



THESE

présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE LA FACULTE DES SCIENCES DE TUNIS

Spécialité : Electronique

Par

Ridha GHAYOULA

Ingénieur National

(Génie Electrique–Automatique)

Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones

Soutenue publiquement le 27 décembre 2008 devant le jury composé de :

Professeur	Adnen Cherif	Président (FST-Tunis)
Maître de conférences	Jalel Zrida	Rapporteur (ESSTT-Tunis)
Maître de conférences	Ridha Bouallegue	Rapporteur (SUPCOM-Tunis)
Professeur	Ammar Bouallegue	Examineur (ENIT-Tunis)
Professeur	Ali Gharsallah	Directeur de thèse (FST-Tunis)
Maître de conférences	Najib Fadlallah	Co-Encadreur (IUT Saida – Liban)

REMERCIEMENTS

Après avoir été au bout de cette thèse, j'aurais envie d'écrire à mon tour, que l'homme déraisonnable qui s'obstine dans une perpétuelle insatisfaction ne saurait faire valoir le progrès qu'il ait pu faire s'il n'est aidé de personnes plus raisonnables.

Je tiens donc tout d'abord à remercier mon directeur de thèse monsieur Ali Gharsallah, de m'avoir bien sur accueilli au sein de son équipe de recherche mais plus particulièrement, pour la confiance qu'il a su m'accorder tout au long de cette thèse, et ce même lorsque je doutais. Je suis également très sensible aux encouragements que j'ai reçus pour continuer à développer des outils dans ce domaine.

Je tiens particulièrement à remercier Najib Fadlallah, Maître de conférences à l'université Saida, Liban et co-directeur de cette thèse, sans qui cette collaboration et ces travaux n'auraient pu voir le jour. Je tiens à leur témoigner ma profonde reconnaissance pour son soutien, son encadrement et ses conseils avisés tout au long de ces travaux.

Je tiens plus personnellement à exprimer aussi ma profonde gratitude au Professeur Mohamed Rammal, directeur de l'équipe RADIOCOM pour la confiance qu'il m'a accordée depuis quelques années déjà lors de stages effectués au Liban sous sa responsabilité, et pour ses qualités humaines qui ont permis de rendre ces années de thèse très agréables.

J'aimerais aussi adresser mes remerciements à Monsieur Bertrand Granado Professeur à l'Université de Cergy-pontoise et à Madame Inbar Fijalkow, directrice d'ETIS-ENSEA à Paris, France, pour m'avoir accueilli dans leurs laboratoires respectifs durant quatre mois.

Je remercie aussi vivement monsieur Adnen Cherif qui a présidé mon jury de thèse, messieurs Ridha Bouallegue et Jalel Zrida qui ont accepté la charge de rapporteurs, pour leurs promptitudes et leurs remarques vraiment très encourageantes sur ce travail.

Je souhaite également remercier avec beaucoup d'attention monsieur Ammar Bouallegue, qui a fait parti du jury comme examinateur.

Un grand merci à messieurs Nourddine Sboui, Hassen Zairi, Hichem Trabelsi qui m'ont bien aidé pour corriger le document et leurs encouragements pendant les exposées dans le laboratoire. .

Que tous mes enseignants trouvent ici mes chaleureux remerciements et mon grand respect pour tout ce qu'ils m'ont pu donner de bases théoriques.

Je souhaite aussi remercier les autres chercheurs avec qui j'ai eu la chance de travailler.

Je remercie une autre fois Monsieur Adnen Cherif, directeur du département de physique de la Faculté de Sciences de Tunis pour ses conseils et son aide précieuse.

Mes remerciements sont aussi pour tous les membres de ma famille et surtout ma mère pour leurs inoubliables soutiens permanents et chaleureux.

Je dédie ce travail à ma fiancée soumaya

Table des matières

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 **Etat de l'art sur les antennes intelligentes**

1.1.Introduction.....	6
1.2. Le Canal de Propagation.....	7
1.2.1 Les phénomènes de propagation.....	7
1.2.1.1. Influence des obstacles sur les signaux.....	7
1.2.1.2.Les trajets multiples.....	8
1.3. Les antennes réseaux.....	9
1.3.1. Principe.....	9
1.3.2. Cas d'un réseau linéaire à gradient de phase.....	10
1.3.3. Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement.....	12
1.4. Les antennes intelligentes.....	21
1.4.1. Concept d'antennes intelligentes.....	21
1.4.2. Structure d'une antenne intelligente.....	23
1.4.3. Avantages des antennes intelligentes.....	24
1.4.3.1. Réduction de la taille du motif (RTM).....	25
1.4.3.2. Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access).....	27
1.4.4.Types des antennes intelligentes.....	28
1.4.4.1.Techniques Fixes De Formation De Faisceau (les systèmes à faisceaux commutés – SBA).....	29
1.4.4.1.a. Matrice De Butler.....	30
1.4.4.1.b. Matrice De Blass.....	32
1.4.4.1.c. Autres Techniques de formation fixe de faisceau.....	33
1.4.4. 2.Antennes adaptatives.....	33
1.5. Formation de voies et annulation d'interférents.....	34
1.6. Formation de voies optimales (statistically optimum beamforming).....	35
1.6.1.Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile.....	35
1.6.2.Technique basée sur un signal de référence.....	36
1.6.3. Les algorithmes adaptatifs.....	36
1.7. Conclusion.....	36
Bibliographie.....	37

Chapitre 2 **Méthodes de synthèse des diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes**

2.1. Introduction.....	40
2.2. Rayonnement d'un réseau d'antennes	40
2.2.1. Cas général	40
2.2.2. Cas d'un réseau bidimensionnels.....	42
2.2.3. Paramètres pouvant être utilisées pour la synthèse.....	42
	43

2.2.3.1. Utilisation des diagrammes élémentaires	43
2.2.3.2. Utilisation des positions des antennes	44
2.2.3.3. Pondérations affectées aux antennes.....	45
2.3. Méthodes de Synthèse	45
2.3.1. Les méthodes analytiques.....	45
2.3.1.1. Méthode de Dolph.....	49
2.3.1.2. Méthode de Taylor.....	51
2.3.1.3. Méthode de Fourier	56
2.3.1.4. Multi-lobes	58
2.3.1.5. Schelkunoff.....	60
2.3.2. Les méthodes adaptatives.....	61
2.3.2.1. Le LMS: algorithme du gradient stochastique.....	64
2.3.2.2. Inversion directe de la matrice de convergence (DMI).....	65
2.3.2.3. Le RLS : algorithme des moindres carrés récursifs.....	66
2.3.2.4. Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm).....	68
2.3.2.5. Tableau récapitulatif.....	69
2.4. Synthèse des diagrammes de rayonnement par l'algorithme de MADSEN	70
2.4.1. Elaboration du choix.....	71
2.4.2. Théorie de la méthode de synthèse.....	72
2.4.3. Définition du critère d'erreur.....	73
2.4.4. Etude des contraintes.....	73
2.4.4.1. Contrainte de directivité maximale.....	73
2.4.4.2. Formulation du problème de synthèse réelle et en puissance.....	74
2.4.4.3. Contraintes sur le courant d'excitation ou sur les positions des éléments.....	75
2.4.5. Algorithme de MADSEN.....	77
2.4.5.1. Synoptique du logiciel de synthèse SARA.....	80
2.4.5.2 Applications à la synthèse de réseaux linéaires.....	84
2.5. Conclusion.....	86
Bibliographie.....	

Chapitre 3 Synthèse de réseaux d'antennes linéaires par les réseaux de neurones

3.1. Introduction.....	91
3.2. Les neurones biologiques et les neurones artificiels	92
3.2.1. Neurone artificiel élémentaire.....	93
3.2.2. Présentation des réseaux de neurones.....	96
3.2.3. Les réseaux de neurones bouclés.....	97
3.2.4. Les réseaux de neurones non bouclés (statique).....	98
3.2.5. L'apprentissage des réseaux de neurones	99
3.2.5.1. L'apprentissage non supervisé.....	100
3.2.5.2. L'apprentissage supervisé.....	100
3.2.6. Le perceptron multicouche MLP.....	101
3.2.6.1. Mise en œuvre du réseau de neurones MLP.....	102
3.2.6.2. L'apprentissage des réseaux MLP.....	102
3.2.6.2.1. L'algorithme de la rétropropagation.....	103
3.2.6.2.2. Mise en oeuvre de l'algorithme.....	108

5.2.2.3. La fonction Registre à décalage à chargement parallèle "DECAL_P8"	173
5.2.2.4. La fonction Multiplexeur "MUX"	173
5.2.4. Description du FPGA	174
5.2.4.1. Résultat de la synthèse de l'architecture globale	175
5.2.4.2. Résultats de simulations	176
5.3. Réalisation d'une carte de commande à base d'une carte SPARTAN-3E	178
5.3.1. Carte Fille	179
5.3.2. Le déphaseur numérique	180
5.3.3. Principe de fonctionnement	181
5.4. Conclusion	182
Bibliographie	183
Conclusion générale et perspectives	185
Liste des Annexes	

Liste des Figures

Figure 1.1	Illustration des mécanismes de propagation.....	8
Figure 1.2	Schéma de principe d'une antenne réseau.....	9
Figure 1.3	Schéma représentatif d'un réseau linéaire.....	10
Figure 1.4	Rayonnement des divers types des réseaux linéaires.....	12
Figure 1.5	Diagramme de rayonnement bidirectionnel.....	12
Figure 1.6	Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), Planaire (b) et circulaire (c).....	13
Figure 1.7	Réseau linéaire.....	15
Figure 1.8	Diagrammes de rayonnement de réseau linéaire.....	16
Figure 1.9	Repère sphérique.....	16
Figure 1.10	Réseau planaire.....	17
Figure 1.11	Diagrammes de rayonnement de réseau planaire.....	18
Figure 1.12	Réseau Circulaire.....	19
Figure 1.13	Diagrammes de rayonnement de réseau circulaire.....	20
Figure 1.14	Le principe de base d'une antenne intelligente.....	22
Figure 1.15	Schéma représentatif d'une antenne adaptative.....	23
Figure 1.16	Le concept cellulaire.....	25
Figure 1.17	Principe de la technique RTM..	27
Figure 1.18	Principe de la technique SDMA (a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS).....	28
Figure 1.19	Schéma représentatif de 8 faisceaux orthogonaux formés par la matrice de Butler 8x8.....	31
Figure 1.20	Schéma représentatif de matrice de Blass.....	32
Figure 1.21	Configuration de l'antenne pour la formation de voies.....	35
Figure 2.1	Antennes rayonnants réparties sur une surface quelconque ($OS_i = d_i$).....	41
Figure 2.2	Diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.4\lambda$).....	43
Figure 2.3	Diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.5\lambda$).....	43
Figure 2.4	Diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.6\lambda$)	43
Figure 2.5	Diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.7\lambda$).....	43
Figure 2.6	Variation des polynômes de Tchebyscheff dans le cas de 8 antennes.....	46

Liste des Figures

Figure 2.7	Alignement à nombre de sources pair et loi d'éclairement à symétrie.....	46
Figure 2.8	Méthode Dolph-Tchebychev (8 antennes avec $d = \frac{\lambda}{4}$).....	48
Figure 2.9	Méthode Dolph-Tchebychev (16 antennes avec $d = \frac{\lambda}{4}$).....	48
Figure 2.10	Balayage électronique de l'espace avec la Méthode de Dolph-Tchebychev (8 antennes).....	49
Figure 2.11	Méthode Taylor (4 antennes avec $d = \frac{\lambda}{4}$).....	50
Figure 2.12	Méthode Taylor (8 antennes avec $d = \frac{\lambda}{4}$).....	50
Figure 2.13	Filtre passe bande (gabarit)	53
Figure 2.14	Positions des antennes.....	53
Figure 2.15	Diagramme de rayonnement synthétisé avec la méthode de série de Fourier entre ($\varphi_1 = 50^\circ$ et $\varphi_2 = 120^\circ$).....	55
Figure 2.16	Diagramme de rayonnement synthétisé avec la méthode de série de Fourier entre ($\varphi_1 = 60^\circ$ et $\varphi_2 = 100^\circ$).....	55
Figure 2.17	Diagramme de rayonnement synthétisé avec la méthode de série de Fourier entre ($\varphi_1 = 75^\circ$ et $\varphi_2 = 80^\circ$)	55
Figure 2.18	Multilobes (gabarit)	56
Figure 2.19	Deux lobes ($\varphi_1 = 45^\circ$ et $\varphi_2 = 90^\circ$).....	57
Figure 2.20	Trois lobes ($\varphi_1 = 45^\circ$, $\varphi_2 = 90^\circ$ et $\varphi_3 = 120^\circ$).....	57
Figure 2.21	Quatre lobes ($\varphi_1 = 50^\circ$, $\varphi_2 = 90^\circ$, $\varphi_3 = 120^\circ$ et $\varphi_4 = 150^\circ$).....	58
Figure 2.22	Fonction de formage pour différentes valeurs de a_n avec $b_n = 0.3$	60
Figure 2.23	Fonction de formage pour différentes valeurs de a_n avec $b_n = 2$	60
Figure 2.24	Antenne adaptative.....	61
Figure 2.25	Gain dans la direction du signal utile ($S_{\text{utile}} = -35^\circ$).....	63
Figure 2.26	l'erreur quadratique moyenne ($S_{\text{utile}} = -35^\circ$).....	63
Figure 2.27	Gain dans la direction du signal utile ($S_{\text{utile}} = 20^\circ$).....	63
Figure 2.28	l'erreur quadratique moyenne ($S_{\text{utile}} = 20^\circ$).....	63

Liste des Figures

Figure 2.29	Gain dans la direction du signal utile ($S_{\text{utile}} = 55^\circ$).....	64
Figure 2.30	l'erreur quadratique moyenne ($S_{\text{utile}} = 55^\circ$).....	64
Figure 2.31	Gain dans la direction du signal utile ($S_{\text{utile}} = -35^\circ$).....	67
Figure 2.32	l'erreur quadratique moyenne($S_{\text{utile}} = -35^\circ$).....	67
Figure 2.33	Gain dans la direction du signal utile ($S_{\text{utile}} = 20^\circ$).....	67
Figure 2.34	L'erreur quadratique moyenne($S_{\text{utile}} = 20^\circ$).....	67
Figure 2.35	Gain dans la direction du signal utile ($S_{\text{utile}} = 55^\circ$).....	68
Figure 2.36	L'erreur quadratique moyenne($S_{\text{utile}} = 55^\circ$).....	68
Figure 2.37	Synoptique du logiciel de synthèse.....	77
Figure 2.38	Définition des spécifications.....	78
Figure 2.39	Représentation d'un réseau linéaire.....	79
Figure 2.40	Diagramme de rayonnement des lobes directifs.....	81
Figure 2.41	Diagramme de rayonnement des lobes directifs à $-40^\circ, -30^\circ$ et -5° avec dissymétrie des lobes secondaires.....	81
Figure 2.42.a	Diagramme de rayonnement de lobe directif (-50°) et zéro (-10°).....	82
Figure 2.42.b	Diagramme de rayonnement de lobe directif (-40°) et zéro (50°).....	82
Figure 2.42.c	Diagramme de rayonnement de lobe directif (10°) et zéro (30°).....	82
Figure 2.43.a	Diagramme de rayonnement de deux lobes directifs à (-20° et 40°).....	83
Figure 2.43.b	Diagramme de rayonnement de deux lobes directifs à (-60° et 50°).....	83
Figure 2.44.a	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à ($-30^\circ, 2^\circ$ et 22°).....	84
Figure 2.44.b	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à ($-60^\circ, 10^\circ$ et 50°).....	84
Figure 3.1	Le neurone biologique.....	92
Figure 3.2	Structure d'un neurone.....	93
Figure 3.3.a	Schéma d'un réseau de neurones non bouclé (Statique).....	96
Figure 3.3.b	Schéma d'un réseau de neurones bouclé (dynamique).....	97
Figure 3.4	Exemple illustratif d'interconnexion d'un réseau dynamique.....	98
Figure 3.5	Exemple illustratif d'interconnexion d'un réseau statique.....	99
Figure 3.6	Exemple illustratif d'un réseau multicouche (MLP).....	99
Figure 3.7	Apprentissage supervisé d'un réseau de neurones (ANN).....	100
Figure 3.8	Exemple d'un réseau de type MLP.....	101

Liste des Figures

Figure 3.9	Modèle du neurone j.....	104
Figure 3.10	Gradient de l'erreur total.....	105
Figure 3.11	Phase de prétraitement et de post-traitement.....	112
Figure 3.12	Organigramme de la rétropropagation des erreurs.....	117
Figure 3.13.a	Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour $S=0.01$	118
Figure 3.13.b	Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour $S=0.001$	118
Figure 3.13.c	Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour $S=0.0001$	118
Figure 3.13.d	Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour $S=0.00001$	119
Figure 3.13.e	Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour $S=0.000001$	119
Figure 3.14	Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour $S=0.0001$	120
Figure 3.15	Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour $S=0.0001$	120
Figure 3.16	Processus d'optimisation.....	122
Figure 3.17	Diagramme de rayonnement de lobe directif à -28° , -3° , 13° et 30°	122
Figure 3.18	Diagramme de rayonnement de lobe directif (-49° -Secteur 4) et zéro (-20° -Secteur 7).....	123
Figure 3.19	Diagramme de rayonnement de lobe directif (-50° -Secteur 4) et zéro (20° -Secteur 11).....	123
Figure 3.20	Diagramme de rayonnement de lobe directif (-10° -Secteur 8) et zéro (10° -Secteur 10).....	123
Figure 3.21	Diagramme de rayonnement de deux lobes directifs à (-30° -Secteur 6) et (31° -Secteur 12).....	124
Figure 3.22	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à (-50° -Secteur 4), (-20° -Secteur 7) et (40° -Secteur 13).....	124
Figure 3.23	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à (-30° -Secteur 6), (-10° -Secteur 10) et (30° -Secteur 12).....	124
Figure 4.1	Représentation en quadripôle.....	131

Liste des Figures

Figure 4.2	Géométrie de l'antenne quasi-Yagi.....	134
Figure 4.3	Optimisation des chanfreins.....	135
Figure 4.4	Antenne réalisée: Dimensions $65.5 \times 13\text{mm}$	136
Figure 4.5	Module du coefficient de réflexion.....	136
Figure 4.6	Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi=90^\circ$) et dans le plan H ($\varphi=0^\circ$).....	137
Figure 4.7	Diagramme de rayonnement.....	137
Figure 4.8	Diagramme de rayonnement (E_{phi}) ($f=2.4583\text{Ghz}$).....	137
Figure 4.9	Répartition de la densité de courant surfacique de l'antenne.....	138
Figure 4.10	Géométrie de réseau d'éléments positionnée le long d'un axe z.....	139
Figure 4.11	Deux éléments dans le plan E.....	140
Figure 4.12	Résultats du couplage entre deux éléments dans le plan E.....	140
Figure 4.13	Deux éléments dans le plan H.....	141
Figure 4.14	Résultats du couplage entre deux éléments dans le plan H.....	141
Figure 4.15	Réseau linéaire composé de 8 antennes quasi-Yagi (plan 1)	142
Figure 4.16	Réseau linéaire composé de 8 antennes quasi-Yagi (plan 2)	142
Figure 4.17	Diagramme de rayonnement ($f=2.476\text{ Ghz}$, plan1).....	142
Figure 4.18	Diagramme de rayonnement ($f=2.476\text{ Ghz}$, plan2).....	142
Figure 4.19	Diagramme de rayonnement ($f=2.476\text{ Ghz}$, plan3).....	142
Figure 4.20	Diagramme de rayonnement ($f=2.476\text{ Ghz}$, plan4).....	142
Figure 4.21	Diagramme de rayonnement ($f=2.476\text{ Ghz}$, plan5).....	143
Figure 4.22	Diagramme de rayonnement ($f=2.476\text{ Ghz}$, plan6).....	143
Figure 4.23	Diagramme de rayonnement d'un seul lobe directif à (0°).....	143
Figure 4.24	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-50°) et de zéro à (-10°).....	143
Figure 4.25	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-40°) et de zéro à (50°).....	144
Figure 4.26	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-10°) et de zéro à (30°).....	144
Figure 4.27	Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-20°) et (40°).....	144
Figure 4.28	Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-60°) et (50°).....	144
Figure 4.29	Ligne d'alimentation au même niveau.....	146
Figure 4.30	Ligne d'alimentation "enterrée".....	146
Figure 4.31	Alimentation coaxiale d'une antenne plaquée sur un substrat diélectrique....	146
Figure 4.32	Fringing et permittivité effective (a,b,c).....	146

Liste des Figures

Figure 4.33	Géométrie de l'antenne étudiée ($f=2.45$ GHz) avec ($h=4$ mm) (a,b,c).....	148
Figure 4.34	Coefficient de réflexion S_{11} mesuré à $f=2.45$ GHz (a).....	148
Figure 4.35	Coefficient de réflexion S_{11} mesuré à $f=2.45$ GHz (b).....	148
Figure 4.36	Coefficient de réflexion S_{11} mesuré à $f=2.45$ GHz (c).....	149
Figure 4.37	Impédance d'entrée (Mesuré) de l'antenne à $f=2.45$ GHz.....	149
Figure 4.38	Réseau Réalisé.....	150
Figure 4.39	Antenne réseau réalisé avec un diviseur.....	151
Figure 4.40	Coefficient de Réflexion à l'entrée de diviseur.....	151
Figure 4.41	Impédance d'entrée à l'entrée de diviseur.....	152
Figure 4.42	Photographies de la base de mesure	153
Figure 4.43	Schéma de principe du banc de mesure en rayonnement d'antennes.....	154
Figure 4.44	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-10°) et de zéro à (10°)	155
Figure 4.45	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-20°) et de zéro à (30°)	155
Figure 4.46	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-40°) et de zéro à (0°)	155
Figure 4.47	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-40°) et de zéro à (50°)	155
Figure 4.48	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (30°) et de zéro à (-60°)	156
Figure 4.49	Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-50°) et de zéro à (-10°)	156
Figure 4.50	Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-20°) et (0°)	157
Figure 4.51	Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-30°) et (30°)	157
Figure 4.52	Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-41°) et (21°)	157
Figure 4.53	Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-45°) et (-21°)	157
Figure 4.54	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(-30^\circ, 0^\circ)$ et (20°)	157
Figure 4.55	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(-30^\circ, 10^\circ)$ et (30°)	158
Figure 4.56	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(-40^\circ, 20^\circ)$ et (50°)	158
Figure 4.57	Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(53^\circ, 30^\circ)$ et (5°)	158
Figure 5.1	Schéma synoptique de l'architecture proposée.....	165
Figure 5.2	Schéma bloc détaillé.....	168
Figure 5.3	Schématisation de haut niveau (Top Level).....	169
Figure 5.4	Entrées /sorties du bloc « Mem_L ».....	170
Figure 5.5	Entrées /sorties du bloc « Mem_LZ ».....	170
Figure 5.6	Entrées /sorties du bloc « Mem_2L ».....	170
Figure 5.7	La technique de quantification des phases.....	171
Figure 5.8	Entrées /sorties du bloc « Dec_Address_L ».....	172

Liste des Figures

Figure 5.9	Entrées /sorties du bloc « Dec_Adress_LZ».....	172
Figure 5.10	Entrées /sorties du bloc « Dec_Adress_2L».....	172
Figure 5.11	Table des adresses de la mémoire.....	172
Figure 5.12	Registre à décalage à chargement parallèle "DECAL_P8".....	173
Figure 5.13	Commande du bloc «MUX ».....	173
Figure 5.14	Entrées /sorties du bloc «MUX ».....	174
Figure 5.15	Photo de la carte de prototypage FPGA (a).....	175
Figure 5.16	Photo de la carte de prototypage FPGA (b).....	175
Figure 5.17	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans les trois cas : un lobe, un lobe et zéro et deux lobes</i>).....	177
Figure 5.18	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : un lobe (sector7, 8 et9)</i>).....	177
Figure 5.19	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : un lobe (sector10, 11 et12)</i>).....	177
Figure 5.20	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : un lobe (sector 11) et zéro (sector 8, 9 et 10)</i>).....	177
Figure 5.21	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : un lobe (sector 11) et zéro (sector 12, 13 et 14)</i>).....	177
Figure 5.22	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : deux lobes (sector 10 et 3), (sector 10 et 4) et (sector 10 et 5)</i>).....	178
Figure 5.23	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : deux lobes (sector 10 et 6), (sector 10 et7) et (sector 10 et 8)</i>).....	178
Figure 5.24	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : deux lobes (sector 10 et 13), (sector 10 et 14) et (sector 10 et 15)</i>).....	178
Figure 5.25	Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (<i>dans le cas : deux lobes (sector 9 et 15), (sector 9 et 16) et (sector 9 et 17)</i>).....	178
Figure 5.26	Carte Fille.....	179
Figure 5.27	Carte de commande.....	180
Figure 5.28	Déphaseur numérique (Switched Bit Digital Controlled, 0.05-4.00 GHz)	180
Figure 5.29	Système intelligent.....	181

Liste des Tableaux

Tableau 2.1	Excitations (pondérations) synthétisées par la méthode de Dolph-Tchebychev avec ($R = 20dB, 30dB, 40dB, 50dB$ et $60dB$).....	48
Tableau 2.2	Excitations (pondérations) synthétisées ($\varphi_1 = 50^\circ, \varphi_2 = 120^\circ$) et ($\varphi_1 = 60^\circ, \varphi_2 = 100^\circ$) et ($\varphi_1 = 75^\circ, \varphi_2 = 80^\circ$).....	54
Tableau 2.3	Multi-lobes.....	57
Tableau 2.4	LMS: algorithme du gradient stochastique.....	63
Tableau 2.5	Tableau récapitulatif des algorithmes utilisés.....	67
Tableau 2.6	Performances des différentes méthodes de synthèse.....	68
Tableau 2.7	Excitations synthétisées des lobes directifs.....	71
Tableau 2.8	Excitations synthétisées d'un lobe directif avec des lobes secondaires dissymétriques.....	81
Tableau 2.9	Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée) et zéros (interférence).....	81
Tableau 2.10	Excitations synthétisées de deux et trois lobes directifs.....	82
Tableau 3.1	Les fonctions de transfert.....	83
Tableau 3.2	Paramètres d'apprentissage.....	95
Tableau 3.4	Récapitulatif des méthodes d'apprentissage possibles.....	115
Tableau 3.5	Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage.....	115
Tableau 3.5	Nombre d'itérations maximum en fonction du seuil	118
Tableau 3.6	Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage..	119
Tableau 3.7	Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage.....	120
Tableau 3.8	Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée ($-28^\circ, -3^\circ, 13^\circ, 30^\circ$)).....	122
Tableau 3.9	Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée) et zéros (interférence).....	123
Tableau 3.10	Excitations synthétisées par les réseaux de neurones de deux lobes directifs.....	124

Liste des Tableaux

Tableau 4.1	Types d'antennes planaires.....	133
Tableau 5.1	Flots de conception des fabricants de FPGA.....	166
Tableau 5.2	Adressage aux blocs mémoires.....	171
Tableau 5.3	Résumé d'utilisation de ressources dans la phase de synthèse de l'architecture.....	175

INTRODUCTION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein de deux laboratoires situés sur deux sites différents dans le cadre d'une collaboration : L'unité de recherche Circuits et Systèmes d'Electronique Haute Fréquence de la Faculté des Sciences de Tunis et le laboratoire RADIOCOM, Institut Universitaire de Technologie de Saida de l'Université de Liban.

Pour tous les pays, les télécommunications sont devenues une priorité incontournable. Les rapides développements de la recherche et de l'industrialisation ont permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de communication. Les applications civiles telles que les télécommunications par satellites, les téléphonies mobiles, l'automobile avec les radars anticollisions, les transmissions de données connaissent un essor rapide grâce à la maîtrise des techniques mises en oeuvre.

Ainsi, le développement spectaculaire notamment des communications sans fil au cours des dernières années a conduit à une recherche de technologies robustes et fiables, à des coûts relativement raisonnables dans le domaine de l'électronique. Les études développées dans le cadre de nouveaux marchés militaires et civils sont à l'origine d'une évolution importante de tous les secteurs d'activités de l'électronique radiofréquence (RF) et hyperfréquence (HF).

De plus, les communications sans fil voient une évolution rapide avec une vitesse exponentielle mais, victimes à ses succès, elles arriveront à saturation d'ici quelques années à cause de la limitation du spectre radio.

Jusqu'à présent, les techniques employées pour accroître la capacité du système étaient l'accès multiple en temps et fréquence et le découpage en cellules.

Pour répondre à l'explosion des applications multimédia, la prochaine génération des réseaux de communication sans fil devra être en mesure de transmettre des signaux très haut débit, avec différentes qualités de services, tout en permettant un déploiement rapide et une forte pénétration

Introduction générale

du marché, ce qui implique la nécessité d'améliorer les performances des systèmes et d'augmenter leurs capacité spectrales.

Par ailleurs, pour faire face à l'augmentation prévisible du nombre des utilisateurs d'une part et à l'augmentation des débits de transmission d'autre part, les futurs réseaux de communications devront mettre en oeuvre des techniques de plus en plus évoluées. Plusieurs approches sont possibles et l'une d'entre elles consiste à combiner les signaux reçus par les éléments d'une antenne réseau. Cette méthode de traitement de l'information fait références aux systèmes utilisant des antennes intelligentes. Un des principaux avantages de ces systèmes réside dans l'augmentation potentielle du nombre d'utilisateurs.

L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement à un environnement complexe dont l'interférence est connue à priori. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile. Ces systèmes reposent sur des antennes réseau, des dispositifs pour calculer les angles d'arrivées et des outils numériques de synthèse qui attribuent des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des techniques de contrôle prédéfinies pour la formation des voies et l'annulation d'interférents. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement grâce à un logiciel de synthèse apte à répondre aux spécifications désirées.

L'objectif de notre étude est d'élaborer une technique numérique de synthèse pour la formation de voies et l'annulation d'interférents qui réponde aux spécifications imposées par le système adaptatif. Une contrainte de temps de calcul nous a conduit à développer un autre outil numérique basé sur les réseaux de neurones afin d'augmenter la vitesse de convergence.

Ce mémoire sera composé de cinq chapitres décrivant les étapes et les points clés de la synthèse et l'optimisation de diagramme de rayonnement des antennes intelligentes.

Introduction générale

Le premier chapitre contient un état de l'art sur les antennes intelligentes, notamment les différents phénomènes agissant sur les systèmes des communications mobiles et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes et les solutions techniques actuelles. Pour comprendre la problématique de conception système, nous présentons dans ce chapitre les méthodologies de conception actuelles et le choix de l'outil de conception.

Le deuxième chapitre exposera les différentes méthodes de synthèse de diagramme de rayonnement. Dans la première partie de ce chapitre, on fera une liste des paramètres que l'on pourra utiliser à la synthèse de diagramme de rayonnement puis nous avons développé quelques méthodes de synthèse de diagramme de rayonnement (analytiques et adaptatives).

Dans une seconde partie, nous avons utilisé une technique générale de synthèse de diagramme de rayonnement avec l'algorithme de MADSEN ; ce dernier algorithme permet de faire à la fois de la synthèse et l'analyse de réseaux d'antennes avec une méthode rapide et efficace dans le sens où elle doit permettre de tenir compte de toutes sortes de contraintes liées aux spécifications des antennes adaptatives.

Le troisième chapitre présente une étude théoriques de réseaux de neurones utilisés dans notre travail et à des notions fondamentales relatives au perceptron multicouche MLP avec son algorithme d'apprentissage, la rétro-propagation des erreurs, ainsi que leur propriétés mathématiques et plus particulièrement ces propriétés et sa mise en œuvre. Les systèmes d'antennes intelligentes nécessitent en générale un calcul des coefficients du réseau en temps réel ce qui n'est pas possible avec une méthode de synthèse classique. Nous adoptons une nouvelle méthode de synthèse basée sur un modèle de neuronale. Le développement de cette méthode est présenté dans la deuxième partie de ce chapitre. Cet outil présente une grande performance au niveau de sa rapidité de convergence.

La validation expérimentale du concept est présentée au quatrième chapitre. Plusieurs configurations possibles des lobes pointés avec des zéros ont été testés et mesurés dans une chambre anéchoïde et comparés avec les résultats théoriques fournis par les outils de synthèse classique et neuronale.

Introduction générale

Finalement, le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à la conception d'une plateforme électronique dédiée à la mise en œuvre d'un système de télécommunication intelligent avec un réseau d'antennes, carte Spartain-3E, carte fille, déphaseurs commandés et une carte démodulateur AD8347.

Enfin, la conclusion présente les perspectives associées à ce travail.

Chapitre **1**

ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES INTELLIGENTES

1.1. Introduction

Nous avons, dans un premier temps, réalisé une démarche bibliographique pour définir plus précisément le contexte de l'étude que nous a également permis de mettre en évidence l'évolution des systèmes de télécommunications modernes : évolution limitant la partie analogique des systèmes de télécommunications.

Trois éléments constituent un système de télécommunication : les postes mobiles, la station de base et le milieu de propagation. La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne de la station de base est habituellement fixée à la fabrication et ne peut pas être modifiée en cours d'utilisation. Ceci entraîne de nombreux inconvénients comme la limitation du nombre d'utilisateurs, la qualité des communications et la restriction de la portée de la station de base. Une station de base équipée d'une antenne dont on peut adapter la répartition de l'énergie rayonnée en fonction des besoins de l'environnement peut palier à la plupart de ces limitations. Cette antenne est plus communément appelée « antenne intelligente ». Ces antennes sont basées sur des réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire....), peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison [1.1]. Contrairement aux systèmes traditionnels, les systèmes équipés d'une antenne intelligente déterminent la position des utilisateurs et des signaux parasites dans le but de concentrer la puissance uniquement dans la direction des utilisateurs. Deux catégories d'antennes intelligentes existent : les antennes à commutation de faisceaux et les antennes adaptatives.

Les applications des antennes adaptatives sont nombreuses. Celles-ci peuvent s'appliquer à des réseaux locaux de proximités tels que le réseau de données sans fils *Bluetooth* ou de téléphonie numérique sans fils DECT (*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) ou encore à des réseaux cellulaires plus vastes tel que le réseau GSM (*Global System for Mobile Communications*) [1.2].

Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux divisent l'espace angulaire en secteurs chacun contenant un diagramme de rayonnement prédéterminé. Lorsque l'utilisateur entre dans la zone de couverture du système et qu'il est détecté, l'antenne détermine dans quel secteur se situe l'utilisateur et commute sur le faisceau correspondant. Les systèmes d'antennes adaptatives représentent le système le plus avancé des systèmes d'antennes intelligentes. De même que pour le système à commutation de faisceaux, l'antenne adapte son diagramme de rayonnement en fonction de la position des utilisateurs et des signaux parasites mais le système n'utilise pas de diagrammes de rayonnement préétablis. L'antenne oriente

plus précisément sa puissance dans les directions utiles tout en modulant l'intensité de la puissance émise.

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter brièvement, les différents phénomènes agissant sur les systèmes des communications mobiles et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes.

1.2. Le Canal de Propagation

Avant de présenter les méthodes de traitement des signaux incidents sur un réseau d'antennes, il est nécessaire de décrire le milieu dans lequel les ondes se propagent. Les solutions que l'on peut envisager pour séparer les signaux reçus sont en effet fortement dépendantes des perturbations engendrées par le canal. Nous n'introduirons dans le présent chapitre que les notions nécessaires à la mise en équation du signal reçu.

1.2.1 Les phénomènes de propagation

1.2.1.1. Influence des obstacles sur les signaux

Lors de son cheminement vers l'antenne de réception, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la taille de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde λ , de sa nature et de sa forme, l'onde sera affectée différemment. On a pour habitude de classer en quatre catégories les phénomènes résultants [1.3]:

Le premier phénomène, appelé **réflexion spéculaire**, a lieu quand la taille de l'objet réfléchissant est grande et que les irrégularités de surface sont petites vis à vis de λ . La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence.

Le phénomène de **transmission**, encore appelé réfraction, traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle.

La **diffraction** se produit lorsqu'une onde rencontre une arête dont les dimensions sont grandes vis à vis de λ . Contrairement aux deux phénomènes précédents qui transforment l'onde incidente en une seule onde, celui-ci génère en général plusieurs sous-ondes. Ce phénomène permet ainsi à une onde de "contourner" un obstacle.

Reste enfin le phénomène de **diffusion** ou **réflexion diffuse** qui a lieu quand l'onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable à λ . Chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous-ondes. Les 4 mécanismes présentés sont illustrés par la Figure 1.1.

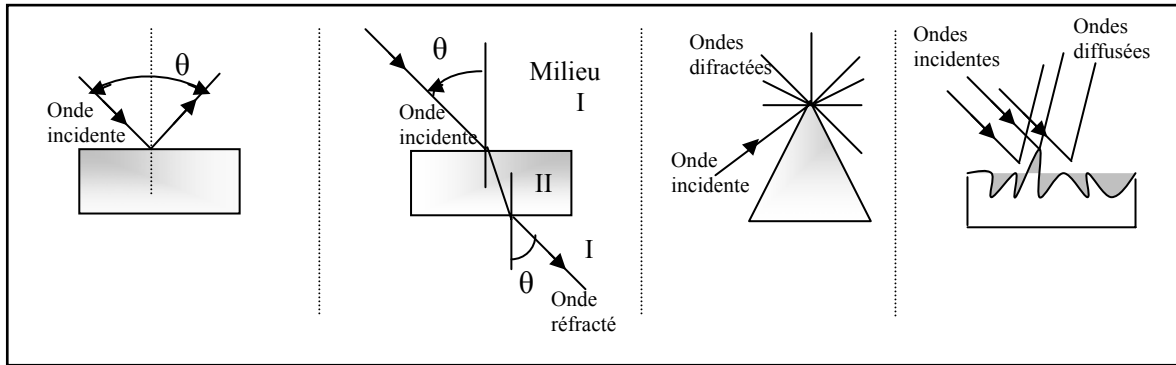


Figure 1.1. Illustration des mécanismes de propagation

1.2.1.2 Les trajets multiples

Les différents obstacles qui constituent le milieu de propagation permettent à l'onde émise d'emprunter plusieurs voies ou chemins avant d'atteindre l'antenne de réception.

Lorsque les antennes sont en visibilité, elles sont reliées par le trajet direct. A celui-ci s'associe en général une myriade de trajets qui ont été réfléchis, réfractés, diffractés ou encore diffusés par les différents obstacles. Chaque trajet suit alors un chemin différent avant d'atteindre le récepteur avec un retard, un angle d'arrivée, une amplitude et une phase propre.

Le signal perçu par le récepteur est le fruit de la recombinaison de ces trajets multiples. Cette recombinaison peut être destructive ou constructive en fonction des différentes rotations de phase de chaque trajet.

Bien que la propagation par trajets multiples soit responsable de perturbations importantes, elle devient primordiale pour les communications radiomobiles à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments. Prenons le cas d'une liaison en milieu urbain. Lorsque le mobile se déplace, il évolue dans un milieu où le nombre d'obstacles, et donc le nombre d'obstructions, sont importants. La liaison directe entre le mobile et la station de base peut à tout moment être coupée. En présence de trajets multiples, la probabilité d'une coupure de liaison est plus faible car les ondes empruntent différents chemins. L'intérêt des trajets multiples est donc évident car ils permettent, malgré l'absence de visibilité directe, de conserver un lien entre les deux antennes. Il est par contre important d'évaluer leur impact sur la qualité des liaisons et de trouver, le cas échéant, des solutions pour en limiter les effets perturbateurs ou en tirer profit. Sur la liaison montante (mobile vers station de base), les obstacles proches du mobile définissent une zone appelée zone de diffusion locale. Typiquement, cette zone couvre un rayon autour du mobile de l'ordre de 100λ [1.3]. Les ondes issues de cette zone vont atteindre la station de base avec des retards et angles d'arrivée proches. Les réflecteurs lointains sont en général des objets de grandes dimensions tels que des immeubles ou des montagnes. Ils sont

responsables de trajets qui peuvent atteindre la station de base avec des retards et écarts en angle d'arrivée importants par rapport à ceux issus de la zone de diffusion locale. Enfin, reste la zone de diffusion au niveau de la station de base qui est plus ou moins prépondérante en fonction de la hauteur de l'antenne de réception par rapport au niveau des toits. Lorsqu'elle est située sur un point dominant, la diffusion au niveau de la station de base est négligeable. Par contre, lorsqu'elle est située en dessous du niveau des toits, les constructions avoisinantes vont jouer un rôle primordial, notamment sur la distribution angulaire. Les ondes atteindront alors la station de base sur une plage angulaire importante. On pourra également observer un phénomène de guidage dû à la géométrie des rues.

1.3. Les antennes réseaux

Un réseau d'antennes est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et phase avant d'être sommées entre elles. Ces opérations sont effectuées par une unité de traitement. Selon l'application visée, les pondérations peuvent être figées ou remises à jour continuellement ou périodiquement.

1.3.1 Principe

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles. Un dispositif d'alimentation, appelé en français « réseau d'alimentation des sources » et en anglais « Beamforming network » permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources (Figure.1.2)

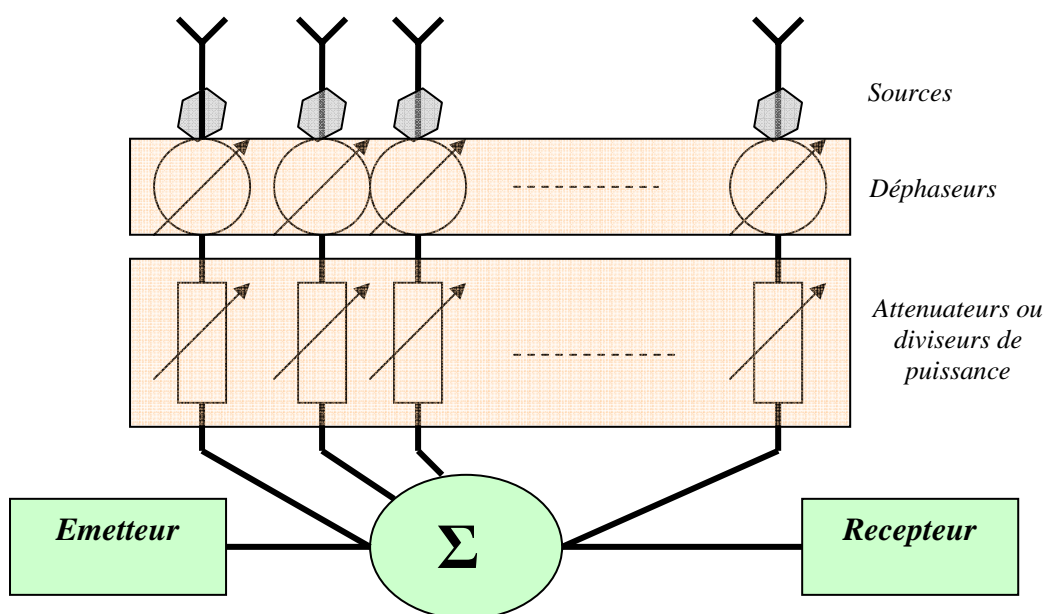


Figure 1.2. Schéma de principe d'une antenne réseau

Grâce à cette commande des sources en amplitude et en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue, Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création de zéros (antennes adaptatives) ou globalement en modelant leur enveloppe (antennes à faisceaux conformés). On peut aussi agir sur la direction du faisceau rayonné en faisant varier les phases relatives des sources (antennes à balayage).

