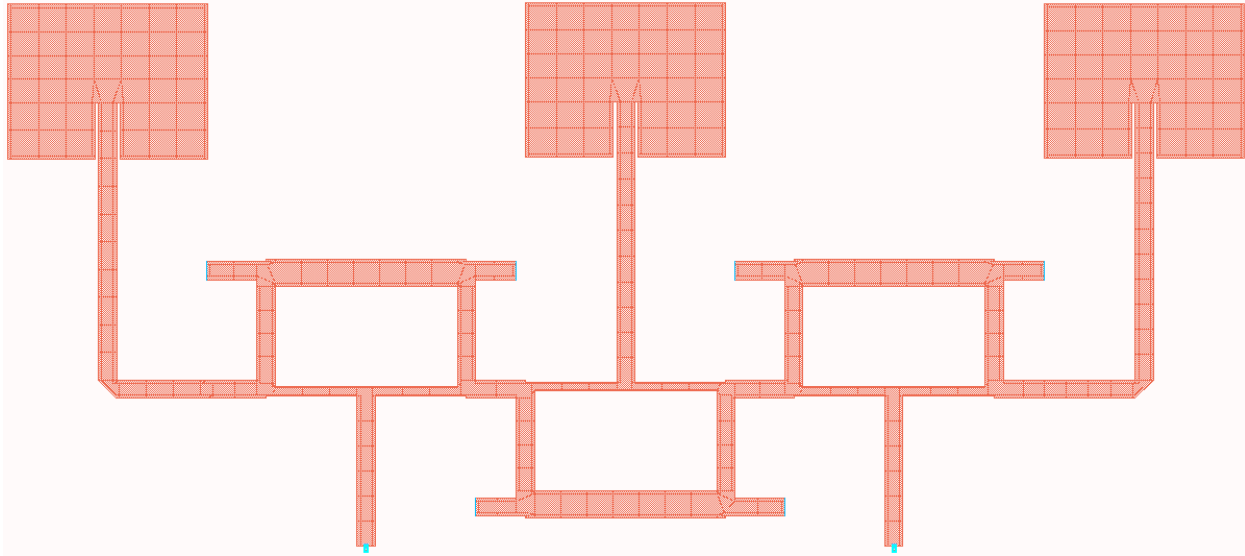
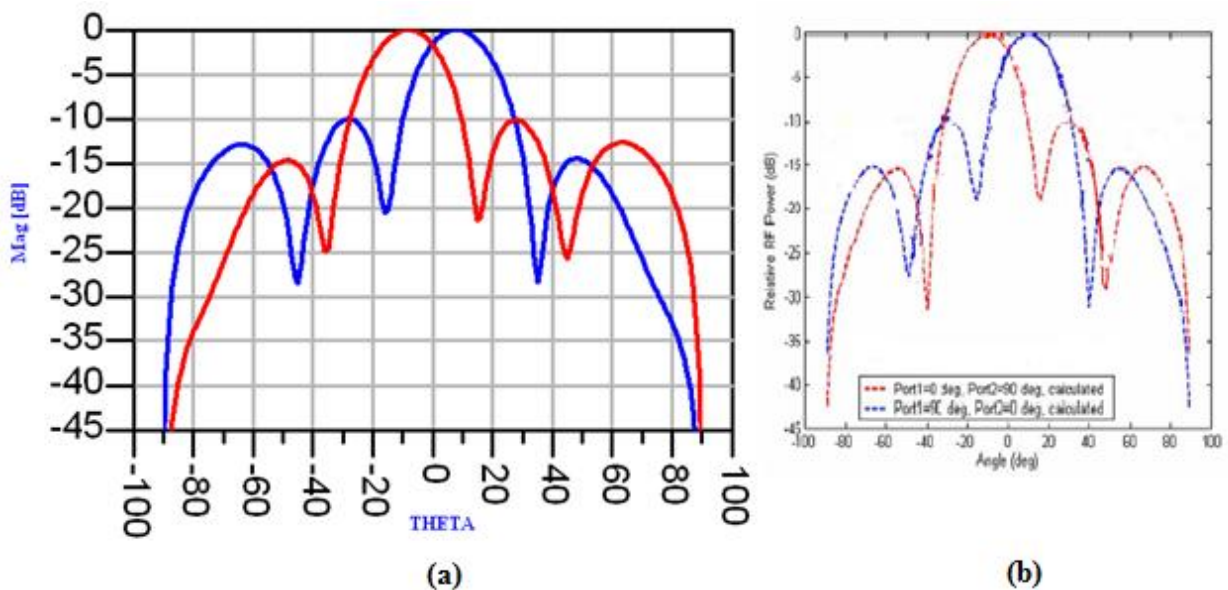


Figure III. 18 - simulation du réseau d'antenne sous MOMENTUM.

A partir de la fréquence de résonance de notre réseau nous pouvons conclure que la bande passante de notre réseau est étroite, cela résulte de la superposition de la large bande passante du réseau à base de diviseur de puissance Gysel et la largeur de bande étroite des antennes patches, mais cette dernière peut être améliorée en utilisant d'autres types d'antenne radiateurs pour notre système.





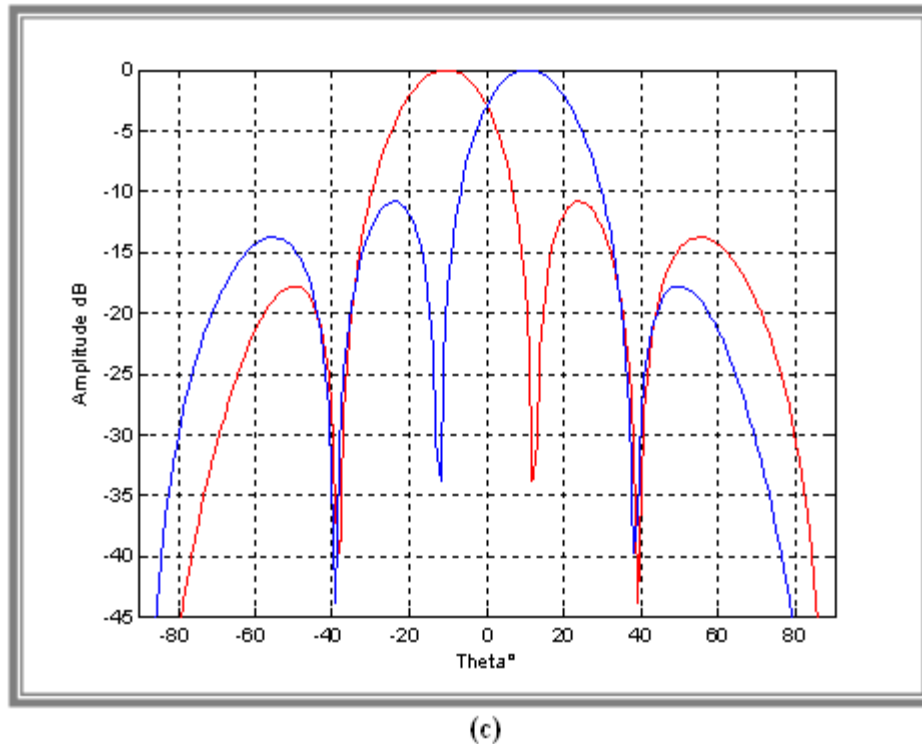


Figure III.19 - diagramme de rayonnement avec  $\theta_1=90$  deg, puis  $\theta_2 = 90$  deg Sur les ports d'entrées.

La figure III.19 illustre le diagramme de rayonnement pour le réseau proposé: le port 1= +90 deg (*graphe rouge*) et une fois le port 2= 90 deg (*graphe bleu*). (a) résultat obtenu sous ADS-MOMENTUM, (b) ceux donné dans [III.9] et (c) résultat obtenu sous MATLAB Nous observons un dépointage du faisceau principal d'environ 10 deg pour chaque entrée et donc un déphasage de 20 deg entre nos deux faisceaux.

Pour valider et comparer nos résultats nous avons programmé notre réseau sous MATLAB, on lui introduisant les amplitudes et les phases à partir du tableau III.1 pour 90deg afin d'obtenir le dépointage souhaité.

### V – Le concept CORPS pour les systèmes multifaisceaux:

Jusqu'à présent, la technologie CORPS a été étudié pour ses applications comme BFN auprès d'un réseau linéaire, dans les quelles on a démontré comment alimenté ce type de réseau et comment réduire sa complexité. En utilisant un CORPS-BFN pour alimenter un réseau d'antenne

linéaire il est possible de réduire à un ordre de  $N : 1$  l'électronique nécessaire pour assurer la direction du faisceau principal rayonnant de notre réseau.

Une des applications les plus avantageuses de la technologie CORPS dans le domaine de formation de faisceaux est la possibilité pour ce type de réseaux de travailler dans un environnement multi faisceaux.

Une des applications les plus étudiés d'un CORPS-BFN est pour les antennes basées sur les systèmes à réflecteurs [III.6]. La principale amélioration d'introduire un CORPS-BFN dans un système d'antennes à réflecteur est liée à la possibilité de lancer plusieurs faisceaux par une ouverture unique, ainsi réduire la complexité du system, amélioré sa résolution angulaire et réduire le poids.

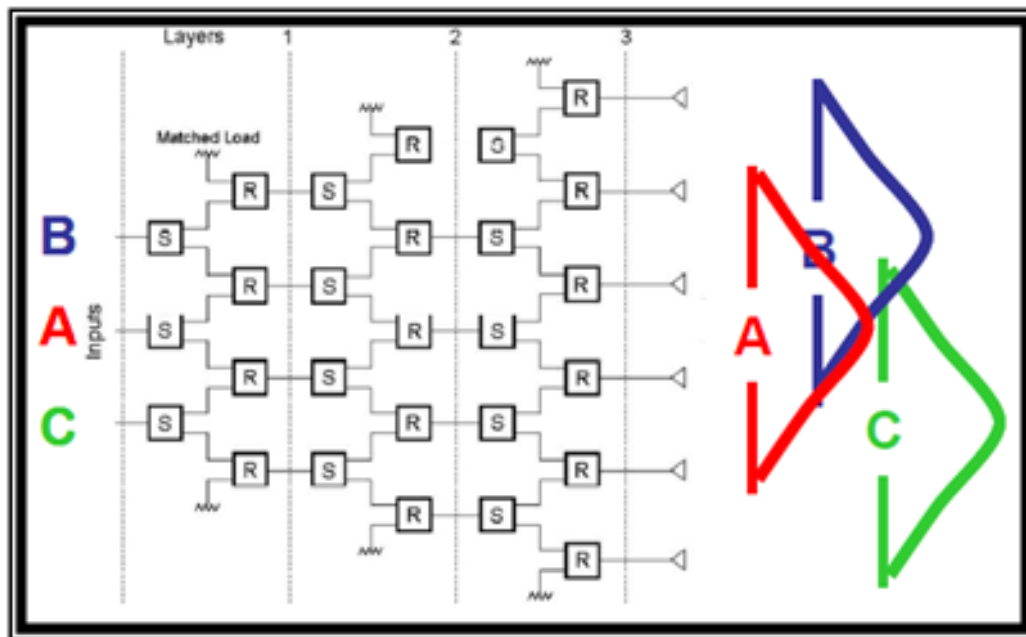


Figure III.20 - CORPS - BFN de trois entrés, 6 sorties et trois couches. [III.6]

Dans ce qui suit nous allons expliquer les performances du concept CORPS- BFN linéaire pour des systèmes d'application multifaisceaux. Il est intéressant de voir la caractéristique du control de l'étalement d'énergie dans un tel système.