Les antennes réseaux sont actuellement en plein développement et 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 [1.4].

1.3.2 Cas d'un réseau linéaire à gradient de phase

Considérons n antennes isotropes alignées, à égale distance d les unes des autres, alimentées avec la même amplitude, dont les phases varient de φ d'une antenne à la suivante (Figure 1.3).

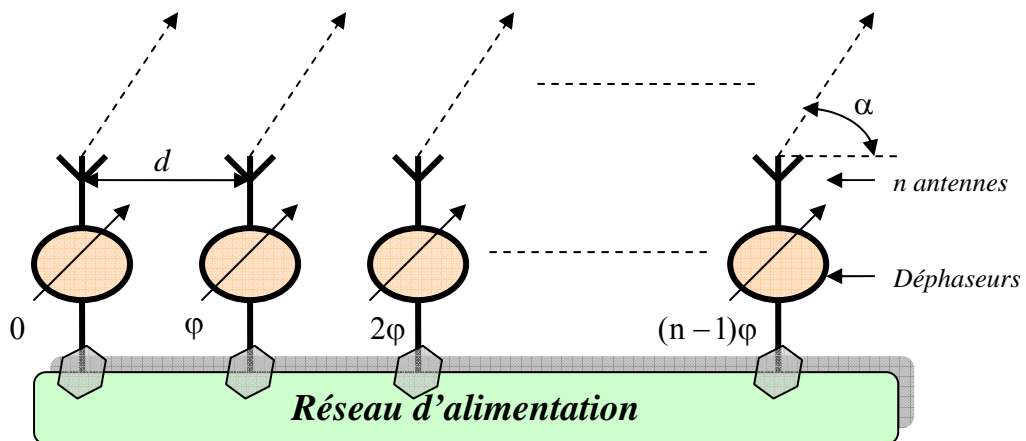


Figure 1.3. Schéma représentatif d'un réseau linéaire

Pour un point situé dans la zone de rayonnement lointain, toutes les directions d'observation sont parallèles. Le champ rayonné par ce réseau est donné par :

$$\underline{E}(M) = \underline{K} \frac{e^{-jk|OM|}}{|OM|} \sum_{i=0}^{n-1} A_i e^{j\psi_i} \quad 1.1$$

Avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\underline{K} = j \frac{60\pi}{\lambda}$,

λ : Longueur d'onde.

Pour la première antenne, qui sert de référence, puisque $\psi_0 = 0$:

$$\underline{E}_0 = \underline{K} \frac{e^{-jk|OM|}}{|OM|} A_0 \quad 1.2$$

D'autre part : $A_i = A_0$ et $\psi_i = \varphi_i + kd_i \cos \alpha$

Dans ces conditions :

$$\underline{E}(M) = \underline{E}_0 \sum_{i=0}^{n-1} \exp j(i\psi) \text{ avec } \psi = \varphi + kd \cos \alpha \quad 1.3$$

$$\underline{E}(M) = \underline{E}_0 [1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(n-1)\psi}] \quad 1.4$$

Le terme entre crochets est une progression géométrique, de raison $\exp j\psi$, dont la valeur est :

$$\frac{1 - \exp jn\psi}{1 - \exp j\psi}$$

Le champ total s'écrit donc :

$$\underline{E}(M) = \underline{E}_0 \frac{\exp j \frac{n\psi}{2} \exp\left(-jn \frac{\psi}{2}\right) - \exp\left(jn \frac{\psi}{2}\right)}{\exp j \frac{\psi}{2} \exp\left(-j \frac{\psi}{2}\right) - \exp\left(j \frac{\psi}{2}\right)} = \underline{E}_0 \exp\left(j(n-1) \frac{\psi}{2}\right) \frac{\sin \frac{n\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \quad 1.5$$

En module, nous avons :

$$\underline{E}(M) = \underline{E}_0 \frac{\exp j \frac{n\psi}{2} \exp\left(-jn \frac{\psi}{2}\right) - \exp\left(jn \frac{\psi}{2}\right)}{\exp j \frac{\psi}{2} \exp\left(-j \frac{\psi}{2}\right) - \exp\left(j \frac{\psi}{2}\right)} = \underline{E}_0 \exp\left(j(n-1) \frac{\psi}{2}\right) \frac{\sin \frac{n\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \quad 1.6$$

$$E_{\text{total}} = E_0 \frac{\left| \sin \frac{n\psi}{2} \right|}{\left| \sin \frac{\psi}{2} \right|} \quad 1.7$$

La valeur maximale de cette fonction est nE_0 . Par conséquent, la fonction caractéristique de rayonnement en champ est :

$$AF(\alpha) = \frac{1}{n} \frac{\left| \sin \frac{n\psi}{2} \right|}{\left| \sin \frac{\psi}{2} \right|} \quad 1.8$$

$AF(\alpha)$ est appelé facteur de réseau.

Donc, $E_{\text{total}} = [E \text{ (un élément)}] \times [\text{Facteur de réseau}]$. Le maximum de rayonnement peut être orienté selon n'importe quel direction pour former un réseau de balayage. Plusieurs cas se présente :

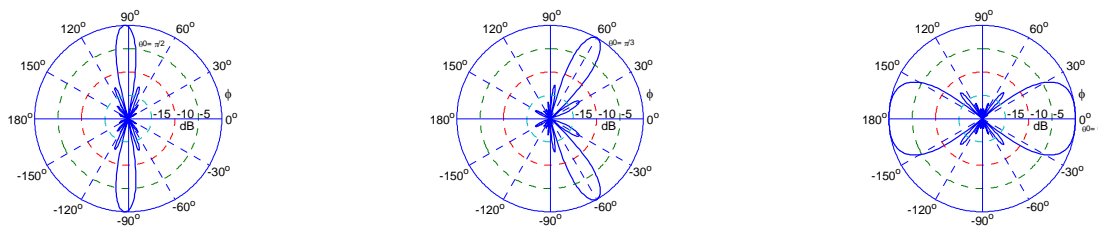
- a- Pour $\varphi=0$, toutes les antenne sont en phase et le maximum de rayonnement est dans le plan normal à l'alignement (Figure 1.4 (a)): Ce dernier est alors dit à rayonnement transversal (broadside array).
- b- Quand il existe un gradient de phase φ entre antennes, le maximum de rayonnement apparaît pour $\psi = 2m\pi$. Dans le cas particulier où $m=0$, la direction de rayonnement maximale est donnée par :

$$\cos \alpha_0 = -\frac{\lambda \varphi}{2\pi d} \tag{1.9}$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. Nous voyons (au paragraphe suivant) que la variation de φ entraîne celle de α_0 : C'est le principe des antennes à balayage électronique.

- c- Un cas particulier est celui où $\varphi = -\frac{2\pi d}{\lambda}$.

Le maximum de rayonnement apparaît dans la direction de l'alignement (Figure 1.4 (c)). L'alignement est dit à rayonnement longitudinal (end fire array).



a- Alignement à rayonnement transversal

b- Influence d'un gradient de phase sur le rayonnement

c- Alignement à rayonnement longitudinal

Figure 1.4. Rayonnement des divers types des réseaux linéaires

1.3.3. Paramètres caractéristiques du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement a l'allure générale représentée par la Figure 1.5 (a) en coordonnées polaires ou par la Figure 1.5 (b) en coordonnées cartésiennes.

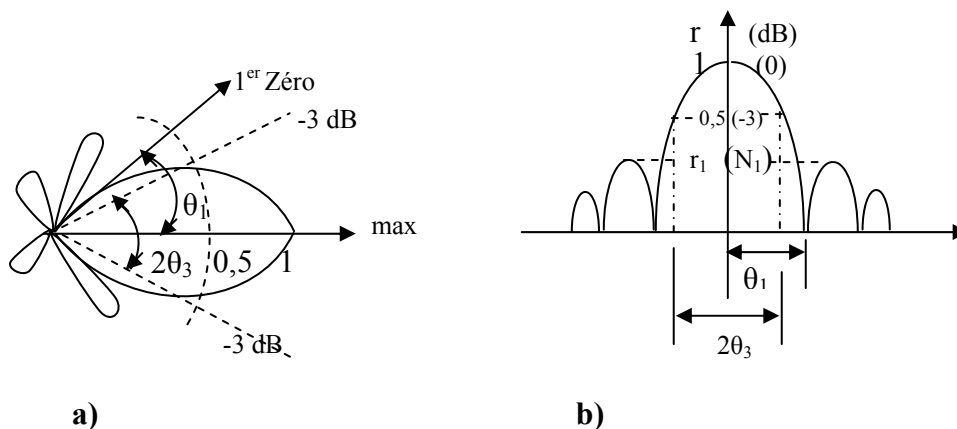
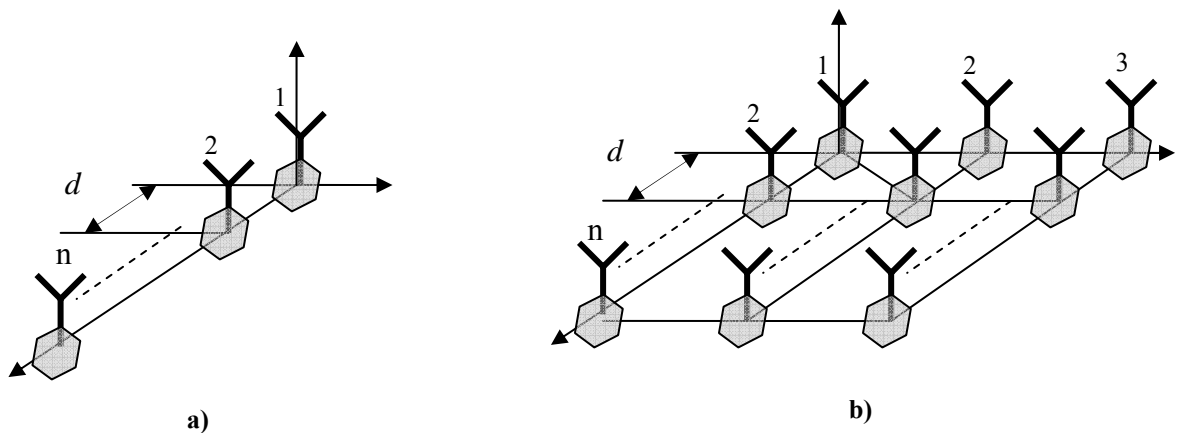


Figure 1.5. Diagramme de rayonnement bidirectionnel

L'angle d'ouverture à 3 dB que font entre elles les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance (ou le champ) rayonnée est égale à la moitié (ou à $\frac{1}{\sqrt{2}}$) de la puissance (ou du champ) rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. Il s'agit là d'une caractéristique très pratique car l'on remarque que, dès qu'une antenne à un lobe principal assez fin : la plus grande partie de la puissance rayonnée l'est à l'intérieur des deux directions à -3 dB. D'autres caractéristiques intéressantes d'un diagramme d'antenne sont l'angle θ_1 du premier zéro par rapport à la direction de rayonnement maximal et le niveau N_1 du premier lobe secondaire. En télécommunications, ce niveau doit être inférieur à -20 dB par rapport au maximum du lobe principal dont le niveau de référence est 0 dB.

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires,... (Figure 1.6). Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. Si on veut rendre un modèle très directif, il est essentiel que les champs interfèrent de manière constructive dans les directions exigées et interfèrent nuisiblement dans l'espace restant.



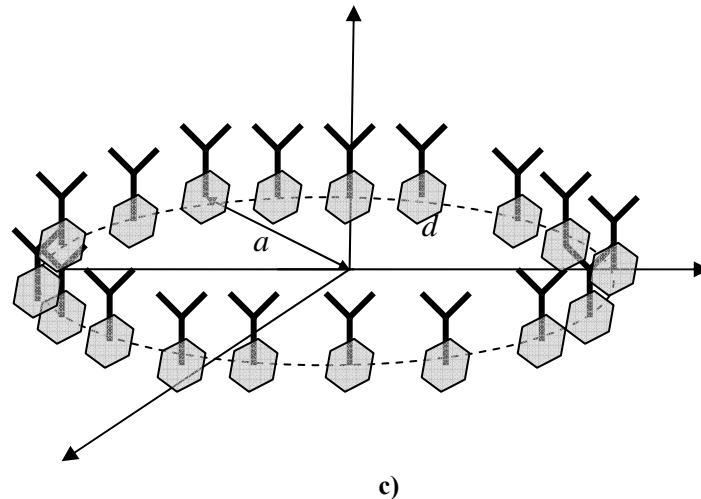


Figure 1.6. Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), Planaire (b) et circulaire (c).

Le groupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires et plans.

a) Réseau Linéaire :

Pour le réseau linéaire, on cherche à conformer le diagramme de rayonnement seulement dans le plan contenant les sources. Lors d'une modification du diagramme de rayonnement sur l'ensemble de l'hémisphère, les sources élémentaires doivent être disposées suivant le réseau bidimensionnel.

Le facteur de réseau (Array Factor) de réseau linéaire (suivant l'axe Ox) est défini par :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_n i_n e^{jkd_n \sin\theta \cos\varphi} \quad 1.10$$

Avec :

$$i_n = |i_n| e^{j\varphi_n}, \quad \psi = kd \sin\theta \cos\varphi$$

Le facteur de réseau s'écrit donc : $AF(\psi) = \sum_n i_n e^{i\psi n}$

Souvent, on préfère tracer le diagramme de rayonnement du réseau en décibels : le diagramme de rayonnement correspond à la puissance envoyée en (θ, φ) et la puissance se mesure en décibel. On trace donc plutôt :

$$AF_{dB} = 10 \log(AF(\theta, \varphi)) \quad 1.11$$

On peut également définir la largeur du lobe principal comme la différence entre les deux angles trouvés en résolvant l'équation :

$$L_{dB} = AF_{\max} - 3dB$$

1.12

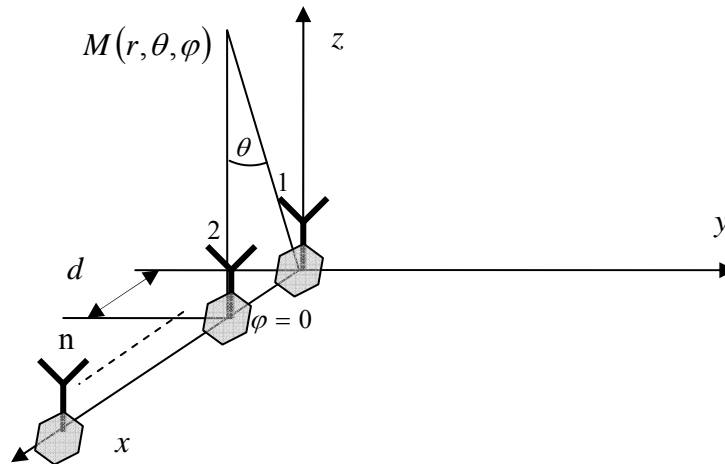
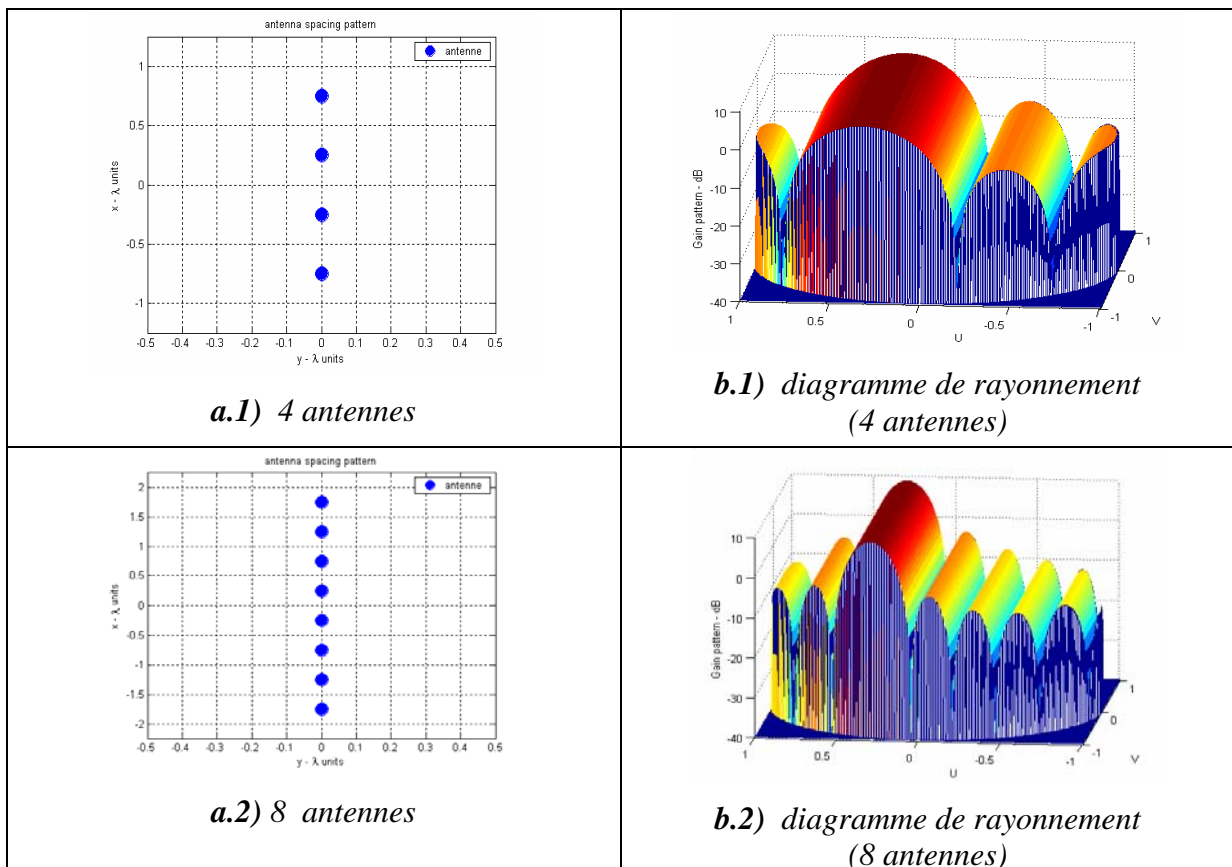


Figure 1.7. Réseau linéaire



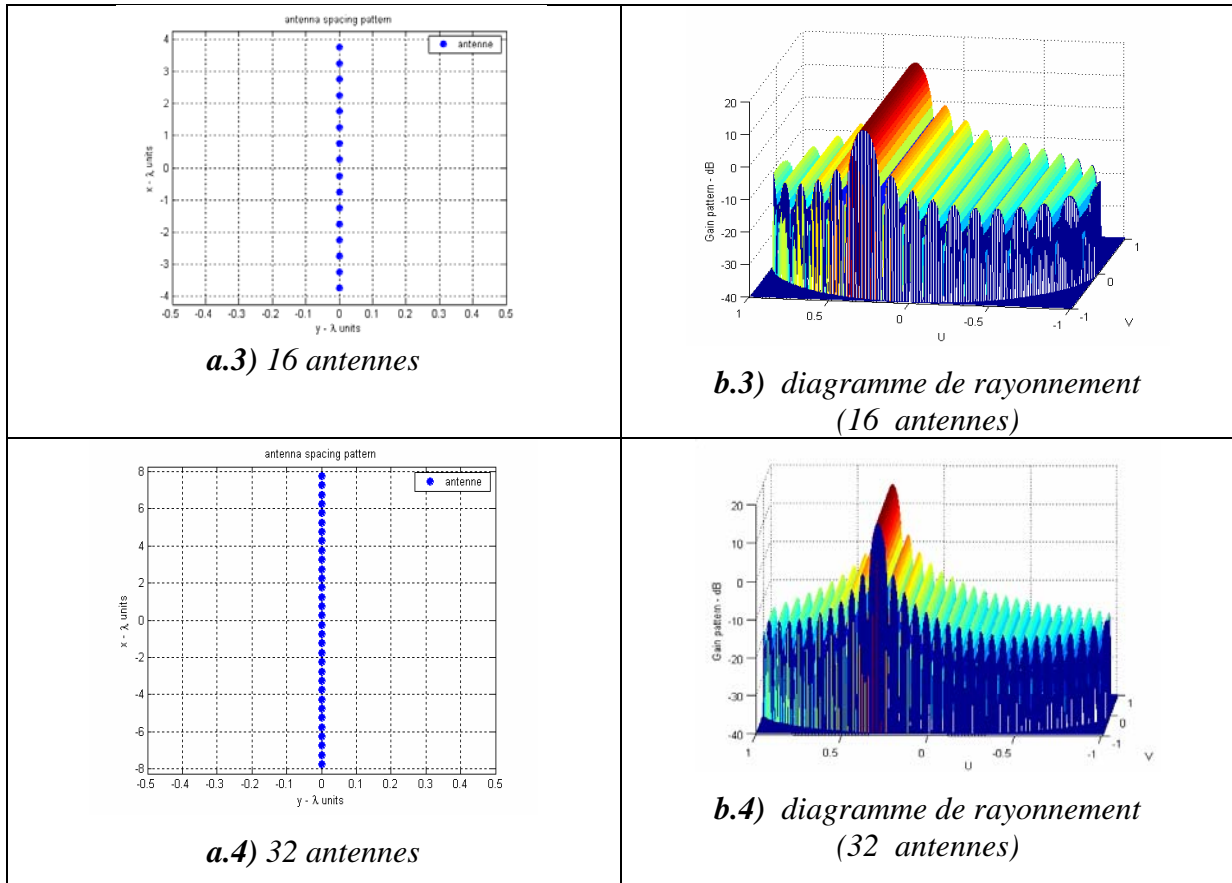


Figure 1.8. Diagrammes de rayonnement de réseau linéaire

En effet, l'énergie est distribuée entre les divers sources rayonnantes selon une loi donnée : les caractéristiques de rayonnement du système dépendent à la fois du diagramme de rayonnement de l'élément de base, des coefficients d'excitations en amplitude et en phase sur chaque source, de la géométrie de réseau, de nombre d'antennes et de la distance entre éléments.

Les Figures 1.8. **b.1**, **b.2**, **b.3** et **b.4** présentent les variations de la puissance (*diagrammes de rayonnement*) que rayonne le réseau linéaire en fonction de nombre d'antennes (4, 8, 16 et 32 antennes avec $x_n = \frac{\lambda}{2}$) dans les différentes directions de l'espace [1.5].

Comme le prévoyait, avec l'augmentation de nombre d'antennes les diagrammes de rayonnements seront très directifs.

b) Réseau Planaire :

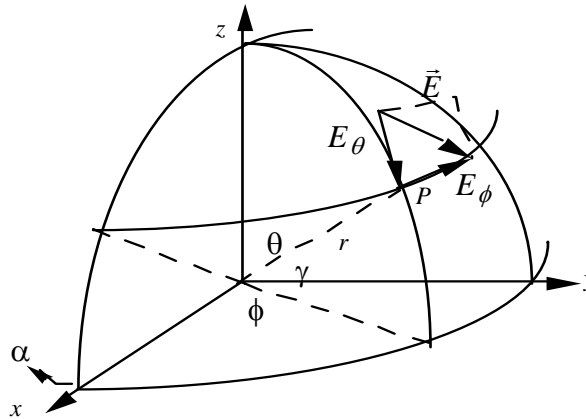


Figure 1.9. Repère sphérique

Le facteur de réseau (Array Factor) de réseau d'antennes planaires périodiques peut s'écrire comme suit :

$$|AF(\theta, \phi)| = \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{j\Phi_{mn}} \exp(jk(d_x u(m-1) + d_y v(n-1))) \right| \quad 1.13$$

Avec $u = \sin \theta \cos \phi$ et $v = \sin \theta \sin \phi$

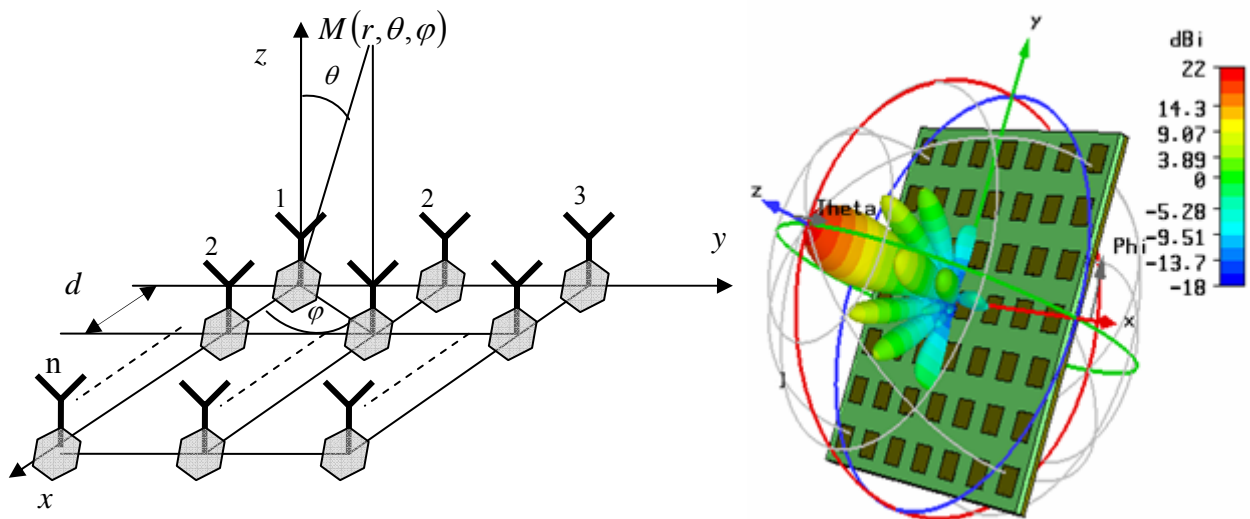
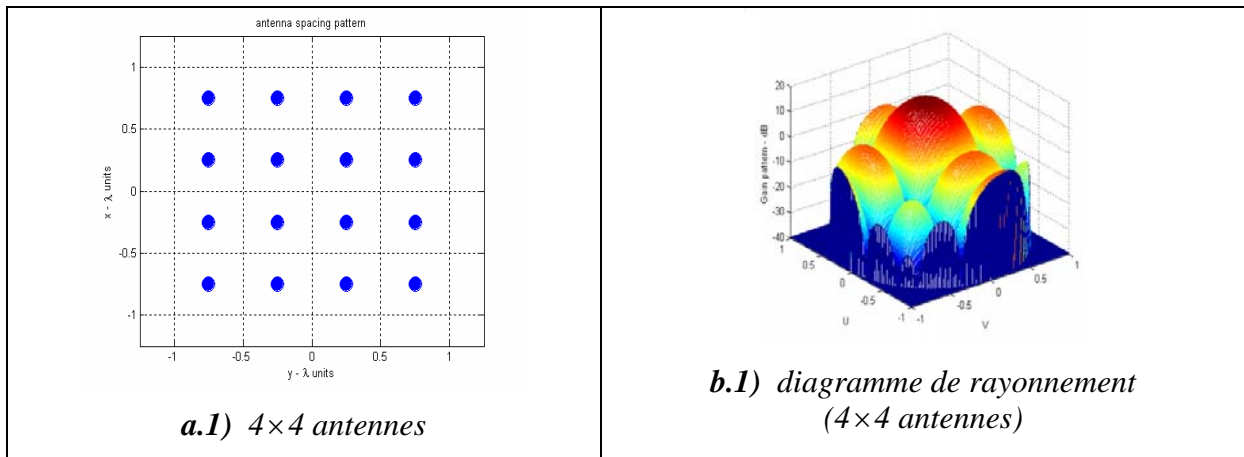


Figure 1.10. Réseau planaire



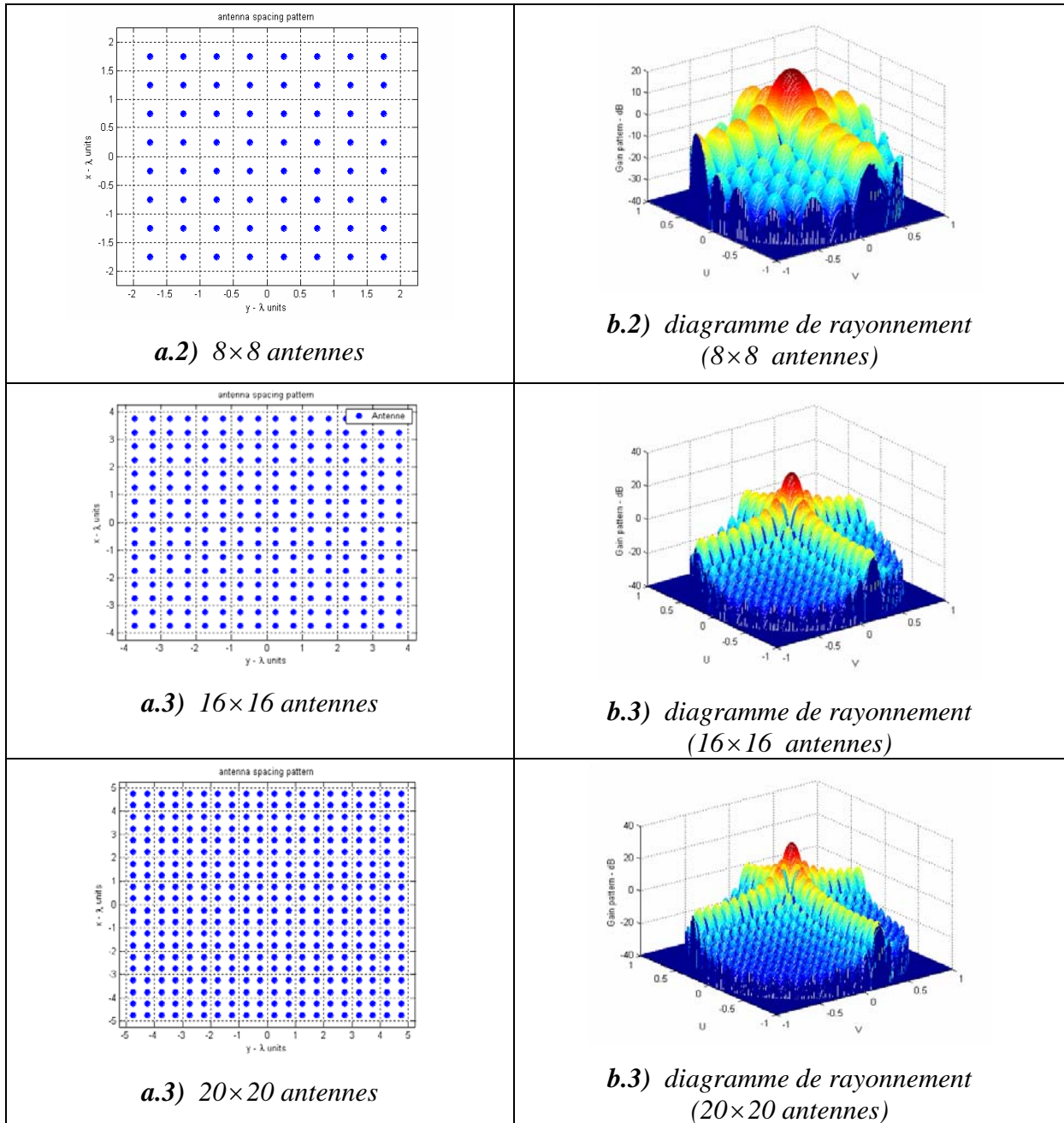


Figure 1.11. Diagrammes de rayonnement de réseau planaire

On peut enfin envisager la possibilité d'augmenter le nombre des sources (antennes) déjà très intéressant. En effet, il a été remarqué lors de l'augmentation de ce nombre, les diagrammes de rayonnement sont caractérisés par un lobe principal plus directif et des lobes de rayonnement secondaires réduits.

On peut penser, lorsque on désire établir une relation directionnelle entre l'émetteur et le récepteur, il faut que la direction de rayonnement maximal coïncide avec cette direction. Par conséquent, la puissance rayonnée hors de cette direction est perdue ; elle peut même perturber des liaisons situées dans d'autres directions.

Il est donc nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal par augmentations de nombre des antennes par exemple dans le cas de réseau planaire et réduire au minimum le niveau des lobes de rayonnement secondaires.

b) Réseau Circulaire :

La géométrie du réseau est déterminée grâce aux étapes suivantes :

- ✓ Le gain, la taille maximale de l'antenne, les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux déterminent le nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- ✓ La distance entre deux éléments rayonnants successifs peut varier de 0.6λ à 0.7λ pour que la directivité du réseau soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, le phénomène de couplage qui crée fait diminuer la valeur maximale de la directivité. S'ils sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent.
- ✓ Si le diagramme de rayonnement doit vérifier un gabarit éventuellement imposé des outils de synthèse de réseau permettent de déterminer les pondérations et les déphasages à appliquer à chaque élément. La pondération en amplitude permet notamment de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée.
- ✓ Ensuite, à partir de la théorie des lignes, il faut élaborer le circuit des lignes microrubans alimentant les différents éléments rayonnants. L'objectif de cette étape est double : d'une part, il faut réaliser l'adaptation 50Ω de l'antenne au niveau du point d'excitation et d'autre part, réaliser les répartitions en phase et en amplitude calculées au cours de l'étape précédente.

Considérons les antennes de même polarisation et qui sont distribuées selon la configuration circulaire suivante.

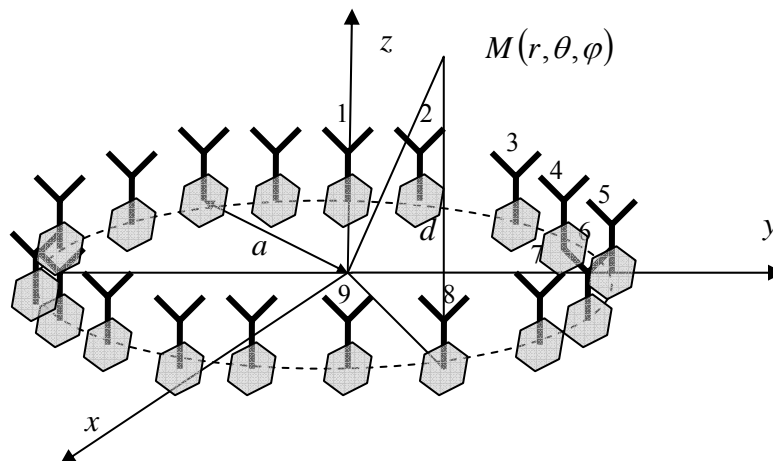


Figure 1.12. Réseau Circulaire

Pour un réseau d'antennes circulaire, le facteur de réseau peut s'écrire comme suit :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j(ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n)} \quad 1.14$$

Avec

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)$$

α_n : phase.

I_n : amplitude.

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n))} = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\cos \psi - \cos \psi_0)} \quad 1.15$$

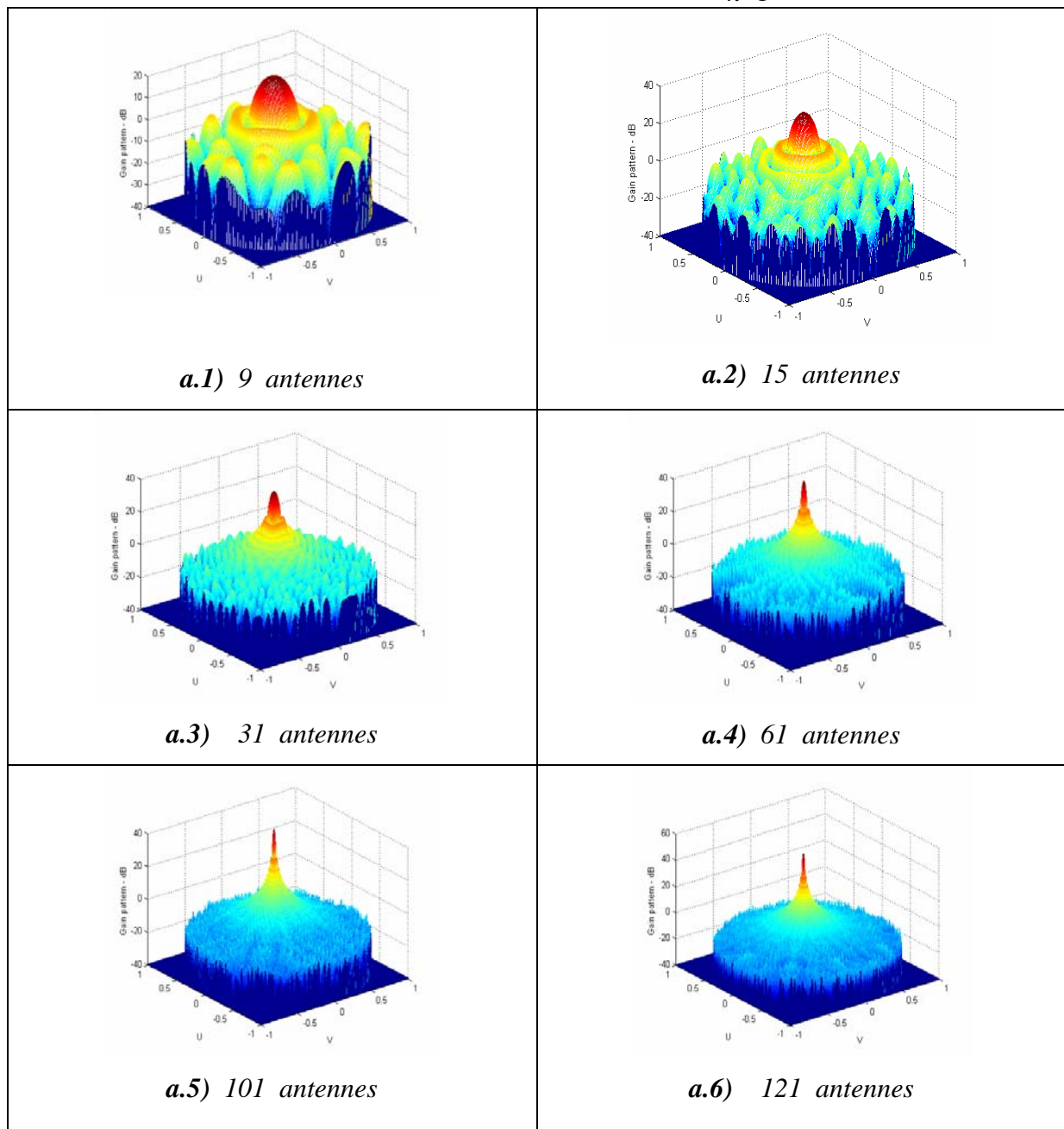


Figure 1.13. Diagrammes de rayonnement de réseau circulaire

1.4. Les antennes intelligentes

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) [1.6] entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile [1.7]. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne. Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées [1.1].

1.4.1 Concept d'antennes intelligentes

Les antennes intelligentes semblent être une voie prometteuse pour accroître la capacité des systèmes de transmission. L'idée consiste à utiliser la dimension spatiale des capteurs. La Figure 1.14 illustre ce procédé.

Le principe de fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes :

1- La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.

2- Former des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier sans avoir à connaître l'emplacement de cet usager. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite, une sorte de signature spatiale. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.

3- Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés.

Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer les antennes intelligentes.

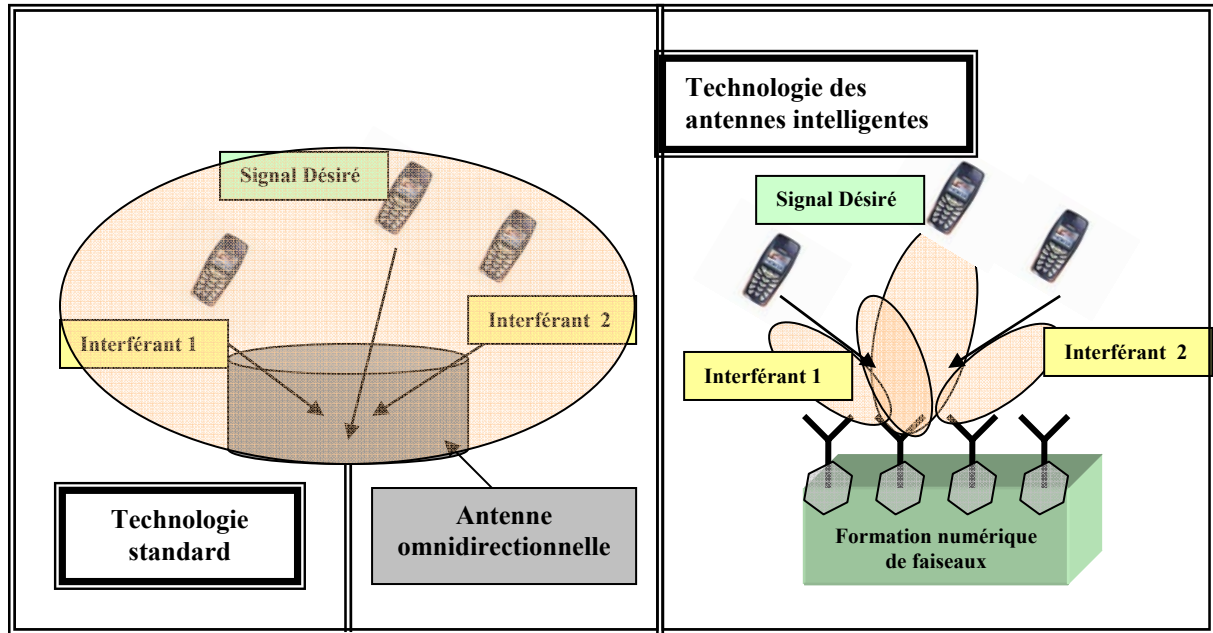


Figure 1.14. Le principe de base d'une antenne intelligente

La technologie des antennes intelligentes permettra deux choses :

- 1- L'augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné.
- 2- L'accroissement de l'éventail des services offerts par le système cellulaire.

En faisant circuler l'énergie directement entre la station et le téléphone cellulaire de l'utilisateur on Produit :

- Une réduction des bruits ambiants.
- Une élimination des interférences provenant d'autres utilisateurs et obstacles.