Le prototype considéré contient trois ports d'entrés, trois couches et six sorties. Le schéma de conception est représenté sur la figure III.20.

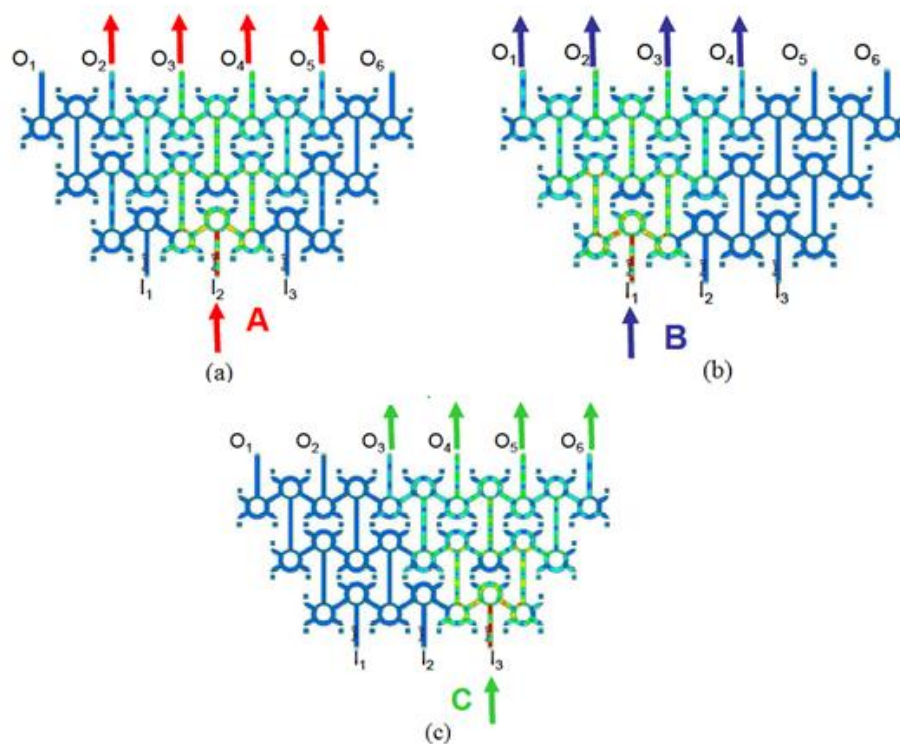


Figure III.21 - Prototype d'explication d'un CORPS-BFN multifaisceaux. [III.6]

La figure III.21 a, b et c illustre le contrôle de l'étalement d'énergie présent à l'intérieur d'une structure CORPS -BFN, dans chaque figure un seul port d'entrée est activé à la fois, et comme nous pouvons l'observer à chaque fois un ensemble de ports de sortie différents est actif, le plus proche de l'entrée active. La relation entre les ports d'entrées active et l'ensemble des ports de sorties est résumé sur le tableau III.3

$I_1$	—————→	$O_1, O_2, O_3, O_4$
$I_2$	—————→	$O_2, O_3, O_4, O_5$
$I_3$	—————→	$O_3, O_4, O_5, O_6$

Tableau III.3 - l'ensemble des ports de sorties actifs en fonction des ports d'entrées.

Nous remarquons à partir de la figure III.21 (a) que lorsque l'alimentation est introduite par le port 2 (cas A,  $I_2$ ) la puissance est dirigée vers les sorties  $O_2, O_3, O_4, O_5$ , alors que les ports  $O_1$  et

$O_6$  ne la reçoivent pas cela est due a la caractéristique d'isolation qui interdit l'étalement d'énergie dans chaque couche. Ce comportement est dû principalement aux caractéristiques du diviseur de puissance Gysel et confirme la propriété du contrôle de l'étalement d'énergie dans un CORPS – BFN.

Comme exemple de ce qui a été dis précédemment nous allons faire une estimation du CORPS – BFN présenté sur la figure III.20, cela en introduisant différentes configurations a ses ports d'entrés, et on définissant la matrice de répartition de ses S-nœuds par : [III.10]

$$[s] = \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

Les différents résultats obtenus sont résumé sur le tableau III.4 :

Entrées		Sorties/couches (Nos résultats)						Sorties/couches (Article [III.10])					
Amp	pha	1		2		3		1		2		3	
		Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0.5	180	0.25	0	0.125	180	0.5	180	0.25	0	0.125	180
0	0	0.5	180	0.5	0	0.375	180	0.5	180	0.5	0	0.375	180
-	-	0	0	0.25	0	0.375	180	0	0	0.25	0	0.375	180
-	-	-	-	0	0	0.125	180	-	-	0	0	0.125	180
-	-	-	-	-	-	0	0	-	-	-	-	0	0

(a)

Entrées		Sorties/couches (Nos résultats)						Sorties/couches (Article[III.10])					
Amp	pha	1		2		3		1		2		3	
		Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha
1	0	0.5	180	0.25	0	0.125	180	0.5	180	0.25	0	0.125	180
0	0	0.5	180	0.5	0	0.375	180	0.5	180	0.5	0	0.375	180
0	0	0	0	0.25	0	0.375	180	0	0	0.25	0	0.375	180
-	-	0	0	0	0	0.125	180	0	0	0	0	0.125	180
-	-	-	-	0	0	0	0	-	-	0	0	0	0
-	-	-	-	0	0	0	0	-	-	0	0	0	0

(b)

Entrées		Sorties/couches (Nos résultats)						Sorties/couches (Article[III.10])					
Amp	pha	1		2		3		1		2		3	
		Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha	Amp	pha
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0.5	180	0.25	0	0.125	180	0.5	180	0.25	0	0.125	180
-	-	0.5	180	0.5	0	0.375	180	0.5	180	0.5	0	0.375	180
-	-	-	-	0.25	0	0.375	180	-	-	0.25	0	0.375	180
-	-	-	-	-	-	0.125	180	-	-	-	-	0.125	180

(c)

Tableau III.4 - Résultats obtenus par un CORPS-BFN de 3 entrées, 6 sorties et 3 couches (a) le 2<sup>ème</sup> port actif, (b) le 1<sup>er</sup> port actif et (c) le 3<sup>ème</sup> port actif.

A partir des résultats du tableau III.4 nous pouvons observer le contrôle de l'étalement de l'énergie à l'intérieur du réseau d'alimentation. Par exemple lorsqu'un des trois ports d'entrées est activé, après chaque couche le signal est étalé vers les ports voisins, par conséquent après trois couches seulement quatre des six ports de sorties sont activés. Le reste des ports est hors du champ du port d'entrée activé à cause de la propriété d'isolation définie pour un S-nœud dans (III.9). Ces résultats ont été comparés avec ceux mentionnés dans [III.10].

## VI – Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait l'estimation de plusieurs prototypes CORPS–BFN et ainsi vérifié la propriété du contrôle d'étalement dans de tels systèmes, ensuite nous sommes arrivés à faire une similitude entre les propriétés des S et R nœuds avec ceux du diviseur de puissance Gysel.

Finalement nous avons terminé par utiliser la méthodologie CORPS–BFN pour analyser le faisceau rayonnant d'un réseau d'antenne à déphasage. À partir de là nous pouvons conclure que cette méthodologie peut être utilisée comme alternative pour alimenter un réseau d'antenne à déphasage dans le but de réduire la complexité de la BFN et en même temps les composants électroniques qui contrôlent l'orientation du faisceau d'un tel réseau.

## Chapitre VI

### Interface de conception du BFN

## Chapitre IV : Interface de conception du BFN

### I – Introduction

La technologie CORPS (Coherently Radiating Periodic Structure) possède plusieurs caractéristiques entre autre l'effet du couplage cohérent a l'intérieure d'une tel structure ainsi que la propriété du contrôle de l'étalement d'énergie. Pour voir l'influence de ses phénomènes sur les prototypes conçu pour des réseaux de formation de faisceaux basée sur le concept CORPS (*CORPS – BFN*) on a conçu une interface graphique sous la plateforme *MATLAB 7.6*. Son objectif est de :

- 1- Calculer les amplitudes et les phases a la sortie de chaque système CORPS – BFN et voir l'influence de ses caractéristiques.
- 2- Tracer les diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes a déphasage pour différentes valeurs du déphasage en utilisant les calculs précédents.

### II – Principe de fonctionnement :

Le menu crée est donné par la figure VI.1.

La simulation pratique permet de calculer les amplitudes et les phases a la sortie de notre système CORPS-BFN ensuite tracé les diagrammes de rayonnement a partir de la .Le simulateur se base sur un pop up menu fonctionnel composé de plusieurs options à travers lesquelles l'accès aux fonctions internes est possible par un simple click.



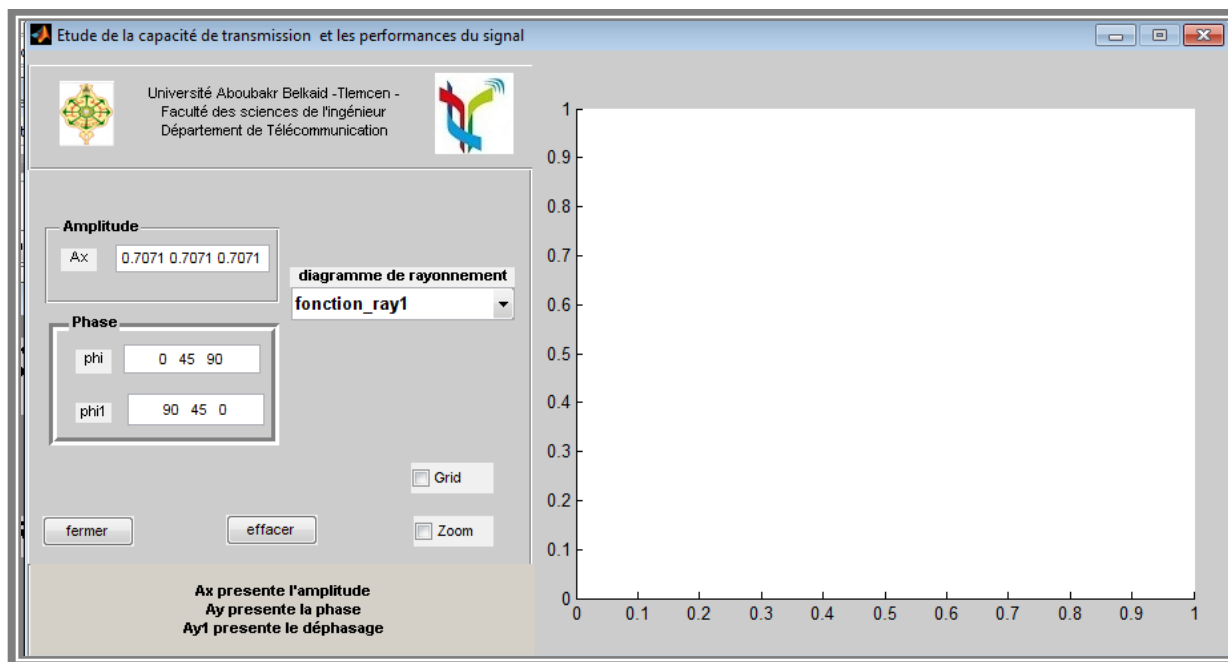


Figure IV.1 – Interface graphique.