Cette amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fil de troisième génération [1.8]

1.4.2. Structure d'une antenne intelligente

La structure d'une antenne intelligente [1.2, 1.9] est illustrée par la Figure 1.15. Elle est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe ω avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

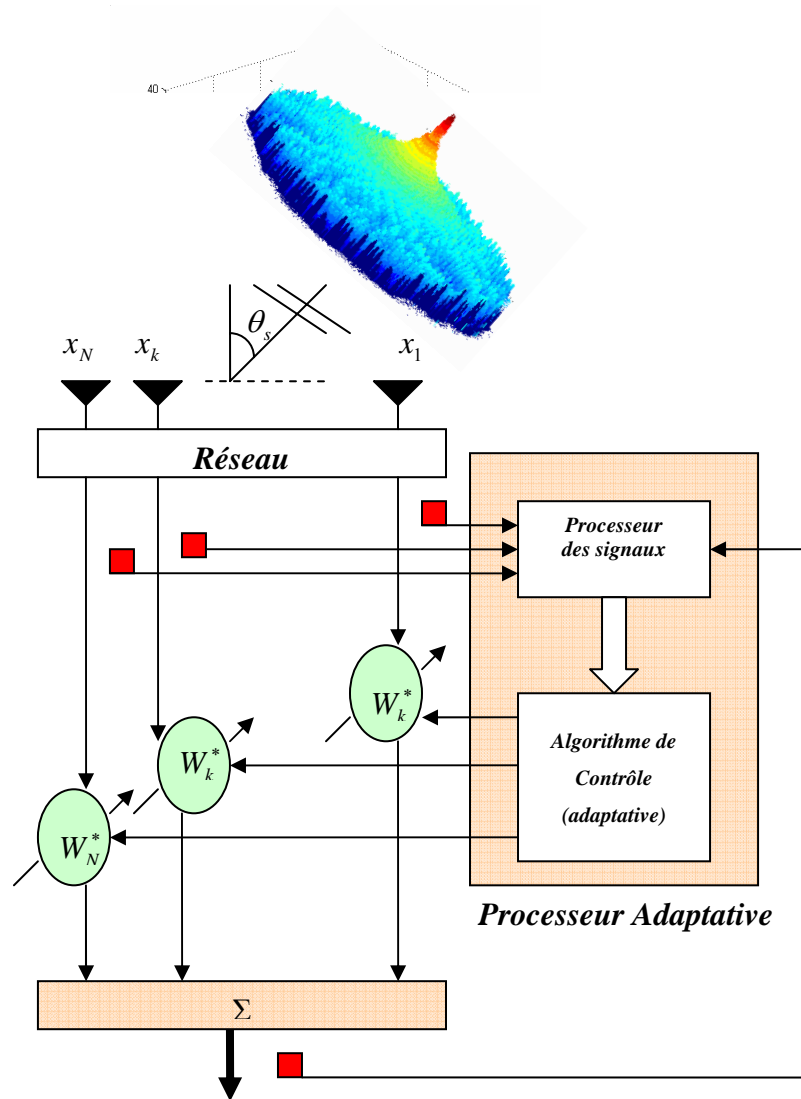


Figure 1.15. Schéma représentatif d'une antenne adaptative

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t) x(t) \quad 1.16$$

Où $w^H(t)$ est la pondération du vecteur de poids et $x_i(t)$ désigne le signal reçu par la i -ème antenne. Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au n ème élément est :

$$\phi_n = [2\pi d(n-1)/\lambda] \sin \theta_s \quad 1.17$$

Nous désignons par θ_s la direction du signal incident et e le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le $n^{\text{ième}}$ élément est :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega t + \phi_n) \quad 1.18$$

D'après les équations 1.16, 1.17 et 1.18 nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \cdot \exp j[\omega t + (2\pi d(n-1)/\lambda) \sin \theta_s] \quad 1.19$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

1.4.3. Avantages des antennes intelligentes

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs [1.3].

Les prochaines générations des systèmes des communications sans fils devront supporter un trafic de plus en plus important ainsi qu'une multitude de services de haute qualité (voix, données numériques.....). Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire [1.10]. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches sont envisageables.

Les techniques d'accès multiple, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule (cell splitting) sont les techniques les plus utilisées. Une autre solution envisagée, est de mettre en oeuvre des antennes intelligentes. Plusieurs approches sont également envisagées. La première est le RTM (Réduction de Taille Du Motif ou RCS, Reduced Cluster Size) [1.11] qui consiste à diminuer le nombre de cellules par motif. Cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences co-canal. La seconde méthode est le AMRS (Accès Multiple par Répartition Spatiale ou SDMA Spatial Division Multiple Access). Le principe est de permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal temps-fréquence ou code à l'intérieur de la même cellule. La séparation des sources est réalisée par filtrage spatial.

1.4.3.1. Réduction de la taille du motif (RTM)

Dans le but de recevoir un nombre grandissant d'utilisateurs, une utilisation efficace du spectre de fréquences est essentiel. Les systèmes cellulaires exploitent le fait qu'une onde qui se propage, s'atténue en fonction de la distance. Ainsi, à une station de base (BTS) est associée une zone de couverture, appelée cellule, dont la géométrie dépend de la puissance d'émission des mobiles, des gains des antennes d'émission et de réception et des conditions de propagation. Il est alors possible de réutiliser le même canal de communication (par canal on entend une bande de fréquences, un temps slot ou un code unique en CDMA) dans une autre cellule suffisamment éloignée de telle sorte que l'interférence co-canal soit négligeable.

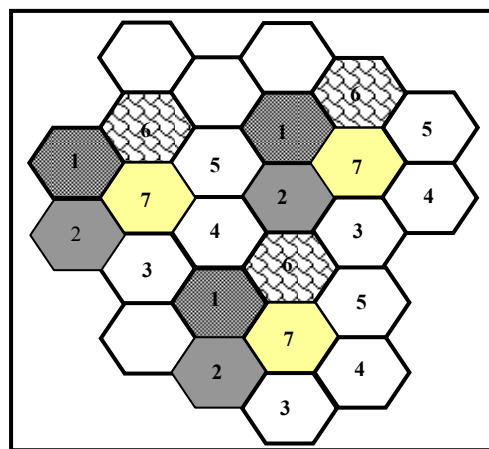


Figure 1.16. Le concept cellulaire

Pour couvrir entièrement une zone donnée, on découpe celle-ci en motifs que l'on juxtapose. On appelle "motif" le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois. L'organisation des cellules au sein du motif est telle qu'elle minimise l'interférence co-canal, chacune étant associée à un sous-ensemble de fréquences. Idéalement, la forme d'une cellule est hexagonale. Cette structure permet d'une part de couvrir entièrement une zone sans recouvrement et d'autre part une analyse simple du système cellulaire. Dans la réalité, les formes des cellules sont quelconques car elles dépendent du milieu de propagation. Les opérateurs utilisent des logiciels de planification et des mesures de champ sur site pour organiser leurs réseaux [1.3].

Appelons K la taille du motif (nombre de cellules par motif) et R le rayon d'une cellule. La distance D de réutilisation des fréquences est donnée par la relation :

$$D = \sqrt{3K} \cdot R \quad 1.20$$

Pour augmenter la capacité en nombre d'utilisateurs, deux solutions sont envisageables. La première consiste, pour K fixé, à adapter la taille des cellules en fonction du trafic. Ainsi, dans

les agglomérations, le rayon des cellules peut être aussi petit que 100 m tandis qu'en milieu rural, il peut atteindre plusieurs km. L'inconvénient majeur de cette approche est de nécessiter un nombre important de BTS, ce qui se traduit par un coût d'investissement et d'entretien supplémentaire pour l'opérateur d'une part, et par un transfert inter-cellulaire (handover) plus fréquent d'autre part. La deuxième solution consiste, pour une taille de cellule donnée, à diminuer K , mais le prix à payer est une dégradation de la qualité des communications. Une antenne adaptative est une solution à ce problème car elle peut former un diagramme de rayonnement de telle sorte que les signaux interférents soient spatialement rejetés.

La Figure 1.18 donne un exemple d'application ; trois utilisateurs, occupant le même canal dans des cellules différentes, sont représentés sur ce graphe. Le plus à gauche correspond à l'utilisateur que l'on souhaite isoler tandis que les deux autres sont les interférents. La station de base de la cellule "utile" va donc optimiser son diagramme de rayonnement afin que les interférents co-canaux soient annulés. Il est alors possible de diminuer le facteur K , le cas extrême étant $K=1$, tout en conservant une qualité de communication acceptable. L'inconvénient est une complexité accrue au niveau de la station de base pour deux raisons :

- ❖ mise en oeuvre d'un réseau d'antennes : augmentation du matériel, calcul des pondérations...,
- ❖ il faut éviter que les directions d'incidence des signaux utiles et interférents soient identiques. L'organe d'allocation des canaux doit donc être en mesure de faire basculer l'un des utilisateurs sur un autre canal après mesure du niveau d'interférence.

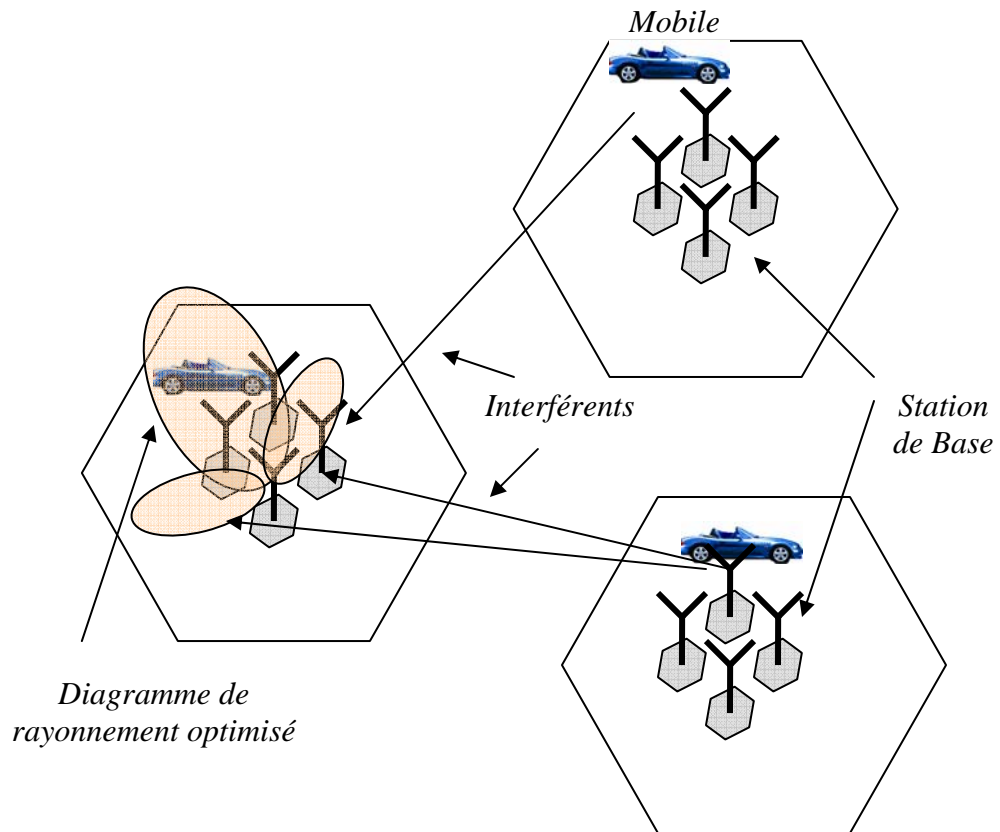


Figure 1.17.Principe de la technique RTM

1.4.3. 2. Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access)

L'implantation d'une antenne réseau permet d'augmenter la capacité du système grâce à la technique RTM. Il est possible de pousser ce raisonnement un peu plus loin en permettant à plusieurs utilisateurs d'occuper le même canal dans une même cellule. Le principe mis en oeuvre est connu sous le nom d'AMRS (ou SDMA pour Spatial Division Multiple Access) et les différents utilisateurs sont séparés grâce aux diagrammes de rayonnement formés par l'antenne. Lorsque le canal est spéculaire, la station de base forme un faisceau dans la direction du mobile utile et des zéros vers les interférents. A l'instar de la méthode RTM, il faut que l'isolation spatiale entre utilisateurs soit suffisante, autrement dit que les vecteurs sources soient différents. Dans ce cas, la capacité est multipliée par le nombre de faisceaux N que peut former l'antenne [1.12].

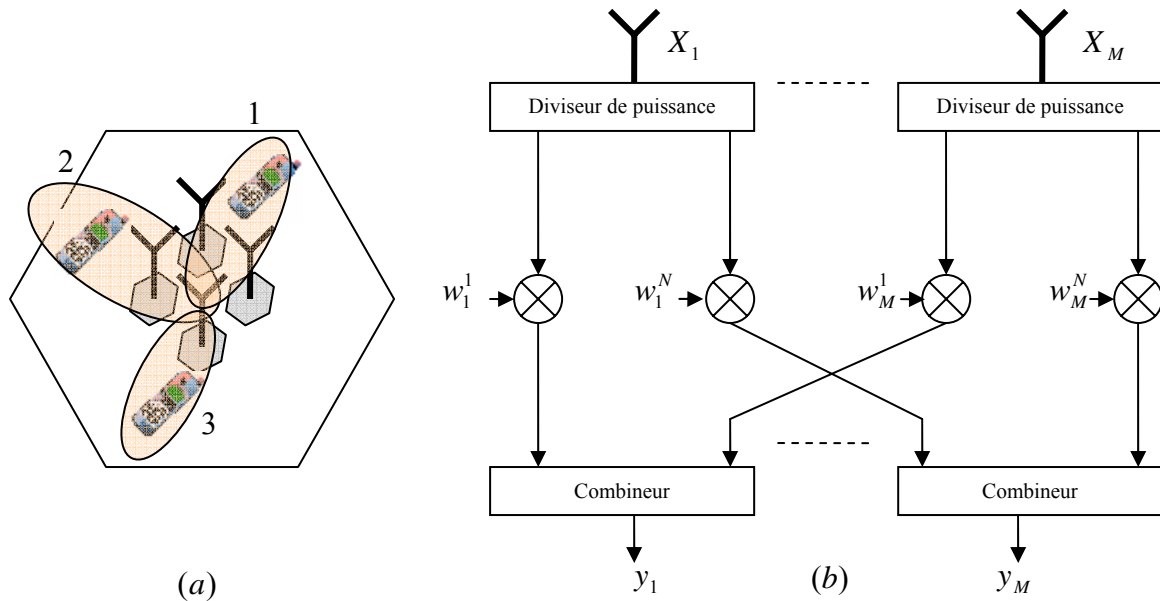


Figure 1.18. Principe de la technique SDMA
(a) Faisceaux formés - (b) Structure du réseau (BTS)

Dans le cas où le canal est quelconque, la différence notable réside dans une contrainte de séparation spatiale (ou angulaire) moins sévère. En effet, bien que deux émetteurs puissent être proches et que les DDAs de leurs trajets multiples soient identiques, leurs signatures spatiales peuvent être très différentes [1.12]. Dans ce cas, l'antenne est toujours capable de les séparer. On exploite ici la diversité d'espace qui résulte de la forte dispersion angulaire des trajets multiples. Il s'agit donc davantage d'une méthode de combinaison qu'une méthode d'annulation et le diagramme de rayonnement de l'antenne n'a donc que peu de sens.

1.4.4. Types des antennes intelligentes

Il existe deux types de systèmes des antennes intelligentes: les systèmes à faisceaux commutés (*switched Beam, SBA*) et les systèmes des antennes réseaux adaptatives (*adaptive array antennas*). Les deux types de systèmes permettent d'augmenter le gain en fonction de la localisation de l'utilisateur. Cependant, seul le système adaptatif permet d'obtenir un gain optimal par identification, suivi et minimisation de l'interférence des signaux. C'est la stratégie du système adaptatif et les gains additionnels qui permettent d'obtenir des performances substantielles et une flexibilité par rapport à l'approche plus passive de la commutation de rayon.

1.4.4. 1. Techniques Fixes De Formation De Faisceau (les systèmes à faisceaux commutés – SBA)

Le concept de commutation de rayon est une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelle dans laquelle un site de cellules comprend par exemples trois macro-secteurs de 120 degrés. L'approche à commutation de rayon divise les macro-secteurs en plusieurs microsecteurs.

Chaque micro-secteur contient un motif prédéterminé de rayons fixes ayant une sensibilité maximale localisée au centre de rayon et une sensibilité moindre ailleurs. Dans ce type de système, des diagrammes de rayonnement déterminés avant le déploiement sont sélectionnés pendant l'opération. Quand un mobile entre dans un macro-secteur particulier, le système sélectionne le micro-secteur contenant le signal le plus puissant. Pendant l'appel, le système écoute la puissance de signal et la commute vers d'autres micro-secteurs fixes quand c'est nécessaire. Le réseau de système de SBA est relativement simple à mettre en application, exigeant seulement un réseau d'alimentation de sources (Network Beamforming), un commutateur RF, et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique.

Comparés à des systèmes sectorisés traditionnels, les systèmes à commutation de rayons permettent d'augmenter la portée d'une station de base de 20 à 200%. La couverture supplémentaire peut ainsi faire économiser à l'opérateur une partie des coûts d'infrastructure. Dans [1.13], deux systèmes à faisceaux fixes (le premier avec 12 faisceaux de 30° et le second avec 24 faisceaux de 15° d'ouverture) sont comparés à un système d'antennes sectorisées utilisant de la diversité d'ordre 2. Les tests montrent un gain de l'ordre de 5dB avec l'antenne à 24 faisceaux. Les limitations de ce type de système reposent premièrement sur le fait que la commutation du mobile d'un microsecteur à l'autre peut ne pas être suffisamment rapide pour empêcher une dégradation de la communication. L'autre inconvénient important de ces systèmes est dû au fait que le système est incapable de distinguer un signal utile des signaux interférents. Si le signal brouilleur est approximativement au centre du rayon désiré, le niveau du signal interférent peut augmenter de façon beaucoup plus importante que le signal souhaité. Dans ce cas, la qualité de la communication subira une dégradation.

Pour former les faisceaux multiples, un choix de N éléments d'antenne est relié à N ports des faisceaux. Cette architecture, est généralement connue sous le nom de réseau d'alimentation de faisceaux (Beamforming Network). Un résultat simple de réseau est formé quand des signaux induits sur différents éléments de réseau sont combinés. Cette méthode de combiner les signaux de plusieurs éléments est appelée *Formation De Faisceaux*. La direction dans

laquelle le réseau a la réponse maximale serait la direction du pointage de faisceau. Le faisceau conventionnel se dirigeant où la formation de faisceau peut être réalisée en ajustant seulement la phase des signaux des différents éléments. En d'autres termes, dirigeant un faisceau dans la direction désirée. Cependant, le diagramme de rayonnement d'antenne dans ce cas est fixe, c'est à dire, pour un choix de faisceau dans une direction désirée, un ajustement de phase doit être accompli. Quelques applications de réseau exigent plusieurs faisceaux fixes qui couvrent un certain secteur angulaire. Plusieurs techniques existent et fournissent ces faisceaux fixes. Dans cette section, quatre matrices (matrice de Butler, matrice de Blass...) souvent employées seront présentées.

1.4.4. 1.a. Matrice De Butler

Une des matrices les plus répandues pour la formation d'un réseau d'alimentation de faisceaux est la matrice de Butler [1.14]. Elle permet une alimentation (passive) d'un réseau $N \times N$ avec des possibilités d'orientation de faisceau, avec N sorties connectées aux éléments de l'antenne, et N entrées reliées aux ports de faisceaux. N doit être une puissance entière de 2 (c'est à dire $N=2^n$ où n est un entier positif) pour former le réseau. Pour une matrice ($N \times N$), il existe N orientations possibles du faisceau.

La matrice de Butler est un dispositif ingénieux d'intercommunication comportant des circuits formés de coupleurs directionnels et de déphaseurs fixes.

Un total de N coupleurs et $N/2$ déphaseurs est exigé pour former le circuit d'alimentation. Les coupleurs peuvent être de 90° ou 180° (hybrides à 3dB), suivant que les faisceaux doivent être symétriquement distribués au sujet de plan de rayonnement (broadside) ou si un des faisceaux doit être dans la direction de ce plan (broadside).

La matrice de Butler a deux fonctions [1.3] :

- La distribution des signaux RF aux éléments rayonnants de l'antenne,
- Formation et orientation de faisceaux orthogonaux.

En reliant la matrice de Butler entre un réseau d'antenne et un commutateur RF, un ensemble de faisceaux peut être réalisé en excitant simultanément deux ports ou plus par des signaux RF. Un signal présenté à un port d'entrée produira des excitations égales à tous les ports avec un déphasage progressif entre eux, ayant comme résultat un faisceau qui rayonne dans une certaine direction de l'espace. Un signal à un autre port d'entrée formera un faisceau dans une autre direction. En se référant à la Figure 1.19, si les ports 1R et 3L sont excités en même temps avec des signaux RF égaux en amplitude et en phase, les faisceaux 1R et 3L rayonneront simultanément.

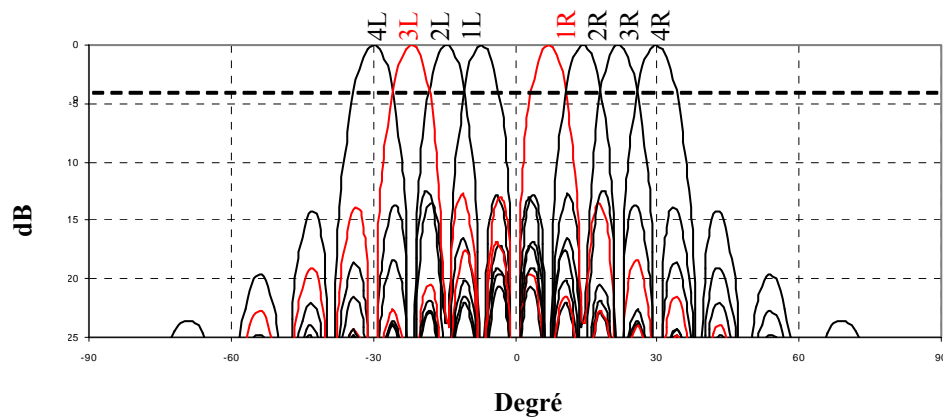


Figure 1.19. Schéma représentatif de 8 faisceaux orthogonaux formés par la matrice de Butler 8x8

La formation des faisceaux multiple est possible, mais il y a une limitation. Deux faisceaux adjacents ne peuvent pas être formés simultanément car ils s'additionnent et produisent un faisceau simple. La popularité de la matrice de Butler comme circuit d'alimentation est due à ses nombreux avantages rappelés ci-dessous :

- Un réseau simple employant peu de types de composants (des coupleurs et des déphaseurs fixes), qui est mis facilement en oeuvre par l'utilisation des lignes microrubans.
- 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 la perte d'insertion minimale 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.

La matrice de Butler n'est pas un circuit d'alimentation parfait, elle a les *inconvenients* 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.

1.4.4. 1.b. Matrice De Blass

La matrice de Blass [1.15, 1.16], est une matrice qui peut générer des faisceaux multiples. Elle utilise un ensemble de lignes de transmissions reliées à un réseau d'antennes (N éléments) qui intersecte un ensemble des lignes des ports M de faisceaux, avec un coupleur directionnel à chaque intersection. La Figure 1.20 (a) montre un exemple pour un réseau 3 éléments, mais une matrice de Blass peut être conçue avec un nombre quelconque d'éléments (Figure 1.20 (b)).

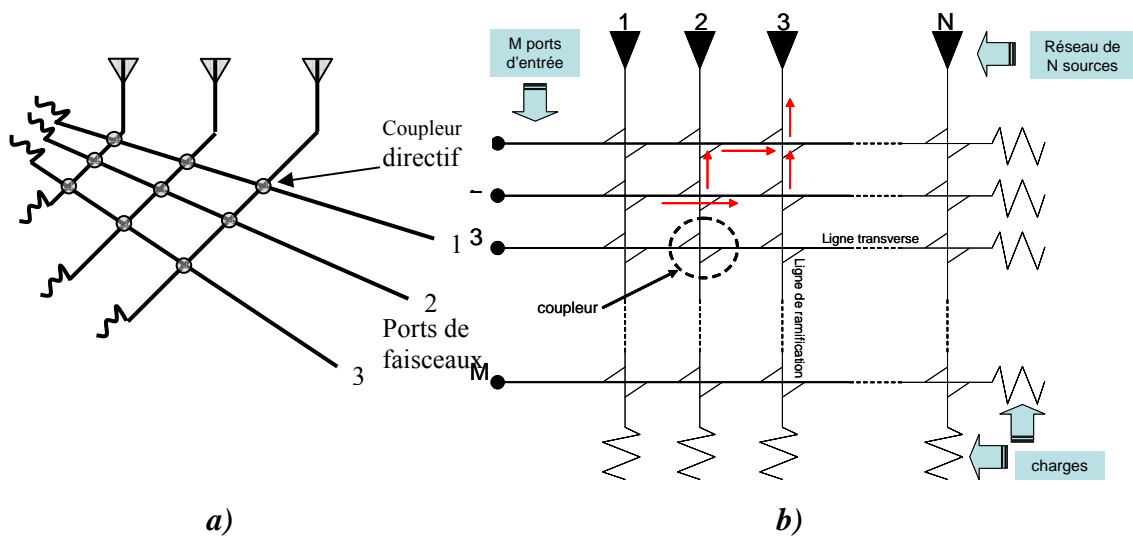


Figure 1.20. Schéma représentatif de matrice de Blass

Le port 2 fournit des retards égaux à tous les éléments, ayant pour résultat un faisceau dans le plan de rayonnement (broadside). Les deux autres ports fournissent des délais progressifs entre les éléments et produisent les faisceaux qui sont en dehors du plan de rayonnement (broadside). La matrice a été optimisée pour obtenir les faisceaux presque orthogonaux. Le nombre de coupleurs, C requis pour former M faisceaux est donné par : $C = MN$

Les 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 des *inconvenients* sérieux:

- Chaque coupleur doit avoir une valeur différente, ce qui complique la conception,
- Elle exige plus de coupleurs que la matrice de Butler et cette augmentation de matériel implique un plus grand coût et poids,
- L'interaction entre les coupleurs rend les circuits difficiles à construire car les effets des coupleurs sur les données mesurées sont difficiles à apprécier.

1.4.4. 1.c. Autres Techniques de formation fixe de faisceau

Des faisceaux fixes peuvent également être formés, utilisant des antennes lentilles (lens antennas) telles que la lentille de Luneberg (Luneberg Lens) ou la lentille de Rotman (Rotman Lens) avec des alimentations multiples. Les lentilles focalisent l'énergie rayonnée par les alimentations des antennes qui sont moins directives.

1.4.4. 2. Antennes adaptatives

Depuis les travaux précurseurs menés par Howells et Applebaum de l'université de Syracuse dans les années 60, les antennes adaptatives font l'objet d'un effort de recherche important. Initialement développées pour des applications en radar, sonar et sismologie, elles ont depuis environ deux décennies fait leur apparition dans le domaine des radiocommunications fixes et mobiles. Autrefois trop coûteuses et encombrantes pour être appliquées dans des systèmes "grand public", les antennes adaptatives bénéficient aujourd'hui des avancées technologiques dans les domaines des hyperfréquences (antennes et circuits) et de la microélectronique (ASICs, DSP, logique programmable, convertisseurs AN et NA...). Enfin, le succès des réseaux cellulaires et de type "boucle locale" (WLL : Wireless Local Loop) a suscité le développement de technologies nouvelles dont les antennes adaptatives sont un exemple. Des stations de base multicapteurs sont aujourd'hui commercialisées mais leur application massive sera effective avec les réseaux de troisième génération (3G) qui sont encore aujourd'hui en cours de normalisation.

1.5. Formation de voies et annulation d'interférents

Cette technique est basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources. Dans le cas de liaisons fixes, celles-ci peuvent être connues a priori en fonction de la position des émetteurs et du récepteur. Dans le cas de liaisons mobiles, il est nécessaire de les estimer périodiquement pour suivre les déplacements angulaires des différentes sources.

Un réseau constitué de M antennes possède $M-1$ degrés de liberté. Il est donc possible de former N lobes dans la direction de des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans $M-N-1$ directions différentes. Le vecteur de pondération doit donc satisfaire le système d'équations suivant :

$$w^H x(\theta_i) = 1, \quad i = 1 \dots N \quad (N \text{ lobes}) \quad 1.21$$

$$w^H x(\theta_i) = 0, \quad i = 1, \dots, K-1 \quad (K-1 \text{ zéros}) \quad 1.22$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$w^H X = e_1^T \quad 1.23$$

X est la matrice dont les colonnes contiennent les vecteurs directeurs des différentes sources:

$$X = [x(\theta_0), x(\theta_1), \dots, x(\theta_{K-1})] \quad 1.24$$

et e_1 est un vecteur dont seul le premier élément est non nul :

$$e_1 = [1, 0, \dots, 0]^T \quad 1.25$$

Si le nombre de zéros $K-1$ est égal au nombre d'antennes M , X est une matrice carrée. Elle est inversible quand tous les vecteurs directeurs sont indépendants. Dans ce cas :

$$w^H = e_1^T X^{-1} \quad 1.26$$

Si par contre le nombre de sources à annuler est inférieur à $K-1$, X n'est plus une matrice carrée. Dans ce cas, on utilise la matrice pseudo-inverse de X :

$$w^H = e_1^T X^H (XX^H)^{-1} \quad 1.27$$

La Figure 1.21 donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivée de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice A et son inverse ou pseudo-inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.

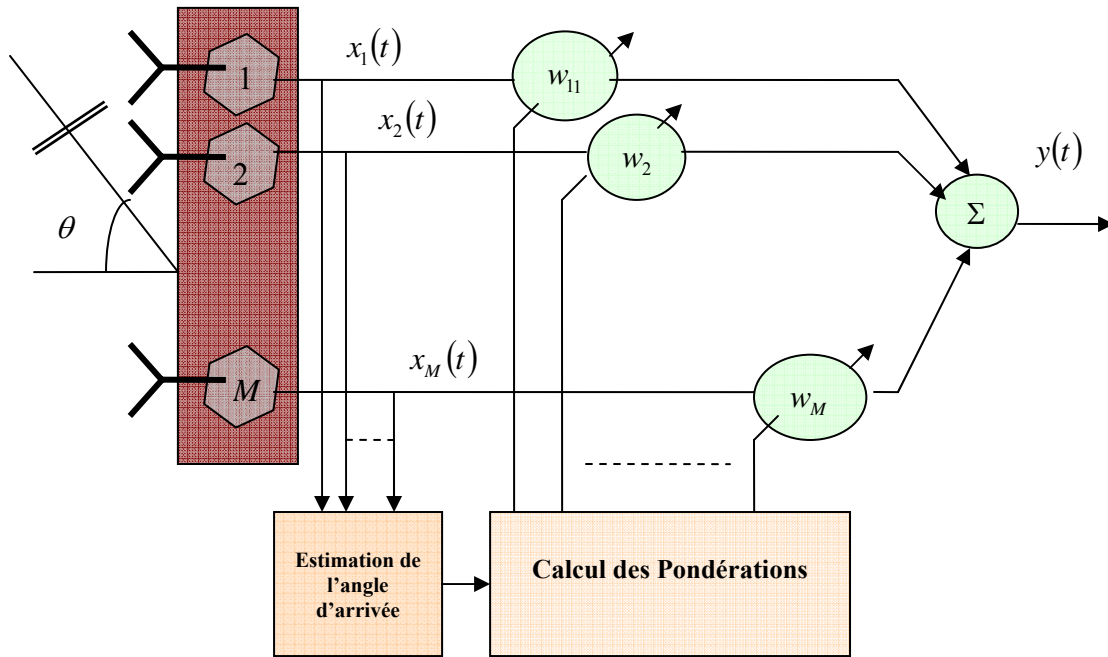


Figure 1.21. Configuration de l'antenne pour la formation de voies

1.6. Formation de voies optimales (statistically optimum beamforming)

Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories. La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la (des) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classique, les DDAs des interférents ne sont pas nécessaires. La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA.

Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis (modulation, cyclostationnarité ...).

1.6.1. Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir. Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur interférent plus bruit (RSIB), le critère du maximum de vraisemblance (ML pour Maximum Likelihood) et le critère du minimum de variance (LCMV pour Linearly Constrain Minimum Variance). Ces trois critères conduisant à un même RSIB.

1.6.2. Technique basée sur un signal de référence

Si le signal utile $s_o(t)$ est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne $w^H(t)$ et $s_o(t)$. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de donnée. Le système numérique Européen actuel, le GSM, utilise par exemple une séquence de 26 bits afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal nécessaire à la mise en œuvre d'un égaliseur [1.17]. Cette séquence peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

1.6.3. Les algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles [1.18...1.24]. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont:

- 1- LMS: algorithme du gradient stochastique.
- 2- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)
- 3- Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm)
- 4- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm).

1.7. Conclusion

Ce premier chapitre décrit brièvement les principaux concepts liés à notre étude. Dans un premier temps, les phénomènes de propagation par trajets multiples sont introduits. Puis dans un second temps, une introduction du concept des antennes intelligentes : structure, types et avantages et une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement d'antennes intelligentes, nous avons adopté la technique de formation de voies et l'annulation d'interférents. Cette technique est un bon compromis entre le système à faisceaux commutés et le système adaptatif. Elle est indépendante des informations portées par le signal donc indépendante du type d'application, aussi elle est simple à installer et permet de réaliser le formage du lobe directif avec un temps de calcul et un coût relativement faible.

Bibliographie

- [1.1] Nowicki D. et Rouleliotis J., “*Smart antenna Strategies,*” Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [1.2] Joseph C. Liberti, JR. Theodore S. Rappaport, “*Smart Antennas For Wirless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications*”, 12 April, 1999.
- [1.3] 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 n° 18-2005, Université de Limoges, mai 2005.
- [1.4] Buracchini E., Muratore F., Palestini V. et Sinibalidi M., “*Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/ CDMA access technique,*” Proceedings of The International Symposium on Spread Spectrum, Hanover (Germany), Sep 1996, pp. 370-374.
- [1.5] 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.
- [1.6] J.Fernandes, O.Sousa, et J.Neves, “*Impact of the Antenna Set-up and arrays on mobile radio systems,*” Proceedings of the international conference on universal and personal communications’, 95, ICUPC, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995, pp.387-391.
- [1.7] S.Tabbane, “*Réseaux Mobiles,*” Editions HERMES, Paris, 1997.
- [1.8] K. Hettak, “*Conception et réalisation d’antennes intelligentes,*” LRTS Rapport annuel d’activités 1998-1999
- [1.9] P.Bruno ,P.Hall, “*Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications*”, Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [1.10] C.G Günther, J. E. Padgett, T. Hattori, “*Overview of Wireless Personal Communications*”, IEEE Communications Magazine, Vol.33, N°1, pp. 28-41, 1995.
- [1.11] S.C. Swales, M.A. Beach, D.J.Edwards, J.P.McGeehan, “*The performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Celluar Land Mobile Radio Systems,*” IEEE Trans. Veh. Tech., vol. VT-39, No. 1, pp. 56-67, Feb. 1990.
- [1.12] R. Baudin , “*Filtrage spatial et SDMA appliqués aux systèmes de communications par satellite,*” Technical report, Alcatel Space Industries, 2002.

- [1.13] Li y., Feuerstein M.J., Reulink D.O, "*Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna,*" IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.46, No.1, February 1997, p.1-9.
- [1.14] J. Butler and R. Lowe, "*Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas*", Electronic Design, pp. 170-173, April 12, 1961.
- [1.15] J. Blass, "*Multidirectional Antenna: A New Approach to Stacked Beams,*" IRE International Conference Record, Vol. 8, Part 1, 1960.
- [1.16] S. Mano, et al., "*Application of Planar Multibeam array Antennas to Diversity Reception,*" Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 79, No. 11, pp. 104-112, 1996.
- [1.17] J. E. Hudson, "*Adaptive Arrays - Principle*", IEE Electromagnetic wave series 11, 1981.
- [1.18] Lagrange X., Godlewski P., Tabbane S., "*Réseaux GSM-DCS,*" éditions Hermes, septembre 1996.
- [1.19] P. W. Howells, "*Intermediate frequency sidelobe canceller,*" Technical report, U.S. Patent 3202990, May 1959.
- [1.20] S. Applebaum, "*Adaptive arrays,*" Technical Report SPL TR-66-001, Syracuse Univ. Res. Corp. Report, 1965.
- [1.21] B. Widrow, P.E. Mantey, L. J. Griffiths, P. B. Goode, "*Adaptive Antennas Systems,*" Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [1.22] Li y., Feuerstein M.J., Reulink D.O, "*Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna,*" IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.46, No.1, February 1997, p.1-9.
- [1.23] J. Litva, T.K. Y Lo, "*Digital Beamforming in Wireless Communications,*" Artech House Publishers, 1996.
- [1.24] J. R. Treichler and B. Agee, "*A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals,*" IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Apr. 1983.

Chapitre 2

SYNTHESE DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DES RESEAUX D'ANTENNES

2.1. Introduction

Si on veut suivre un ordre chronologique, on dira que, pour des raisons de coût de calcul, des solutions analytiques (méthodes polynomiales, itératives) ont d'abord vu le jour et ont donné des solutions exactes. Pour les méthodes polynomiales, on peut citer Schelkounov [2.1], Dolph qui utilise les polynômes de Tchebychev [2.2], Villeneuve qui utilise la méthode de Taylor [2.3, 2.4] et enfin Bayliss [2.5] : toutes ces méthodes sont développées dans le livre de MAILLOUX [2.1].

Les méthodes adaptatives sont basées sur le fait que le diagramme de rayonnement doit pouvoir varier en temps réel suivant les situations proposées. Des travaux sur ce sujet ont été effectués dans les années 70 par Widrow [2.6]. Avec l'accroissement de la puissance des calculateurs numériques, on a vu apparaître des autres méthodes (LMS, RLS, ...)

Dans la première partie de ce chapitre, on énonce quelques généralités sur la synthèse du diagramme de rayonnement. Ensuite, on fera une liste des paramètres que l'on pourra utiliser en vue de synthétiser un diagramme. Puis, dans la deuxième partie, une réflexion sera entamée sur quelques méthodes de synthèse de diagramme de rayonnement (analytiques et adaptatives).

Le but de la deuxième partie de ce chapitre est de trouver une technique générale de synthèse, rapide et efficace dans le sens où elle doit permettre de tenir compte de toutes sortes de contraintes liées aux spécifications des antennes adaptatives.

2.2. Rayonnement d'un réseau d'antennes

2.2.1. Cas général

Considérons N antennes, réparties sur une surface quelconque (Figure 2.1) et rayonnant de façon indépendante les unes des autres. Leur couplage est alors nul, ce qui n'est vrai que si la distance entre chacune des antennes reste, en gros, supérieure à la longueur d'onde λ .

Pour une antenne d'ordre i , soit :

- $A_i \exp j\varphi_i$, son alimentation complexe (courant ou tension).
- $f_i(\theta_i)$, sa fonction caractéristique de rayonnement.

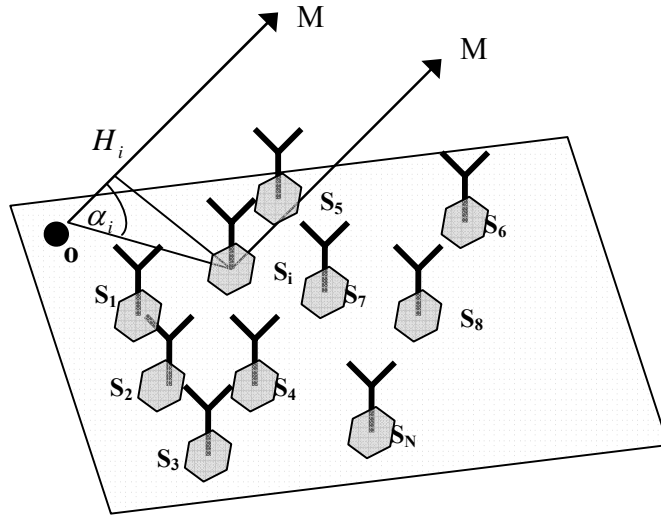


Figure 2.1. Antennes rayonnants réparties sur une surface quelconque ($OS_i = d_i$)

En un point M se trouvant dans sa zone de rayonnement lointain, une antenne i rayonne un champ :

$$\underline{E}_i(M) = \underline{K} f_i(\theta_i) \cdot \frac{A_i}{|S_i M|} \exp j\varphi_i \exp(-jk|S_i M|) \quad 2.1$$

Avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

Le champ total rayonné par le réseau d'antennes est la somme de tous ces champs élémentaires.

Si M est dans la zone de rayonnement lointain du réseau, les dimensions de celui-ci sont négligeables devant OM (O , origine arbitraire située sur la surface contenant les antennes). Dans ces conditions [2.8] :

- Nous ferons une erreur limitée sur les amplitudes des champs en écrivant : $S_i M = OM$.
- Pour ce qui est de $S_i M$, dans le terme de phase, nous pourrions considérer conformément à une approximation.

D'où $S_i M = OM - d_i \cos \alpha_i$

Donc :

$$\underline{E}_i(M) = \frac{\underline{K}}{|OM|} \left| \exp(-jk|OM|) \right| (f_i(\theta_i) A_i \cdot \exp j(\varphi_i + kd_i \cos \alpha_i)) \quad 2.2$$

Le champ total rayonné sera :

$$\underline{E}(M) = \frac{K}{|OM|} \exp(-jk|OM|) \sum_i f_i(\theta_i) A_i \exp j\psi_i \quad 2.3$$

Avec : $\psi_i = \varphi_i + kd_i \cos \alpha_i$

Le diagramme de rayonnement d'un tel réseau de antennes est donné par :

$$\sum_i f_i(\theta_i) A_i \exp j\psi_i \quad 2.4$$

2.2.2. Cas d'un réseau bidimensionnels

Supposons que la surface du réseau est plane et que toutes les antennes sont identiques ; si, de plus, leurs directions de référence (à partir desquelles sont définis les θ_i) sont parallèles, nous avons alors :

$$f_i(\theta_i) = f(\theta) \quad \forall \theta_i \quad 2.5$$

Le diagramme de rayonnement du réseau est alors donné par :

$$f(\theta) \sum_i A_i \exp j\psi_i \quad 2.6$$

Il apparaît donc que ce diagramme est le produit :

- D'une fonction propre à chaque antenne : $f(\theta)$.
- Par une fonction propre au réseau, appelé « facteur de réseau ».

Il existe des réseaux bidimensionnels, par exemple à géométrie rectangulaire, [2.11] qui sont constitués dans la direction parallèle à Ox (Oy) de réseaux linéaires caractérisés par un facteur de réseau $F_x(\alpha)$ [$F_y(\alpha)$]. Le facteur de réseau résultant est :

$$F(\alpha) = F_x(\alpha) F_y(\alpha) \quad 2.7$$

Cette formule est la traduction du principe de multiplication des facteurs de réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne est ensuite obtenu en multipliant ces facteurs par les fonctions caractéristiques de rayonnement des antennes $f_x(\theta)$ et $f_y(\theta)$

2.2.3. Paramètres pouvant être utilisées pour la synthèse

Reprenons l'équation fondamentale donnant de manière générale le diagramme de rayonnement d'un réseau de n antennes :

$$f(\theta) \sum_i A_i \exp j\psi_i \quad 2.8$$

Avec cette équation, on remarque que trois sortes de paramètres peuvent être utilisés pour la synthèse.

2.2.3.1. Utilisation des diagrammes élémentaires

On peut penser à utiliser d'abord le diagramme élémentaire de l'antenne $n^o i$.

Avec différents types de antennes (patch, fentes, dipôles,...), on obtiendra des diagrammes de rayonnement différents.

Cependant, le type de antennes est souvent fixé au préalable et le réseau est souvent constitué des mêmes antennes, ce qui élimine pour le moment ce type de paramètres comme variables.

2.2.3.2. Utilisation des positions des antennes

On pense ensuite à utiliser comme variables les positions des antennes.

A titre d'exemple, on trace le diagramme de rayonnement du réseau pour un réseau linéaire de 16 antennes dont les diagrammes élémentaires sont des diagrammes isotropes et pondérées toutes par 1. Ici, on a fait varier l'écartement entre les sources, avec successivement $d = 0.4\lambda$, 0.5λ , 0.6λ , 0.7λ .