- Le simulateur contient aussi des options des graphes tels que : le Grid, le Zoom, le bouton effacer et le bouton fermer.
- Les palettes des paramètres de simulation sont détaillées par la figure IV.2 :

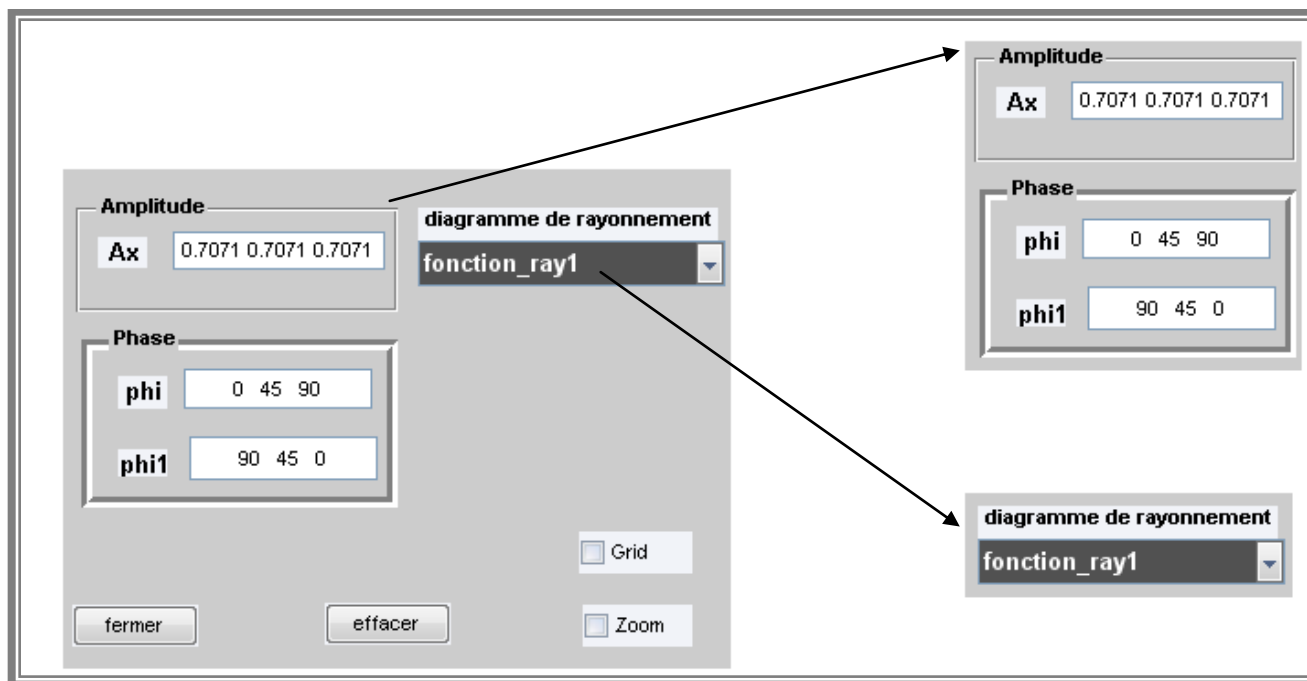


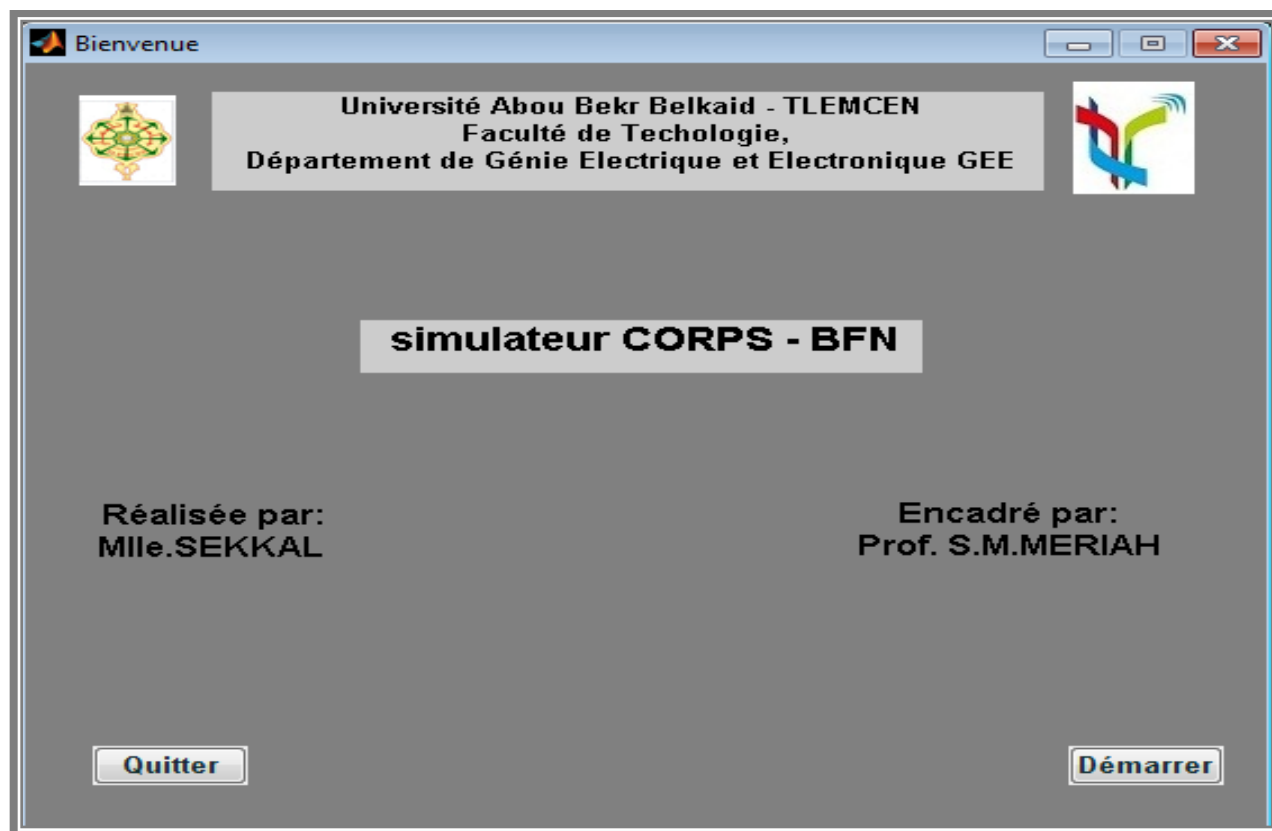
Figure IV. 2 – Palette « paramètres de simulation » détaillées.

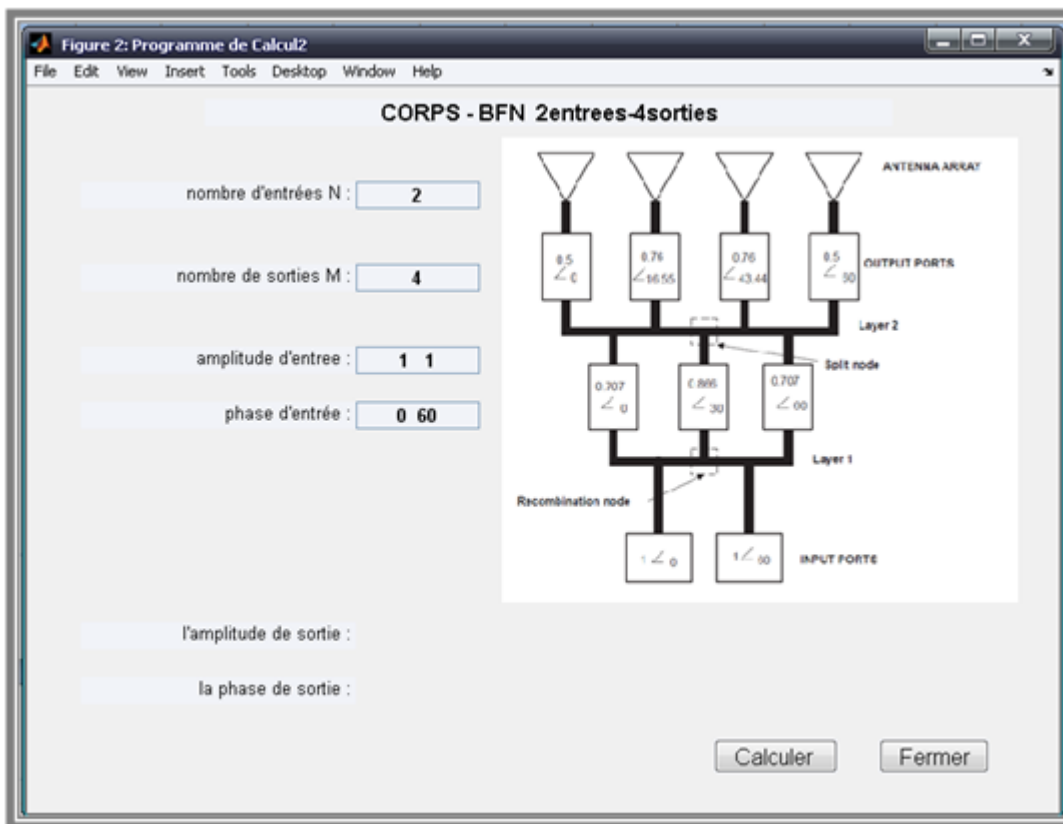
Après la réalisation de notre interface nous allons maintenant présenter les différents résultats obtenus.