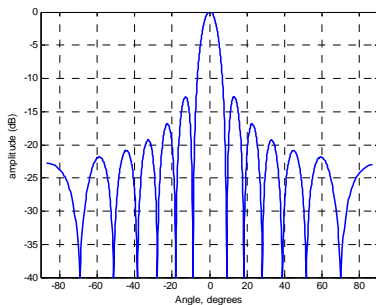


Figure 2.2. diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.4\lambda$)

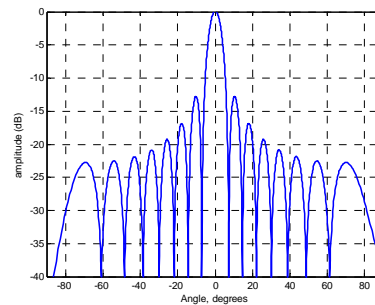


Figure 2.3. diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.5\lambda$)

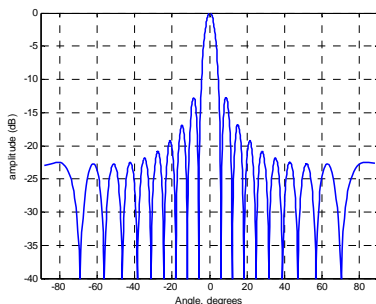


Figure 2.4. diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.6\lambda$)

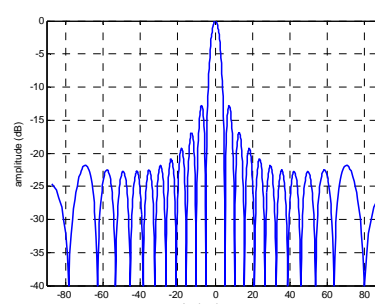


Figure 2.5. diagramme de rayonnement (16 antennes, $d = 0.7\lambda$)

On retrouve la propriété bien connue: la largeur du lobe principal est essentiellement fonction de

l'ouverture du réseau. La lacunarité entraîne une remontée des lobes secondaires. On peut expliquer ce phénomène par le théorème d'échantillonnage de Shannon : si la distance entre les antennes devient supérieure à la demi-longueur d'onde, on voit apparaître des lobes de réseaux aux extrémités de l'axe des abscisses.

On pourra donc se servir de ce paramètre comme variable à optimiser en vue d'obtenir certaines propriétés du diagramme de rayonnement. On peut notamment penser à des réseaux non-périodiques et des réseaux lacunaires.

2.2.3.3. Pondérations affectées aux antennes

Si on applique des jeux de pondérations différents, on peut aboutir à des diagrammes de rayonnement de formes tout à fait différentes. Ce sont les paramètres principalement utilisés dans les méthodes de synthèse et dans la suite, on utilisera exclusivement ce type de variables dans toute la suite.

On considérera en particulier que sont fixées :

- le type de sources utilisées (diagrammes élémentaires)
- le nombre des antennes dont on dispose.
- la position de toutes les antennes.
- le gabarit de puissance avec toutes les données nécessaires

❖ *Raisons pour lesquelles on ne garde que les poids comme paramètres :*

On peut donner deux raisons pour lesquelles on a choisi de ne considérer que les poids comme paramètres de synthèse :

✓ *Raison technologique :*

Souvent, la géométrie du réseau est fixée ou imposée. Si le réseau est linéaire ou plan, on suppose a priori que les sources sont équidistantes pour des raisons pratiques de réalisation. De plus, la distance inter-antennes ne peut pas prendre des valeurs trop grandes ou trop petites à cause des lobes de réseaux. Si le réseau est conforme, on doit respecter la contrainte qui veut que l'antenne reste sur le support.

✓ *Raison de complexité dans la méthode de synthèse :*

Le paramètre distance entre l'antenne et l'origine intervient dans un terme de déphasage, et plus particulièrement comme argument d'une exponentielle complexe. Les méthodes de synthèse utilisant ce paramètre comme variable seront donc obligatoirement non-linéaires. Au contraire, le paramètre pondération apparaît dans le diagramme de rayonnement de façon linéaire. Pour ces

deux raisons essentielles, on a choisi de ne considérer, dans un premier temps, que les pondérations complexes affectées aux sources comme variables à optimiser.

2.3. Méthodes de Synthèse

Dans le domaine de la formation de faisceau ou de la synthèse de diagramme de rayonnement on cherche à déterminer les lois optimales d'amplitude et de phase (*pondérations*) à fournir à un réseau d'antennes élémentaires pour s'approcher au mieux d'une allure de rayonnement désirée.

Le diagramme obtenu est la somme des contributions des divers éléments tenant compte des différences de phase dues aux variations de trajets dans les directions considérées (dépendantes de la distance entre les éléments et de l'angle visé) et bien sûr de leurs poids complexes (amplitude et phase d'alimentation)

Dans cette partie, on va présenter quelques méthodes de synthèse de réseaux d'antennes.

2.3.1. Les méthodes analytiques

2.3.1.1. Méthode de Dolph

Le niveau des lobes secondaires dépend de la loi d'éclairement du réseau. Ainsi, on peut montrer que si les amplitudes (*pondérations*) sont proportionnelles aux coefficients du développement en série du binôme de degrés $(n-1)$, il n'y a plus de lobe secondaire, mais un lobe principal unique. Néanmoins, ce lobe est assez large et le gain est faible. Dolph a indiqué une méthode basée sur les propriétés des polynômes de Tchebychev, qui permet d'obtenir le maximum de gain pour un niveau de lobes secondaires imposé.

Cette méthode utilise le fait que la répartition optimale des amplitudes des antennes est celle qui donne, pour expression du champ rayonné par un alignement de N antennes, les polynômes de Tchebychev de degré $(N-1)$. Ce polynôme présente toujours un maximum de niveau important qui correspond au maximum du lobe principal de rayonnement, et une succession de maxima et de minima, d'amplitudes égales, qui correspondent ici aux lobes secondaires : ainsi la Figure 2.6 représente les polynômes de Tchebychev de degrés $(1,2,\dots,8)$, $T_{\text{cheb}}(1,x),\dots, T_{\text{cheb}}(8,x)$ qui correspondra, dans la méthode de Dolph au rayonnement d'un alignement de 8 antennes ; le point M correspond alors au maximum de rayonnement[2.9].

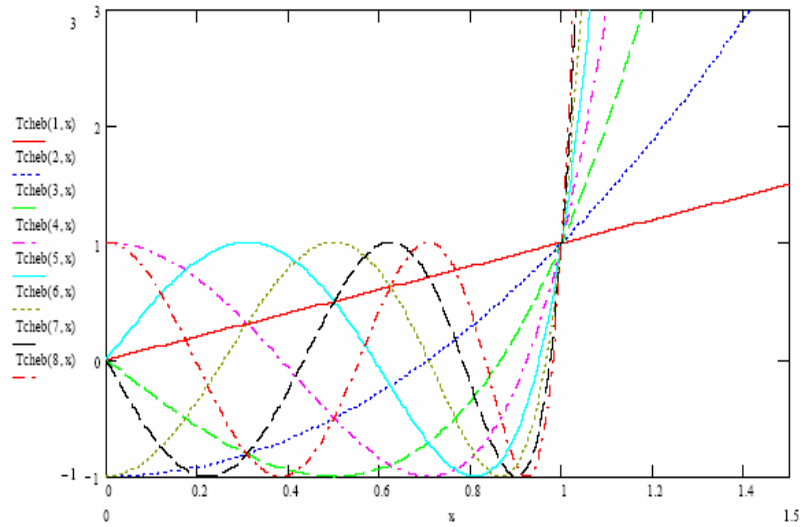


Figure 2.6. Variation des polynômes de Techebyscheff dans le cas de 8 antennes

Pratiquement, le calcul de la distribution d'amplitude (*pondérations*) sera fait comme suit : on se fixe le rapport R entre l'amplitude du champ maximal du lobe principal et celle des lobes secondaires (dans la Figure 2.6); R permet alors de définir un paramètre Z par la formule [2.12]:

$$Z = ch\left(\frac{1}{N-1} \arg chR\right) \quad 2.9$$

En tenant compte de ce que :

$$\arg chR = \ln\left(R + \sqrt{R^2 - 1}\right) \quad 2.10$$

Nous obtenons:

$$Z = \frac{1}{2} \left\{ \left(R + \sqrt{R^2 - 1}\right)^{1/N} + \left(R + \sqrt{R^2 - 1}\right)^{1-N} \right\} \quad 2.11$$

Connaissant Z , les amplitudes relatives des antennes sont données par les formules suivantes pour le cas d'un alignement à nombre de antennes pair et loi d'éclairement à symétrie (Figure 2.7).

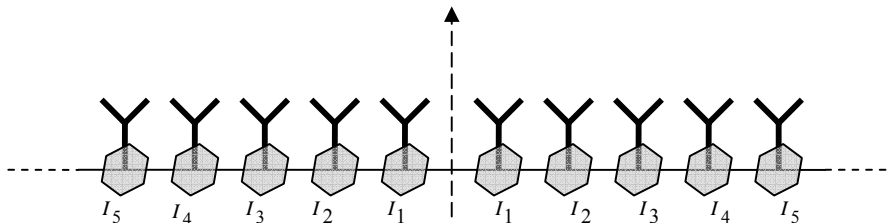


Figure 2.7. Alignement à nombre de sources pair et loi d'éclairement à symétrie

- Alignement de quatre sources :

CHAPITRE 2

$$I_2 = Z^3, I_1 = 3(I_2 - Z)$$

• Alignement de six sources :

$$I_3 = Z^5, I_2 = 5(I_3 - Z^3), I_1 = 3I_2 - 5I_3 + 5Z$$

• Alignement de huit sources :

$$I_4 = Z^7, I_3 = 7(I_4 - Z^5), I_2 = 5I_3 - 14I_4 + 14Z^3, I_1 = 5I_2 - 5I_3 + 7I_4 - 7Z$$

• Alignement de 12 sources:

$$I_6 = Z^{11}, I_5 = 11(I_6 - Z^9), I_4 = 9I_5 - 44I_6 + 44Z^7, I_3 = 7I_4 - 27I_5 + 77I_6 - 77Z^5,$$

$$I_2 = 5I_3 - 14I_4 + 30I_5 - 55I_6 + 55Z^3, I_1 = 3I_2 - 5I_3 + 7I_4 + 9I_5 + 11I_6 - 11Z$$

❖ Quand le nombre d'antennes est élevé ($N > 20$ antennes), l'amplitude relative en un point situé à la distance x du centre d'un réseau de longueur L est donnée par :

$$I(x) = \frac{2J_1 \left(j\nu \sqrt{1 - \left(\frac{2x}{L} \right)^2} \right)}{j\nu \sqrt{1 - \left(\frac{2x}{L} \right)^2}} \quad 2.12$$

J_1 est la fonction de Bessel d'ordre 1 ; avec $\nu = \ln(R + \sqrt{R^2 - 1})$

L'angle θ_3 entre la direction de rayonnement maximal et la direction où le champ est affaibli de 3dB, dans le lobe principal, peut être tiré de :

$$\sin \theta_3 = \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left[\frac{1}{Z} \operatorname{ch} \left(\frac{1}{N-1} \operatorname{arg} \operatorname{ch} \frac{R}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad 2.13$$

Les angles θ_0 entre la direction de rayonnement maximal et les directions des zéros du diagramme sont données par :

$$\sin \theta_0 = \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left[\frac{1}{Z} \cos \frac{(2K-1)\pi}{2(N-1)} \right] \quad 2.14$$

Avec : $K = 1, 2, 3, \dots, \frac{N}{2}$

On donne ci-dessous les pondérations obtenues par la méthode de Dolph-Tchebychev, ainsi que les niveaux des lobes secondaires correspondants.

Excitations (pondérations) synthétisées					
R	@20dB	@30dB	@40dB	@50dB	@60dB
m	$i(m)_{20dB}$	$i(m)_{30dB}$	$i(m)_{40dB}$	$i(m)_{50dB}$	$i(m)_{60dB}$
1	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
2	0.5818	1.0904	1.7261	2.4640	3.2768
3	0.7172	1.5660	2.9179	4.8926	7.5718
4	0.8460	2.0680	4.3302	8.1353	14.0179
5	0.9607	2.5513	5.8132	11.8550	22.0761
6	1.0539	2.9680	7.1759	15.4995	30.4786
7	1.1196	3.2743	8.2220	18.4222	37.5089
8	1.1536	3.4366	8.7904	20.0512	41.5253
9	1.1536	3.4366	8.7904	20.0512	41.5253
10	1.1196	3.2743	8.2220	18.4222	37.5089
11	1.0539	2.9680	7.1759	15.4995	30.4786
12	0.9607	2.5513	5.8132	11.8550	22.0761
13	0.8460	2.0680	4.3302	8.1353	14.0179
14	0.7172	1.5660	2.9179	4.8926	7.5718
15	0.5818	1.0904	1.7261	2.4640	3.2768
16	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000

Tableau .2.1. Excitations (pondérations) synthétisées par la méthode de Dolph-Tchebychev avec ($R = 20dB, 30dB, 40dB, 50dB$ et $60dB$)

On constate qu'il existe des différences entre les jeux de pondérations, mais qu'on retrouve quand même une forme de distribution ressemblante [2.12].

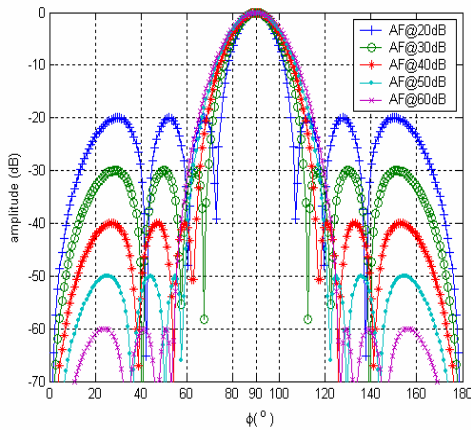


Figure 2.8. Méthode Dolph-Tchebychev
(8 antennes avec $d = \frac{\lambda}{2}$)

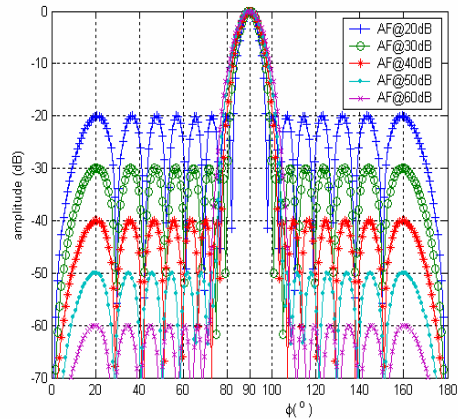


Figure 2.9. Méthode Dolph-Tchebychev
(16 antennes avec $d = \frac{\lambda}{2}$)

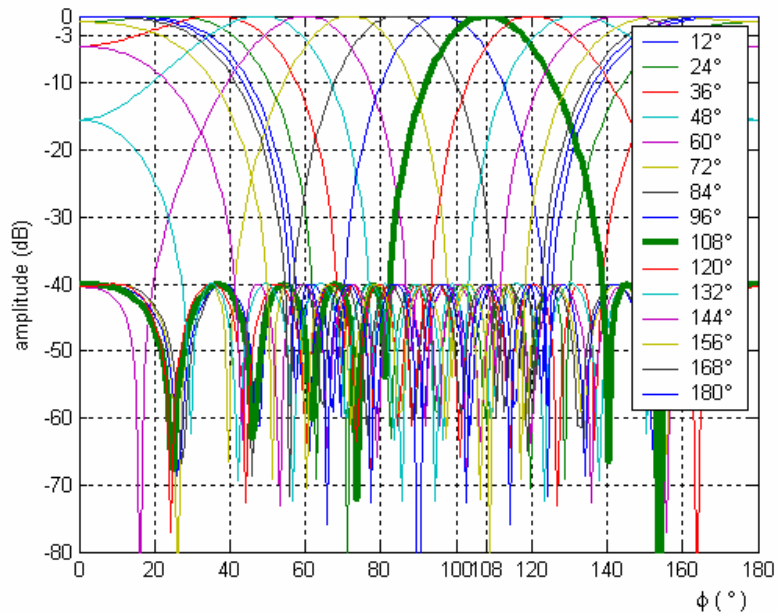


Figure 2.10. Balayage électronique de l'espace avec la Méthode de Dolph-Tchebychev (8 antennes)

En effet, avec cette méthode, tous les lobes secondaires du diagramme ont un même niveau, ce qui peut présenter des inconvénients si l'on désire que l'antenne assure une certaine protection contre les brouilleurs éloignés de l'axe de rayonnement maximal. Par contre, on peut démontrer qu'un réseau construit suivant cette méthode, présente toujours le maximum de gain compatible avec le niveau de lobes secondaires que l'on s'est imposé [2.9].

2.3.1.2. Méthode de Taylor

La méthode de Dolph à l'inconvénient de conduire à des diagrammes pour lesquels les niveaux des lobes secondaires sont tous égaux. Pour obtenir un niveau de lobes secondaires décroissant quand la distance angulaire avec la direction de rayonnement maximal augmente, [2.16] Taylor a proposé de diagrammes de la forme :

$$AF(u) = \frac{\sin \sqrt{u^2 - \pi^2 B^2}}{\sqrt{u^2 - \pi^2 B^2}} \quad 2.15$$

Avec : $u = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta$

CHAPITRE 2

Où B est un paramètre qui peut être déduit du niveau R_1 du premier lobe secondaire (qui est maintenant le plus élevé) par la relation suivante [2.9] :

$$R_1 = 4.603 \frac{sh \pi B}{\pi B} \quad 2.16$$

Taylor a montré que, pour satisfaire aux relations (2.15) et (2.16), il fallait que la distribution d'alimentation d'amplitude le long de l'alignement soit donnée par la formule :

$$i(m) = J_0 \left(\alpha \sqrt{1 - \left(\frac{m}{M} \right)^2} \right) \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \text{ (impair)} \quad 2.17$$

$$m = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \text{ (pair)}$$

Avec : J_0 fonction de Bessel d'ordre 0 et $\alpha = \pi B$.

Il a également démontré que l'on obtenait alors l'optimum de gain pour le niveau de lobes secondaires que l'on s'était fixé.

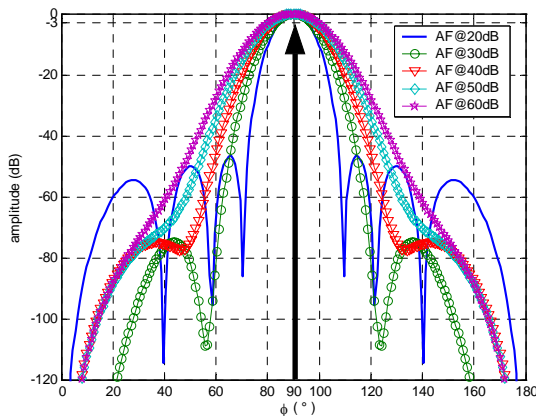


Figure 2.11. Méthode Taylor (4 antennes avec $d = \frac{\lambda}{2}$)

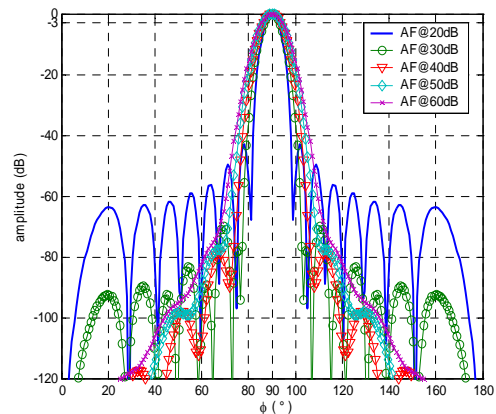


Figure 2.12. Méthode Taylor (8 antennes avec $d = \frac{\lambda}{2}$)

Il suffit donc de s'imposer R_1 , d'en déduire B par (2.16) et de calculer $i(m)$ par (2.17). Le diagramme est alors donné par (2.15). Pratiquement, ceci conduit à des ouvertures de diagramme qui sont 12 à 15 % plus grandes que celles obtenues avec la méthode de Dolph.

Les résultats obtenus en simulation (Figures 2.11 et 2.12) avec cette méthode de synthèse montrent bien que les diagrammes de rayonnement obtenus sont optimaux pour le niveau de lobes secondaires que l'on se fixe (20, 30, 40, 50 et 60dB) par rapport à la méthode de Dolph.

2.3.1.3. Méthode de Fourier

La plupart des méthodes de formation de diagramme expriment cette somme des contributions comme une transformée de Fourier discrète et déterminent alors les pondérations à appliquer aux sources élémentaires par transformée inverse [2.10].

La méthode de série de Fourier est identique aux autres méthodes utilisées dans DSP pour la conception des filtres numériques [2.13, 2.14]. La méthode est basée sur la transformation inverse de Fourier du facteur de réseau $AF(\theta, \varphi)$.

Le facteur de réseau $AF(\theta, \varphi)$ de N éléments situés à l'abscisse x_m suivant l'axe de (Ox) et espacés d'une distance d entre les éléments rayonnants peut s'écrire [2.9] :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_m i_m e^{jk_x x_m} = \sum_m i_m e^{jk_x m d \cos \phi} \quad 2.18$$

Avec $k_x = k \cos \phi$ (pour $\theta = \pi/2$) et $x_m = md$.

- Si N est impair ($N = 2M + 1$)

Le facteur de réseau peut s'écrire avec la transformation discrète de Fourier ou bien avec la transformation en z de la manière suivante :

$$AF(\psi) = \sum_{m=-M}^M i_m e^{jm\psi} = i_0 + \sum_{m=1}^M [i_m e^{jm\psi} + i_{-m} e^{-jm\psi}] \quad 2.19$$

$$AF(z) = \sum_{m=-M}^M i_m z^m = i_0 + \sum_{m=1}^M [i_m z^m + i_{-m} z^{-m}] \quad 2.20$$

Avec $\psi = k_x d = kd \cos \phi$ et $z = e^{j\psi}$

- Si N est pair ($N = 2M$) et $d = \frac{\lambda}{2}$

$$x_{\pm m} = \pm \left(md - \frac{d}{2} \right) = \pm \left(m - \frac{1}{2} \right) d, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad 2.21$$

Le facteur de réseau peut s'écrire sous la façon suivante :

$$AF(\psi) = \sum_{m=1}^M \left[i_m e^{j\left(m-\frac{1}{2}\right)\psi} + i_{-m} e^{-j\left(m-\frac{1}{2}\right)\psi} \right] \quad 2.22$$

$$AF(z) = \sum_{m=1}^M \left[i_m z^{m-\frac{1}{2}} + i_{-m} z^{-\left(m-\frac{1}{2}\right)} \right] \quad 2.23$$

On peut généraliser l'expression de série de Fourier à l'infini pour les deux cas paire et impaire.

- ❖ Pour ($N = 2M + 1$)

$$AF(\psi) = i_0 + \sum_{m=1}^{\infty} [i_m e^{jm\psi} + i_{-m} e^{-jm\psi}] \quad 2.24$$

Avec $i_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} AF(\psi) e^{-jm\psi} d\psi$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

❖ Pour ($N = 2M$)

$$AF(\psi) = \sum_{m=1}^{\infty} \left[i_m e^{j\left(m-\frac{1}{2}\right)\psi} + i_{-m} e^{-j\left(m-\frac{1}{2}\right)\psi} \right] \quad 2.25$$

Avec $i_{\pm m} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} AF(\psi) e^{\pm j\left(m-\frac{1}{2}\right)\psi} d\psi$, $m = 1, 2, \dots$

Dans la suite, nous exprimons la forme de facteur de réseau dans un secteur angulaire désiré en utilisant la méthode de série de Fourier. Pour cela on va présenter un filtre passe bande idéal centré au ψ_0 avec la largeur de bande $2\psi_b$, puis on va tracer cette caractéristique réelle.

Ainsi, la réponse d'un filtre passe-bande idéale est définie entre $-\pi \leq \psi \leq \pi$ comme suit:

$$AF_{PB}(\psi) = \begin{cases} 1, & \psi_0 - \psi_b \leq \psi \leq \psi_0 + \psi_b \\ 0, & \text{Si non} \end{cases} \quad 2.26$$

Pour le cas impair, les pondérations idéales correspondantes sont obtenues à partir d'Eq. (2.24).

$$i_{PB}(m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} AF(\psi) e^{-jm\psi} d\psi = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi_0 - \psi_b}^{\psi_0 + \psi_b} 1 \cdot e^{-jm\psi} d\psi \quad 2.27$$

Ce qui donne:

$$i_{PB}(m) = e^{-jm\psi_0} \frac{\sin(\psi_b m)}{\pi m}, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad 2.28$$

Ce problème est équivalent à concevoir un gabarit sous forme d'un réponse idéale d'un filtre passe bas avec une fréquence de coupure ψ_b et puis la translation de ce réponse avec ψ_0 . De ce fait, le facteur de réseau sera de la forme $AF(\psi) = AF_{PL}(\psi') = AF_{PL}(\psi - \psi_0)$ où $\psi' = \psi - \psi_0$.

La réponse de filtre passe bas est définie comme suit:

$$AF_{PL}(\psi') = \begin{cases} 1, & -\psi_b \leq \psi' \leq \psi_b \\ 0, & \text{Si non} \end{cases}, \quad 2.29$$

Et ses pondérations idéales sous la forme suivant:

$$i_{PL}(m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} AF_{PL}(\psi') e^{-jm\psi'} d\psi' = \frac{1}{2\pi} \int_{-\psi_b}^{\psi_b} 1 \cdot e^{-jm\psi'} d\psi' = \frac{\sin(\psi_b m)}{\pi m}, \quad 2.30$$

Ainsi, comme attendu, les pondérations idéales utilisés pour la conceptions de filtre passe bande et de filtre passe bas sont liés par une translation de phase : $i_{PB}(m) = e^{-jm\psi_0} i_{PL}(m)$

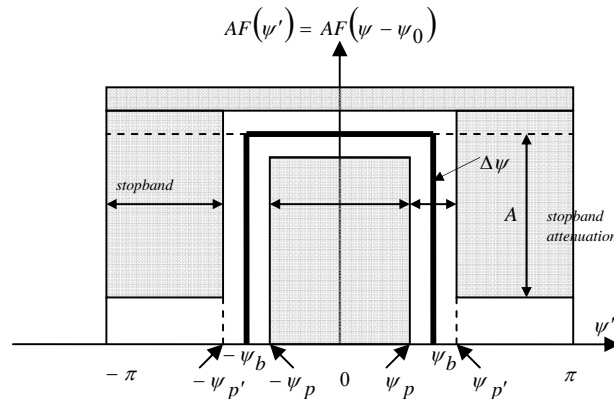


Figure 2.13. Filtre passe bande (gabarit)

➤ Exemple d'application:

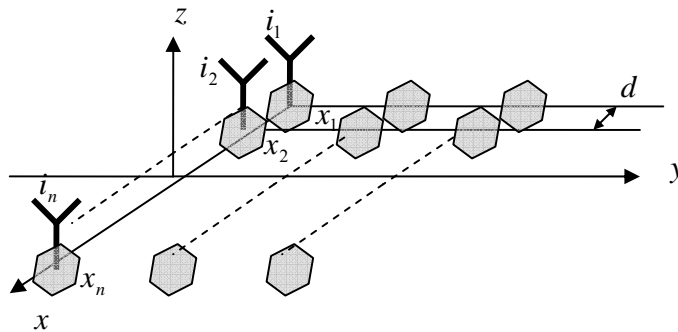


Figure 2.14. Positions des antennes.

On veut trouver, par exemple, le diagramme de rayonnement d'un réseau de N antennes demi onde alignées sur la droite Ox , et distants de $\frac{\lambda}{2}$. En utilisant la méthode de série de Fourier et la réponse d'un filtre passe-bande (gabarit) en fonction de ψ pour donner un diagramme de rayonnement dans une zone angulaire que l'on se fixe dans l'intervalle $[\varphi_1, \varphi_2]$.

Dans ce cas, le facteur de réseau $AF(\varphi)$ sera de la forme suivant :

$$AF(\varphi) = \begin{cases} 1, & \varphi_1 \leq \varphi \leq \varphi_2 \\ 0, & \text{Si non} \end{cases} \quad 2.31$$

Les amplitudes et les phases de pondérations sont regroupées dans le tableau **Tableau.2.2**

Excitations (pondérations) synthétisées						
$\varphi_1 = 50^\circ$ $\varphi_2 = 120^\circ$		$\varphi_1 = 60^\circ$ $\varphi_2 = 100^\circ$		$\varphi_1 = 75^\circ$ $\varphi_2 = 80^\circ$		
$\Delta\varphi = 70^\circ$		$\Delta\varphi = 40^\circ$		$\Delta\varphi = 5^\circ$		
Figure 2.15		Figure 2.16		Figure 2.17		
A	30dB		30dB		30dB	
m	$\arg i(m)$ (deg)	$ i(m) $ normalisé	$\arg i(m)$ (deg)	$ i(m) $ normalisé	$\arg i(m)$ (deg)	$ i(m) $ normalisé
1	-83.61	0.0029	40.28	0.0137	111.9154	0.0046
2	83.53	0.0235	-169.08	0.0112	-107.0067	0.0046
3	-109.32	0.0290	161.54	0.0350	-145.9287	0.0216
4	-122.17	0.0052	-47.82	0.0038	175.1492	0.0459
5	44.97	0.0674	-77.19	0.0742	136.2272	0.0747
6	-147.87	0.0956	-106.57	0.0346	97.3051	0.1037
7	-160.72	0.0068	44.05	0.1777	58.3831	0.1277
8	6.42	0.5483	14.68	0.4004	19.4610	0.1420
9	-6.42	0.5483	-14.68	0.4004	-19.4610	0.1420
10	160.72	0.0068	-44.05	0.1777	-58.3831	0.1277
11	147.87	0.0956	106.57	0.0346	-97.3051	0.1037
12	-44.97	0.0674	77.19	0.0742	-136.2272	0.0747
13	122.17	0.0052	47.82	0.0038	-175.1492	0.0459
14	109.32	0.0290	-161.54	0.0350	145.9287	0.0216
15	-83.53	0.0235	169.08	0.0112	107.0067	0.0046
16	83.61	0.0029	-40.28	0.0137	-111.9154	0.0046

Tableau .2.2. Excitations (pondérations) synthétisées ($\varphi_1 = 50^\circ, \varphi_2 = 120^\circ$) et ($\varphi_1 = 60^\circ, \varphi_2 = 100^\circ$) et ($\varphi_1 = 75^\circ, \varphi_2 = 80^\circ$)

Comme le prévoyait, le vecteur $i(m)$ de pondérations complexes symétriques en amplitude et antisymétriques en phase, en effet, ces pondérations donnent un champ électrique réel pour une antenne linéaire à sources symétriques par rapport au centre de l'antenne. Donc, ce type d'excitation permet d'avoir des résultats optimaux dans les cas de synthèses des réseaux directifs.

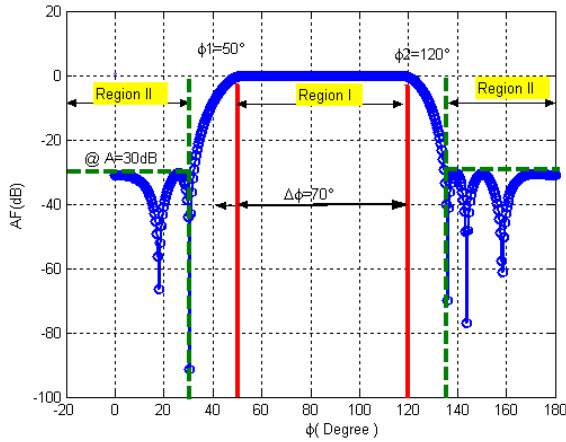


Figure 2.15. Diagramme de rayonnement synthétisé avec la méthode de série de Fourier entre ($\varphi_1 = 50^\circ$ et $\varphi_2 = 120^\circ$)

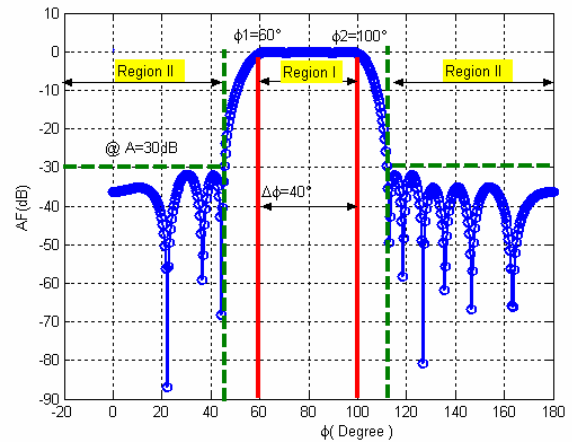


Figure 2.16. Diagramme de rayonnement synthétisé avec la méthode de série de Fourier entre ($\varphi_1 = 60^\circ$ et $\varphi_2 = 100^\circ$)

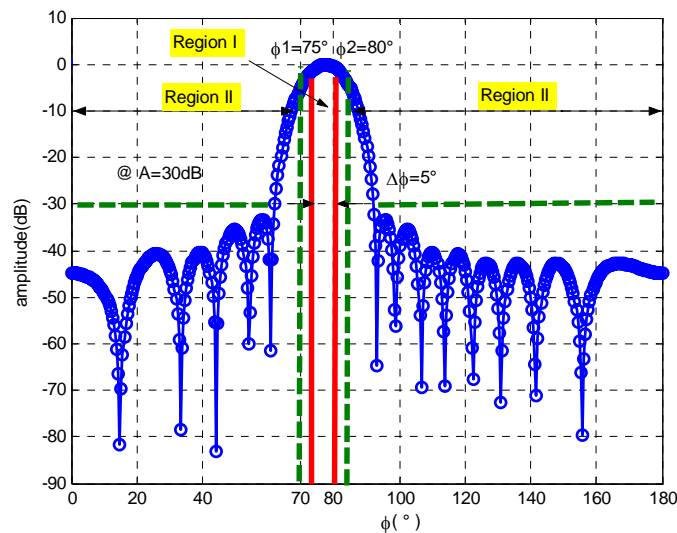


Figure 2.17. Diagramme de rayonnement synthétisé avec la méthode de série de Fourier entre ($\varphi_1 = 75^\circ$ et $\varphi_2 = 80^\circ$)

C'est ce que l'on peut voir sur les courbes de Figures (Figures 2.15, 2.16 et 2.17) une zone avec un lobe principal (Région I) et une autre zone avec des lobes secondaires (Région II) dont le niveau est inférieure à -30dB au dessous du niveau du lobe principal.

En général, avec cette méthode de synthèse, le diagramme de rayonnement désiré nécessite un nombre infini de coefficients i_m pour qu'il sera représenté exactement. En plus fixer seulement

CHAPITRE 2

un nombre fini de coefficients dans la série de Fourier présente une ondulation dans la réponse désirée, connue sous le nom de phénomène de Gibbs [2.13, 2.14].

Cette approche est efficace quand le nombre de contraintes sur le diagramme est faible (simple gabarit). En effet, le nombre de points du diagramme fixés ne peut excéder le nombre de sources utilisées. Un sur-échantillonnage serait alors source d'ambiguïtés (prise en compte du domaine invisible).

2.3.1.4. Multi-lobes

Le réseau d'antennes peut former plusieurs lobes suivant des directions différentes. Par exemple, supposez qu'on le désire former trois lobes suivant les angles φ_1, φ_2 et φ_3 . Pour ce faire on va jouer avec les valeurs de pondérations $i(m)$ de ce réseau pour obtenir trois lobes rayonnés suivant ces trois angles.

Les phases correspondantes : $\psi_i = kd \cos \varphi_i, i = 1, 2, 3$,

Avec ces phases, le facteur de réseau est défini par :

$$AF(m) = A_1 e^{-jm\psi_1} i(m) + A_2 e^{-jm\psi_2} i(m) + A_3 e^{-jm\psi_3} i(m) \quad 2.32$$

Avec A_1, A_2 et A_3 présentent les amplitudes complexes du trois lobes.

Le facteur de réseau correspondant devient:

$$AF(\psi) = A_1 i(\psi - \psi_1) + A_2 i(\psi - \psi_2) + A_3 i(\psi - \psi_3) \quad 2.33$$

Généralement, on peut former L lobes vers les angles φ_k avec $k = 1, 2, 3, \dots, L$

$$AF(m) = \sum_{k=1}^L A_k e^{-jm\psi_k} i(m), \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \quad 2.34$$

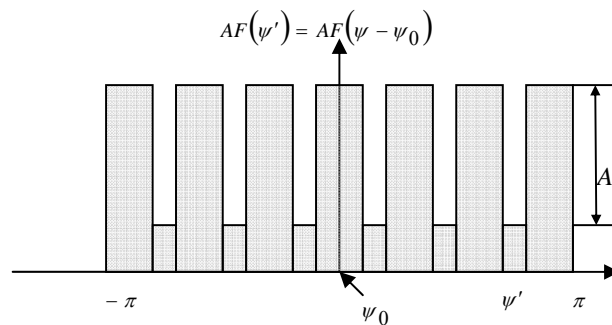


Figure 2.18. Multilobes (gabarit)

On donne ci-dessous les valeurs des pondérations trouvées dans les cas suivants (2 lobes, 3lobes et 4 lobes)

Excitations (pondérations) synthétisées						
2 lobes		3 lobes		4 lobes		
$\varphi_1 = 45^\circ$ $\varphi_2 = 90^\circ$		$\varphi_1 = 45^\circ$ $\varphi_2 = 90^\circ$ $\varphi_3 = 120^\circ$		$\varphi_1 = 50^\circ$ $\varphi_2 = 90^\circ$ $\varphi_3 = 120^\circ$ $\varphi_4 = 150^\circ$		
Figure 2.19		Figure 2.20		Figure 2.21		
A	@50dB		@40dB		@30dB	
m	arg $i(m)$ (deg)	$ i(m) $ normalisé	arg $i(m)$ (deg)	$ i(m) $ normalisé	arg $i(m)$ (deg)	$ i(m) $ normalisé
1	-62.7029	0.9172	-5.4684	1.1329	-44.1090	1.5917
2	53.6575	1.2924	90.1631	1.8120	81.4058	2.8458
3	-9.9821	3.0846	-40.3824	2.5344	-73.9316	2.8126
4	-73.6218	1.1662	-55.2426	3.1418	-27.1526	4.2167
5	42.7386	3.7476	43.6545	6.2976	66.3021	5.0193
6	-20.9010	5.5454	2.2363	3.0842	-13.4228	5.8186
7	-84.5406	0.6230	127.5432	3.7023	176.0073	4.1988
8	31.8198	5.8402	5.0189	7.4209	-18.4863	8.5516
9	-31.8198	5.8402	-5.0189	7.4209	18.4863	8.5516
10	84.5406	0.6230	127.5432	3.7023	176.0073	4.1988
11	20.9010	5.5454	-2.2363	3.0842	13.4228	5.8186
12	-42.7386	3.7476	-43.6545	6.2976	-66.3021	5.0193
13	73.6218	1.1662	55.2426	3.1418	27.1526	4.2167
14	9.9821	3.0846	40.3824	2.5344	73.9316	2.8126
15	-53.6575	1.2924	-90.1631	1.8120	-81.4058	2.8458
16	62.7029	0.9172	5.4684	1.1329	44.1090	1.5917

Tableau .2.3. Multi-lobes

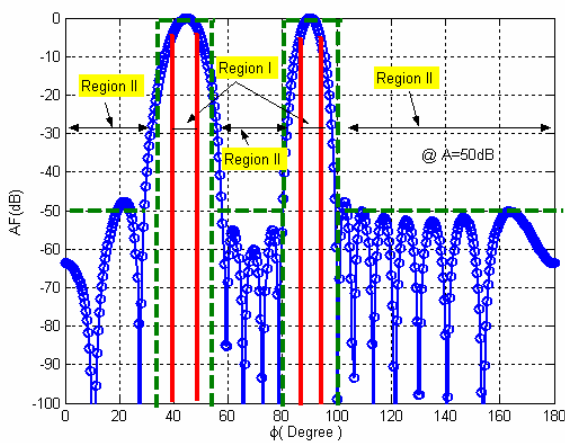


Figure 2.19. deux lobes ($\varphi_1 = 45^\circ$ et $\varphi_2 = 90^\circ$)

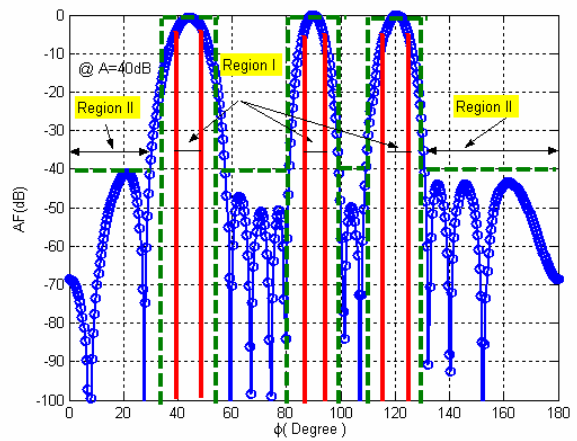


Figure 2.20. trois lobes ($\varphi_1 = 45^\circ$, $\varphi_2 = 90^\circ$ et $\varphi_3 = 120^\circ$)

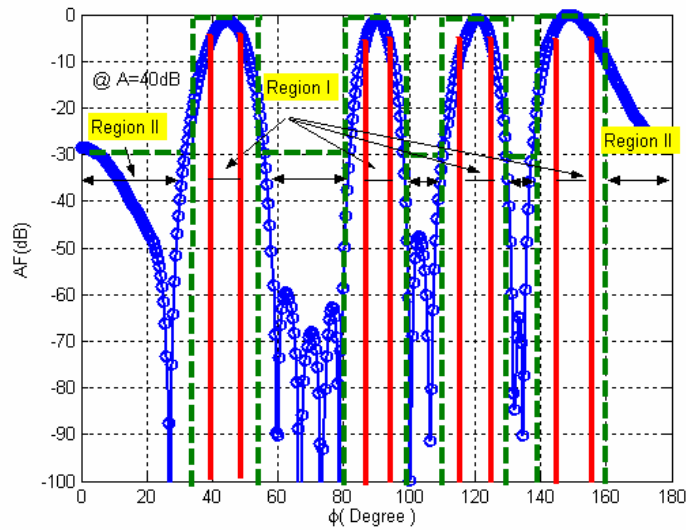


Figure 2.21. Quatre lobes ($\varphi_1 = 50^\circ$, $\varphi_2 = 90^\circ$, $\varphi_3 = 120^\circ$ et $\varphi_4 = 150^\circ$)

On veut souvent que le niveau des lobes secondaires soit le plus bas possible. On mettra donc le paramètre A (niveau de lobes secondaires) à une valeur basse, en formant L lobes vers les angles φ_k et par la suite, on va jouer sur les excitations pour s'approcher au diagramme de rayonnement désiré.

2.3.1.5. Schelkunoff

Pour éliminer un signal parasite (en réception ou en émission), il suffit de pratiquer des « trous » dans le diagramme de rayonnement du réseau. Dans les méthodes présentées précédemment, la relation entre la variation d'un des paramètres et la variation du diagramme de rayonnement sur l'horizon n'est pas facile à prévoir : si on modifie une des pondérations, on ne sait pas dire ce qui va se passer sur le diagramme obtenu. En utilisant la technique de Schelkunoff, on va pouvoir très facilement faire un trou dans le diagramme à un endroit précis en mettant seulement un des paramètres à zéro [2.15].