### III – Présentation de l'interface :

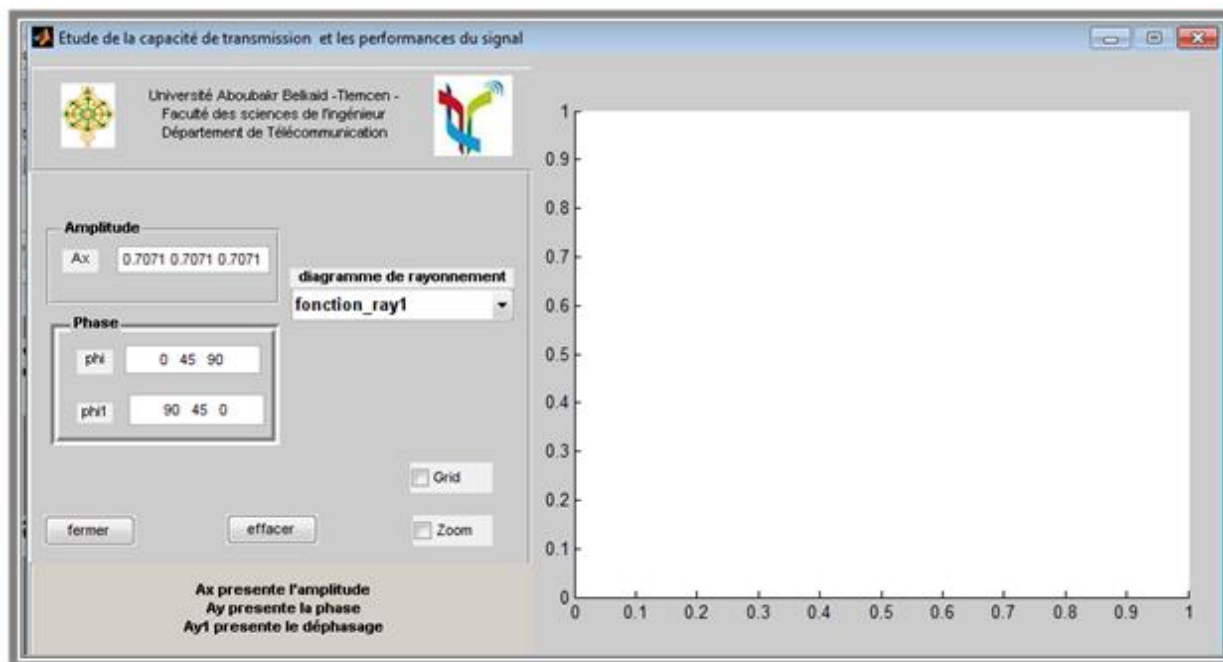
- $M$  représente le nombre d'antenne de notre système.
- $N$  représente le nombre de port d'entrée du système CORPS – BFN.
- Amplitude et phase représente les sortie de notre systèmes CORPS - BFN.
- $A_x$  représente les amplitudes à introduire aux entrées des éléments rayonnant de notre réseau.
- $\Phi$  représente les phases à introduire aux entrées des éléments rayonnant de notre réseau.

La figure IV.3 (a, b et c) représente l'interface graphique du simulateur CORPS-BFN, (a) présentation du simulateur CORPS - BFN, (b) présentation de l'interface du calcul du CORPS – BFN, (c) représente l'interface graphique du diagramme de rayonnement.





(b)

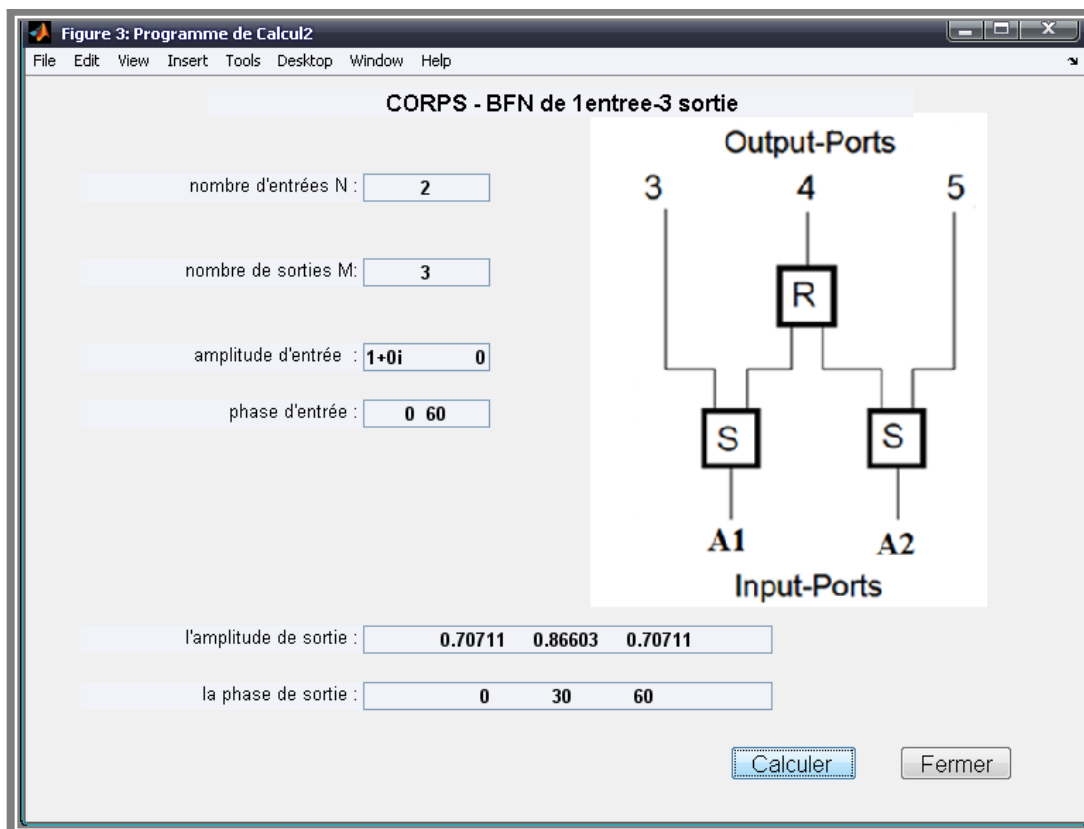


(c)

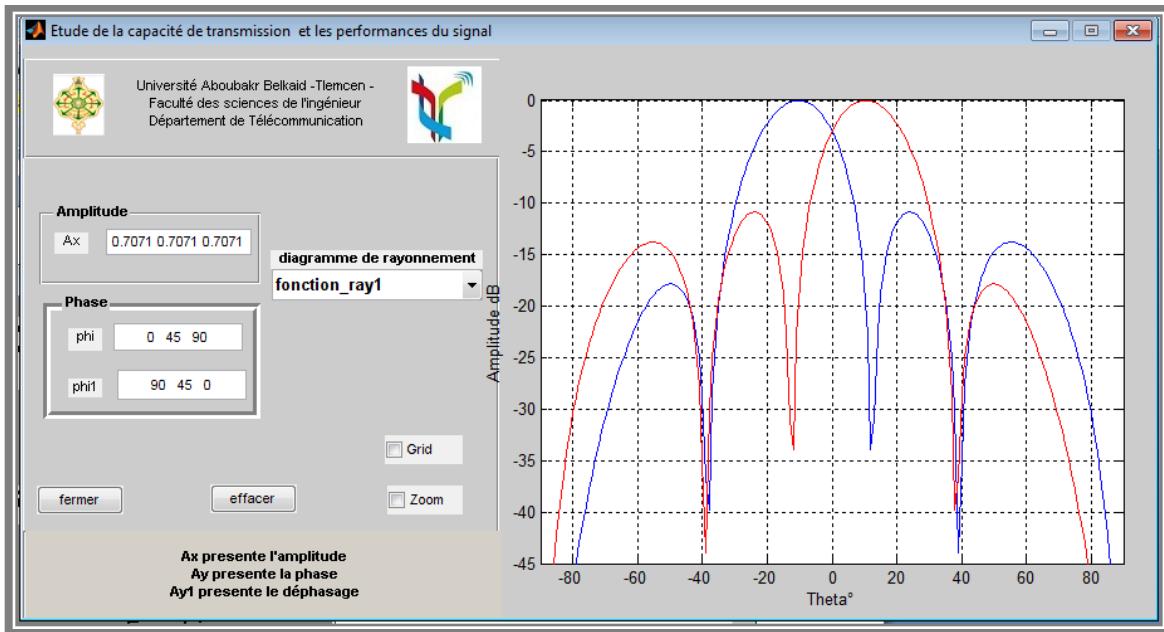
Figure IV.3 – Interface graphique du simulateur CORPS-BFN.

## VI - Résultat du simulateur CORPS – BFN des différents prototypes proposés

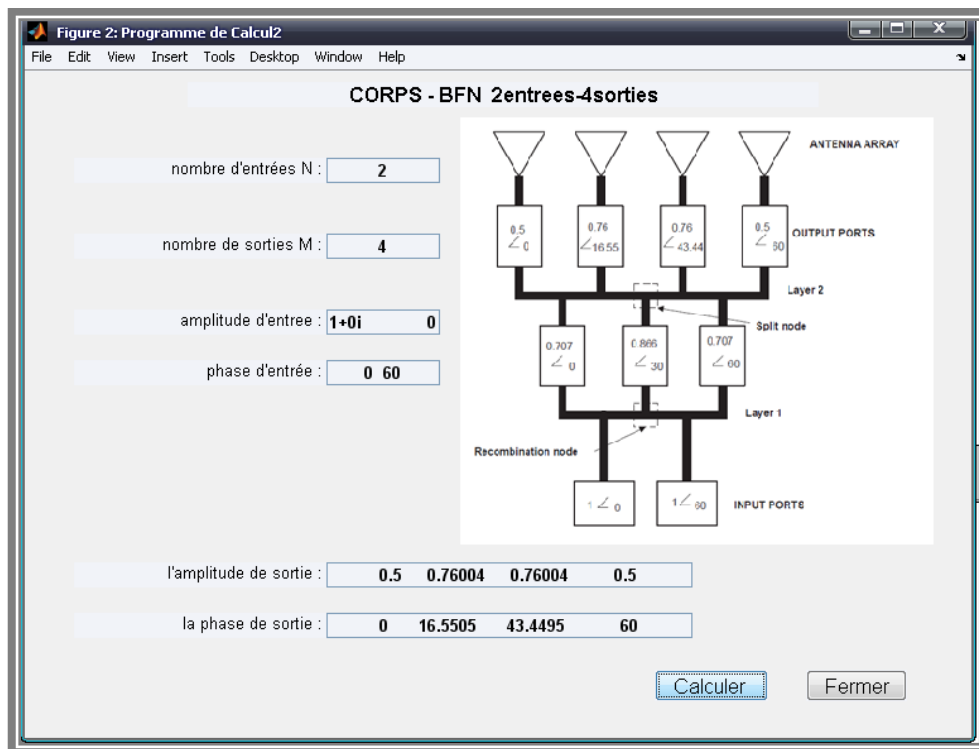
- CORPS – BFN d'une couche, de deux entrées et trois sorties