La technique de Schelkunoff utilise le fait que le diagramme de rayonnement, pour un réseau de antennes équidistantes et isotropes, à la forme d'un polynôme complexe que l'on peut paramétrer à l'aide de ses racines.

Comme on va utiliser un polynôme complexe, on n'a pas besoin de supposer, contrairement aux deux méthodes précédentes, que les pondérations possèdent la propriété de symétrie en amplitude et antisymétrie en phase.

CHAPITRE 2

En supposant seulement les sources isotropes et équidistantes de $d = 0.5\lambda$ et en écrivant l'équation (2.18), on obtient l'expression de la fonction diagramme de rayonnement :

$$AF(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} i_n \cdot e^{jn\psi} = \sum_{n=0}^{N-1} i_n e^{(jkd n \cos \varphi \sin \theta)} \quad 2.35$$

Avec $\psi = kd \cos \varphi \sin \theta$

On note ψ le nombre réel compris entre $-\pi$ et π et Z le nombre complexe tels que :

$$\begin{cases} \psi = kd \cos \varphi \sin \theta \\ Z = \exp(j\psi) \end{cases} \quad 2.36$$

La fonction $AF(\psi)$ s'écrit :

$$AF(\psi) = q(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} i_n Z^n \quad 2.37$$

qui correspond au module d'un polynôme de degré $N-1$, qui a donc N racines complexes Z_0, Z_1, \dots, Z_{N-1} .

$$AF(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} i_n Z^n = i_{N-1} \prod_{n=0}^{N-1} (Z - Z_n) = i_{N-1} (Z - Z_0)(Z - Z_1) \dots (Z - Z_{N-1}) \quad 2.38$$

On transforme la forme produit (2.37) en une forme additive grâce à la fonction logarithme (le résultat sera en dB). On décompose ensuite la racine Z_n suivant son module et sa phase et on obtient l'expression de la fonction diagramme en fonction des nouveaux paramètres racines :

$$\begin{aligned} Q_{dB}(Z) &= 20 \cdot \log_{10}(q(Z)) = 20 \cdot \log_{10}(i_{N-1}) + \sum_{n=0}^{N-1} 20 \cdot \log_{10}(Z - Z_n) \\ Z_n &= \exp(a_n) \cdot \exp(jb_n) \text{ et } C = 20 \cdot \log_{10}(i_{N-1}) \\ Q_{dB} &= C + \sum_{n=0}^{N-1} 20 \cdot \log_{10}(1 - 2 \cdot \exp(a_n) \cdot \cos(\psi - b_n) + \exp(2a_n)) \end{aligned} \quad 2.39$$

Avec cette paramétrisation, le diagramme de rayonnement est la somme de fonctions indépendantes que l'on va pouvoir régler une à une. Au lieu de synthétiser les N pondérations complexes i_n , on va trouver les N racines complexes $a_n + jb_n$ et la constante complexe multiplicative i_{N-1} (qui correspond pour la fonction Q_{dB} à un facteur de translation) [2.15].

➤ Etude de la fonction de formage

En appelant $f_n(\psi) = 20 \cdot \log_{10}(1 - 2 \cdot \exp(a_n) \cdot \cos(\psi - b_n) + \exp(2a_n))$ la $n^{\text{ième}}$ fonction de formage en ψ , on veut étudier les variations de cette fonction en considérant des variations des paramètres (ψ, a_n, b_n) .

On peut noter pour cette fonction plusieurs propriétés :

- elle est périodique de période 2π
- elle prend sa valeur maximale en $\psi = b_n + \pi$ et vaut alors $20.\log_{10}(1 + \exp(a_n)^2)$
- elle prend sa valeur minimale en $\psi = b_n$ où elle vaut $20.\log_{10}(1 - \exp(a_n)^2)$

Si on dessine la fonction de formage pour différentes valeurs du paramètre a_n , en gardant le paramètre b_n constant (pris à 0.3 et 2 par exemple), [2.9] on obtient le tracé de la figure suivante :

On peut observer en particulier que pour faire un trou dans un diagramme en $\psi = \psi_0$, il suffit de choisir $b_n = \psi$ et $a_n = 0$.

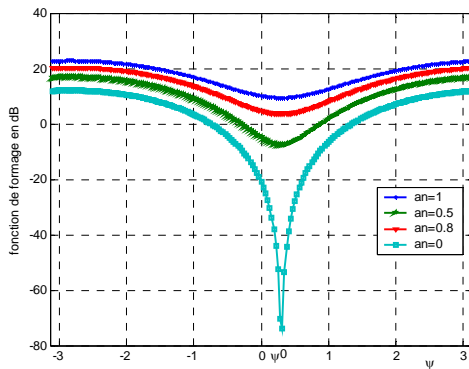


Figure 2.22. Fonction de formage pour différentes valeurs de a_n avec $b_n = 0.3$

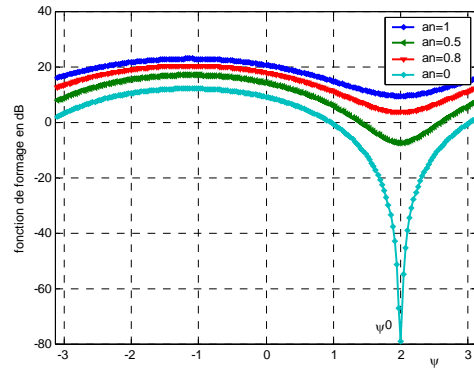


Figure 2.23. Fonction de formage pour différentes valeurs de a_n avec $b_n = 2$

2.3.2. Les méthodes adaptatives

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles [2.19,...,2.23]. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépend la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. [2.17] Dans cette section, nous décrivons trois algorithmes d'adaptation usuels dans le cas particulier du critère EQM. Les autres critères possèdent également leurs algorithmes adaptatifs tels que la boucle de Howells-Applebaum dans le cas du RSIB.

2.3.2.1. Le LMS: algorithme du gradient stochastique

Cet algorithme est sans doute le plus commun et de nombreux travaux y font référence. Il est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive [2.18]. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum.

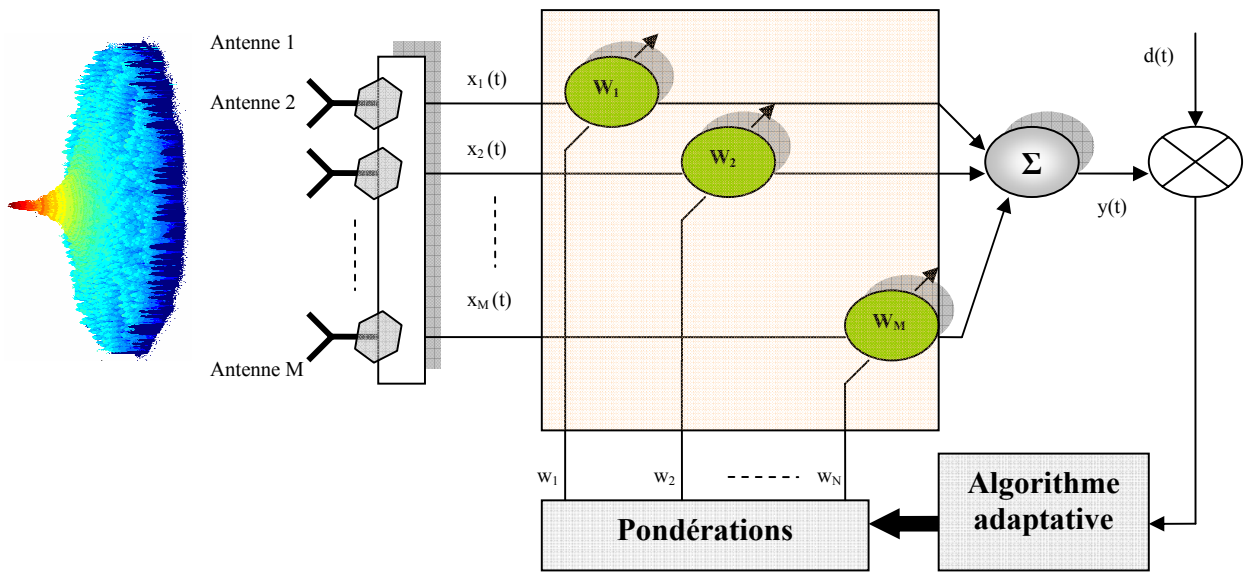


Figure 2.24. Antenne adaptative

Les pondérations optimales au temps $n + 1$ sont calculées selon la relation de récurrence suivante:

$$w(n + 1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla(E\{\varepsilon^2(n)\})] \quad 2.40$$

Appelons $d(t)$ le signal de référence généré au niveau du récepteur. Les pondérations sont choisies de telle sorte qu'elles minimisent l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie de l'antenne et $d(t)$:

$$\varepsilon^2(t) = [d(t) - w^H x(t)]^2 \quad 2.41$$

Or $E\{\varepsilon^2(t)\} = -2r_{xd} + 2R_{xx}w$, ce qui revient à écrire :

$$w(n + 1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu [r_{xd} - R_{xx}w(n)] \quad 2.42$$

CHAPITRE 2

En pratique, la valeur exacte du gradient ne peut être déterminée du fait que les matrices r_{xd} et R_{xx} ne sont pas elles-mêmes connues. L'une des solutions consiste à utiliser leurs estimations instantanées qui sont respectivement définies par :

$$\hat{R}_{xx}(n) = x(n)x^H(n) \quad \text{et} \quad \hat{r}_{xd}(n) = d^*(n)x(n) \quad 2.43$$

Les pondérations sont remises à jour selon :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu x(n)[d^*(n) - x^H(n)\hat{w}(n)] = \hat{w}(n) + \mu x(n)\varepsilon^*(n) \quad 2.44$$

Le LMS est un algorithme adaptatif qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances sont acceptables dans beaucoup d'application. En terme de convergence, il est cependant médiocre. Quand les valeurs propres de R_{xx} sont très différentes, la convergence peut être lente et d'autres algorithmes plus rapides doivent être envisagés.

➤ Exemple d'application :

Afin d'illustrer le comportement d'une antenne adaptative, prenons par exemple un réseau linéaire constitué de 8 antennes, espacées d'une demi-longueur d'onde. Le critère de pondération choisi pour cette application est le critère de l'EQM et l'algorithme adaptatif associé est le LMS dont le pas est égal à 0.002. Deux sources indépendantes produisent des séquences aléatoires. La direction d'incidence de la source utile est S_{utile} tandis que celles de l'interférents sont de $Interf_1$ et $Interf_2$.

Les pondérations optimales obtenues avec l'algorithme LMS sont présentées au tableau ce dessous.

Excitations (pondérations) synthétisées			
	$S_{\text{utile}} = -35^\circ$	$S_{\text{utile}} = 20^\circ$	$S_{\text{utile}} = 55^\circ$
	$Interf_{\text{1}} = -60^\circ$	$Interf_{\text{1}} = -60^\circ$	$Interf_{\text{1}} = -25^\circ$
	$Interf_{\text{2}} = 40^\circ$	$Interf_{\text{2}} = 50^\circ$	$Interf_{\text{2}} = 10^\circ$
	$\mu = 0.05$	$\mu = 0.05$	$\mu = 0.05$
	Figures 2.25 et 2.26	Figures 2.27 et 2.28	Figures 2.29 et 2.30
m	$w(m)$	$w(m)$	$w(m)$
1	0.0160 - 0.0988i	0.1278 - 0.0253i	0.0716 + 0.0941i
2	0.1186 + 0.0299i	0.0450 - 0.1144i	-0.0482 - 0.1151i
3	-0.0631 + 0.1170i	-0.0470 - 0.1009i	-0.0485 + 0.1435i
4	-0.0987 - 0.1089i	-0.1495 - 0.0206i	0.0991 - 0.0648i
5	0.1280 - 0.0602i	-0.0378 + 0.1513i	-0.1193 + 0.0324i
6	0.0177 + 0.1167i	0.0890 + 0.0684i	0.1332 + 0.0555i
7	-0.1296 - 0.0202i	0.1174 - 0.0222i	-0.0449 - 0.1142i
8	0.0310 - 0.1011i	0.0566 - 0.1054i	0.0074 + 0.1099i

Tableau .2.4. LMS: algorithme du gradient stochastique

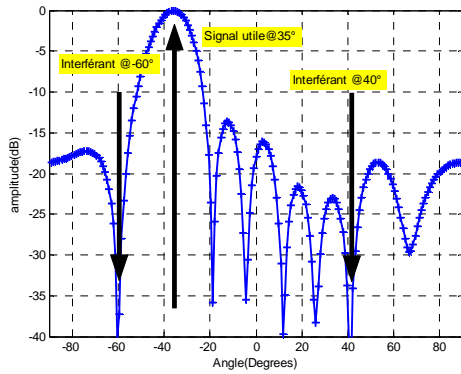


Figure 2.25. gain dans la direction du signal utile
($S_{\text{utile}} = -35^\circ$)

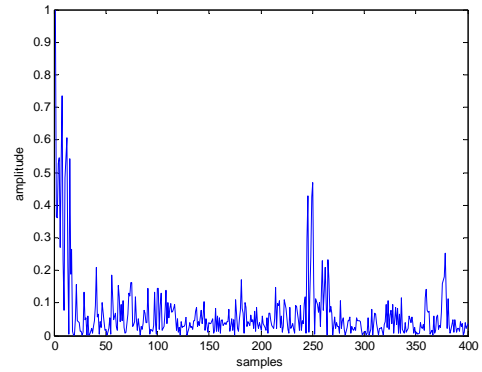


Figure 2.26. l'erreur quadratique moyenne
($S_{\text{utile}} = -35^\circ$)

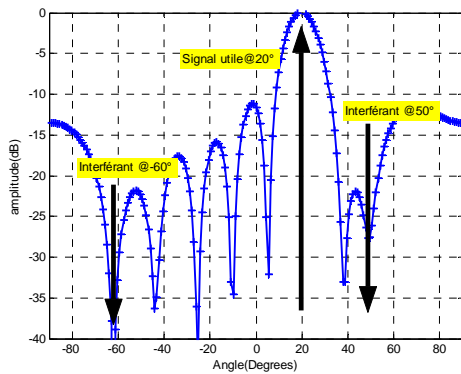


Figure 2.27. gain dans la direction du signal utile
 $S_{\text{utile}} = 20^\circ$

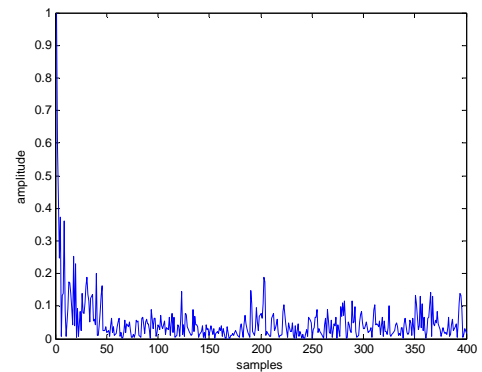


Figure 2.28. l'erreur quadratique moyenne
($S_{\text{utile}} = 20^\circ$)

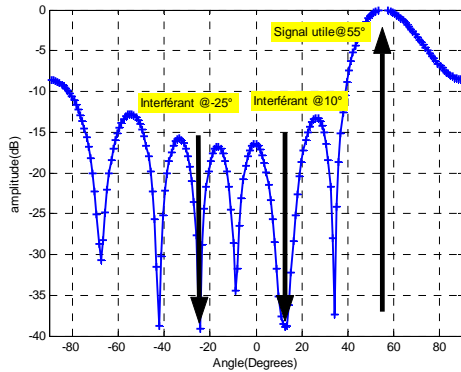


Figure 2.29. gain dans la direction du signal utile
($S_{\text{utile}} = 55^\circ$)

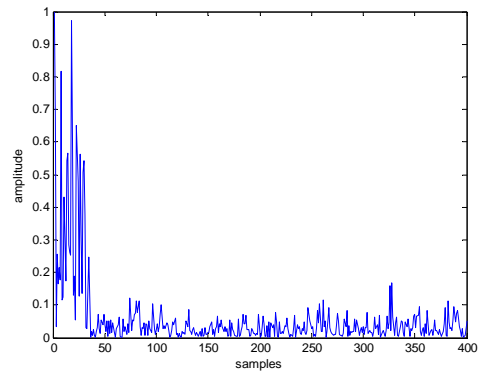


Figure 2.30. l'erreur quadratique moyenne
($S_{\text{utile}} = 55^\circ$)

Les Figures (2.25, 2.27 et 2.29) présentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne réseau après optimisation sur 400 itérations. On notera que le gain dans la direction du signal utile est maximal et que le trajet interférent est annulé par filtrage.

Les Figures (2.26, 2.28 et 2.30) montrent les évolutions de la valeur absolue de l'erreur $|\epsilon|$. Cette courbe est intéressante car elle montre la vitesse de convergence de l'algorithme. Cette vitesse dépend d'une part des valeurs propres de la matrice de covariance en entrée du réseau (autrement dit de la puissance des signaux incidents sur le réseau) et du pas d'adaptation d'autre part. Ce dernier doit être choisi avec soin car une valeur trop forte est responsable d'instabilité (divergence) et introduit un biais sur l'erreur. Pour éviter ce problème, d'autres variantes du LMS ont été développées. Le NLMS (pour Normalised Least Mean Square) par exemple utilise un pas d'adaptation variable.

2.3.2.2. Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance R_{xx} . Les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices R_{xx} et r_{xd} sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i) \tag{2.45}$$

et :

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x(i) \quad 2.46$$

Le DMI est une méthode par bloc et les pondérations sont calculées périodiquement. Les pondérations optimales s'écrivent :

$$\hat{w} = \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{r}_{xd} \quad 2.47$$

Bien que les performances du DMI en terme de convergence soient supérieures à celles du LMS, deux inconvénients sont :

- Inversion de la matrice de covariance -calculs importants.
- Instabilité due à une précision arithmétique finie.

2.3.2.3. Le RLS : algorithme des moindres carrés récursifs

Plutôt que d'appliquer un fenêtrage pour estimer R_{xx} et r_{xd} , on peut les estimer en utilisant une somme pondérée :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} x(i)x^H(i) \quad 2.48$$

Et :

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} d^*(i)x(i) \quad 2.49$$

Le facteur d'oubli, $0 < \gamma < 1$, permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont "oubliés". L'intérêt d'introduire le paramètre γ est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma \hat{R}_{xx}(n-1) + x(n)x^H(n) \quad 2.50$$

Et :

$$\hat{r}_{xd}(n) = \gamma \hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n)x(n) \quad 2.51$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} [R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n)x_{xd}(n)R_{xx}^{-1}(n-1)] \quad 2.52$$

Où le facteur q est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1} R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}{1 + \gamma^{-1} x^H R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)} \quad 2.53$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour par :

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n)[d^*(n) - \hat{w}^H(n-1)x(n)] \quad 2.54$$

2.3.2.4. Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par Godara, par Treichler et Agee. C'est-à-dire, il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré. L'équation de mise à jour de vecteur poids (pondération) est donné par :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) - \mu x(n)\varepsilon^*(n) \quad 2.55$$

et

$$\varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2]y(n)x(n) \quad 2.56$$

$$\varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2]y(n)x(n)$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction ε n'est pas convexe et peut avoir des faux minimums. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.

➤ Exemple d'application :

Pour un réseau linéaire constitué de 8 antennes, espacées d'une demi-longueur d'onde.

On considère, deux sources indépendantes produisent des séquences aléatoires.

La direction d'incidence de la source utile est présentée par S_{utile} tandis que celles de l'interférents sont de $Interf_1$ et $Interf_2$. Les pondérations optimales obtenues avec l'algorithme CMA sont présentées au tableau ce dessous.

Excitations (pondérations) synthétisées			
	$S_{\text{utile}} = -35^\circ$	$S_{\text{utile}} = 20^\circ$	$S_{\text{utile}} = 55^\circ$
	$Interf_{\text{1}} = -60^\circ$	$Interf_{\text{1}} = -60^\circ$	$Interf_{\text{1}} = -25^\circ$
	$Interf_{\text{2}} = 40^\circ$	$Interf_{\text{2}} = 50^\circ$	$Interf_{\text{2}} = 10^\circ$
	$\mu = 0.05$	$\mu = 0.05$	$\mu = 0.05$
	Figures 2.31 et 2.32	Figures 2.33 et 2.34	Figures 2.35 et 2.36
m	$w(m)$	$w(m)$	$w(m)$
1	0.1029 - 0.0283i	-0.1077 - 0.0535i	0.0858 + 0.0755i
2	0.0278 + 0.1178i	-0.0756 + 0.0596i	-0.0510 - 0.1018i
3	-0.1238 - 0.0054i	-0.0198 + 0.1344i	-0.0235 + 0.1468i
4	0.0526 - 0.1440i	0.1262 + 0.0741i	0.0972 - 0.0773i
5	0.1121 + 0.0899i	0.1063 - 0.0773i	-0.1190 + 0.0296i
6	-0.1049 + 0.0709i	-0.0217 - 0.1106i	0.1415 + 0.0434i
7	-0.0591 - 0.1294i	-0.0849 - 0.0536i	-0.0575 - 0.1013i
8	0.0980 - 0.0220i	-0.1209 + 0.0717i	0.0309 + 0.1082i

Tableau .2.4. CMA : Algorithme à module constant

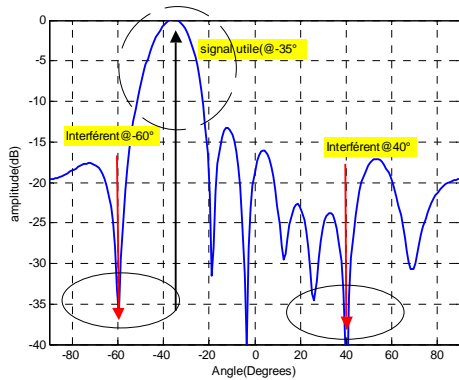


Figure 2.31. gain dans la direction du signal utile
($S_{\text{utile}} = -35^\circ$)

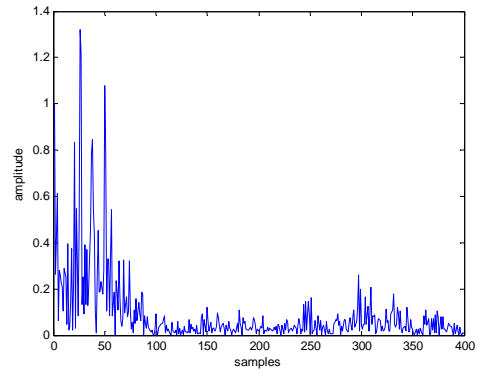


Figure 2.32. l'erreur quadratique moyenne
($S_{\text{utile}} = -35^\circ$)

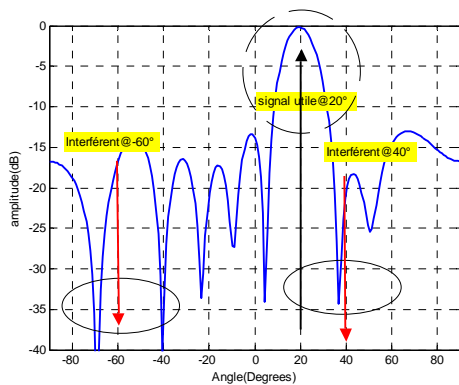


Figure 2.33. gain dans la direction du signal utile
($S_{\text{utile}} = 20^\circ$)

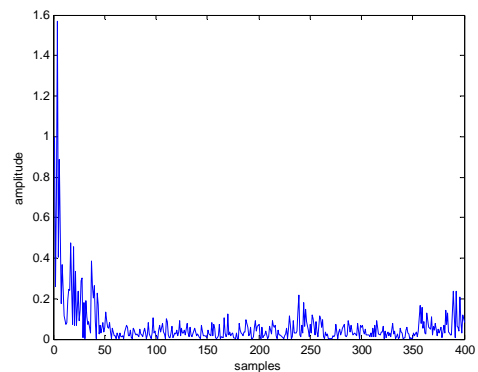


Figure 2.34. l'erreur quadratique moyenne
($S_{\text{utile}} = 20^\circ$)

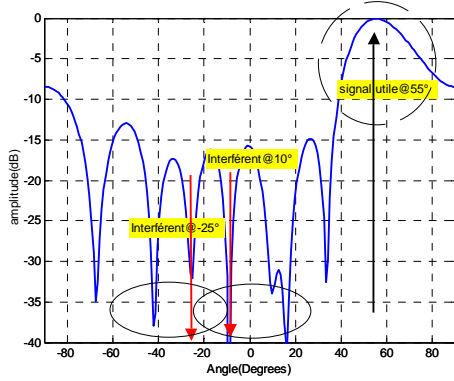


Figure 2.35. gain dans la direction du signal utile
($S_{\text{utile}} = 55^\circ$)

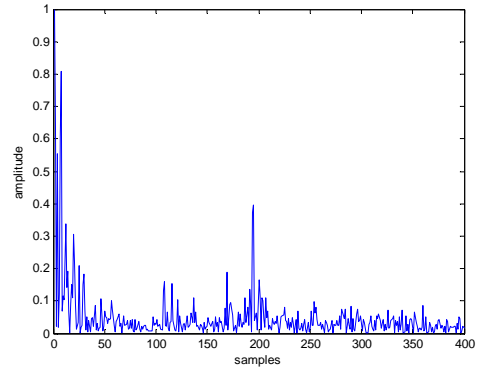


Figure 2.36. l'erreur quadratique moyenne
($S_{\text{utile}} = 55^\circ$)

2.3.2.5. Tableau récapitulatif

Le tableau suivant est un tableau récapitulatif des différents algorithmes adaptatifs utilisés.

Algorithme	Pondérations (Weight Update equations)	Avantages	Désavantages
Gradient stochastique (LMS)	$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu x(n) [d^*(n) - x^H(n) \hat{w}(n)]$	Converge Toujours	Exige un signal de référence
Inversion Directe de la matrice de convergence (DMI)	$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i)$ $\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x(i)$ $w = \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{r}_{xd}$	Converge toujours Plus rapidement que LMS	Exige un signal de référence Computationally complexe
Moindre carré récursif (RLS)	$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n) [d^*(n) - \hat{w}^H(n-1)x(n)]$ $q(n) = \frac{\gamma^{-1} R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}{1 + \gamma^{-1} x^H(n) R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}$ $R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} [R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n)x_{rd}(n)R_{xx}^{-1}(n-1)]$	toujours converge, 10 × plus rapide que LMS	Exige un signal de référence et une estimation initiale de R_{xx}^{-1}
Module constant (CMA)	$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) - \mu x(n) \varepsilon^*(n)$ $\varepsilon(n) = [1 - y(n) ^2] y(n) x(n)$	N'exige pas un signal de référence	Théoriquement ne converge pas

Tableau 2.5. Tableau récapitulatif des algorithmes utilisés

Il existe aussi d'autres méthodes de synthèse des réseaux : certains analytiques ; d'autres numériques. Elles ont pu être utilisés avec succès pour obtenir des diagrammes à enveloppe conformée ou pour effectuer la réjection de brouilleurs dans certaines directions.

2.4. Synthèse des diagrammes de rayonnement par l'algorithme de MADSEN

La synthèse de réseau a pour objet de déterminer les caractéristiques d'un réseau d'antennes qui permettent de s'approcher au mieux de contraintes de rayonnement fixées (abaissement des lobes secondaires) ou d'un gabarit de rayonnement imposé.

La synthèse de réseau repose toujours sur le choix d'une méthode d'optimisation numérique, méthode qui n'est pas unique. Pour présenter le problème d'optimisation, nous nous placerons dans le cas d'un réseau linéaire à n éléments régulièrement espacés. Des généralisations sont possibles, mais elles sont extrêmement lourdes, de part la complexité du problème.

Le facteur de réseau, pour un réseau alimenté à phase et à amplitude constante est définie comme suit :

$$AF = 1 + e^{jkd \sin \theta} + e^{2jkd \sin \theta} + e^{3jkd \sin \theta} + \dots + e^{(n-1)kd \sin \theta} \quad 2.57$$

Le problème consiste à déterminer les amplitudes A_i et les phases φ_i que l'on doit appliquer à chaque élément du réseau afin de répondre à un certain nombre de contraintes.

Ces contraintes peuvent être par exemple de tendre vers un maximum pour des directions $\theta_{\max 1}$, $\theta_{\max 2}$, $\theta_{\max 3}$, \dots , $\theta_{\max n}$ qui représentent les directions des lobes de rayonnement et vers un minimum pour des directions $\theta_{\min 1}$, $\theta_{\min 2}$, $\theta_{\min 3}$, \dots , $\theta_{\min n}$ qui peuvent représenter des lobes secondaires que l'on souhaite les plus bas possibles, ou des zéros dans le diagramme de rayonnement [2.38].

On recherche donc les A_i et φ_i tels que la norme des fonctions suivantes soient maximum:

$$\begin{aligned} & 1 + A_1 e^{j(kd \sin \theta_{\max 1} + \varphi_1)} + A_2 e^{j(2kd \sin \theta_{\max 1} + \varphi_2)} + A_3 e^{j(3kd \sin \theta_{\max 1} + \varphi_3)} + \dots + A_{n-1} e^{j((n-1)kd \sin \theta_{\max 1} + \varphi_{n-1})} \\ & 1 + A_1 e^{j(kd \sin \theta_{\max 2} + \varphi_1)} + A_2 e^{j(2kd \sin \theta_{\max 2} + \varphi_2)} + A_3 e^{j(3kd \sin \theta_{\max 2} + \varphi_3)} + \dots + A_{n-1} e^{j((n-1)kd \sin \theta_{\max 2} + \varphi_{n-1})} \\ & 1 + A_1 e^{j(kd \sin \theta_{\max 3} + \varphi_1)} + A_2 e^{j(2kd \sin \theta_{\max 3} + \varphi_2)} + A_3 e^{j(3kd \sin \theta_{\max 3} + \varphi_3)} + \dots + A_{n-1} e^{j((n-1)kd \sin \theta_{\max 3} + \varphi_{n-1})} \end{aligned} \quad 2.58$$

et tels que la norme des fonctions suivantes soient minimum :

$$\begin{aligned}
 &1 + A_1 e^{j(kd \sin \theta_{\min 1} + \varphi_1)} + A_2 e^{j(2kd \sin \theta_{\min 1} + \varphi_2)} + A_3 e^{j(3kd \sin \theta_{\min 1} + \varphi_3)} + \dots + A_{n-1} e^{j((n-1)kd \sin \theta_{\min 1} + \varphi_{n-1})} \\
 &1 + A_1 e^{j(kd \sin \theta_{\min 2} + \varphi_1)} + A_2 e^{j(2kd \sin \theta_{\min 2} + \varphi_2)} + A_3 e^{j(3kd \sin \theta_{\min 2} + \varphi_3)} + \dots + A_{n-1} e^{j((n-1)kd \sin \theta_{\min 2} + \varphi_{n-1})} \\
 &1 + A_1 e^{j(kd \sin \theta_{\min 3} + \varphi_1)} + A_2 e^{j(2kd \sin \theta_{\min 3} + \varphi_2)} + A_3 e^{j(3kd \sin \theta_{\min 3} + \varphi_3)} + \dots + A_{n-1} e^{j((n-1)kd \sin \theta_{\min 3} + \varphi_{n-1})}
 \end{aligned} \tag{2.59}$$

Si on impose au plus une contrainte tous les degrés, il y a donc 180 relations de type à prendre en compte, ce qui rend le problème d'optimisation extrêmement complexe.

Différentes simplifications sont possibles : plutôt que de rechercher un minimum pour les lobes secondaires, on peut fixer un niveau à ne pas dépasser : on se ramène alors à un problème d'optimisation sous contrainte. On peut également rechercher une optimisation sur la phase seulement en choisissant les A_i égaux à 1, ou sur l'amplitude seulement en choisissant les φ_i égaux à 0.

Lorsque l'alimentation du réseau est symétrique, les exponentielles s'ajoutent 2 à 2 pour donner des termes réels en cosinus : on parle alors de synthèse réelle.

Le logiciel utilisé à l'IRCOM (développé par Mohamed RAMMAL pour l'analyse numérique, Michel VERGNAUD pour l'interface WINDOWS) utilise une méthode désignée par minmax qui consiste globalement à minimiser l'écart maximum entre le diagramme de rayonnement obtenu et le gabarit imposé. Il ne s'applique qu'aux réseaux alignés.

L'utilisateur définit le nombre et la position des éléments, le diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire, et l'optimisation porte sur l'amplitude et la phase du signal appliqué à chaque antenne. Il permet éventuellement la prise en compte du couplage entre éléments, à condition d'être en mesure de donner un fichier de couplage.

2.4.1. Elaboration du choix

Une antenne à pondération optimale est celle dans laquelle le gain et la phase de chaque élément sont ajustés pour atteindre une performance optimale de ce réseau. Par exemple, pour obtenir un rapport signal sur bruit (SNR) maximal à la sortie, en annulant les interférences non désirées et en recevant les signaux désirés dans une direction donnée sans distorsion, il existe une seule manière d'ajustement du gain et de la phase de chaque élément. Mais cette opération présente une grande complexité surtout lorsque l'ajustement est dynamique.

CHAPITRE 2

Une recherche bibliographique sur les méthodes d'optimisations numériques appliquées à la synthèse des réseaux d'antennes a permis de constater qu'un nombre important de méthodes ont été proposées [2.24,...,2.33].

Les méthodes portant sur différents objectifs fixés par leurs auteurs, une comparaison des performances de certaines de ces méthodes est illustré au (Tableau 2.6).

	Analytiques (Fourier, Tcheb...)	Optimisations Linéaires (simplexe,...)	Polynomiales (Elliot)	Projection successive	Algorithmes génétiques	Technique Madsen Minmax	Réseaux de neurones
Paramètres de synthèse	Amplitude	Amplitude, Phase	Amplitude, Phase	Amplitude, Phase	Position	Amplitude, Phase, position	Amplitude et (ou) Phase
Critère d'erreur (moindre carré, minmax)	M.C, autre	M.C, Minmax	Autre	M.C	M.C, autre	Minmax	OUI
Synthèse réelle ou en puissance	NON	NON	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
Prise en compte du couplage	NON	NON	OUI	NON	NON	OUI	OUI
Contraintes sur les paramètres de synthèse	NON	NON	NON	OUI	NON	OUI	OUI
Temps de calcul	RAPIDE	RAPIDE	---	MOYEN	LENT	RAPIDE	Très RAPIDE
Possibilité de développement	NON	NON	NON	OUI	OUI	OUI	OUI

Tableau 2.6. Performances des différentes méthodes de synthèse

2.4.2. Théorie de la méthode de synthèse

Tous les problèmes d'optimisations peuvent se réduire à la minimisation d'un scalaire appelé "fonction objectif" ou "fonction d'erreur". Cette fonction est une représentation de la différence qui existe entre les performances réelles (synthétisées) et désirées (imposées) de l'application que l'on traite.

On note $ERR(\underline{x})$ cette fonction d'erreur :

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} \xrightarrow{ERR} ERR(x_1, \dots, x_n) \quad 2.60$$

CHAPITRE 2

\mathfrak{R} et \mathfrak{R}^N représentent respectivement l'ensemble des réels à une et N dimensions. Le vecteur \underline{x} représente l'ensemble des paramètres accessibles à l'utilisateur et donc modifiable pendant le processus d'optimisation.

Dans le cas de synthèse des réseaux d'antennes à rayonnements spécifiés, les paramètres de synthèse peuvent être le courant d'excitation (amplitude et (ou) phase) et dans certains cas les positions relatives des sources. L'optimisation n'est jamais conduite sans que l'on ait à satisfaire un certain nombre de conditions restrictives (contraintes) portant sur les paramètres de réseau ou sur l'une de ses performances (directivité, rapport S/B, etc...).

2.4.3. Définition du critère d'erreur

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que le but de l'optimisation est de réduire le plus possible la fonction objective $ERR(\underline{x}, \theta_j)$. Dans la direction θ_j cette fonction est définie comme

Suit :

$$ERR(\underline{x}, \theta_j) = w(\theta_j)[E_c(\underline{x}, \theta_j) - E_d(\theta_j)] \quad 2.61$$

- ❖ Où $E_c(\underline{x}, \theta_j)$ est le champ calculé ; $E_d(\theta_j)$ est la valeur désirée dans la direction θ_j .
- ❖ $w(\theta_j)$ est une fonction poids, elle permet de privilégier certaines directions de l'espace par rapport à d'autres en leur donnant une importance plus grande dans la fonction d'erreur.

Cette possibilité sera employée pour pouvoir contrôler simultanément le niveau de lobes secondaires et le niveau d'oscillations du lobe dans la zone à couvrir.

On effectue une mesure d'erreur globale en prenant la norme de $ERR(\underline{x}, \theta)$. Les deux principales normes utilisées déterminent les deux grandes familles d'algorithmes d'optimisations numériques : ce sont la norme euclidienne (moindre carré) et la norme minmax.

La norme euclidienne s'écrit :

$$\|ERR(\underline{x})\| = \left[\sum_{j=1}^M \|ERR(\underline{x}, \theta_j)\|^2 \right]^{1/2} \quad 2.62$$

et la norme minmax est définie comme suit :

$$\|ERR(\underline{x})\| = \max_j \|ERR(\underline{x}, \theta_j)\| \quad j=1, \dots, M \quad 2.63$$

Où M représente le nombre des directions angulaires échantillonnées.

La norme euclidienne représente une moyenne de l'erreur commise dans toutes les directions angulaires. Cette norme peut engendrer de grandes oscillations (phénomène de GIBBS) au voisinage de la zone de transition. Par contre, la norme minmax mesure l'erreur maximale commise dans toutes les directions échantillonnées, ce qui permet d'obtenir des diagrammes synthétisés à ondulations constantes (equal ripple) dans le lobe principal (formé) et à des lobes secondaires isoniveaux (en général). D'après EVANS [2.34], cette forme du diagramme constitue le meilleur compromis que l'on peut obtenir entre taux d'ondulation et niveau de lobes secondaires. Cette norme sera retenue par la suite pour définir la fonction d'erreur.

2.4.4. Etude des contraintes

2.4.4.1. Contrainte de directivité maximale

La directivité caractérise l'aptitude d'un aérien à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction privilégiée.

Elle est définie comme suit :

$$D(\bar{u}) = \frac{\delta(\bar{u})}{\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} \delta(\bar{u}) d\Omega} \quad 2.64$$

$\delta(\bar{u})$ est la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide.

Théorème : *La synthèse d'un réseau d'antennes à diagramme de rayonnement spécifié avec un maximum de directivité est réalisée lorsque la loi d'excitation est symétriquement conjuguée (symétrique en amplitude et antisymétrique en phase) [2.35] par rapport au centre de l'alignement.*

On limite notre démonstration aux cas où le nombre des éléments du réseau est impair, les cas où le nombre est pair se montre d'une façon analogue.

Donc un diagramme réel (à phase constante) permet d'avoir un maximum de directivité de réseau. Or, la transformée de Fourier inverse qui relie le champ lointain à l'éclairement du réseau fait correspondre au diagramme réel une loi d'excitation symétrique conjuguée par rapport au centre de l'alignement [2.35]. Donc, ce type d'excitation permet d'avoir des résultats optimaux dans les cas de synthèses des réseaux directifs.

2.4.4.2. Formulation du problème de synthèse réelle et en puissance

Selon l'écriture de la fonction d'erreur deux types de synthèse se dégagent, une dite "réelle" l'autre "en puissance".

CHAPITRE 2

Synthèse réelle

Donnons tout d'abord la formulation du critère d'erreur:

$$ERR(\theta_j) = \max_j \|AF_c(\theta_j) - AF_d(\theta_j)\| \quad j=1, \dots, M \quad 2.65$$

$AF_c(\theta_j)$ et $AF_d(\theta_j)$ sont respectivement les fonctions de rayonnement calculée et désirée.

Pour la synthèse réelle, la fonction désirée est définie en module et entraînée par le processus de minimisation du critère d'erreur [2.37] un diagramme de rayonnement réel.

Ainsi, la loi d'excitation est symétrique en amplitude et conjuguée en phase. Le champ calculé devient alors [2.38]:

$$ERR(\theta_j) = \max_j \|E_c(\theta_j) - E_d(\theta_j)\| \quad j=1, \dots, M \quad 2.66$$

$$E_c(\theta_j) = 2 \sum_{i=1}^N I_i \cdot \cos(k_0 \cdot x_i \cdot \sin(\theta_j) + \varphi_i) \quad 2.67$$

Dans la suite de cette étude, seuls des réseaux linéaires à sources équidistantes sont synthétisés. Pour chaque application, le gabarit, le nombre d'éléments, la distance entre les sources en longueur d'onde et le diagramme élémentaire sont fournis.

Synthèse complexe ou en puissance

La synthèse en puissance ne fait aucune hypothèse sur la phase du diagramme désiré, la synthèse ne porte que sur le module de la fonction calculée [2.39], complexe de rayonnement [2.38].

$$ERR(\theta_j) = \max_j \|AF_c(\theta_j) - AF_d(\theta_j)\| \quad j=1, \dots, M \quad 2.68$$

Le diagramme résultant est complexe, les coefficients d'excitation et la géométrie du réseau ne sont soumis à aucune loi de symétrie.

Le champ rayonné peut se mettre sous la forme suivante :

$$E_c(\theta_j) = E_0(\theta_j) \cdot AF(\theta_j) \cdot e^{j\varphi_i} \quad 2.69$$

Ou $E_0(\theta_j)$ est le champ élémentaire d'une source et $AF(\theta_j)$ est une fonction de θ_j .

Il existe une multitude de solutions due à la phase initiale aléatoire du diagramme désiré. A nous de déterminer quelle est la meilleure en fonction des résultats fournis.

2.4.4.3. Contraintes sur le courant d'excitation ou sur les positions des éléments

Dans beaucoup de cas, il est nécessaire d'imposer des limitations sur certains paramètres du réseau tels que des contraintes sur le module du courant ou sur l'espacement entre les sources. L'idée suivie est de substituer aux variables d'optimisation une fonction incluant les limitations. On obtient alors l'optimum en cherchant le minimum d'une suite de fonctions sans contraintes.

2.4.4.3. 1. Contraintes sur le module du courant

En général, les contraintes sont de la forme :

$$a_i \leq |\tilde{I}_i| \leq b_i \quad 2.70$$

Dans ce cas, le module du courant dans la fonction d'erreur peut être substitué par la fonction :

$$I_i = a_i + (b_i - a_i) \sin^2 I'_i \quad 2.71$$

La variable de synthèse est I'_i (sans contrainte).

2.4.4.3.2. Contraintes sur les positions des éléments

En général, ces contraintes sont liées à la dimension physique de l'élément rayonnant ou à des effets indésirables en fonction de la distance entre éléments (couplage par exemple). Ces contraintes sont de la forme :

$$x_i - x_{i-1} \geq D \quad 2.72$$

Pour en tenir compte, la variable x_i sera remplacée par la fonction :

$$x_i = (i-1)D + \sum_{j=1}^i x_j'^2 \quad 2.73$$

La variable de synthèse est alors x'_i .

2.4.4.3.3. Possibilité de tenir compte du couplage

Le coefficient de réflexion à l'accès i peut s'écrire:

$$\Gamma_i = \frac{b_i}{a_i}, b_i = \sum_{j=1}^N S_{ij} a_j \quad 2.74$$

- ✓ a_i représente l'onde de puissance incidente à l'accès i .
- ✓ b_i représente l'onde de puissance réfléchi à l'accès i .

$$E(\theta_j) = \sum_{i=1}^N E_0(\theta_j) \cdot (a_i - b_i) \cdot e^{jk_o \cdot x_i \cdot \sin(\theta_j)} \quad 2.75$$

2.4.5. Algorithme de MADSEN [2.40], [2.41,...,2.46]

La méthode d'optimisation non- linéaire cherche à résoudre le système d'équations non linéaires:

CHAPITRE 2

$$ERR(\underline{x}, \theta_j) = 0 \quad j=1, \dots, M \quad 2.76$$

Au sens de minmax où il s'agit de trouver le vecteur \underline{x} de paramètres, de synthèse, qui minimise le maximum de la fonction erreur :

$$\overline{ERR}(\underline{x}) = \max_j \|ERR(\underline{x}, \theta_j)\| \quad j=1, \dots, M \quad 2.77$$

L'approche suivie consiste à approximer la fonction non- linéaire pour laquelle on peut calculer un sous gradient en tout point, par linéarisation tangentielle, puis affiner itérativement l'approximation. On est ainsi amené à résoudre un système d'équations linéaires auquel des contraintes peuvent être rajoutées au fur et à mesure des itérations, pour assurer la convergence de la méthode.

A l'itération $k+1$, le vecteur $\underline{x}(k+1)$ s'écrit :

$$\underline{x}(k+1) = \underline{x}(k) + \underline{h}(k) \quad \text{avec} \quad \underline{h}(k) = (h_1, \dots, h_n) \quad 2.78$$

L'optimisation porte sur le système d'équations linéarisé où $\underline{h}(k)$ est la solution qui minimise le maximum de la fonction d'erreur linéarisée :

$$\overline{ERR}(\underline{h}(k), \theta_j) = ERR(\underline{x}(k), \theta_j) + grad(ERR(\underline{x}(k), \theta_j)) \cdot \underline{h}(k) \quad j=1, \dots, M \quad 2.79$$

$\underline{h}(k)$ doit satisfaire une certaine contrainte :

$$\max_{i=1, \dots, n} \|h_i\| \leq \lambda(k) \quad 2.80$$

Afin de s'assurer une bonne approximation linéaire du système d'équations (2.75). La recherche d'un minimum du système linéaire est équivalente au problème d'optimisation classique.

$$Min \hat{ERR}(\underline{h}(k)) = \sum_{i=1}^N a_i h_i \quad 2.81$$

Sous les contraintes

$$\begin{aligned} \overline{ERR}(\underline{h}(k)) &\leq ERR(\underline{x}(k), \theta_j) & j = 1, \dots, M \\ \|h_i\| &\leq \lambda(k) & i = 1, \dots, N \end{aligned} \quad 2.82$$

Où

$$\hat{ERR}(\underline{h}(k)) = \max_j |ERR(\underline{x}(k), \theta_j) + grad(ERR(\underline{x}(k), \theta_j)) \cdot \underline{h}(k)| \quad 2.83$$

La convergence de la méthode est assurée en ajustant la valeur de $\lambda(k)$ à chaque itération. Ainsi le point $x(k+1)$ sera un point de chute si la décroissance du maximum, la fonction

$\overline{ERR}(\underline{x}(k))$ excède une fraction de la décroissance du maximum de la fonction linéarisé ($\hat{ERR}(\underline{x}(k))$) :

$$\overline{ERR}(\underline{x}(k)) - \overline{ERR}(\underline{x}(k) + \underline{h}(k)) \geq \rho_1 (\hat{ERR}(\underline{x}(k)) - \hat{ERR}(\underline{x}(k) + \underline{h}(k)))$$

$$\rho_1 \leq 1 \quad 2.84$$

Si non l'approximation linéaire est insuffisante, la valeur de $\lambda(k+1)$ sera diminuée :

$$\lambda_{k+1} = \rho_2 \lambda_k \quad \rho_2 < 1 \quad 2.85$$

Les itérations seront arrêtées si l'un des critères suivants est atteint :

1. le maximum de la fonction d'erreur est inférieur à une certaine valeur.
2. le maximum de $\|\underline{h}\|$ devient très faible par rapport au $\|\underline{x}\|$.

2.4.5.1. Synoptique du logiciel de synthèse SARA

Le logiciel de réseau SARA [2.48, 2.49] (Synthesis of **AR**ray of **Antennas**) développé au CREAPE. Il permet de faire de la synthèse et de l'analyse de réseaux d'antennes à l'aide d'une méthode analytique.

La fonction de synthèse de réseaux permet de déterminer quelles sont les lois d'excitation en amplitude et en phase à appliquer aux différents éléments du réseau afin que le rayonnement suive un gabarit souhaité (réduction des lobes secondaires, amélioration du lobe principal, pointage du lobe, ...). La méthode de synthèse adoptée (technique itérative de résolution des équations non linéaires avec un critère d'optimisation « minmax » [2.48] permet d'approcher au mieux la fonction de rayonnement désirée. Le logiciel de synthèse peut être présenté selon le synopsis de la Figure 2.37.

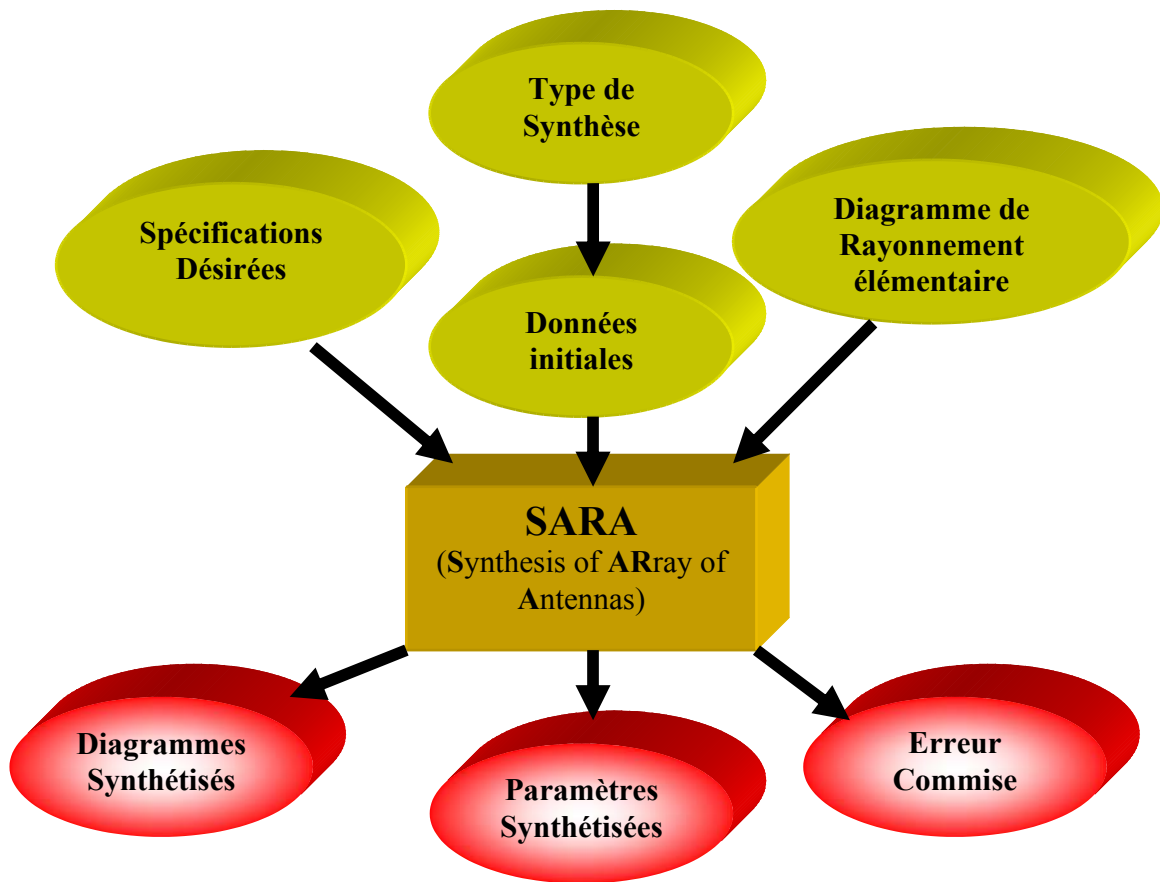


Figure 2.37. Synoptique du logiciel de synthèse

Deux méthodes de synthèse peuvent être utilisées. La synthèse dite complexe donne des pondérations aléatoires sur les éléments alors que la seconde, la synthèse réelle permet d'obtenir des pondérations symétriques en amplitude et conjuguées en phase. La fonction d'analyse de réseaux d'antennes consiste en l'évaluation, par des formules approchées, du champ rayonné connaissant la loi d'excitation des éléments qui le composent.

Cette méthode permet de rendre compte de façon assez précise de l'influence sur le rayonnement des différents paramètres du réseau comme par exemple, le pas du réseau, les pondérations en amplitude et en phase ou encore le couplage entre éléments. La partie analyse de réseaux permet bien souvent de vérifier et aussi de simplifier les lois de pondération obtenues dans la partie synthèse.

Les étapes de cette méthode sont :

- ✓ Une partie initialisation, où sont définis l'étude et les objectifs désirés.
- ✓ Une partie calcul.
- ✓ Une partie traitement des résultats.

✓ Les spécifications sur le module du diagramme de rayonnement désiré.

Ces spécifications sont définies à partir des fonctions poids qui contrôlent le niveau des lobes secondaires et de l'amplitude maximale des oscillations des lobes principaux formés, dans les différentes zones constituant le plan de formage (gabarit), (Figure 2.38). La définition du gabarit commence par la spécification des domaines angulaires de T_1 à T_{15} .

Pour des diagrammes formés :

- De trois lobes principaux, on définit toutes les zones angulaires T_1 à T_{15} .
- De deux lobes principaux ou d'un lobe et zéro, on a $T_1=T_2=T_3=T_4=T_5=T_6$.
- D'un seul lobe principal, $T_1=T_2=T_3=T_4=T_5=T_6=T_7=T_8=T_9=T_{10}$.

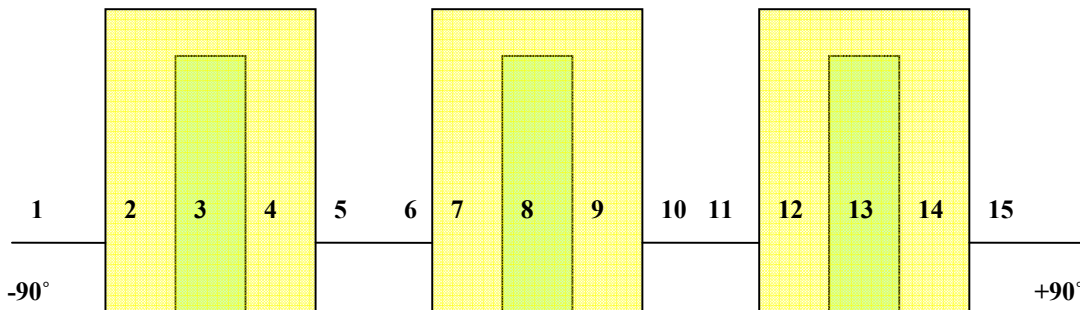


Figure 2.38. Définition des spécifications

✓ **Géométrie de réseau :**

On considère N antennes (*sources rayonnantes*) identiques et linéaire (Figure 2.39), mais dont on connaît les caractéristiques individuelles: position par rapport à un point dans un repère fixe, dimensions, comportement élémentaire du champ électrique dans son environnement (*on néglige le phénomène de couplage entre sources*).

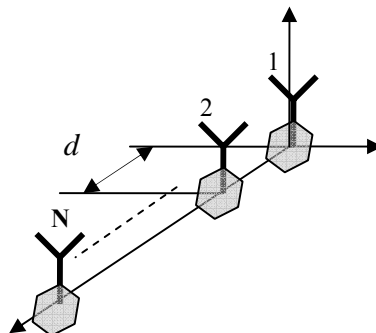


Figure 2.39. Représentation d'un réseau linéaire.

✓ *Le diagramme de rayonnement élémentaire qui peut être calculé ou mesuré.*

✓ *Les contraintes sur les coefficients synthétisés :* On peut synthétiser des diagrammes réels où le réseau sera symétrique et d'excitations complexes symétriques conjuguées par rapport à son centre, et des diagrammes complexes où les coefficients d'excitations ne sont soumis à aucune loi de symétrie.

On peut aussi imposer des limitations sur le module de pondérations des sources.

✓ *Le type de synthèse :*

La synthèse peut être effectuée en amplitude et (ou) en phase et dans certains cas en amplitude et en position d'éléments. Notre travail consiste seulement à la *synthèse en phase*.

✓ *Les paramètres de synthèse initiaux :*

Une loi d'alimentation uniforme est généralement suffisante.

En sortie le logiciel de synthèse génère :

✓ *Les paramètres synthétisés :*

Ils varient en nature et en nombre suivant le type de synthèse spécifié. Les amplitudes et phases des excitations permettent de concevoir le répartiteur de puissance du réseau et d'écarter certaines tentatives de synthèse lorsque des éléments ne sont pas excités.

✓ *Le diagramme synthétisé :*

Il évalue qualitativement le diagramme de rayonnement du réseau, c'est souvent sur son unique aspect que l'on approuve ou rejette une tentative de synthèse.

✓ *Un compte rendu de l'erreur maximum commise :*

On en déduit le niveau des lobes secondaires et l'amplitude des oscillations dans le lobe principal. Cette erreur est également source d'acceptation ou de rejet de la tentative.

2.4.5.2 Applications à la synthèse de réseaux linéaires

Dans ce paragraphe nous présentons différents cas de synthèses réelles de réseaux linéaires à rayonnements spécifiés pour illustrer les différentes possibilités offertes par la méthode d'optimisation afin de prouver l'efficacité et la souplesse du logiciel de synthèse. La synthèse est effectuée avec des réseaux de 8 sources espacées de $0.5 \lambda_0$, les diagrammes synthétisés sont les suivants :

✓ Diagramme directif avec des niveaux de lobes secondaires faibles (Figure 2.40)

CHAPITRE 2

- ✓ Diagramme directif avec des niveaux de lobes secondaires dissymétriques (Figure 2.41)
- ✓ Diagramme directif avec un zéro dans une zone angulaire privilégiée (direction d'interférence) (Figures 2.42.a, b, c)
- ✓ Deux diagrammes directifs dans deux directions désirées (Figure 2.43.a et b).
- ✓ Trois diagrammes directifs dans trois directions désirées (Figure 2.44.a et b).

Les différentes excitations synthétisées sont reportées aux tableaux (2.7, 2.8, 2.9 et 2.10).

Cas 1: Lobe directif et Lobes secondaires dissymétriques

La solution optimale trouvée est celle d'un réseau excité avec un gradient de phase. Ce qui confirme les résultats théoriques et justifie l'efficacité de notre technique de synthèse. Les résultats (Figure 2.41) montrent que l'abaissement des lobes secondaires d'un coté au dessous de (-25 à -35 dB) implique une remontée de l'autre coté jusqu'à 10 dB.

	Excitations Synthétisées			
	-40°	-10°	25°	35°
	φ_n	φ_n	φ_n	φ_n
1	58	15.3	-38.2	-51.9
2	173.2	46.8	-113.8	-154.5
3	288.6	77.8	-189.8	102.7
4	43.9	109.3	94.5	-0.6
5	159.3	140.8	18.9	-103.2
6	274.7	172.3	-56.7	-205.8
7	30.1	203.8	-132.3	-308.4
8	145.5	235.3	-207.9	51

Tableau .2.7.Excitations synthétisées des lobes directifs

	Excitations Synthétisées		
	-40°	-30°	-5°
	φ_n	φ_n	φ_n
1	2	73	-51
2	74	103	-79
3	175	-144	-29
4	-58	-42	-33
5	58	42	33
6	-175	144	29
7	-74	-103	79
8	-2	-73	51

Tableau .2.8.Excitations synthétisées d'un lobe directif avec des lobes secondaires dissymétriques

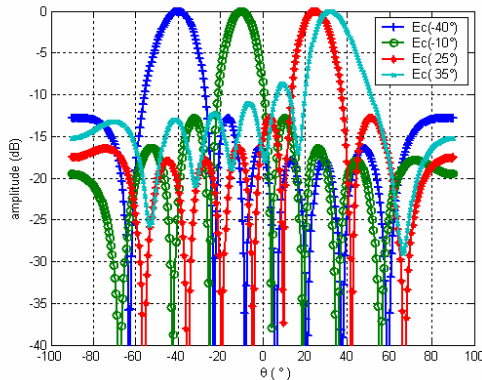


Figure 2.40. Diagramme de rayonnement des lobes directifs

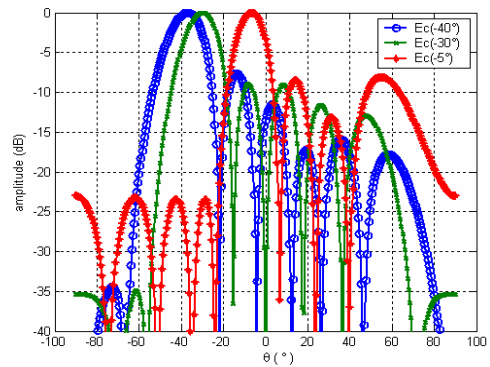


Figure 2.41. Diagramme de rayonnement des lobes directifs à -40° , -30° et -5° avec dissymétrie des lobes secondaires

Cas 2: Lobe et zéro

La possibilité de création d'un zéro dans certaines zones angulaires est primordiale. Dans les applications des antennes adaptatives, il faut pouvoir générer un lobe principal et aussi un zéro dans tout le domaine angulaire de couverture. Trois cas sont présentés (Figures 2.42.a, .b, et .c). Dans tous les cas l'abaissement de niveau du zéro se fait au détriment du niveau des lobes secondaires qui remontent jusqu'à -10 dB. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode mais avec un temps de calcul de l'ordre de 10 secondes.

	Excitations Synthétisées		
	-50° et -10°	-40° et 50°	-10° et 30°
	φ_n	φ_n	φ_n
1	225	335	60
2	35	60	85
3	155	195	50
4	280	315	20
5	80	45	340
6	205	165	310
7	325	300	275
8	135	25	300

Tableau 2.9. Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée) et zéros (interférence)

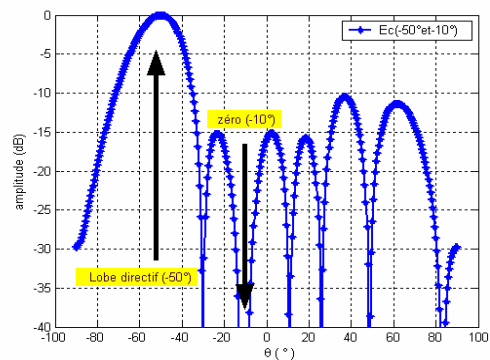


Figure 2.42.a. Diagramme de rayonnement de lobe directif (-50°) et zéro (-10°)

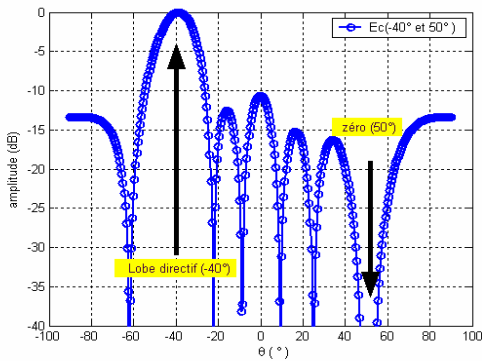


Figure 2.42.b. Diagramme de rayonnement de lobe directif (-40°) et zéro (50°)

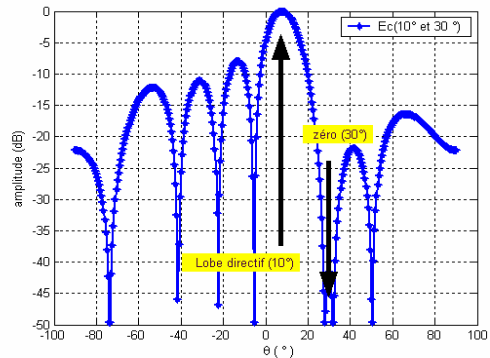


Figure 2.42.c. Diagramme de rayonnement de lobe directif (10°) et zéro (30°)

Cas 3: Multi- Lobes

La création d'un faisceau multi-lobes est nécessaire pour pouvoir couvrir plusieurs sources utiles simultanément, avec la possibilité de balayer la totalité du domaine angulaire de couverture radio. Nous présentons deux exemples de synthèse à deux lobes (Figures 2.43.a et b) et à trois lobes (Figures 2.44.a et b). Le temps de calcul de chaque cas est de l'ordre de 10 secondes.

	Excitations Synthétisées			
	-20° et 40°	-60° et 50°	-30°, 2° et 22°	-60°, 10° et 50°
	φ_n	φ_n	φ_n	φ_n
1	95	155	225	135
2	245	340	220	20
3	225	170	100	130
4	15	355	135	15
5	345	5	225	345
6	135	190	260	230
7	115	20	140	340
8	265	205	135	225

Tableau .2.10. Excitations synthétisées de deux et trois lobes directifs

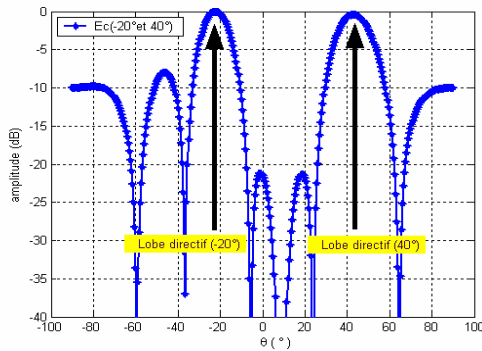


Figure 2.43.a. Diagramme de rayonnement de deux lobes directifs à $(-20^\circ$ et $40^\circ)$

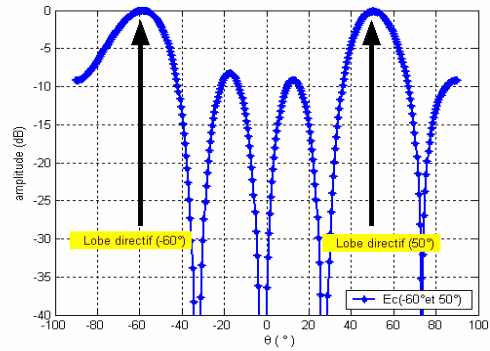


Figure 2.43.b. Diagramme de rayonnement de deux lobes directifs à $(-60^\circ$ et $50^\circ)$

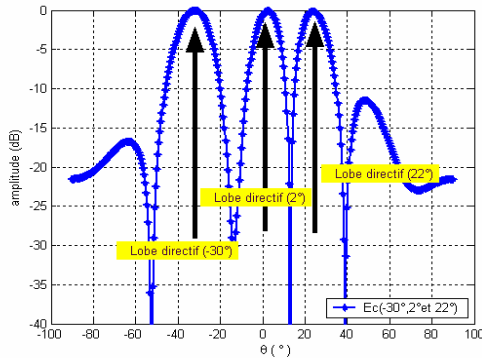


Figure 2.44.a. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(-30^\circ$, 2° et $22^\circ)$

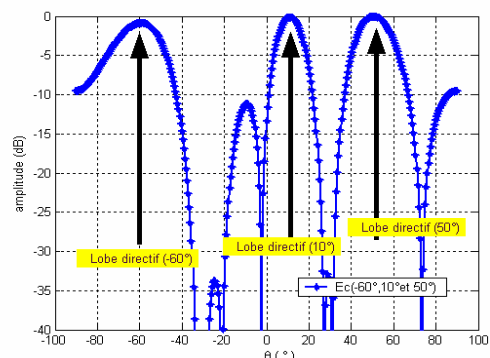


Figure 2.44.b. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(-60^\circ$, 10° et $50^\circ)$

Les résultats de simulation montrent une bonne efficacité de la méthode utilisée pour les différents cas spécifiés.

2.5. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté quelques méthodes de synthèse de diagrammes valables pour les réseaux d'antennes disposées sur un plan.

Ces méthodes ont permis d'une part de s'affranchir du problème de la synthèse de diagramme de rayonnement, et d'autre part de pouvoir imposer des conditions simples sur les pondérations. Dans ces conditions, nous avons présenté plusieurs méthodes classiques répondant à des problèmes importants de synthèse de diagrammes de rayonnement :

CHAPITRE 2

- méthode de Dolph pour la synthèse de diagrammes a lobe principal formé et a forme de lobes secondaires fixé. (synthèse sur tout l'horizon du gabarit)
- méthode de Taylor pour la synthèse de diagrammes a bas niveau de lobes secondaires par rapport a la méthode de Dolph.
- méthode de Fourier pour la synthèse de diagrammes a un lobe principal formé (suivant la largeur du lobe principal) et a forme de lobes secondaires moyennement fixé.
- méthode de Schelkounoff pour la synthèse de diagrammes avec des trous (interférent).
- méthode basée sur des algorithmes adaptatifs (LMS, DMI, RLS, CMA) pour satisfaire le gabarit.

Ces méthodes sont basées sur des techniques mathématiques diverses mais répondent à un problème de synthèse précis.

Même pour des réseaux d'antennes simples, aucune ne répond à tous les problèmes globalement si on prend en compte les paramètres satisfaction des classes de problèmes de synthèse ainsi que le critère important du temps de calcul.

La présentation de ces méthodes a été faite non pas pour en dresser une liste mais plutôt dans un souci d'adapter une méthode efficace (en terme de satisfaction du gabarit et du temps de calcul) a une classe de problème de synthèse.

Dans la deuxième partie, nous avons développé une technique de synthèse de lobe rayonné seulement à partir des phases d'excitation sur chaque élément d'antenne réseaux. La technique d'optimisation de Madsen a été utilisée pour synthétiser des lobes directifs avec le critère Minimax. Le niveau de diagramme de rayonnement peut être contrôlé dans chaque direction avec des coefficients de pondération du lobe. La technique développée a été testée sur divers types de lobes directifs avec des zéros qui peuvent balayer la totalité de domaine angulaire entre -90° et 90° . Le temps de calcul de cette méthode est de l'ordre de quelques secondes, ce qui rend cette technique inadaptée pour des applications qui nécessitent une réponse très rapide comme le cas de réseau adaptatif où les applications d'adaptabilité en temps réel. D'où la nécessité de chercher des techniques plus rapides de formation de lobes.

Bibliographie

- [2.1] S.A. SCHELKOUNOFF, “*A mathematical theory of linear arrays,*” Bell System Technical Journal, 1943.
- [2.2] C.L. DOLPH, “*A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and sidelobe level,*” Proceedings of the IRE, vol 34, pp 335-345, June 1946.
- [2.3] A.T. VILLENEUVE, “*Taylor patterns for discrete arrays,*” IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol 32, pp 1089-1093, 1984.
- [2.4] T. TAYLOR, “*Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes,*” IEEE Transactions, vol 3, pp 16-28, January 1955.
- [2.5] E.T. BAYLISS, “*Design of monopulse antenna difference patterns with low sidelobes,*” Bell System Technical Journal, vol 47, pp 623-640), 1968.
- [2.6] R.J. MAILLOUX, “*Phased Array Antenna Handbook,*” Artech House, 1992.
- [2.7] B. WIDROW, P.E. MANTAY, L.J. GRIFFITHS, and B.B. GOODE. , “*Adaptative antenna systems,*” Proceedings of the IEEE, vol 55, pp 2143-2159, December 1967.
- [2.8] P.Francois Combes, “*Micro-ondes*”, pp. 280, juillet 1995.
- [2.9] S. J.orfanidi, “ *Electromagnetic Waves & Antennas* ”, June 21, 2004
- [2.10] T.Svantesson , “*Antennas and propagation from a signal processing perspective*”, thèse de doctorat, Chalmers University of Technology, 2001.
- [2.11] L .MERAD , S.M. MERIAH et F.T. BENDIMERAD, “*Application des Réseaux Neuronaux pour la Modélisation et l’Optimisation de Réseaux d’Antennes Imprimées*”, Université Abou-Bekr Belkaïd,Tlemcen, 2004.
- [2.12] R.Ghayoula, A.Gharsallah, N.Fadlallah, M.Rammal, “*Synthèse de diagramme de rayonnement d’un réseau d’antennes linéaires par la méthode Dolph-Tchebycheff* ” ,4th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and

CHAPITRE 2

- Telecommunications SETIT '2007, ISBN 978-9973-61-474-2, March 25-29, Tunisia, 2007.
- [2.13] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, "*Discrete Time Signal Processing*", Prentice Hall, Upper Saddle, River, NJ, 1989.
- [2.14] S. J. Orfanidis, "*Introduction to Signal Processing*", Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [2.15] S. A. Schelkunoff, "*On Teaching the Undergraduate Electromagnetic Theory*," IEEE Trans. Education, E-15, 1972.
- [2.16] A.T. VILLENEUVE, "*Taylor patterns for discrete arrays*," IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol 32, pp 1089-1093, 1984.
- [2.17] J.H.Winters, "*Signal Acquisition and Tracking with adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading*," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.43, No.4, November, pp.377-384, 1993.
- [2.18] S. Applebaum, "*Adaptive arrays*", Technical Report SPL TR-66-001, Syracuse Univ. Res.Corp. Report, 1965.
- [2.19] P. W. Howells, "*Intermediate frequency sidelobe canceller*," Technical report, U.S. Patent 3202990, May 1959.
- [2.20] S. Applebaum, "*Adaptive arrays*," Technical Report SPL TR-66-001, Syracuse Univ. Res. Corp. Report, 1965.
- [2.21] B. Widrow, P.E. Mantey, L. J. Griffiths, P. B. Goode, "*Adaptive Antennas Systems*", Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [2.22] Y.Li, M.J.Feuerstein, D.O .Reulink, "*Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna*," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.46, No.1, February, ,pp.1-9, 1997.
- [2.23] J. Litva, T.K. Y Lo, "*Digital Beamforming in Wireless Communications*", Artech House Publishers, 1996.
- [2.24] J.R. Mautz, R.F. Harrington, "*Computational methods for pattern synthesis*", IEEE Trans. Ap vol. Ap-2, pp. 507-512, 1975.
- [2.25] R.S. Elliot, C.J. Stern, "*A new technique for shaped beam synthesis of equispaced arrays*", IEEE Trans. Ap, vol. Ap-2, pp. 507-511, 1976.
- [2.26] R. Guy, "*General radiation-pattern synthesis technique for array antennas of arbitrary configuration and element type*", IEE Proceeding, vol. 135, pp. 241-248, 1988.

CHAPITRE 2

- [2.27] M. Boguais, J.P. Daniel, C. Terret, "*Deux méthodes de synthèses de réseaux d'antennes. Applications aux antennes imprimées*", Proceeding Journées Internationales de Nice sur les antennes, Nov. 1986.
- [2.28] G. Franceschetti, G. Mazzarella, G. Panariello, "*Array synthesis with excitation constraints*", IEE Proceeding, vol.135, Pt.H, n°6, pp. 400-407.
- [2.29] G.T. Poulton, "*Antennas power synthesis using method of successive projections*", Elect. Letters, n°20, vol. 22, pp.1042-1043, 1986.
- [2.30] D.K. Cheng, "*Optimisation techniques for antennas arrays*", Proceeding of the IEEE, vol. 59, n°12, pp. 1664-1674, 1971.
- [2.31] L. Wilson Pearson, R. Mitra, "*Pattern synthesis for antennas with multiple primary beams by minimax optimisation*", Elect. Letters, n°4, vol. 12, pp. 101-102, 1976.
- [2.32] C.A. Klein, "*Design of shaped-beam antennas through minimax gain optimisation*", IEEE Trans. Ap, vol. Ap-32, Nov.9, pp. 963-968, 1984.
- [2.33] K. Madsen, "*An algorithm for minimax solution of overdetermined systems of non-linear equations*", J. Ins. Maths Applies, 16, pp. 321-328, 1975.
- [2.34] J.E. Evans, "*Synthesis of equiripple sector antenna patterns*", IEEE Trans Ap, pp. 347-353, mai 1976.
- [2.35] B.A. Yestropov, G.A. Yestropov, V.D. Korotkov, "*Synthesis of linear grids with maximum directive gain*", Radio Eng. and Elect. Phys., Vol.13, n°4, pp.513-521, 1968.
- [2.36] C. Mangenot, T. Judasz, P.F. Combes, "*Méthode de synthèse d'antennes réseau*" JINA'S, pp. 309, 1988.
- [2.37] M. Minoux, "*Programmation mathématique, théorie et algorithmes*", Tome I, Chap. 5, DUNOD 1983.
- [2.38] M. Rammal, "*Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées, Application à la conception de réseaux à lobes formés*".Thèse de Doctorat n°3-93, UER des sciences, Université de Limoges, Janvier 1993.
- [2.39] K.MASDEN, O.NIELSEN, S.ACOBSEN, "*Efficient minimax design of networks without using derivatives*", IEEE Trans.MTT, vol. MTT-23, n°10, pp. 803-809, 1975.
- [2.40] K. Madsen, "*An algorithm for minimax solution of overdetermined systems of non-linear equations*", J. Ins. Maths Applies, 16, pp. 321-328, 1975.

CHAPITRE 2

- [2.41] MASDEN K. SCHJAER-JACOBSEN, J.VOLDBY, "Automated minimax design of networks", IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-22, 1975, pp.791-796.
- [2.42] K.MASDEN, O.NIELSEN, SCHJAER-JACOBSEN, "Efficient minimax design of networks without using derivatives", IEEE Trans.MTT, vol. MTT-23, n°10, 1975, pp. 803-809.
- [2.43] H.S.JACOBSEN, K.MADSEN, "Synthesis of nonuniformly spaced arrays using a general nonlinear optimisation method", IEEE Trans. Ap, vol. Ap-24, 1976, pp. 501-506.
- [2.44] S.JACOBSEN H, "Worst-case tolerance optimisation of antennas systems", IEEE Trans. Ap, vol. Ap-28, n°2, 1980, pp. 247-250.
- [2.45] G.GULLMAN, "Recherche opérationnelle", MASSON.
- [2.46] J.FONLUPT, "Introduction à la recherche opérationnelle", Cours de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1987.
- [2.47] A.Nelder et R.Mead, "A simplex method for function optimization", Computation Journal, vol.7, pp 308-313, 1965.
- [2.48] M. RAMMAL, "Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés", Thèse de doctorat n° 3-93, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, janvier 1993.
- [2.49] D. ECLERCY, "Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastique." Thèse de doctorat n° 32-1998, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, septemb 1998.

Chapitre 3

SYNTHESE DE RESEAUX D'ANTENNES LINEAIRES PAR LES RESEAUX DE NEURONES

3.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est multiple : Il s'agit tout d'abord de rappeler les définitions fondamentales relatives aux réseaux de neurones ainsi que leurs propriétés mathématiques, puis nous décrivons les principaux types des réseaux de neurones. Finalement nous attacherons à détailler le type de réseaux de neurones utilisé dans notre thèse (MLP), et plus particulièrement ces propriétés et sa mise en œuvre. Au long de la première partie de ce chapitre nous avons cherché à éclairer les concepts généraux des réseaux de neurones et détailler d'avantage les notions auxquels nous fait appel pour élaborer notre travail.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons un outil numérique de synthèse basé sur les réseaux de neurones. Un réseau neuronal artificiel a des caractéristiques privilégiées représentées par sa capacité à apprendre des informations, à généraliser (à innover) et à identifier des fonctions non linéaires multidimensionnelles. L'emploi des réseaux de neurones plutôt que des techniques classiques pour l'approximation de fonction peut se justifier par les arguments suivants:

- Simplicité de mise en œuvre (*peu d'analyse mathématique préliminaire*).
- Capacité d'approximation universelle prouvée.
- Possibilité de prendre le point de vue "processus = boîte noire".
- Robustesse par rapport à des défaillances internes du réseau (*caractère distribué de la représentation*).
- Capacité d'adaptation aux conditions imposées par un environnement quelconque.

Facilité de rechanger ses paramètres (poids, nombre de neurones cachés, nombre de couches cachées...) dans la première partie de ce chapitre, nous décrivons en détails les concepts fondamentaux et les notions liées au réseaux neuronaux (neurone biologique, modèle mathématique, type de réseaux, algorithmes d'apprentissage). Dans la deuxième partie, nous exposons le modèle neuronal adopté dans nos propres démarches de modélisation, qui est le réseau neuronal multicouche de type Feedforward avec l'algorithme de BackPropagation, et la base d'apprentissage qui est élaborée à partir des résultats fournis par la méthode de synthèse (SARA). Les paramètres qu'on prend en compte dans notre base d'apprentissage sont seulement les déphasages inter- éléments en fonction de lobe désiré. L'efficacité de ce modèle est représentée par sa capacité à prédire le comportement non linéaire des valeurs synthétisées et par

sa rapidité au niveau de la vitesse de convergence. La capacité de modélisation par réseau neuronal est évaluée à travers sa comparaison avec la méthode classique (SARA) du chapitre 2.

3.2. Les neurones biologiques et les neurones artificiels

Les réseaux de neurones artificiels (formels) sont l'origine, une tentative de modélisation mathématique du cerveau humain. Les premiers travaux datent de 1943 par Mac Culloch et Pitts [3.1]. Ils présentent un modèle assez simple pour les neurones et explorent les possibilités de ce modèle. L'idée principale des réseaux de neurones artificiels est de donner une unité simple, un neurone, qui est capable de réaliser quelques calculs élémentaires. On relie ensuite entre elles un nombre important de ces unités et on essaye de déterminer la puissance de calcul du réseau ainsi obtenu.

Le modèle biologique illustré dans la Figure 3.1 décrit un modèle simple du neurone biologique qui a servi à la mise en place des premiers neurones formels.

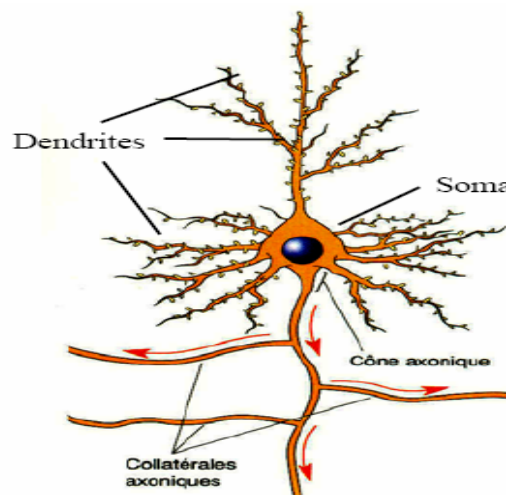


Figure 3.1. Le neurone biologique

Dans le cerveau, les neurones sont reliés entre eux par l'intermédiaire d'axones et de dendrites. En première approche, on peut considérer que ces sortes de filaments sont conductrices d'électricité et peuvent ainsi véhiculer des messages depuis un neurone vers un autre. Les dendrites représentent les entrées du neurone et son axone sa sortie.

Un neurone émet un signal en fonction des signaux qui lui proviennent des autres neurones. On observe en fait au niveau d'un neurone, une intégration des signaux reçus au cours du temps c'est-à-dire une sorte de sommations des signaux. En général, quand la somme dépasse un certain seuil, le neurone émet à son tour un signal électrique [3.1].

La notion de synapse explique la transmission des signaux entre un axone et une dendrite. Au niveau de la jonction. Quand un signal arrive au niveau de la synapse, un signal électrique est émis de l'autre cote et on a donc une transmission. En fait, suivant le type de la synapse, l'activité d'un neurone peut renforcer ou diminuer l'activité de ces voisins. On parle ainsi de synapse excitatrice ou inhibitrice.

Un neurone formel est un processeur très simple, simulé sur ordinateur ou réalisé sur circuit intégré, imitant grossièrement la structure et le fonctionnement d'un neurone biologique.

Le plus simple concept d'un neurone est un automate binaire qui réalise une somme S pondérée de ses entrées et compare cette somme à un seuil B_0 .

- Si $S > B_0$ la sortie du neurone vaut +1, le neurone est dit actif.
- Si $S < B_0$ la sortie vaut -1, le neurone est dit inactif.

Généralement le type de neurones le mieux adaptés aux tâches de traitement du signal ou de classification, est celui dont la sortie n'est pas binaire mais une fonction algébrique non linéaire, paramétrée, à valeurs bornées.

3.2.1. Neurone artificiel élémentaire

La Figure 3.2 montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone reçoit un nombre variable d'entrées en provenance des neurones amonts. A chacune de ces entrées est associée un poids W_i abréviation de Weight (poids en Anglais) représentatif de l'entrée X_0 , dont la valeur est fixée à 1. Chaque neurone élémentaire est doté d'une fonction de transfert (fonction d'activation) qui donne une sortie unique Y , et se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones avals.

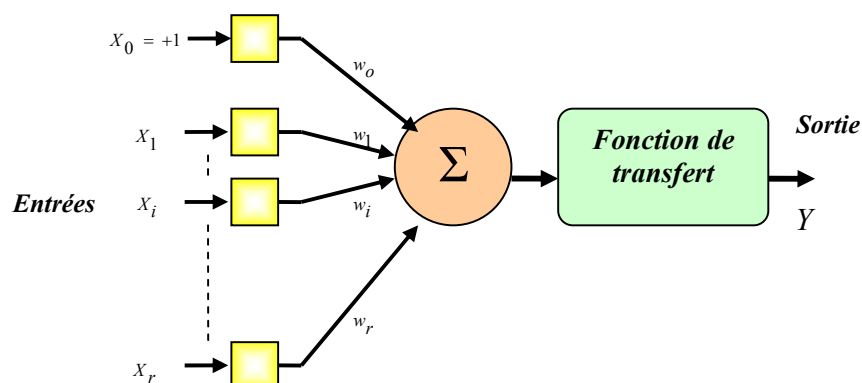


Figure 3.2. Structure d'un neurone

CHAPITRE 3

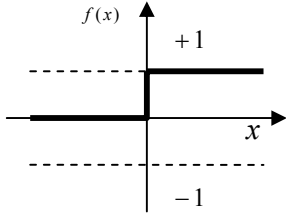
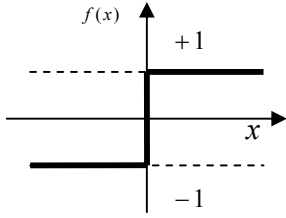
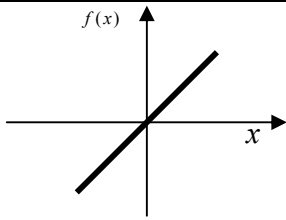
On distingue deux phases : La première est le calcul de la somme des entrées X_i , à partir de cette valeur, une fonction de transfert f calcule la valeur de l'état du neurone selon l'expression suivante :

$$Y = f\left(w_o + \sum_{i=1}^r W_i \cdot X_i\right) \quad 3.1$$

Ou bien :

$$Y = f\left(\sum_{i=0}^r W_i \cdot X_i\right) \quad 3.2$$

C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals. Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction de transfert. Les plus courants sont présentés sur le Tableau 3.1, avec leurs équations mathématiques. On remarquera qu'à la différence des neurones biologiques dont l'état est binaire, la plupart des fonctions de transfert sont continues et offrant une infinité de valeurs comprises dans l'intervalle $[0, +1]$ ou $[-1, +1]$

Catégorie	Type	Equation	Allure
Seuil	Binaire (fonction de Heaviside)	$f(x) \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x \geq 0 \end{cases}$	
	Signe	$f(x) \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ -1 & \text{si } x \leq 0 \end{cases}$	
	Identité	$f(x) = x$	

CHAPITRE 3

Linéaire	Linéaire positif	$f(x) \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ x & \text{si } x \geq 0 \end{cases}$	
	Saturé positif	$f(x) \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x \geq 1 \\ x & \text{si non} \end{cases}$	
	Saturé symétrique	$f(x) \begin{cases} -1 & \text{si } x \leq -1 \\ 1 & \text{si } x \geq 1 \\ x & \text{si non} \end{cases}$	
Non Linéaire	Logistique (sigmoïde)	$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$	
	Tan- sigmoïde (tanh)	$f(x) = \frac{2}{1 + e^{-2x}} - 1$	

Tableau 3.1.Les fonctions de transfert

3.2.2. Présentation des réseaux de neurones

Un neurone élémentaire est limité en ces applications, en effet, un neurone réalise une simple fonction non linéaire, paramétrée, de ses variables d'entrées. L'intérêt des neurones réside dans la propriété qui résultent de leur association dans une structure, par une certaine logique d'interconnexion, cette structure est appelée : le réseau de neurones ou bien par l'abréviation ANN (Artificiel Neural Network). Le comportement collectif ainsi obtenu permet de réaliser des fonctions d'ordre supérieur par rapport à la fonction élémentaire réalisée par un neurone.