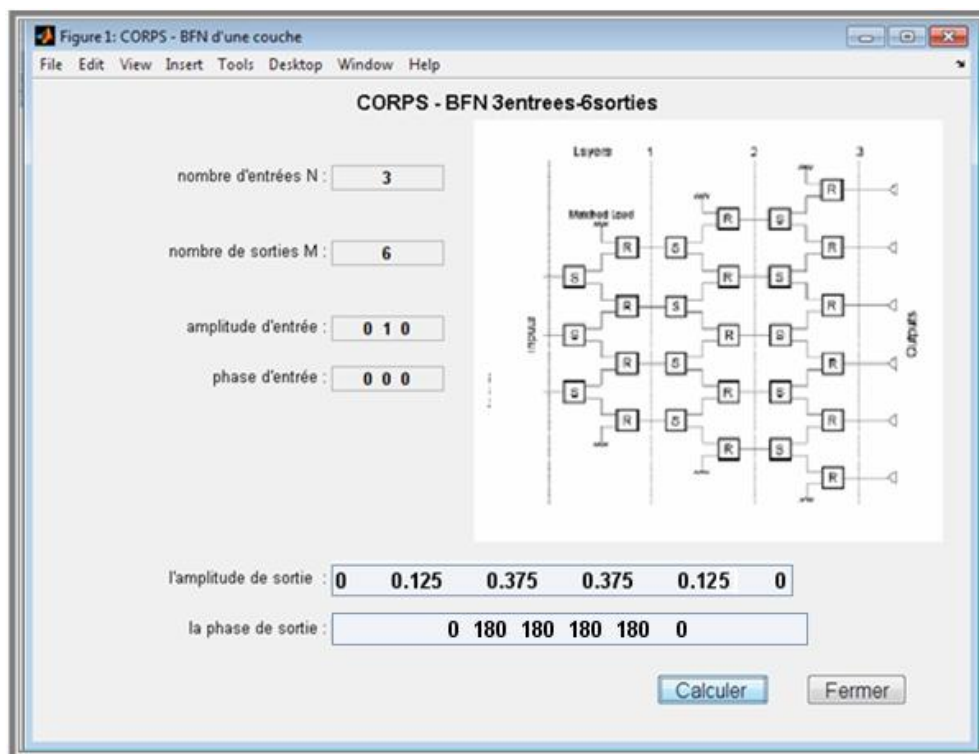
- Diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes de trois éléments :



➤ CORPS – BFN de deux entrées et quatre sorties



## ➤ CORPS – BFN de trois entrées et six sorties



## V – Conclusion

Ce chapitre nous a permis de réaliser un simulateur CORPS – BFN est vérifier les résultats obtenus dans le chapitre précédent pour les différents prototypes proposé.

A decorative blue L-shaped bar is positioned on the left side of the page, extending from the top to the bottom. A horizontal blue bar is located below the title. A light blue horizontal bar is at the bottom of the page.

## **Conclusion Générale Et Perspectives**

# CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Tout au long de ce mémoire, nous avons fait l'étude du concept CORPS (Coherently Radiating Periodic Structure), où nous avons abordé ses caractéristiques de bases, ses principales propriétés ainsi que ses applications.

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à l'une des plus importantes applications du Concept CORPS pour la conception des réseaux de formation de faisceaux CORPS –BFN. Dans ce but plusieurs prototypes ont été développés et étudiés afin de les implémenter dans des réseaux d'antenne linéaire, et voir leurs effets sur les systèmes multifaisceaux.

Pour valider notre travail, nous avons réalisé un simulateur sous MATLAB qui nous permet de calculer les amplitudes et les phases de ces prototypes et visualiser par la suite le diagramme de rayonnement des réseaux d'antennes. Ensuite, nous avons implémenté notre réseau sous ADS – MOMENTUM pour faire la comparaison.

Finalement, suite à cette étude nous pouvons conclure que le CORPS – BFN permet de réduire la complexité des systèmes d'alimentation des réseaux et a la capacité de chevaucher des zones sans perte d'information, cela grâce à ces deux caractéristiques le couplage cohérent et le contrôle de l'étalement d'énergie à l'intérieure d'une telle structure.

A partir de ce travail plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

Tout d'abord nous allons développer notre simulateur encore plus, puis implémenter ce concept à des réseaux planaires. Aussi, nous pouvons faire appel à un algorithme d'optimisation afin d'optimiser les entrées/sorties complexes d'un CORPS– BFN et voir son effet sur le rayonnement du réseau d'antennes, et enfin nous pourrons faire une comparaison entre la méthode CORPS et la matrice de BUTLER.





## Annexes

## Généralité sur les Réseaux D'antennes

### A.1 – Introduction :

Un réseau est définie comme un ensemble d'antennes égaux qui émettent et reçoivent simultanément. Les réseaux sont parfois utilisés pour remplacer les antennes a ouverture fixe (réflecteur, lentilles), parce que la multiplicité d'élément permet plus de précision pour le contrôle du diagramme de rayonnement, donc un résultat avec moins de lobes secondaire ou une meilleure forme du diagramme.

Un réseau d'antenne à déphasage contient plusieurs éléments d'antennes, qui sont alimentés en utilisant des phases variables ou un temps de retard a chaque élément pour balayer un faisceau d'angle donné dans l'espace. La commande variable d'amplitude est parfois également fournie pour la mise en forme du diagramme. Toutefois, la principale raison pour utiliser un réseau à déphasage est de produire un faisceau directif qui peut être balayé par voie électronique.

Le diagramme de rayonnement du réseau est obtenu par l'interférence entre les champs rayonnés de chaque élément. Le signal reçu est la combinaison linéaire du signal capturé par chaque antenne. Par réciprocité, les diagrammes de rayonnement pour la transmission et la réception sont exactement les mêmes. [A.1]

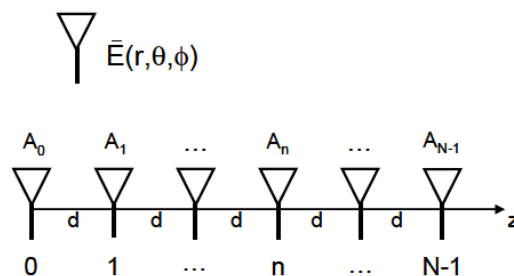


Figure A.1 - Distribution des éléments dans un réseau linéaire sur l'axe des Z.

## A.2 – Réseaux linéaires :

### A.2.1 – Définition

Un réseau linéaire est un ensemble de  $N$  sources élémentaires disposées selon un axe donné et excitées par un même système d'alimentation à une entrée et  $N$  sorties. Dans le cas des antennes multifaisceaux, le système d'alimentation a  $M$  entrées et  $N$  sorties, mais il peut être vu, au niveau du rayonnement, comme la superposition linéaire de  $M$  sous-systèmes à une entrée, ce qui nous ramène au cas élémentaire que nous détaillons ici.

Les sources élémentaires sont espacées deux à deux de la distance  $d$ , appelée pas du réseau (voir Figure A.2).

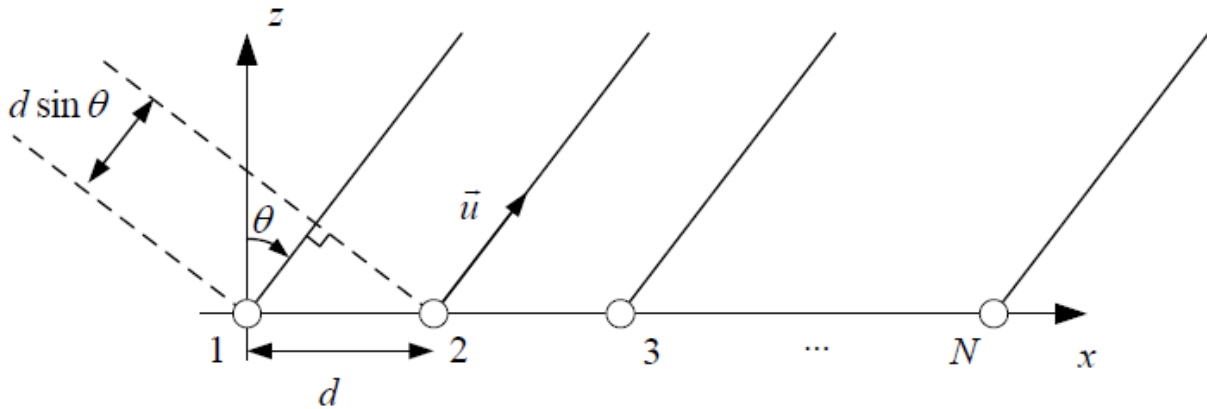


Figure A.2 – Géométrie d'un réseau linéaire.

### A.2.2 – Facteur réseau :

Le réseau d'alimentation définit la distribution du signal au niveau de l'antenne réseau, à savoir les coefficients complexes d'alimentation de chaque source élémentaire, notés  $C_1, C_2, C_{N-1}, C_N$ . De plus, chaque source possède un diagramme vectoriel de rayonnement noté  $\vec{e}_n(\theta, \phi)$ , il est défini en champ lointain comme la Composante du champ électrique, noté  $\vec{E}$  indépendante de  $r$ . Ces deux grandeurs sont reliées par la relation : [A.2]

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{e}(\theta, \phi) \quad (\text{A.1})$$

De plus, le vecteur  $\vec{e}$  est contenu dans le plan orthogonal à la direction de propagation.

pour la source  $n$ ,  $\theta$ ,  $\phi$  étant les angles des coordonnées sphériques. On considère que toutes les sources ont le même diagramme  $\vec{e}(\theta, \phi)$  exprimé dans le repère centré sur la source. Ainsi, le diagramme vectoriel de rayonnement de la source  $n$ , exprimé dans le repère global, peut s'écrire:

$$\vec{e}_n(\theta, \phi) = C_n e^{jk\vec{d}_n \cdot \vec{u}} \cdot \vec{e}(\theta, \phi) \quad (\text{A.2})$$

Où  $k$  est le nombre d'onde, défini par la relation  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , et  $\vec{d}$  est le vecteur de position de la source  $n$  dans le repère global.

En effectuant le produit scalaire, la relation (A.1) s'écrit :

$$\vec{e}_n(\theta, \phi) = C_n e^{jk(n-1)\vec{d} \cdot \sin \theta \cos \phi} \cdot \vec{e}(\theta, \phi) \quad (\text{A.3})$$

En appliquant le théorème de superposition, le diagramme vectoriel de rayonnement du réseau linéaire peut s'écrire :

$$\vec{E}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{e}_n(\theta, \phi) = \vec{e}(\theta, \phi) \sum_{n=1}^N C_n e^{jk(n-1)d \sin \theta \cos \phi} \quad (\text{A.4})$$

On pose :

$$f(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N C_n e^{jk(n-1)d \sin \theta \cos \phi} \quad (\text{A.5})$$

$f(\theta, \phi)$  est appelé le facteur de réseau car ce terme est fonction uniquement des coefficients d'alimentation et des positions des éléments rayonnants. Il caractérise donc le réseau indépendamment des éléments rayonnants utilisés. Dans le cas d'un réseau linéaire, les propriétés de la mise en réseau apparaissent dans le plan défini par le réseau lui-même et la normale aux sources élémentaires, soit pour  $\phi=0$  dans le repère choisi. L'étude se limite donc généralement à ce plan. Le facteur de réseau se simplifie alors comme suit :

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^N C_n e^{jk(n-1)d \sin \theta} \quad (\text{A.6})$$

Dans le cas particulier de sources élémentaires isotropes, la normale au réseau n'est pas un vecteur mais un plan, ce qui sous-entend que le facteur de réseau, tel que défini par l'équation (A.6), est invariant par rotation autour de l'axe défini par le réseau. La Figure (A.3) illustre le

facteur de réseau d'un réseau linéaire constitué de 10 éléments rayonnants espacés de  $\lambda_0/2$ . On note en particulier la décroissance des lobes secondaires, avec un premier lobe secondaire à environ 13dB sous le maximum du facteur de réseau dans le cas d'une loi d'alimentation en amplitude uniforme. [A.3]

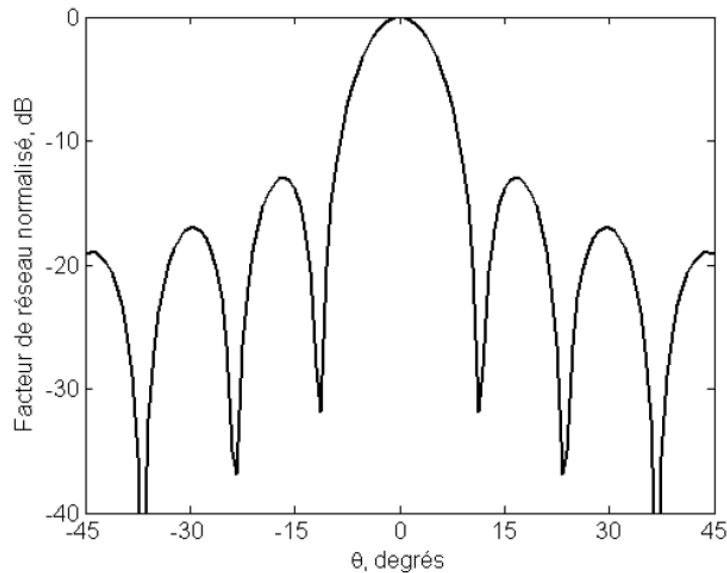


Figure A.3 – Facteur de réseau normalisé en représentation cartésienne d'un réseau linéaire à 10 éléments rayonnants espacés de  $\lambda_0/2$ .

### A.2.3 – Pointage angulaire du faisceau principal :

La loi d'alimentation du réseau linéaire peut se décomposer en une loi d'amplitude et une loi de phase, correspondant respectivement aux amplitudes  $c_n$  et aux phases  $\alpha_n$  des nombres complexes  $C_n$ . Pour simplifier les écritures, nous nous limitons dans un premier temps au cas des réseaux phasés, c'est-à-dire les réseaux à loi d'amplitude uniforme et unitaire, mais la propriété dérivée reste vraie dans le cas d'une loi d'amplitude quelconque. Le facteur d'un réseau phasé s'écrit donc :

$$f(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N e^{j[k(n-1)d \sin \theta \cos \phi - \alpha_n]} \quad (\text{A. 7})$$

Dans le cas particulier de sources élémentaires isotropes, la direction du faisceau principal est définie par le maximum en valeur absolue du facteur de réseau. Plus généralement, les sources

élémentaires étant souvent peu directives, le faisceau principal reste souvent défini par le facteur de réseau. Nous allons donc étudier la condition sur le facteur de réseau pour pointer le faisceau principal dans une direction  $\theta_0$  donnée.

D'après la formule (A.7), le facteur de réseau est une somme de nombres complexes, il est donc maximal en valeur absolue pour une direction  $\theta_0$  donnée lorsque tous les termes de la somme sont en phase dans cette direction.

Cela se traduit mathématiquement par la relation suivante :

$$knd \sin \theta_0 - \alpha_n = \alpha[2\pi] \quad \text{pour } n = 1 \dots N \quad (\text{A.8})$$

Où  $a$  est une constante réelle, traduisant le fait que cette propriété est valable en phases relatives et non absolues.

A la constante  $a$  près, le diagramme vectoriel de rayonnement est donc maximal dans la direction  $\theta_0$  lorsque la loi d'illumination présente la progression de phase suivante :

$$\alpha_n = knd \sin \theta_0 \quad \text{pour } n = 1 \dots N \quad (\text{A.9})$$

## L'œil humain et le CORPS

Les yeux humains ont une performance impressionnante. Ils sont capables de focaliser sur des objets proches et loin automatiquement ; ils ont des possibilités de voir dans de mauvaises circonstances (Faible luminosité); ils sont en mesure de contrôler l'entrée de la lumière pour éviter une éventuelle saturation des photorécepteurs et, enfin, la caractéristique la plus importante, la haute résolution des images obtenues ou l'acuité visuelle que nous allons étudier dans ce qui suit.

L'acuité visuelle est définie comme l'intensité ou la clarté de la vision. Elle est à peu près liée à l'angle de résolution maximale réalisable par l'œil dans des conditions normales et, de cette manière, on peut dire que c'est la capacité de l'œil à voir des détails fins.

L'acuité visuelle est un phénomène largement expliqué dans la littérature, et donc, les principaux résultats obtenus à partir de ces études suggèrent que la valeur maximale réalisable pour celle-ci doit être limitée par la taille des détecteurs (cônes, environ 2 à 3  $\mu\text{m}$ ) utilisés pour détecter un diagramme, cependant, ces mêmes études signalent également des mesures qui dépassent largement cette limite [B.2]. Étant donné que les résultats obtenus ne confirment pas ces valeurs maximales mesurées et indiqués précédemment, une nouvelle explication est donnée par les principes CORPS, qui propose que l'acuité visuelle maximale est non seulement soutenue par le comportement individuel des photorécepteurs (cônes et bâtonnets), mais aussi par le travail effectué conjointement entre le cortex visuel et les photorécepteurs.

Afin d'expliquer comment l'acuité visuelle peut être mesurée et en extraire les bases de la haute résolution angulaire de l'œil, étudions d'abord brièvement comment l'image est détectée sur l'œil et les principaux facteurs qui affectent celle-ci.

En ce qui concerne le schéma de l'œil dans la figure II.9, pour discerner les détails, le système optique de l'œil projette une image centrée sur la fovéa, une région à l'intérieur de la macula

ayant la plus forte densité de cônes photorécepteurs (le seul type de photorécepteurs existants sur la fovéa), ayant ainsi la plus haute résolution d'une image.

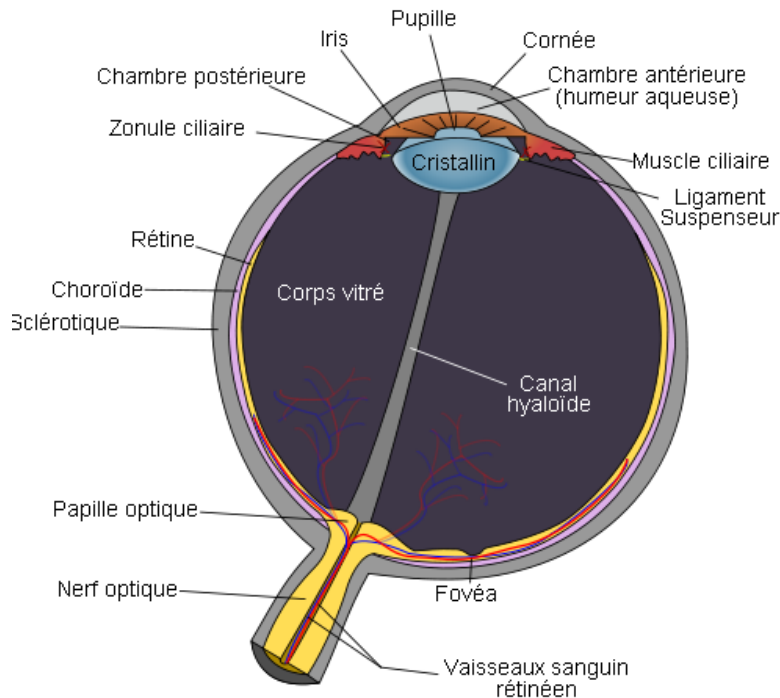


Figure B.1 - L'œil humain [B.1].

La lumière se propage depuis la fixation de l'objet vers la fovéa à travers un chemin imaginaire appelé l'axe visuel. Les tissus de l'œil et les structures qui sont dans l'axe visuel (et aussi les tissus adjacents à celle-ci) affectent la qualité de l'image. Ces structures sont: le film des larmes, la cornée, la chambre antérieure, la pupille, le corps vitré et enfin la rétine.

Comme dans un objectif photographique, l'acuité visuelle est affectée par la taille de la pupille. L'aberration optiques de l'œil qui fait baisser l'acuité visuelle est à son maximum quand la pupille est la plus large (environ 8 mm), ce qui se produit dans des conditions de faible luminosité. Quand la pupille est petite (1-2 mm), la netteté de l'image peut être limitée par la diffraction de la lumière dans la pupille. Entre ces deux extrémités le diamètre de la pupille est généralement le meilleur pour l'acuité visuelle dans des yeux normaux, et en bonne santé, il tend aux environs de 3 ou 4 mm.

La configuration proposée dans la figure II.10 utilisée pour quantifier l'acuité visuelle peut être résolu si dans l'œil il y a une rangée de cônes non-stimulés entre les rangées stimulées. Ceci est



considéré comme la réponse Oui-Non-Oui de cônes photorécepteurs [B.3]. Par exemple, si deux lignes sont à résoudre, un réseau de détecteurs doit être suffisamment fin pour détecter un écart entre les deux lignes. Dans ce schéma la réponse Oui-non-oui peut être considérée comme un cône non excité entre deux excités.