Dans un tel réseau, les entrées d'un neurone sont soit les entrées du réseau globale, soit les sorties d'autres neurones. Les valeurs des poids du réseau sont en général, déterminées par une opération dite l'apprentissage [3.2]. Suivant la logique d'interconnexion choisie, les réseaux de neurones se distinguent en deux grandes familles : les réseaux non bouclés (statique) et les réseaux bouclés (dynamique), les Figures (3.3.a et b) illustrent le schéma synoptique des deux réseaux respectivement.

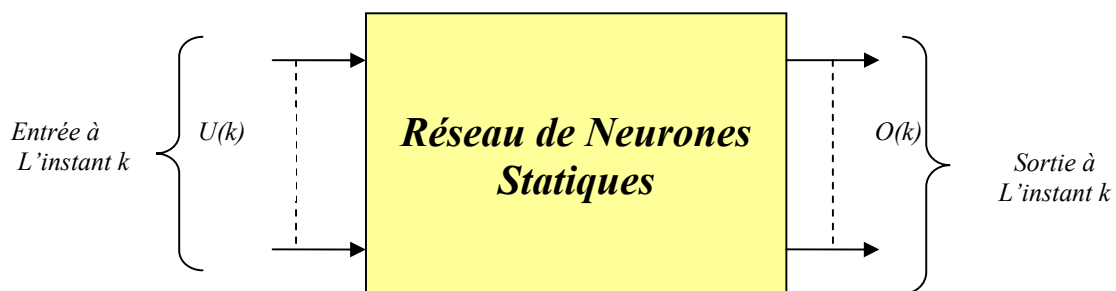


Figure 3.3.a. Schéma d'un réseau de neurones non bouclé (Statique)

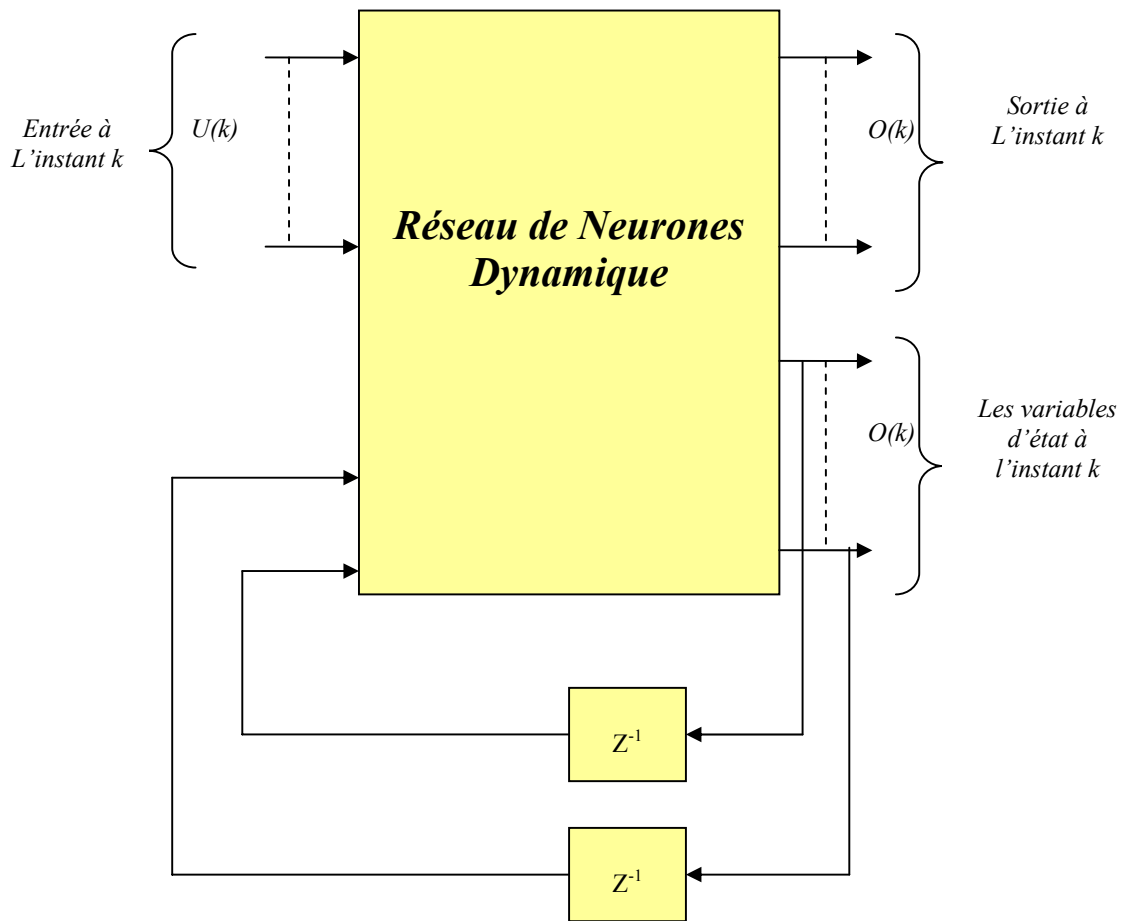


Figure 3.3.b. Schéma d'un réseau de neurones bouclé (dynamique)

3.2.3. Les réseaux de neurones bouclés

L'architecture la plus général pour un réseau de neurones est bien les réseaux bouclés, dont le graphe des connexions est cyclique, lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens des connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ. La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même, alors la notion du temps est explicitement prise en considération [3.2]. A chaque connexion d'un neurone bouclé est attaché un retard, multiple entier de l'unité de temps choisi (Figure 3.4).

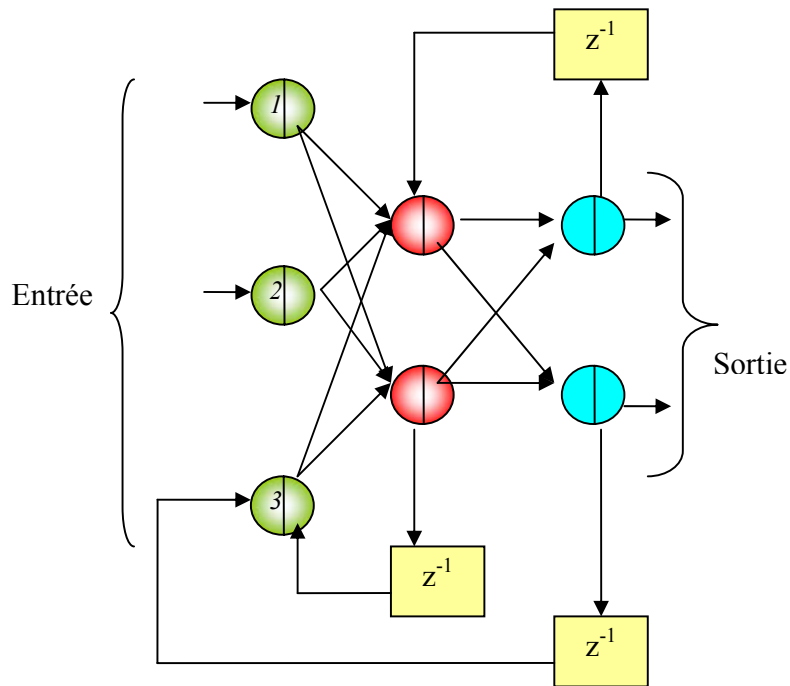


Figure 3.4. Exemple illustratif d'interconnexion d'un réseau dynamique

3.2.4. Les réseaux de neurones non bouclés (statique)

Un réseau de neurones non bouclé réalise une ou plusieurs fonctions algébriques de ses entrées par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones. Ce réseau est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux (Figure 3.5), dans un tel réseau, le flux de l'information circule des entrées vers les sorties sans « retour en arrière », si on se déplace dans le réseau, à partir d'un neurone quelconque, en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ [3.2]. Les neurones qui effectuent le dernier calcul de la composition de la fonction sont les neurones de sortie, ceux qui effectuent des calculs intermédiaires sont les neurones cachés.

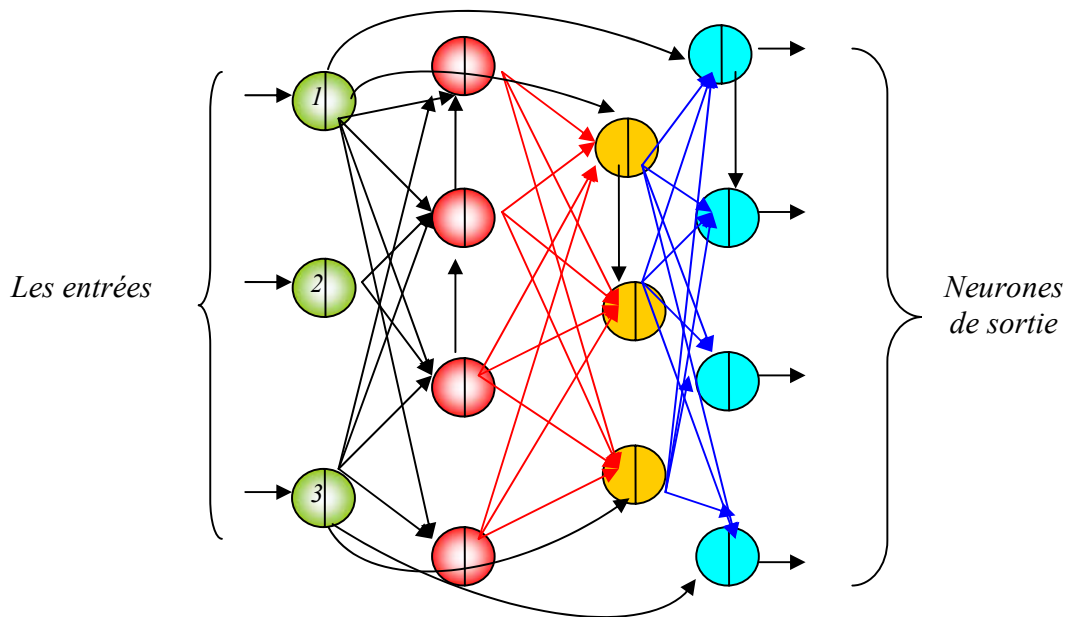


Figure 3.5. Exemple illustratif d'interconnexion d'un réseau statique

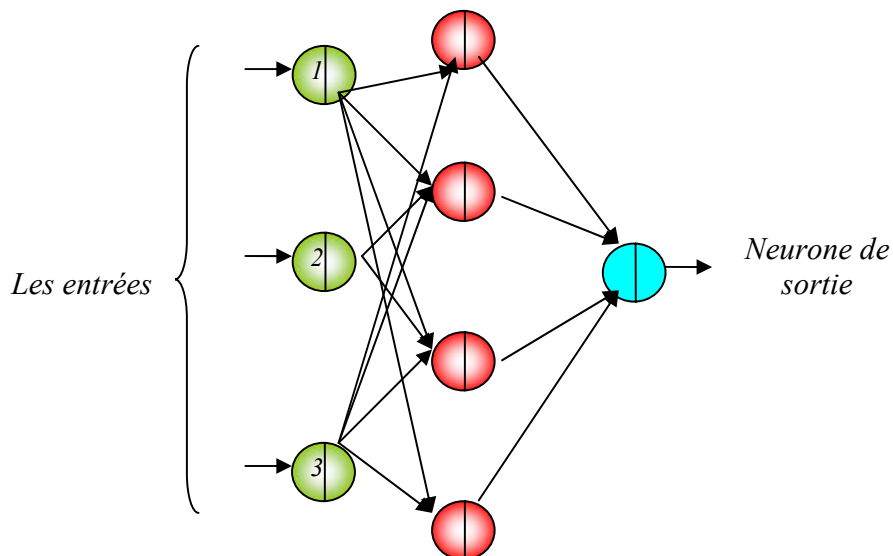


Figure 3.6. Exemple illustratif d'un réseau multicouche (MLP)

3.2.5. L'apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage est le but principal du développement de modèles à base des réseaux de neurones. Il est réalisé par la modification des poids de connexion du réseau, généralement par des algorithmes spécifiques, afin d'obtenir des valeurs optimales appropriées à ces poids. À la fin de cette opération on converge vers un fonctionnement de réseau, le plus possible adapté au

problème qu'on désire résoudre, tout en fournissant des exemples d'apprentissage. Ces derniers doivent être suffisamment représentatifs, autrement dit : il faudra qu'ils couvrent aussi complètement que possible le domaine de fonctionnement désiré pour le réseau.

Un échantillon d'apprentissage pour un réseau est constitué de N exemples, chacun est composé d'un vecteur des entrées et d'un vecteur des sorties désirées correspondantes à l'entrée. Suivant la règle utilisée pour l'apprentissage, on distingue deux principaux types d'apprentissages : non supervisé et supervisé.

3.2.5.1. L'apprentissage non supervisé

Le réseau doit détecter des points communs aux exemples présentés, par la modification des poids, afin de fournir la même sortie pour des entrées aux caractéristiques proches.

L'apprentissage non supervisé est bien adapté à la modélisation des données complexes (images, sons,...), généralement des données symboliques [3.1], ou l'on possède des règles moins précises qui gouvernent le comportement de système à modéliser par les réseaux de neurones.

3.2.5.2. L'apprentissage supervisé

Comme nous l'avons vu précédemment, un réseau de neurones non bouclé réalise une fonction algébrique entre ses entrées et ses sorties. Donc on peut effectuer à un tel réseau la tâche qui consiste à réaliser une fonction algébrique non linéaire, on fournit à ce réseau un couple (entrée, sortie) et on modifie les poids en fonction de l'erreur entre la sortie désirée et la sortie obtenue, (Figure 3.7).

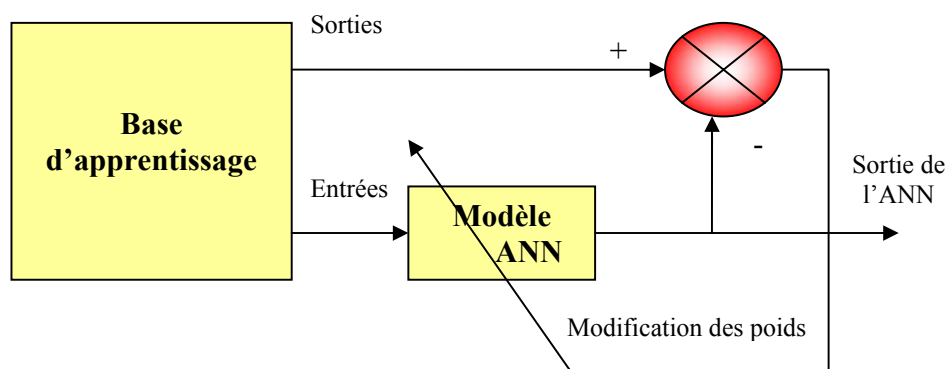


Figure 3.7. Apprentissage supervisé d'un réseau de neurones (ANN)

On peut diviser la fonction algébrique réalisée par ce réseau en deux parties : fonction connue analytiquement, ou le réseau réalise la tâche d'approximation et une fonction inconnue analytiquement, mais pour laquelle on dispose de valeurs, en nombre fini, si ces valeurs résultent de mesures effectuées sur un processus physique, chimique, etc. Le réseau dans ce cas réalise une modification statique ou une régression [3.2].

Nous nous limitons, dans ce chapitre, à l'apprentissage supervisé et plus particulièrement à la modélisation statique. L'algorithme d'apprentissage utilisé dans notre travail : est la rétropropagation des erreurs car ce dernier est le mieux adapté à la modélisation statique pour le perceptron multicouche MLP.

3.2.6. Le perceptron multicouche MLP

Parmi les types des réseaux de neurones les plus utilisés on trouve le MLP avec son algorithme d'apprentissage, la rétropropagation des erreurs.

Le perceptron multicouche est un réseau orienté de neurones artificiels en couches, où l'information voyage dans un seul sens, de la couche d'entrée vers la couche de sortie. La Figure 3.8 donne un exemple d'un réseau contenant une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée présente toujours une couche virtuelle associée aux entrées du système.

Dans l'exemple illustré dans la Figure 3.8, il y a 3 neurones d'entrée, 4 neurones sur la première couche cachée, trois neurones sur la deuxième couche cachée et 4 neurones sur la couche de sortie.

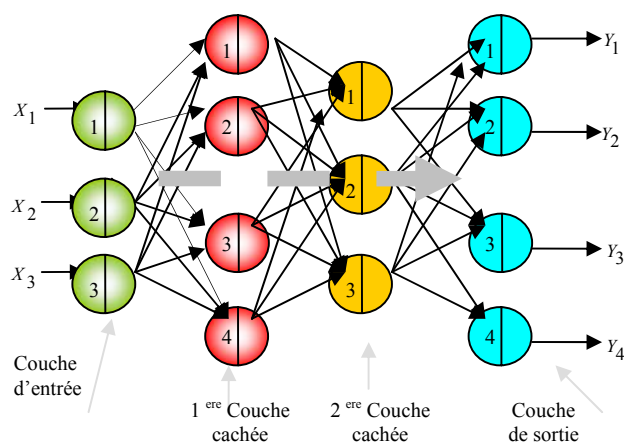


Figure 3.8. Exemple d'un réseau de type MLP

3.2.6.1. Mise en œuvre du réseau de neurones MLP

La mise en œuvre des réseaux de neurones comporte à la fois une partie conception, dont l'objectif est de permettre de choisir la meilleure architecture possible, et une partie de calcul numérique, pour réaliser l'apprentissage d'un réseau de neurones. Dans le cas général, un MLP peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones par couche également quelconque, mais en vue de perfectionner le fonctionnement du MLP d'un côté et minimisé au maximum le temps de calcul d'autre part, on doit chercher une architecture optimale au point de vue nombre de couche et nombre de neurones par couche.

A partir d'une architecture de réseau de neurones données et des exemples disponibles (la base d'apprentissage), on détermine les poids optimaux, par l'algorithme de la rétropropagation des erreurs, pour que la sortie du modèle s'approche le plus possible du fonctionnement désiré.

3.2.6.2. L'apprentissage des réseaux MLP

L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement. Soit une base d'apprentissage constituée de N exemples, chacun étant constitué d'un vecteur $x(n)$ appliqué aux entrées du réseau, et du vecteur $d(n)$ des valeurs désirées correspondantes pour les sorties, le vecteur $y(n)$ correspond à la sortie du réseau pour l'entrée $x(n)$. On suppose aussi que le réseau de neurones possède un nombre r de neurones de sortie.

L'apprentissage d'un réseau de neurones est défini comme un problème d'optimisation qui consiste à trouver les coefficients du réseau minimisant une fonction d'erreur globale (fonction coût). La définition de cette fonction de coût est primordiale, car celle-ci sert à mesurer entre les sorties désirées du modèle et les sorties du réseau observées. La fonction dite fonction d'erreur quadratique, dont la définition est :

Pour chaque exemple n ($n \in N$) on calcule une fonction d'erreur quadratique :

$$e(n) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^r [d_j(n) - y_j(n)]^2 \quad 3.3$$

Pour tout l'ensemble d'apprentissage N on peut définir la fonction de coût (appelée aussi l'erreur quadratique moyenne EQM).

$$E(n) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n) \quad 3.4$$

Le principe de l'algorithme d'apprentissage (la rétropropagation) est de calculer la contribution des poids du réseau à cette erreur [3.3].

3.2.6.2.1. L'algorithme de la rétropropagation

L'apprentissage du MLP est attaché à l'algorithme de la rétropropagation des erreurs, cet algorithme utilisé par les réseaux multicouches, consiste simplement en une descente de gradient, qui est une méthode d'optimisation universelle. On cherche à minimiser une fonction de coût (qui représente l'erreur entre la sortie désirée et la sortie obtenue), en suivant les lignes de plus grande pente [3.3].

La mise en œuvre de cet algorithme nécessite un enchaînement des opérations mathématiques données comme suit [3.4] :

Soit le couple $(\vec{x}(n), \vec{d}(n))$ désigne la nième donnée d'apprentissage du réseau ou :

$$\vec{x}(n) = \langle x_1(n), \dots, x_p(n) \rangle \quad 3.5$$

$$\vec{d}(n) = \langle d_1(n), \dots, d_q(n) \rangle \quad 3.6$$

Correspondent respectivement aux p entrées et aux q sorties désirées du système. L'algorithme de la rétropropagation consiste alors à mesurer l'erreur entre les sorties désirée, et les sorties observées $\vec{y}(n)$:

$$\vec{y}(n) = \langle y_1(n), \dots, y_q(n) \rangle \quad 3.7$$

Résultat de la propagation vers l'avant des entrées, et à rétropropager cette erreur à travers les couches du réseau en allant des sorties vers les entrées [3.3].

L'algorithme de rétropropagation procède à l'adaptation des poids neurone par neurone en commençant par la couche de sortie. Soit l'erreur observée $e_j(n)$ pour le neurone de sortie j et la donnée d'entraînement (apprentissage) n :

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \quad 3.8$$

L'indice j représente le neurone pour lequel on veut adapter les poids.

L'objectif de l'algorithme est d'adapter les poids des connexions du réseau de manière à minimiser la somme des erreurs sur tous les neurones de sortie.

Soit $E(n)$ la somme des erreurs quadratiques observées sur l'ensemble C des neurones de sorties :

$$E(n) = \frac{1}{2} \sum_{j \in C} e_j^2(n) \quad 3.9$$

La sortie du neurone j est définie par :

$$y_j(n) = \sigma \left[\sum_{i=0}^r w_{ji}(n) \cdot y_i(n) \right] \quad 3.10$$

Ou : σ est la fonction d'activation du neurone j , w_{ji} est le poids de la connexion entre le neurone i de la couche précédente et le neurone j de la couche courante, et y_i est la sortie du neurone i . On suppose ici que la couche précédente contient r neurones numérotés de 1 à r , le poids w_{j0} correspond au biais (seuil) du neurone j et que l'entrée $y_0(n) = 1$ (Figure 3.9).

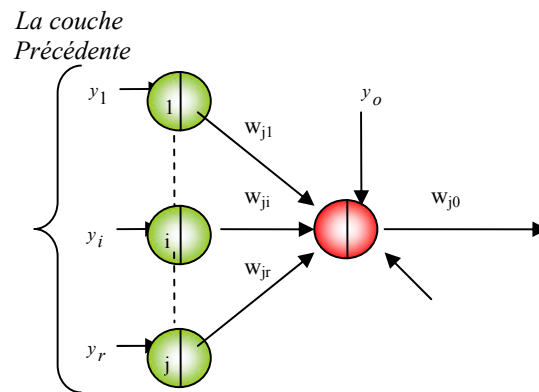


Figure 3.9. Modèle du neurone j

Pour corriger l'erreur observée, il faut modifier le poids $w_{ji}(n)$ dans le sens opposé au gradient $\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)}$ de l'erreur (Figure 3.10).

Cette dérivée partielle représente un facteur de sensibilité :

- Si on change un peu $w_{ji}(n)$, $E(n)$ change beaucoup, alors on change beaucoup $w_{ji}(n)$ dans le sens inverse de cette dérivée car cela devrait nous rapprocher beaucoup du minimum local.
- Si non, on doit changer seulement un peu $w_{ji}(n)$ pour corriger l'erreur car on est tout près de ce minimum [3.5].

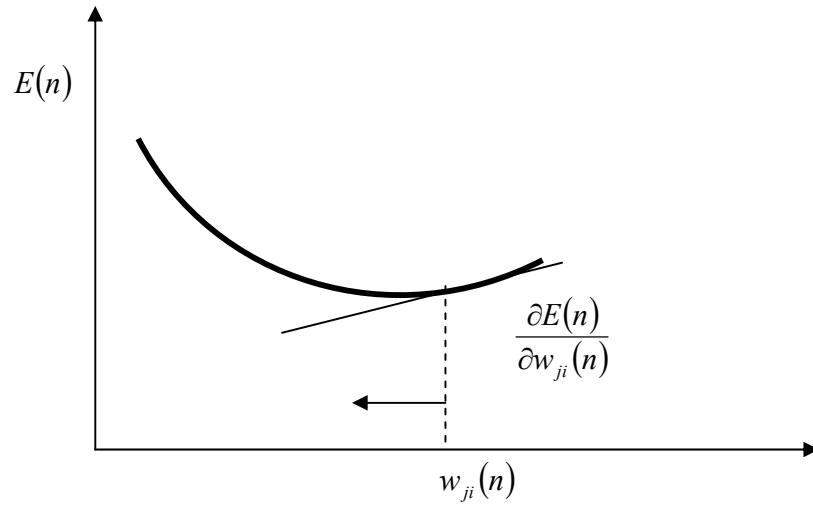


Figure 3.10. Gradient de l'erreur total

Par les règles chaînage des dérivées partielles on obtient :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = \frac{\partial E(n)}{\partial e_j(n)} \cdot \frac{\partial e_j(n)}{\partial y_j(n)} \cdot \frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} \cdot \frac{\partial v_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad 3.11$$

Avec :

$$v_j(n) = \sum_{i=0}^r w_{ji}(n) \cdot y_i(n) \quad 3.12$$

Et on exprime la variation de poids $\Delta w_{ji}(n)$ sous la forme :

$$\Delta w_{ji}(n) = -\eta \cdot \frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad 3.13$$

Avec : $0 \leq \eta \leq 1$ représentant un taux d'apprentissage ou gain de l'algorithme.

Evaluons maintenant chacun des termes du gradient :

$$\Delta w_{ji}(n) = -\eta \cdot \frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad 3.14$$

$$\frac{\partial E(n)}{\partial e_j(n)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial e_j^2(n)}{\partial e_j(n)} = e_j(n) \quad 3.15$$

$$\frac{\partial e_j(n)}{\partial y_j(n)} = \frac{\partial [d_j(n) - y_j(n)]}{\partial y_j(n)} = -1 \quad 3.16$$

$$\frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} = \frac{\partial [\sigma(v_j(n))]}{\partial v_j(n)} \quad 3.17$$

On suppose que σ est fonction sigmoïde, ce qui donne :

$$\sigma(v_j(n)) = \frac{1}{1 + \exp(-v_j(n))} \quad 3.18$$

Alors

$$\frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} = \frac{\exp(-v_j(n))}{(1 + \exp(-v_j(n)))^2} \quad 3.19$$

Or

$$\frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} = y_j(n) \cdot [1 - y_j(n)] \quad 3.20$$

$$\frac{\partial v_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} = \frac{\partial \left[\sum_{i=0}^r w_{ji}(n) \cdot y_i(n) \right]}{\partial w_{ji}(n)} = y_i(n) \quad 3.21$$

Nous obtenons donc :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = -e_j(n) y_j(n) \cdot [1 - y_j(n)] \cdot y_i(n) \quad 3.22$$

Et la règle du *delta* pour la couche de sortie s'exprime par :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = -e_j(n) y_j(n) \cdot [1 - y_j(n)] \cdot y_i(n) \quad 3.23$$

$$\Delta w_{ji}(n) = -\eta \frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = \eta \delta_j(n) \cdot y_i(n) \quad 3.24$$

Avec :

$$\delta_j(n) = e_j(n) y_j(n) \cdot [1 - y_j(n)] \quad 3.25$$

Considérons maintenant le cas des neurones sur la dernière couche caché (le cas des autres couches cachées est semblable).

- ✓ La variable n désignera toujours la donnée d'entraînement.
- ✓ Les indices i et j désigneront respectivement (comme précédemment) un neurone sur la couche précédente et un neurone sur la couche courante.
- ✓ L'indice k servira maintenant à désigner un neurone sur la couche suivante.

Reprenons l'expression de la dérivée partielle de l'erreur totale $E(n)$ par rapport à w_{ji} mais on dérivant pas par rapport à l'erreur $e_j(n)$, car celle-ci est inconnue dans le cas d'une couche cachée.

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} \cdot \frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} \cdot \frac{\partial v_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad 3.26$$

Par rapport aux résultats obtenus pour la couche de sortie, les deux derniers termes de cette équation restent inchangés, seul le premier terme sera évalué.

$$\frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} = \frac{\partial \left[\frac{1}{2} \sum_{k \in c} e_k^2(n) \right]}{\partial y_j(n)} \quad 3.27$$

$$\frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} = \sum_{k \in c} \left[e_k(n) \cdot \frac{\partial e_k(n)}{\partial y_j(n)} \right] \quad 3.28$$

$$\frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} = \sum_{k \in c} e_k(n) \cdot \frac{\partial e_k(n)}{\partial v_k(n)} \cdot \frac{\partial v_k(n)}{\partial y_j(n)} \quad 3.29$$

$$\frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} = \sum_{k \in c} e_k(n) \cdot \frac{\partial [d_k(n) - \sigma(v_k(n))]}{\partial v_k(n)} \cdot \frac{\partial v_k(n)}{\partial y_j(n)} \quad 3.30$$

$$\frac{\partial E(n)}{\partial y_j(n)} = \sum_{k \in c} e_k(n) \cdot (-y_k(n) \cdot [1 - y_k(n)]) \cdot w_{kj} \quad 3.31$$

Ce qui donne :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = -y_j(n) [1 - y_j(n)] \sum_{k \in c} [\delta_k(n) \cdot w_{kj}(n)] \cdot y_i(n) \quad 3.32$$

Et :

$$\Delta w_{ji}(n) = -\eta \cdot \frac{\partial E(n)}{\partial w_{ji}(n)} = \eta \delta_j(n) \cdot y_i(n) \quad 3.33$$

Avec :

$$\delta_j(n) = -y_j(n) \cdot [1 - y_j(n)] \cdot \sum_{k \in c} [\delta_k(n) \cdot w_{kj}(n)] \quad 3.34$$

On peut démontrer que les équations 3.32 et 3.33 sont valides pour toutes les couches cachées.

Cependant, pour la première couche cachée du réseau, il faut substituer la variable $Y_i(n)$ par l'entrée du réseau $X_i(n)$

3.2.6.2.2. Mise en oeuvre de l'algorithme

Nous allons maintenant utiliser ce qui précède pour résumer la mise en oeuvre de l'algorithme de rétropropagation [3.4].

Phase 1 :

Initialisation de tous les poids à de petites valeurs aléatoires dans l'intervalle [-0.5, 0.5].

Phase 2 :

Pour chaque donnée d'entraînement n :

- a- Calculer des sorties observées en propageant les entrées vers l'avant.
- b- Ajuster les poids en rétropropageant l'erreur observée :

$$w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \Delta w_{ji}(n) = w_{ji}(n-1) + \eta \delta_j(n) \cdot y_j(n) \quad 3.35$$

Où le gradient local est défini par :

$$\begin{cases} \delta_j(n) = e_j(n) y_j(n) \cdot [1 - y_j(n)] & (a) \\ \delta_j(n) = y_j(n) [1 - y_j(n)] \cdot \sum_{k \in c} [\delta_k(n) \cdot w_{kj}(n)] & (b) \end{cases} \quad 3.36$$

Pour la couche de sortie

(a) pour une couche cachée

Avec $0 \leq \eta \leq 1$ est le taux d'apprentissage

- Le choix de η est empirique.
- Si η est trop petit, le nombre d'itérations peut être très élevée
- Si η est trop grand, les valeurs de la suite risquent d'osciller autour du minimum sans converger.

Phase 3 :

Répéter les étapes 1 et 2 jusqu'à un nombre maximum d'itération ou jusqu'à ce que la valeur de l'erreur quadratique moyenne (EQM) soit inférieure à un certain seuil.

En effet, le but d'attendre EQM inférieure à un seuil n'est pas sûre, alors pour éviter le problème de la boucle ouverte, on fixe un nombre d'itérations maximum, généralement l'ordre des centaines, dans ce cas la l'algorithme cherche à minimiser EQM en N_i itérations successive tel que : N_i est inférieure au nombre d'itérations maximum.

Nous verrons dans les paragraphes suivants, la mise en oeuvre détailler de l'algorithme ainsi les résultats pratiques obtenus.

3.3. Application de réseaux de neurones à la synthèse de réseau d'antennes linéaires

Comme cela est montré dans la première partie de ce chapitre, il est possible de construire un modèle de neurones complexe (*perceptrons multicouches*) à partir d'un modèle simple de neurones biologiques. Donc, nous allons appliquer ce modèle neuronal au domaine de la synthèse des antennes linéaires dans le but de remplacer notre méthode analytique par une autre plus performante au niveau de vitesse de convergence.

L'étape la plus importante consiste en une modélisation compacte de la fonction obtenue par notre méthode de synthèse. Une modélisation efficace se fait par un choix judicieux des valeurs des pondérations de la base d'apprentissage, par un ajustement des dimensions de réseau et par la régulation précise des coefficients de réseau choisis.

3.3.1. Procédure de développement d'un réseau de neurones

Les procédures de développement des réseaux de neurones après l'examen des propriétés, peuvent être divisées en plusieurs étapes :

3.3.1.1. Collecte et analyse des données

L'objectif de cette étape est de recueillir des données, à la fois pour développer le réseau de neurones et pour le tester. Dans le cas d'applications sur des données réelles, l'objectif est de rassembler un nombre de données suffisant pour constituer une base représentative des données susceptibles d'intervenir en phase d'utilisation du système neuronal. La fonction réalisée résultant d'un calcul statistique, le modèle qu'il constitue n'a de validité que dans le domaine où on l'a ajusté. En d'autres termes, la présentation de données très différentes de celles qui ont été utilisées lors de l'apprentissage peut entraîner une sortie totalement imprévisible.

Ainsi, il est souvent préférable d'effectuer une analyse des données de manière à déterminer les caractéristiques discriminantes pour détecter ou différencier ces données. Ces caractéristiques constituent l'entrée du réseau de neurones. Cette détermination des caractéristiques a des conséquences à la fois sur la taille du réseau (et donc le temps de simulation), sur les performances du système (pouvoir de séparation, taux de détection), et sur le temps de développement (temps d'apprentissage). Une étude statistique sur les données peut permettre d'écartier celles qui sont aberrantes et redondantes. Dans le cas d'un problème de classification, il

appartient à l'expérimentateur de déterminer le nombre de classes auxquelles ses données appartiennent et de déterminer pour chaque donnée la classe à laquelle elle appartient.

3.3.1.2. Choix d'un réseau de neurones

Il existe un grand nombre de types de réseaux de neurones, et chaque type possède des avantages et des inconvénients. Le choix d'un réseau peut dépendre :

- ✓ de la tâche à effectuer (classification, association, contrôle de processus, séparation aveugle de sources...),
- ✓ de la nature des données (dans notre cas, des données présentant des variations au cours du temps),
- ✓ d'éventuelles contraintes d'utilisation temps- réel (certains types de réseaux de neurones, tels que la 'machine de Boltzmann' nécessitant des tirages aléatoires et un nombre de cycles de calculs indéfini avant stabilisation du résultat en sortie, présentent plus de contraintes que d'autres réseaux pour une utilisation temps- réel).

Ce choix est aussi en fonction de la maîtrise ou de la connaissance de certains réseaux, ou encore du temps dont on dispose pour tester une architecture prétendue plus performante. Pour notre problème, on était intéressé par l'utilisation d'un réseau de neurones artificiels multicouche (perceptron), au vu de sa simplicité et de son usage dans la reconnaissance des formes (Pattern recognition), traitement des images, analyse des antennes, détection d'angle d'arrivée, capacité de résoudre des équations non- linéaires,..... Malgré l'absence de relations qui nous aident à créer un réseau optimal, nous avons pu choisir les paramètres (nombre des couches cachées, nombre de neurones dans chaque couche, ...) convenables pour que notre réseau ait une performance acceptable. Notre réseau peut alors, sans difficulté, effectuer des fonctions de classification.

Il est en effet intéressant de connaître à priori les familles de fonctions auxquelles vont appartenir les surfaces de décision. Plusieurs résultats montrent par exemple qu'un réseau de neurones artificiels multicouche peut approximer avec une précision arbitraire n'importe quelle transformation continue d'un espace à dimension finie vers un autre espace à dimension finie, s'il possède suffisamment de neurones formels cachés.

En ce sens, on dit qu'il est un approximateur universel. Certains résultats montrent même qu'à l'exception de cas extrêmes, une seule couche cachée est suffisante. Nous ne pouvons pas concevoir théoriquement l'architecture d'un réseau de neurones: il faut se baser sur la méthode

empirique classique. Pour cette raison, notre modèle n'est pas du tout unique, et nous avons essayé plusieurs modèles (augmentation des neurones, des couches...) dont la majorité donne des résultats acceptables. A noter que plus l'architecture du réseau augmente, c'est à dire plus le nombre de couches et de neurones augmente, plus le réseau contiendra de connexions, ce qui implique un apprentissage et un traitement de plus en plus lent. Plusieurs réseaux ont montré leur efficacité: nous avons pu créer un réseau de neurones sans couche cachée, plusieurs réseaux de neurones avec une seule couche cachée, et un autre avec plusieurs couches dépendamment du problème traité dans notre synthèse (un lobe, deux lobes,).

3.3.1.3. Base d'apprentissage et Mise en forme des données pour un réseau de neurones

L'apprentissage de réseau se fera par un modèle d'apprentissage parallèle. Afin de pouvoir générer l'apprentissage du réseau, il est nécessaire de créer une base d'apprentissage. Comme l'apprentissage est supervisé, cette base doit contenir à la fois l'entrée du réseau et la sortie souhaitée. Lorsque la phase d'apprentissage est terminée, on procède de la manière suivante :

1. Test du réseau.
2. Si le test fournit de bons résultats, alors le réseau sera prêt à calculer la sortie correspondant à une entrée donnée. Si non, il faut régler les paramètres du système, pour augmenter les performances du réseau, et répéter la phase précédente.

De manière générale, les bases de données doivent subir une phase de prétraitement (Preprocessing) et une phase de post-traitement (Postprocessing) (Figure 3.11) afin, d'être adaptées aux entrées et aux sorties du réseau de neurones et de rendre la formation de réseau neurologique plus efficace. Le pré-traitement et le post-traitement configurent les interfaces de réseau pour exécuter les fonctions particulières [3.6].

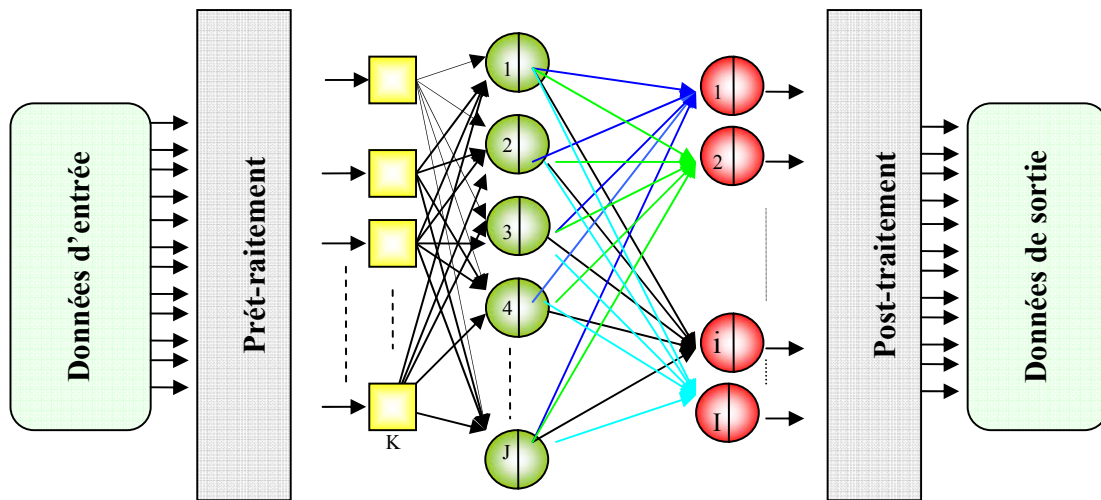


Figure 3.11. Phase de pré-traitement et de post-traitement

Le prétraitement des données

Un prétraitement courant consiste à éliminer les discontinuités artificielles dans l'espace de fonction d'entrée et de ramener les entrées de problème à un ensemble d'information approprié. Ensuite il faut faire une normalisation appropriée, qui tient compte de l'amplitude des valeurs acceptées par le réseau [3.14].

Dans notre étude, le prétraitement des données est une étape importante car elle permet de sélectionner, dans l'espace de représentation "l'information" nécessaire à l'application. Cette sélection passe par la sectorisation de l'espace, ainsi que par l'élimination de la discontinuité "des sorties désirées" en passant par la normalisation des données. Deux cas se présentent:

Cas 1: Ce cas est simple et linéaire, son objectif est d'avoir "un seul lobe" qui pointe dans la direction désirée, on a donc un gradient de phases sur les éléments de l'antenne. Le prétraitement a consisté seulement à une normalisation de données pour avoir une convergence plus rapide.

Cas 2: Dans ce cas "lobe et zéro ou multi-lobes" la sectorisation de l'espace permet d'éliminer des informations superflues et d'augmenter la vitesse de convergence de notre réseau. Le réseau neurologique rapproche la fonction que nous modélisons en adaptant sa structure interne à la carte de sectorisation choisie. Deux étapes du prétraitement sont nécessaires:

- La première étape du prétraitement divise l'espace en 17 secteurs, répété chaque 10° dans l'intervalle de -85 degrés à +85 degrés. Des secteurs plus précis de division d'espace peuvent être

CHAPITRE 3

atteints en augmentant le nombre d'éléments de réseau. Le vecteur d'entrée au réseau de neurones est mis sous forme de code binaire de 17 bits (un bit pour chaque secteur). Cette étape a l'avantage de diminuer considérablement la discontinuité dans l'espace et d'augmenter la rapidité de convergence.