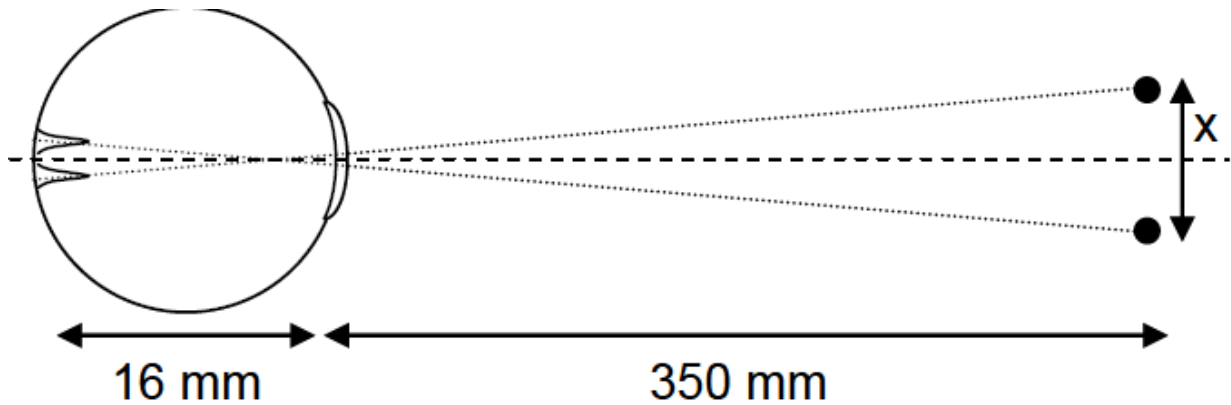


Figure B.2 - Configuration standardisée pour la mesure de l'acuité visuelle [B.3].

En utilisant cette figure et la taille du cône dans la zone fovéale (0,4 arc-min, 2  $\mu$  m environ) ainsi que des bases de calcul trigonométriques, on peut estimer la distance de séparation minimale nécessaire à l'œil humain pour qu'il soit capable de reconnaître le modèle comme deux points séparés. A partir des valeurs utilisées, l'acuité visuelle laisse un angle de résolution minimum de 0,8 arc-min, qui est, d'une séparation d'environ 73  $\mu$ m pour les points situés à la distance mentionnée (350 mm). Cette valeur est supérieure à celle estimée en utilisant des mesures cliniques avec des interféromètres laser et l'échelle de Snellen [B.3], montrant que la capacité de résolution réelle ne peut être complètement expliquée par le modèle simplifié précédent.

Supposons maintenant qu'une image floue est créée par l'effet de diffraction de la pupille de photorécepteurs (cônes), ce qui veut dire que l'information est maintenant reçue par plusieurs récepteurs plutôt qu'un seul et la zone de réception est chevauchée. Cet effet est plus accentué lorsque l'œil cherche à se concentrer sur un objectif spécifique. Dans ces conditions, une plus grande surface est excitée (plus d'un cône) et l'information traitée rejoint le cortex visuel, avant de compléter son analyse par d'autres parties du cerveau.

Du point de vue de la théorie de la conception d'antenne, il est clair que la rétine peut être considérée comme un réseau, où chacun des cônes agit comme un détecteur. Afin d'obtenir un faisceau très directif, quelques régions dans la rétine doivent être utilisées efficacement. Ce réseau aura des zones radiatrices très chevauchés qui pourrait justifier des faisceaux très directifs et très proches les uns des autres et, par conséquent, une haute résolution angulaire.

## Présentation du logiciel MOMENTUM

### C.1 – Introduction

Plusieurs techniques existent sur le marché, permettant de prédire les performances des antennes en espace libre. Les plus connus sont HFSS, SONNET, NEC2, ADS...etc. Notre choix s'est porté sur l'utilisation du ADS (Advanced Design System). Ce logiciel peut être utilisé de deux manières différentes :

Soit en employant la méthode nodale (lois des courant – tension de Kirshoff). Celle-ci offre une simulation rapide de circuits complexes comportant des éléments localisés (selfs, capacités...), distribués représentés par des circuits équivalents (cas des lignes microrubans) et actifs (transistors...) Cette méthode permet d'optimiser les circuits afin d'obtenir les caractéristiques souhaitées. Elle est bien adaptée lorsque les schémas équivalents des circuits sont valables, il faut donc rester très prudent aux fréquences millimétriques. En effet, cette méthode ne prend pas en compte les interactions électromagnétiques, telles que le couplage entre éléments.

Soit en employant la méthode des moments qui fait appel à la résolution des équations de Maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Celle-ci fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne micro ruban ou antenne plaque par exemple). Néanmoins, l'utilisation de cette méthode est limitée, car elle impose une homogénéité des substrats des circuits à analyser, le nombre de couches étant illimité. Ainsi, la modélisation de trous métallisés, de ponts à air ou de substrats inhomogènes, n'est pas rigoureuse voire parfois impossible avec cette méthode, et repose sur des modèles simplifiés. C'est pourquoi cette méthode est qualifiée de 2D1/2. Ce logiciel a été appelé **MOMENTUM** par *Hewlett-Packard*.

## C.2 – Présentation du logiciel MOMENTUM

*MOMENTUM* (HP – EEsof) est un simulateur électromagnétique 2D1/2 qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

*MOMENTUM* peut alors être utilisé lorsque les modèles de circuit n'existent pas ou dont les modèles ne sont plus valables (ce qui est souvent le cas dans le domaine du millimétrique).

Cependant, quelques conditions sont nécessaires pour utiliser ce type de logiciel :

- les substrats doivent être homogènes et isotropes et de dimensions transversales infinies.
- plan de masse de dimensions infinies.

## C.3 – Principe de fonctionnement et de simulation :

### C.3.1 – Technique de maillage :

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée Méthode des Moments. Par cette technique, les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangles ou rectangles. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème.

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne micro ruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (fonction *Edge Mesh* du logiciel) (*fig. D-1*), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace.

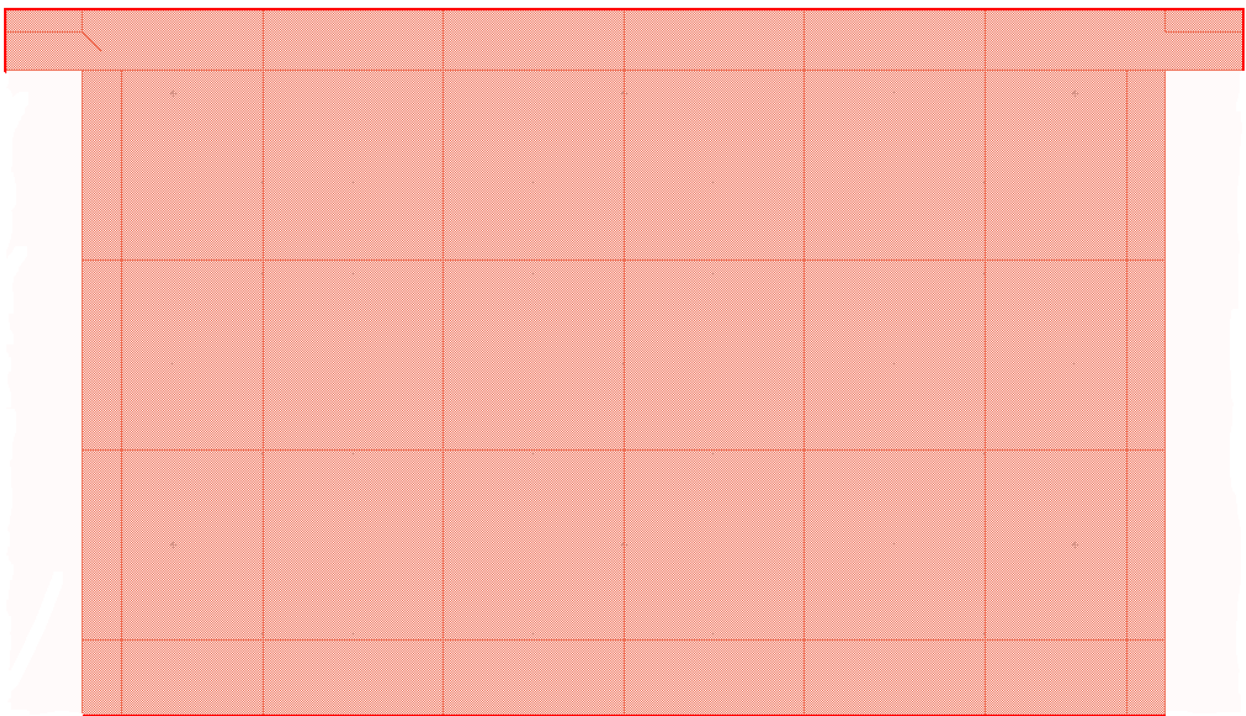
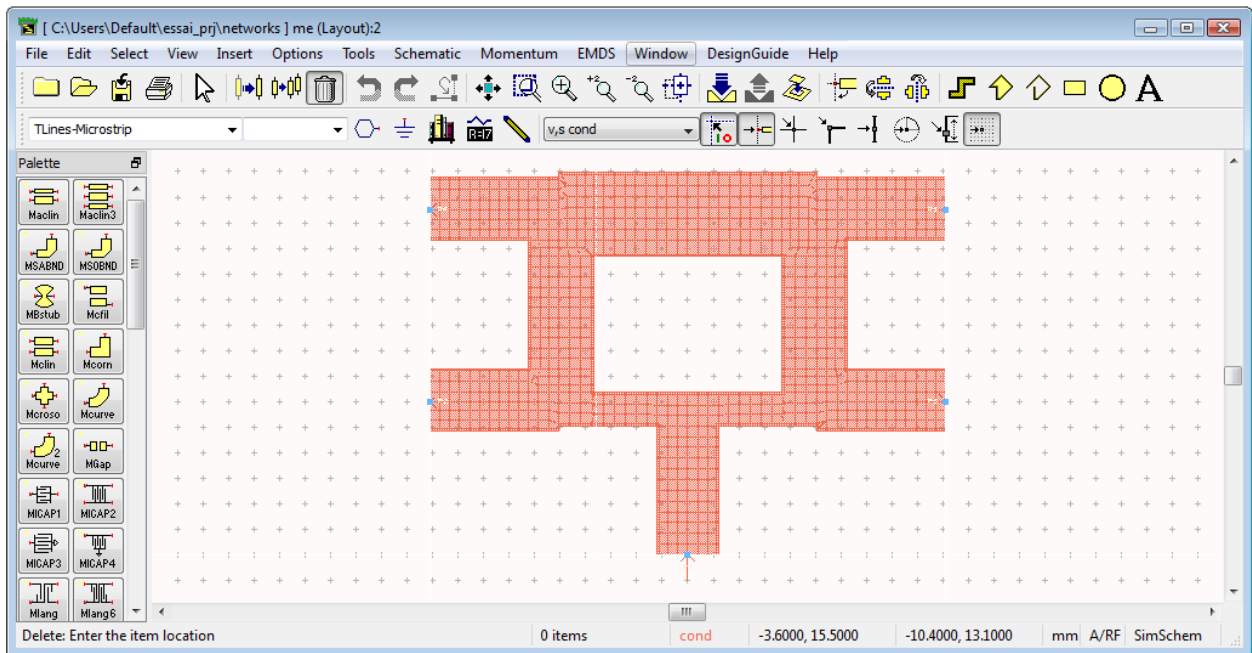


Figure C.1 - Exemple de maillage généré par MOMENTUM pour un diviseur de puissance Gysel.

### **C.3.2 – principe de superposition des couches :**

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, *MOMENTUM* permet cependant de simuler des structures volumiques, si les conditions énoncées au début de ce paragraphe sont respectées.

Les éléments (**Strip** ou **hole**) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être reliées entre elles par des **vias**. On définit l'ordre des couches c'est à dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu.

Il est donc important de noter ici que ce logiciel n'est pas adapté lorsque l'on cherche à étudier une antenne alimentée par sonde coaxiale. Pour simuler un tel dispositif, il faut insérer une ligne microruban sous le plan de masse et relier l'élément rayonnant à la ligne par un via, ce qui souvent s'éloigne de la structure initialement souhaitée.

Par contre, lors d'une excitation par fente dans le plan de masse, *MOMENTUM* convient parfaitement. En effet la ligne microruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que *STRIP* et l'ouverture dans le plan de masse en tant que *HOLE*. Ainsi, la fente, souvent de très petites dimensions par rapport à celle de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D.

### **C.3.3 - Compilation des substrats et génération du maillage :**

Une fois que les éléments sont dessinés et que le positionnement des différentes couches est effectué, on réalise une compilation des substrats dans la bande de fréquence utile, qui par l'intermédiaire des fonctions de Green va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation.

La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence.

### **C.3.4 - Caractérisation de l'élément étudié**

*MOMENTUM* utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée Adaptive Frequency Sampling, est un

algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres  $S$  évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres.

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes micro ruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres  $S_{ij}$  en module et phase.

Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres  $S$ , des visualisations de courant animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. *MOMENTUM* simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement et ne demandent pas de temps de calculs supplémentaires ou une augmentation en place mémoi

## Références Bibliographiques

Année universitaire 2010/2011



# RÉFÉRENCE BIBLIOGRAPHIQUES.

## Introduction générale

[1] Biography - Sergei Alexander Schelkunoff, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 5, Issue 3, Jul 1957 Page(s):172 – 172.

[2] D. BETANCOURT << *The Coherently Radiating Periodic Structures and their applications in Beam Forming Networks for Multiple-Beam Systems* >>; Thèse de doctorat de l'université de Pamplona, España soutenu en 2009.

[3] R. M. Barret, << *Microwave printed circuits – the early years*, >> IEEE Trans. MTT-32, No. 9, Sept 1984, pp. 983-990.

[4] T. Curtis and R. Ward, << *Digital Beam Forming for sonar Systems*,>> proc. I.R.E., Vol. 127, pt. F, No. 4, Aug. 1980, pp. 257-265.

[5] A. Seeds, << *Microwave Photonics*, >> IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-50, No. 3, Mar 2002, pp. 877-887.

## Chapitre I : Répartiteurs de faisceaux

[I.1] Ridha GHAYOULA << *Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones* >> Thèse de la faculté des sciences de TUNIS soutenu le 27 décembre 2008.

[I.2] cours du Polytechnique sur les réseaux antennes.

[I.3] R. CHANTALAT << *Optimisation d'un réflecteur spatial a couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne a bande interdite électromagnétique multi sources* >> ; Thèse de l'université de Limoge, faculté des Sciences et Techniques, soutenu le 03 Novembre 2003.

[I.4] C. DALL'OMO << *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler* >> ; Thèse de doctorat de l'université de Limoge, faculté des Sciences et Techniques, soutenu le 13 Novembre 2003.

- [I.5] D. BETANCOURT << *The Coherently Radiating Periodic Structures and their applications in Beam Forming Networks for Multiple-Beam Systems* >>; Thèse de doctorat de l'université de Pamplona, España soutenu en 2009.
- [I.6] D.T. THOMAS, << *Multiple beam synthesis of low side lobe patterns in lens fed arrays* >> IEEE Trans., 1978, AP-26, (6), pp. 883-886.
- [I.7] W. ROTMAN and R. F. TURNER, << *Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications*,>> IEEE Transactions on antennas and propagation, 1963, AP. 11, pp. 623-632.
- [I.8] M. KOUBEISSI << *Etude d'Antennes multifaisceaux a base d'une nouvelle topologie de matrice de Butler. Conception du dispositif de commande associé* >> ; Thèse de doctorat de l'université de Limoge, faculté des Sciences et Techniques, soutenu le 12 Octobre 2007.
- [I.9] N. FADLALLAH << *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage*>>; Thèse de doctorat de l'université de Limoge, faculté des Sciences et Techniques, soutenu le 24 Mai 2005.
- [I.10] Y.T. LO and S.W. LEE, <<*Antenna Handbook*>>, Van Nostrand Reinhold Company Inc., New York, 1988.
- [I-11] H. J. MOODY, <<*The Systematic design of the Butler matrix*, >> IEEE Trans., 1964, pp. 786- 788.
- [I.12] W.A. SANDRIN, <<*The Butler matrix transponder*>>, Comsat Technical Review, Vol. 4, No. 2, 1974, pp. 319-345.
- [I.13] S.F. PEIK, B. JOLLEY and R.R. MANSOUR, <<*High temperature superconductive Butler matrix beam former for satellite applications*>>, Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, Vol. 4, 1999, pp. 1543-1546.
- [I.14] D. MADRID, B. VIDAL, A. MARTINEZ, V. POLO, J.L. CORRAL and J. MARTI, <<*A novel 2N beams heterodyne optical beamforming architecture based on NxN optical Butler matrices*>>, Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, Vol. 3, 2002, pp. 1945-1948.

## Chapitre II : Le concept CORPS

[II.1] D. BETANCOURT << *The Coherently Radiating Periodic Structures and their applications in Beam Forming Networks for Multiple-Beam Systems* >>; Thèse de doctorat de l'université de Pamplona, España soutenu en 2009.

[II.2] Kuwahara, Y., Kadowaki, Y. and Matsumoto, K., << *Array element pattern shaping by a parasitic element* >>, IEEE AP-S Digest 1995, pp. 934-937.

[II.3] D. BETANCOURT, C. Del Rio, << *A novel Methodology to feed phased Array Antennas* >> IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v 55, n 9, Sept. 2007, p 2489-94.

[II.4] D. BETANCOURT, C. Del Rio, << *CORPS : Coherently Radiating Periodic Structures* >> IEEE Transactions on Antennas and Propagation spt.2006

[II.5] D. Betancourt, R. García, A. Ibañez and C. Del Río << *Designing antenna systems with CORPS (Coherently Radiating Periodic Structures)* >> 28th ESA Antenna Technology Workshop, Libro Actas Congreso, (2005).

[II.6] R.C. Hansen, << *Microwave Scanning Antennas* >> , Vol. III: Array Systems, Academic Press, pag. 241-242, 1966.

[II.7] D. BETANCOURT, C. Del Rio, << *A Beamforming Network For Multibeam Antenna Arrays Based On Coherent Radiating Periodic Structures* >> IEEE Transactions on Antennas and Propagation Nov. 2007.

## Chapitre III : Résultats et simulations

[III.1] Paul François COMBES, Raymond CRAMPAGNE << *Circuits passifs hyperfréquences - Éléments passifs réciproques* >> techniques de l'ingénieur, Aout 2003.

[III.2] Diego Betancourt, Carlos del Rio << *Novel circular in phase hybrid ring power divider* >>, IEEE trans on Microwave and Optical Technology Letters, volume 49, PP. 2314-2317, Juin 2007.

[III.3] G. Mikucki and A. Agrawal, <<A Broad-Band Printed Circuit Hybrid Ring Power Divider>>, IEEE Trans. On Microwave Theory and Technology, Vol. 37, January 1989.

[III.4] B. Ooi, W. Palei and M. S. Leong <<Broad-Banding Technique for In-Phase Hybrid Ring Equal Power Divider>>, IEEE Trans. Microw. Theo. And Tech., Vol. 50, July 2002.

[III.5] B. Ooi, << Compact EBG In-Phase Hybrid-Ring Equal Power Divider>>, IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 53, July 2005.

[III.6] D. BETANCOURT << The Coherently Radiating Periodic Structures and their applications in Beam Forming Networks for Multiple-Beam Systems >>; thèse de doctorat de l'université de Pamplona, España soutenu en 2009.

[III.7] Marco A Panduro, Carlos del Rio-Bocio << Design of beam-forming networks using CORPS and evolutionary optimization >> AEU - International Journal of Electronics and Communications (**science directe**), Vol, 63, Mai 2008.

[III.8] D. Betancourt, C. del Río Bocio << A General Beam-Forming Network Made with CORPS >>, IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 54, July 2008.

[III.9].D. BETANCOURT, C. Del Rio, << CORPS: Coherently Radiating Periodic Structures>>, IEEE Transactions on Antennas and Propagation spt.2006.

[III.10] Betancourt, D.; Del Rio, C. << A Beamforming Network For Multibeam Antenna Arrays Based On Coherent Radiating Periodic Structures>>, IEEE, Antennas and Propagation, PP 1-4, 2007.

## Annexe A

[A.1] D. BETANCOURT << The Coherently Radiating Periodic Structures and their applications in Beam Forming Networks for Multiple-Beam Systems >> ; thèse de doctorat de l'université de Pamplona, España soutenu en 2009.

[A.2] R. J. Mailloux, << Phased Array Antenna Hand Book>>, Artech House, 1994.

[A.3] N. J Gonçalves Fonseca << Étude de Systèmes Micro-ondes d'Alimentation d'Antennes Réseaux pour Applications Multifaisceaux >>, thèse de doctorat de l'université de Toulouse, France soutenu en 2010.

## Annexe B

[B.1] D. BETANCOURT << *The Coherently Radiating Periodic Structures and their applications in Beam Forming Networks for Multiple-Beam Systems* >>; Thèse de doctorat de l'université de Pamplona, España soutenu en 2009.

[B.2] D. BETANCOURT, C. Del Rio, << *CORPS : Coherently Radiating Periodic Structures* >> IEEE Transactions on Antennas and Propagation spt.2006.

[B.3] D. Betancourt, R. García, A. Ibañez and C. Del Río << *Designing antenna systems with CORPS (Coherently Radiating Periodic Structures)* >> 28th ESA Antenna Technology Workshop, Libro Actas Congreso, (2005).