- La deuxième étape du prétraitement consiste à réduire les discontinuités artificielles de pondération des phases 'Sorties souhaitées, Targets' de réseau et de les ramener à un ensemble d'information approprié. Les discontinuités entre les phases rendent difficile la phase d'apprentissage. Pour faire disparaître les discontinuités indésirables, nous avons traité les pondérations des phases par les fonctions 'cosinus et sinus' en tant que sorties 'Targets' finales, dans le but de former des noeuds des sorties qui émettent des valeurs normalisés entre (-1 et +1).

Le post- traitement des données

La sortie du réseau de neurone est constituée par les différentes phases (φ_i) appliquées sur chaque élément de réseau d'antennes. Le facteur du réseau s'écrit:

$$AF(\theta) = \sum_i e^{j(K_0 X_i \cos \theta + \varphi_i)} = \sum_i \cos(K_0 X_i \cos \theta) \cdot \cos \varphi_i + j \sum_i \sin(K_0 X_i \sin \theta) \cdot \sin \varphi_i \quad 3.37$$

Chaque phase (φ_i) génère des valeurs de sortie $\cos(\varphi_i)$ et $\sin(\varphi_i)$. Cette procédure permet d'améliorer la performance du réseau de neurones [3.8].

Fichier d'apprentissage

Le fichier d'apprentissage comprend deux catégories de paramètres: les paramètres d'entrée qui constituent les variables à optimiser et les paramètres de sortie qui correspondent aux résultats désirés. Dans chaque fichier, le nombre d'échantillons sur lequel l'apprentissage doit s'effectuer est fourni ainsi que le nombre de neurones d'entrée et de sortie. Ce nombre d'échantillons dépend de la nature du problème à traiter. Plus le résultat est sensible aux évolutions des paramètres d'entrée, plus la discrétisation des plages de variation est fine. Ainsi il est préférable de connaître le ou les paramètres à optimiser responsables des plus importantes variations sur le résultat désiré. A noter, que l'augmentation des échantillons d'apprentissage n'est pas toujours néfaste puisqu'il permet une meilleure connaissance du problème, mais la phase d'apprentissage est plus coûteuse en temps de calcul.

CHAPITRE 3

Nous avons construit quatre fichiers de données correspondant à notre étude. Un premier fichier où tous les bits du vecteur d'entrée sont des zéros excepté un seul (+1), un deuxième où tous les bits sont des zéros excepté deux (+1 et -1), un troisième fichier où tous les bits sont des zéros sauf deux (+1 et +1) et un quatrième fichier où tous les bits sont des zéros sauf trois (+1, +1 et +1); avec les sorties souhaitées. Un bit d'entrée +1 indique une détection d'une source désirée (lobe principal) dans un secteur, un bit d'entrée '0' ne représente aucune source dans le secteur et un bit '-1' indique une interférence qu'on doit l'annuler dans le secteur. Les valeurs des pondérations sont choisies d'une façon bien déterminée pour tenir compte des différentes possibilités de formage de lobes. Plusieurs cas sont enregistrées dans notre base, des cas extrêmes dans le deux zones ((-90°:0) et (0:90°)), des cas proches dans les deux zones et des cas dans la même zone.

3.3.1.1. a. Algorithme et paramètres d'apprentissage

Tous les modèles de réseaux de neurones requièrent un apprentissage. Plusieurs types d'apprentissages peuvent être adaptés à un même type de réseau de neurones. Les critères de choix sont souvent la rapidité de convergence ou les performances de généralisation [3.12].

Le critère d'arrêt de l'apprentissage est souvent calculé à partir d'une fonction de coût, caractérisant l'écart entre les valeurs de sortie obtenues et les valeurs de références (réponses souhaitées pour chaque exemple présenté) [3.14].

Les possibilités offertes par le logiciel (Matlab) sur les méthodes d'apprentissage sont assez étendues, (Tableau 3.3). Celle retenue est l'apprentissage par l'algorithme de rétropropagation de l'erreur (*souligné*), technique reposant sur une minimisation d'un critère d'erreur de type moindre carré et utilisant le terme momentum et la technique d'adaptation du coefficient d'apprentissage, afin d'améliorer la vitesse de convergence. L'efficacité d'apprentissage dépend de plusieurs paramètres:

Coefficient d'apprentissage η	<i>ce paramètre détermine la vitesse de convergence. Si la valeur de démarrage de η est grande, alors on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création d'oscillations dans l'erreur totale moyenne qui empêcheront l'algorithme de converger vers le minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart de cas, si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à commencer l'apprentissage avec une petite valeur de η, si on veut atteindre un minimum global, même si l'apprentissage est long.</i>
	<i>ce paramètre permet l'introduction de l'ancien poids dans le calcul de sa</i>

CHAPITRE 3

Momentum α:	<i>nouvelle valeur. Le momentum empêche l'algorithme de rester bloqué dans un minimum local et il augmente encore la vitesse de convergence. La valeur de α est toujours inférieure à 1 (valeur typique $\alpha=0.9$).</i>
Seuil de tolérance	<i>ce paramètre critique détermine la précision dans la réponse du réseau de neurones.</i>
Nombre de couches cachées	<i>le nombre de neurones dans la couche cachée détermine la structure de notre réseau. Un grand nombre de neurones est nécessaire pour modéliser une relation complexe (relation entrée-sortie). Mais dans certains cas, trop de neurones entraîne un surapprentissage du réseau, et ce réseau tentera de mémoriser des informations au lieu de généraliser.</i>
Nombre de couches cachées	<i>il est démontré théoriquement qu'un réseau neuronal multicouche avec au moins une seule couche cachée peut modéliser arbitrairement une relation non linéaire complexe.</i>

Tableau 3.2 .Paramètres d'apprentissage

	Acronym	Algorithme
1	LM	Trainlm - Levenberg-Marquardt
2	BFG	trainbfg - BFGS Quasi-Newton
3	RP	trainrp - Resilient Backpropagation
4	BR	Trainbr - Bayesian regularization
5	SCG	trainscg - Scaled Conjugate Gradient
6	CGB	traincgb - Conjugate Gradient with Powell/Beale Restarts
7	CGF	traincgf - Fletcher-Powell Conjugate Gradient
8	CGP	traincgp - Polak-Ribière Conjugate Gradient
9	OSS	trainoss - One-Step Secant
10	GDX	<i>traingdx - Variable Learning Rate Backpropagation</i>
11	GD	Traingd - Basic gradient descent
12	GDM	Traingdm - Gradient descent with momentum

Tableau 3.3.Récapitulatif des méthodes d'apprentissage possibles

3.3.1.1. b. Mise au point de l'algorithme d'apprentissage

Dans ce paragraphe nous détaillerons l'avantage de la mise en œuvre de cet algorithme d'apprentissage et les résultats obtenus [3.9, 3.10].

Soit un réseau MLP composé de $L+1$ couche (L couches cachées plus une couche de sortie) chaque couche contient R^q neurones avec :

q : Un indice qui représente le numéro de la couche.

$q = L + 1$ c'est le cas de la dernière couche cachée.

CHAPITRE 3

Supposons la notation suivante :

w_{ji}^q : Le poids de connexion entre le neurone j de la couche q et le neurone i de la couche précédente $q-1$.

H_0 : Le numéro d'itération maximum.

h : Un indice qui représente le numéro d'itération.

EQM : L'erreur quadratique moyenne (la fonction du coût) sur l'ensemble d'apprentissage N .

Y_j : La sortie j du réseau.

S : Un seuil qui représente la valeur minimal de EQM qu'on désire obtenir.

N : Le nombre d'éléments de la base d'apprentissage.

n : Un indice qui représente le numéro d'élément de la base d'apprentissage.

La Figure 3.12 représente l'organigramme de l'algorithme de la rétropropagation des erreurs, cet organigramme est composé essentiellement de trois boucles imbriquées l'une dans l'autre. La première boucle sert au contrôle du nombre d'itération h , si ce dernier dépasse le nombre d'itération maximum H_0 sans atteindre le but $EQM < S$, alors le programme n'a pas pu optimisé les poids du réseaux.

La deuxième boucle contrôle le nombre d'exemples d'apprentissage, si $n=N$ alors l'apprentissage se fait sur tout l'ensemble N , ce qui permet de passer au calcul de EQM .

Quand à la dernière boucle elle contrôle la propagation de l'erreur sur les différentes couches du réseau [3.8, 3.11].

On remarque que la fin de l'algorithme peut être causé par la condition : l'erreur quadratique moyenne EQM est inférieur au seuil S ou bien on atteint le nombre maximal d'itérations.

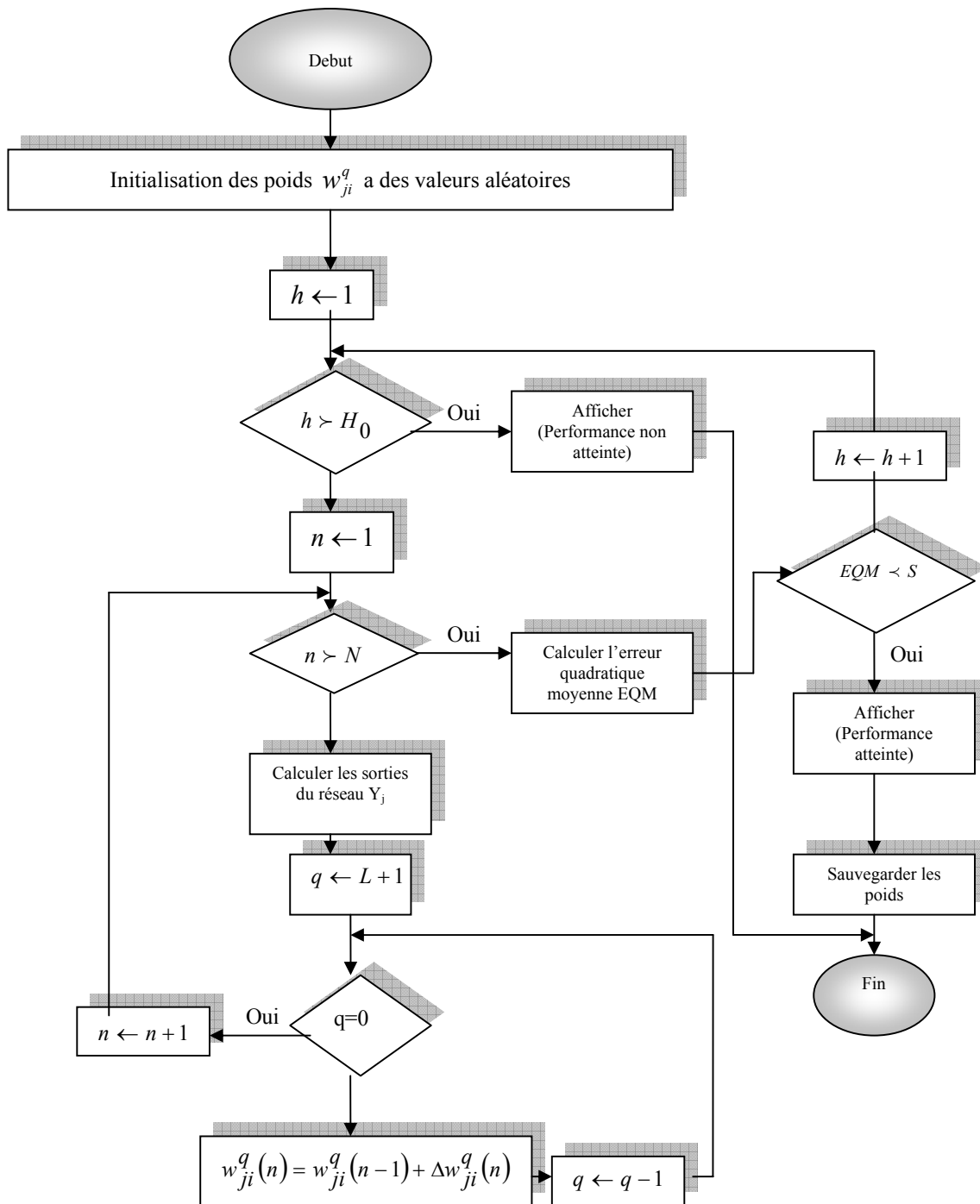


Figure 3.12. Organigramme de la rétropropagation des erreurs

L'organigramme précédent est interprété par un programme structuré en MATLAB. A fin d'évaluer l'influence du seuil S sur le nombre d'itérations nécessaire pour obtenir $EQM < S$.

CHAPITRE 3

➤ Structure du modèle neuronal d'un lobe directif

Le calcul de pondérations φ_i en fonction de la direction d'arrivée du signal nous mène à former un réseau neuronal constitué de 17 neurones d'entrées et huit neurones à la sortie (antenne 8 éléments). Plusieurs simulations ont été faites, le réseau optimal obtenu après l'ajustement des différents paramètres est illustré dans le (Tableau 3.4). Le neurone utilisé dans ce réseau est le neurone linéaire continu dont la fonction d'activation est une fonction linéaire à seuil.

Paramètres	Symbole	valeur
Nombre de neurones d'entrée	n	17
Nombre de neurones de sortie	m	8
Nombre de neurones cachés	p	20
Coefficient d'apprentissage	η	0.03
Momentum	α	0.9
Seuil de tolérance	ε	0.01

Tableau 3.4. Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage

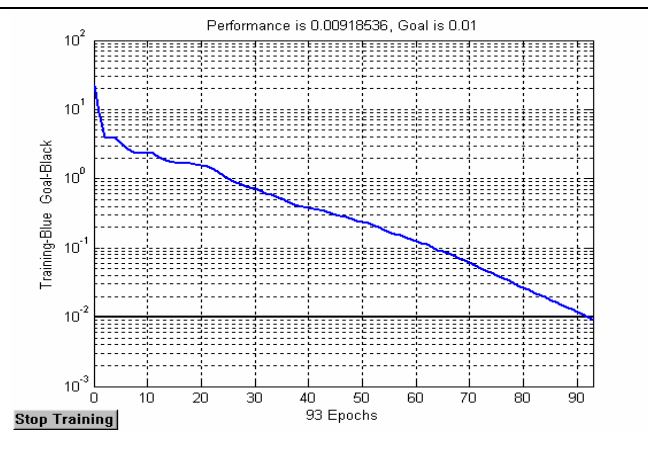


Figure 3.13.a. Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du d'itérations pour S=0.01

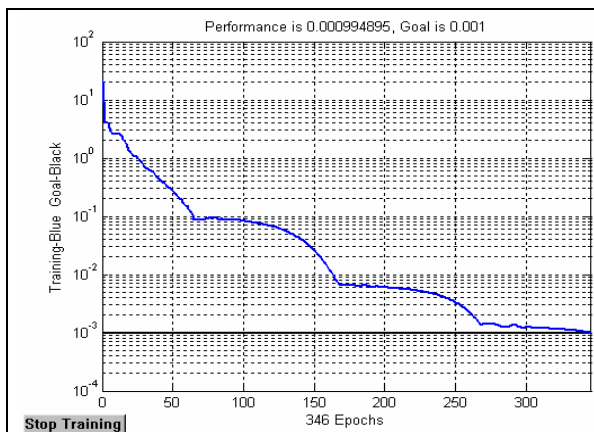


Figure 3.13.b. Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du itérations pour S=0.001

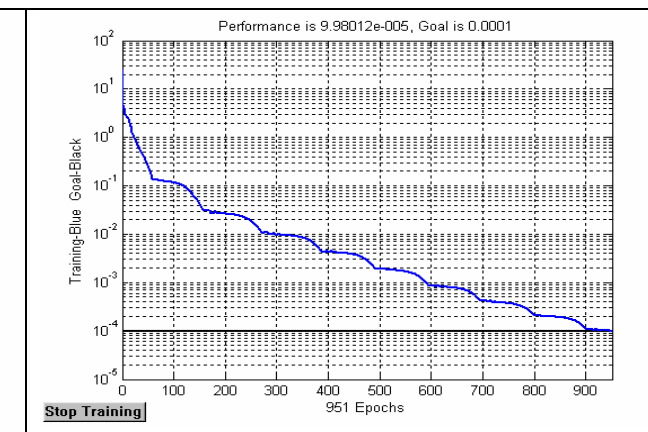
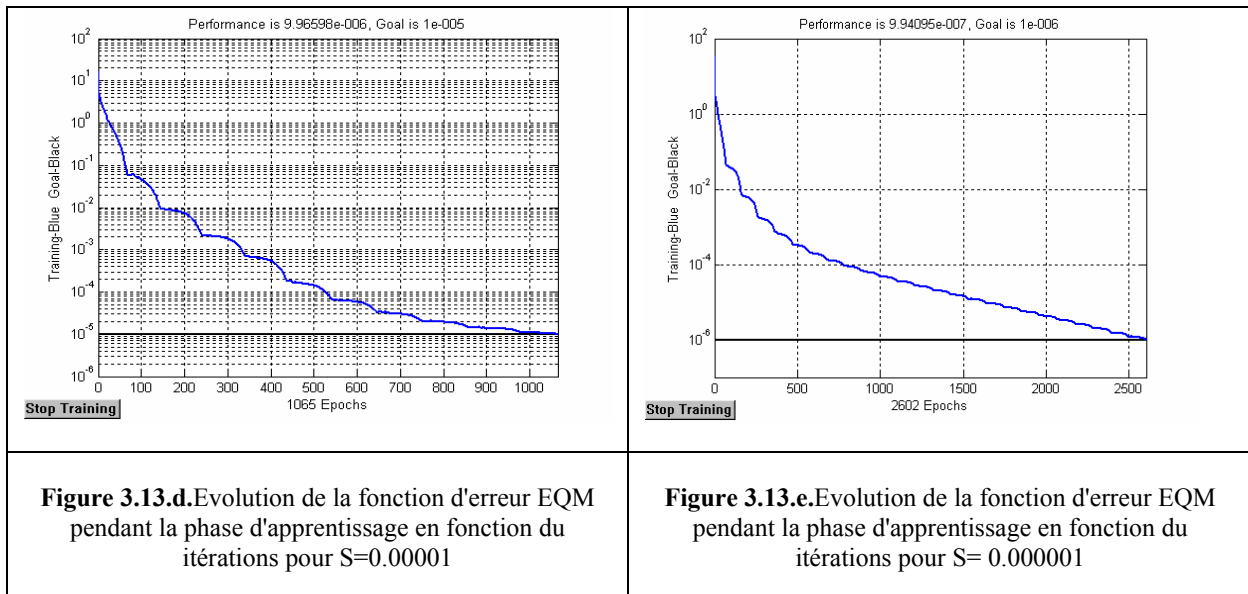


Figure 3..13c. Evolution de la fonction d'erreur EQM pendant la phase d'apprentissage en fonction du itérations pour S=0.0001



Nous avons choisi plusieurs valeurs pour S . Les Figures 3.13. (a, b, c, d et e) représentent l'évolution du EQM en fonction du nombre d'itérations pour des différentes valeurs du seuil.

On remarque que plus le seuil S est faible, plus le nombre itérations est important et inversement. Le Tableau 3.5 résume les résultats obtenus, ces résultats concordent avec la théorie.

Seuil S ($EQM < S$)	Nombre itérations
0.000001	2600
0.00001	1080
0.0001	960
0.001	340
0.01	94

Tableau 3.5. Nombre d'itérations maximum en fonction du seuil

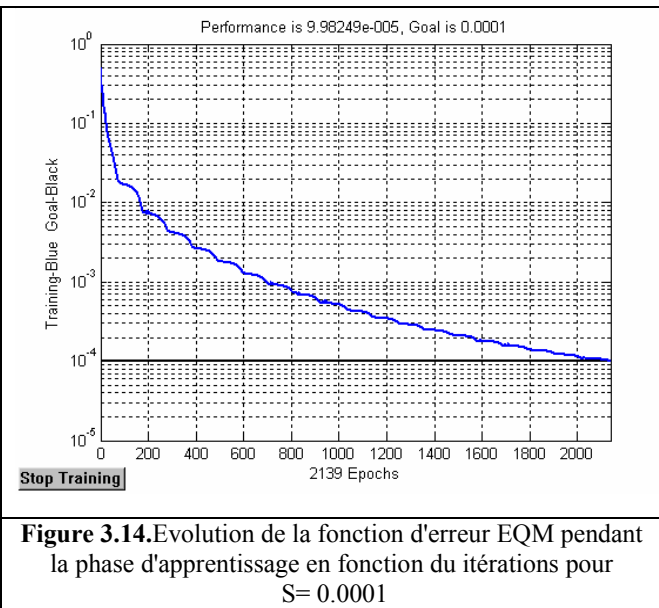
➤ **Structure du modèle neuronal d'un lobe- zéro.**

Comme il a été démontré théoriquement qu'un réseau neuronal multicouche avec une seule couche cachée est capable d'identifier arbitrairement une fonction non linéaire complexe et ses dérivées, notre réseau contient donc une seule couche cachée. Le choix du nombre de neurones cachés est fortement lié à la nature de la non linéarité à modéliser. Dans notre cas (Tableau 3.6), 60 neurones cachés ont permis une bonne convergence de l'algorithme et une bonne précision du modèle neuronal formé de deux entrées et huit sorties. Le neurone utilisé dans ce réseau est le neurone non linéaire continu dont la fonction d'activation est une fonction sigmoïde).

CHAPITRE 3

<i>Paramètres</i>	<i>Symbole</i>	<i>valeur</i>
Nombre de neurones d'entrée	n	17
Nombre de neurones de sortie	m	8
Nombre de neurones cachés	p	60
Coefficient d'apprentissage	η	0.2
Momentum	α	0.9
Seuil de tolérance	ε	0.01

Tableau 3.6. Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage

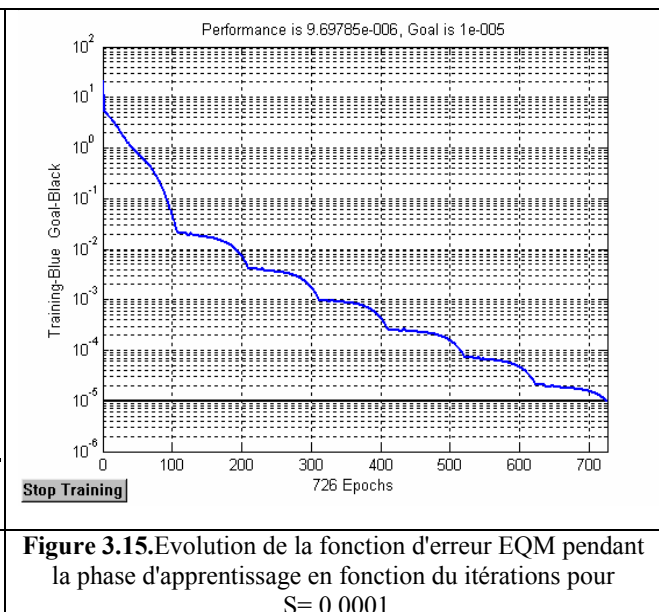


1. Structure du modèle neuronal de deux lobes et multi-lobes.

Pour la synthèse de deux lobes nous avons utilisé 60 neurones dans la couche cachée, deux neurones à l'entrée et huit neurones (huit antennes), cette architecture a permis une bonne convergence de l'algorithme et une bonne précision du modèle neuronal. Le neurone utilisé dans ce réseau est le neurone non linéaire continu dont la fonction d'activation est une fonction sigmoïde.).

<i>Paramètres</i>	<i>Symbole</i>	<i>valeur</i>
Nombre de neurones d'entrée	n	17
Nombre de neurones de sortie	m	8
Nombre de neurones cachés	p	60
Coefficient d'apprentissage	η	0.2
Momentum	α	0.9
Seuil de tolérance	ε	0.01

Tableau 3.7. Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage



3.4. Validation et optimisation de l'architecture

La phase d'optimisation est une phase primordiale de la conception des ANNs. Il s'agit de trouver le nombre optimal des couches cachées et le nombre de neurones par couches pour que le modèle ANN exprime fidèlement notre base d'apprentissage.

Notre choix s'est porté sur une seule couche cachée, il faudra encore déterminer le nombre de neurones dans chaque couche cachée. Nous avons testé le réseau pour chaque cas (*un lobe directif, un lobe et zéro et multi-lobes*), puis nous avons observé la variation de l'erreur globale (apprentissage et test).

Une fois le réseau de neurones entraîné (après apprentissage), il est nécessaire de le tester sur une base de données différente de celles utilisées pour l'apprentissage. Ce test permet à la fois d'apprécier les performances du système neuronal et de détecter le type de données qui pose problème. Si les performances ne sont pas satisfaisantes, il faudra soit modifier l'architecture du réseau, soit modifier la base d'apprentissage (caractéristiques discriminantes ou représentativité des données de chaque classe).

L'organigramme de la Figure 3.16 montre l'enchaînement du processus d'optimisation. La base 1 et la base 2 représentent respectivement la base d'apprentissage et la base de test [3.15].

Après l'optimisation de l'architecture neuronal pour (*un lobe directif, un lobe et zéro et multi-lobes*) nous présentons différents cas de synthèses de réseaux linéaires à rayonnements spécifiés pour illustrer les différentes possibilités offertes par la méthode d'optimisation afin de prouver l'efficacité et la souplesse de cet outil numérique.

Les diagrammes synthétisés sont les suivants :

- Diagramme directif avec lobes secondaires bas (Figure 3.17).
- Diagramme directif avec un zéro dans une zone angulaire privilégiée (direction d'interférence) (Figures 3.18, 3.19 et 3.20).
- diagrammes directifs en deux directions désirées (Figure 3.21).
- Trois diagrammes directifs en trois directions désirées (Figure 3.22 et 3. 23).
- Les pondérations synthétisées sont reportées aux Tableaux 3.8, 3.9 et 3.10.

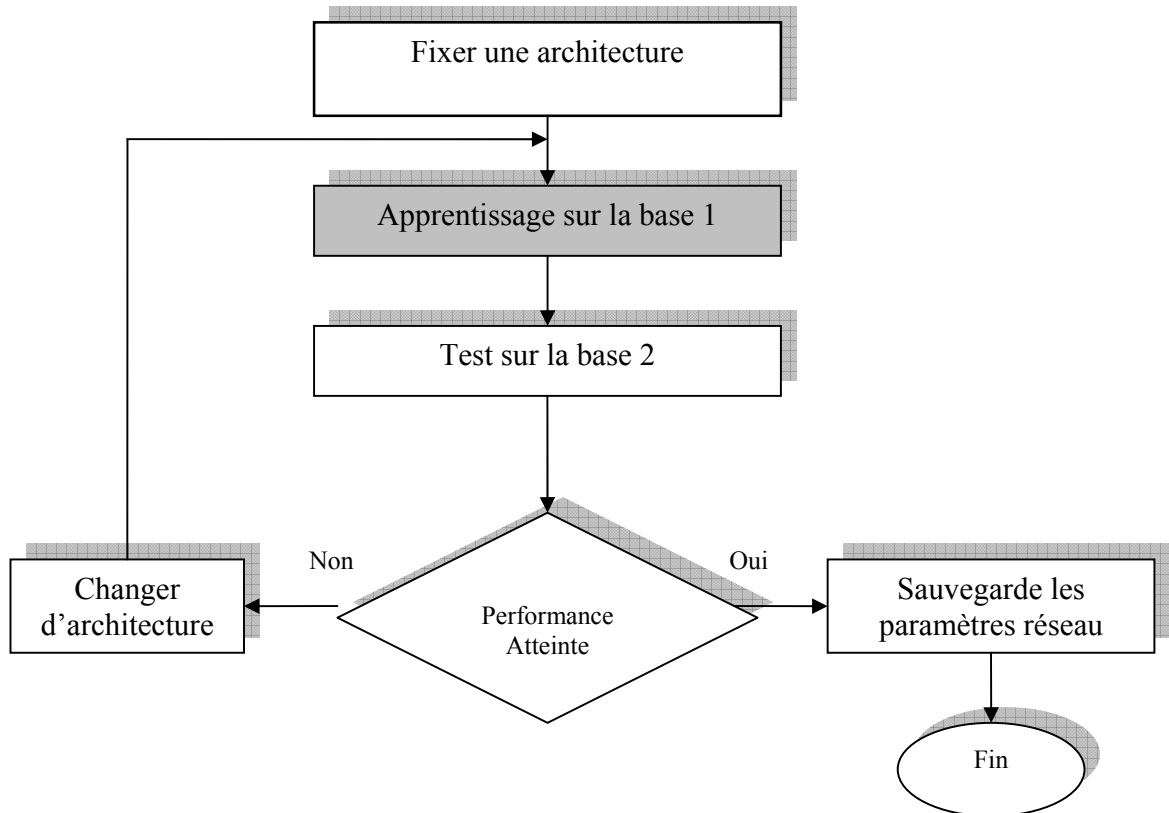


Figure 3.16. Processus d'optimisation

	Excitations Synthétisées par les réseaux de neurones			
	-28°	-3°	13°	30°
	φ_n	φ_n	φ_n	φ_n
1	64	330	147	314
2	156.5	338	100	214
3	237	346.5	60	128.8
4	319.5	355.5	19.5	42.5
5	40.5	4.5	319.5	317.5
6	123	13.5	300	231.2
7	203.5	22	260	146
8	296	30	213	46

Tableau 3.8. Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée (-28°, -3°, 13°, 30°))

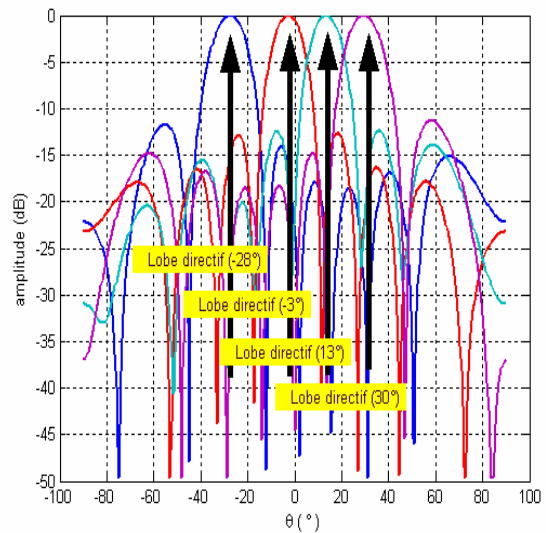


Figure 3.17. Diagramme de rayonnement de lobe directif à -28°, -3°, 13° et 30°

	Excitations Synthétisées par les réseaux de neurones		
	-49° et -20°	-50° et 20°	-10° et 10°
	φ_n	φ_n	φ_n
1	240	220	215
2	50	20	300
3	180	175	320
4	310	275	350
5	50	85	10
6	180	185	40
7	310	340	60
8	120	140	145

Tableau 3.9. Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée) et zéros (interférence)

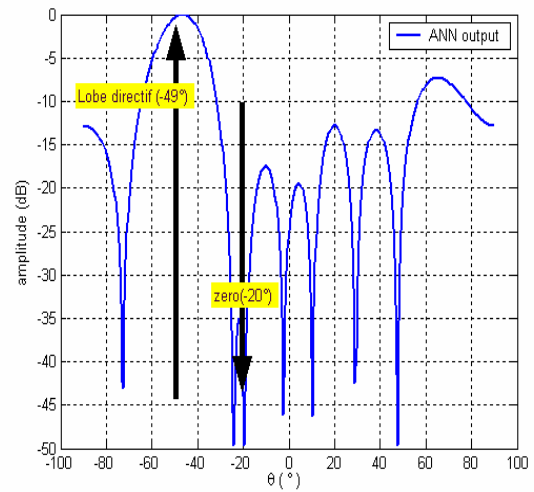


Figure 3.18. Diagramme de rayonnement de lobe directif (-49°-Secteur 4) et zéro (-20°- Secteur 7)

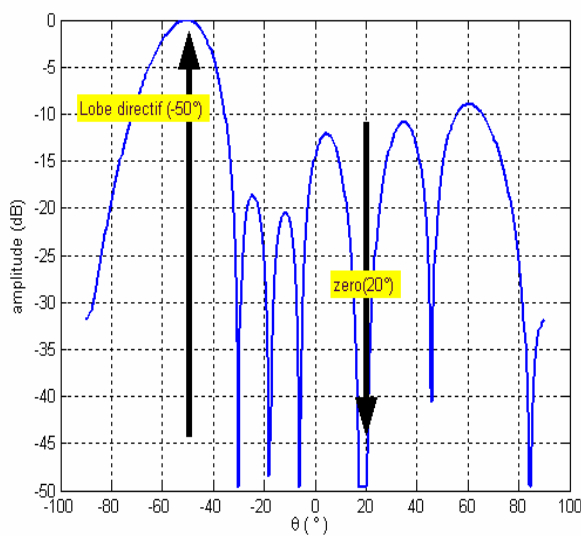


Figure 3.19. Diagramme de rayonnement de lobe directif (-50°-Secteur 4) et zéro (20°- Secteur 11)

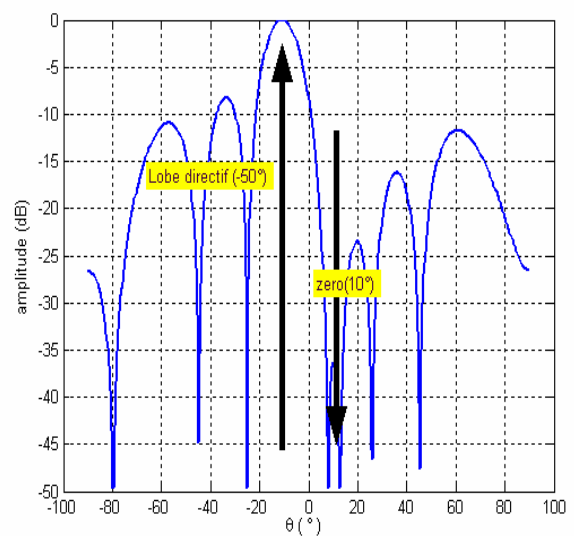


Figure 3.20. Diagramme de rayonnement de lobe directif (-10°-Secteur 8) et zéro (10°- Secteur 10)

	Excitations Synthétisées par les réseaux de neurones				
	neurons				
	-49° <i>et</i> -22°	-20° <i>et</i> 0°	-30° <i>et</i> 31°	-50°, -20° <i>et</i> 40°	-30°, -10° <i>et</i> 30°
	φ_n	φ_n	φ_n	φ_n	φ_n
1	240	220	5	265	95
2	50	20	185	45	86
3	180	175	180	81	218
4	310	275	360	234	234
5	50	85	360	126	126
6	180	185	180	279	142
7	310	340	175	315	274
8	120	140	355	95	288

Tableau 3.10. Excitations synthétisées par les réseaux de neurones de deux lobes directifs

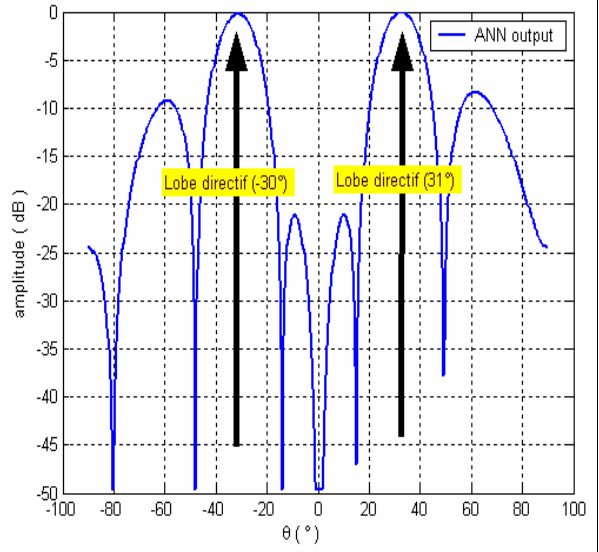


Figure 3.21. Diagramme de rayonnement de deux lobes directifs à (-30°-Secteur 6) et (31°- Secteur 12)

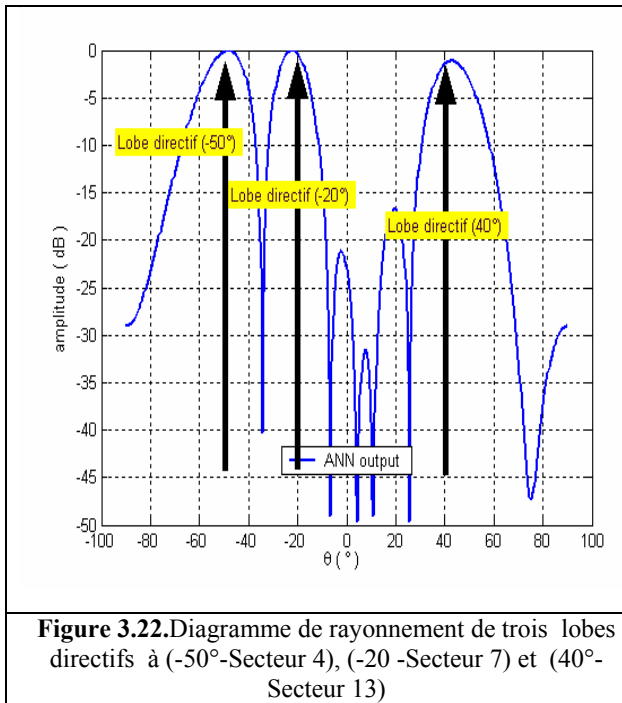


Figure 3.22. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à (-50°-Secteur 4), (-20° -Secteur 7) et (40°-Secteur 13)

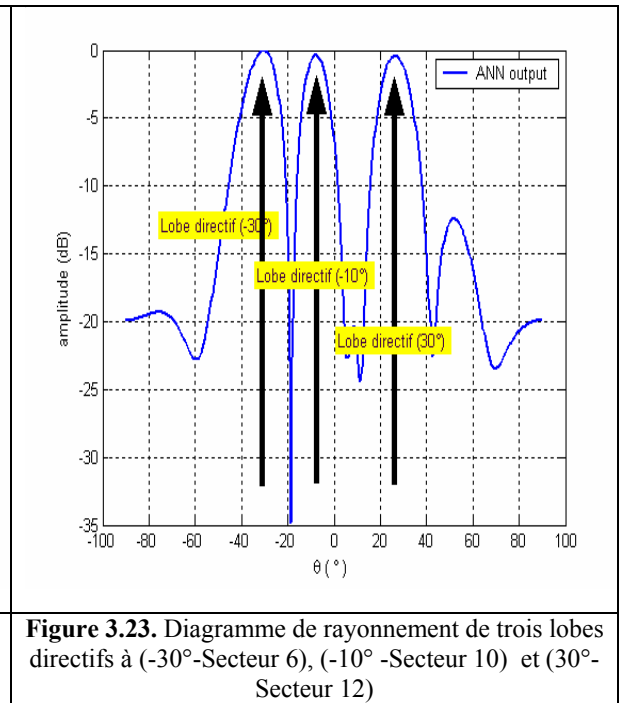


Figure 3.23. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à (-30°-Secteur 6), (-10° -Secteur 10) et (30°-Secteur 12)

3.5. Conclusion

A travers ce chapitre nous avons exploré la capacité des réseaux de neurones artificiels dans le domaine de modélisation et nous avons mis en valeur leur grande adaptation aux problèmes liés au régime dynamique. Du fait de leur forte non linéarité et l'aspect de généralisation qu'ils présentent, les réseaux de neurones artificiels sont de bon candidat pour la synthèse de réseau d'antennes.

Dans ce chapitre, nous avons présenté en premier lieu, les idées de base sur l'optimisation par les réseaux de neurones. Nous avons décrit:

- ✓ L'application de réseaux de neurones à la synthèse de réseau d'antennes linéaires.
- ✓ Nous avons utilisé dans ce chapitre les réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward, et en particulier, le perceptron multicouche MLP, car ce type de réseaux est adapté dans notre travail.
- ✓ Les différentes méthodes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour les réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward.
- ✓ Les principaux algorithmes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour les réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward.
- ✓ Les démarches de modélisation (base d'apprentissage, prétraitement et post-traitement) et l'algorithme d'apprentissage adopté dans notre étude.

En second lieu, nous avons exploité la représentation neuronale non linéaire pour développer un nouvel outil de synthèse, et ceci pour répondre aux spécifications de rayonnement désiré. La validité de ce modèle a été supportée par les différents cas de simulation. Les résultats obtenus montrent la faisabilité et l'efficacité de l'utilisation d'un modèle neuronal pour modéliser un système non linéaire, mais également l'adaptation de ce modèle aux points de mesure sans avoir besoin de savoir préalablement la forme de non linéarité à modéliser.

Bibliographie

- [3.1] P.BOURRET, J.REGGIA, M.SAMUELIDES, “Réseaux de neuronaux une approche connexionniste de l’intelligence artificielle ”, Ouvrage de l’édition TEKNEA, 1991.
- [3.2] G.DREYFUS, M.MARTINEZ, M.SAMUELIDES, “réseaux de neurones méthodologie et application ”, Ouvrage de l’édition Eyrolles, 2002.
- [3.3] D.E.RUMELHART, “*Learning representations by back-propagation errors*”, The MIT Press, vol.1 Cambridge.
- [3.4] M.PARIZEAU, “Réseaux de neurones”, Automne 2004 presse de l’université de LAVAL, 2004.
- [3.5] J.M. Kinser , “*The determination of hidden neurons*”, Optical Memories and Neural Networks”, pp. 245–262, 1996.
- [3.6] R.Ghayoula, N.Fadlallah, A.Gharsallah, M.Rammal, “Phase-Only Adaptive Nulling with Neural Networks for Antenna Array Synthesis”, *IET - Microwaves, Antennas and Propagation* Ref: MAP-2007-0256 (Accepté le 31 Mars 2008)
- [3.7] R.Ghayoula, N.Fadlallah, A.Gharsallah, M.Rammal, “Neural Network Synthesis Beamforming Model for One-Dimensional Antenna Arrays”, *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, ISSN: 1744-2400, Vol. 4, No. 1, pp.126-131, 2008
- [3.8] N.FADLALLAH, M.RAMMAL, P.VAUDON P, “*A phased arrays beams synthesis using neural network model*”, *WSEAS proceeding*, ISSN-1109-2742 , Issue 3, Vol. 4, pp. 135-140, March 2005.
- [3.9] M. Riedmiller, “*Advanced supervised learning in multi-layer perceptrons from back propagation to adaptive learning algorithms*”, Int. journal of Computer Standards and Interfaces, Special Issue on Neural Networks (5), 1994.
- [3.10] C. Charalambous. “*Conjugate gradient algorithm for efficient training of artificial neural networks*”, IEE Proceedings-g, vol. 139, no. 3, pp. 301-310, June 1992.
- [3.11] M. Minoux, “*Programmation mathématique, théorie et algorithmes, tome 1*”, collection Technique et Scientifique des Télécoms., Dunod, Paris, 1983.

CHAPITRE 3

- [3.12] Y.C. Pati and P.S. Krishnaprasad, “*Analysis and synthesis of feedforward neural networks using discrete affine wavelet transformations,*” IEEE Trans. Neural Networks, vol. 4, Jan. 1993.
- [3.13] C.Christodoulou, M.Georgiopoilos, “*Application of Neural Networks in Electromanetics,*” Artech House Boston, London, 2001.
- [3.14] 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 n° 18-2005, Université de Limoges, mai 2005.
- [3.15] R.Ghayoula, T.Mbarek, A.Gharsallah, “*Application of the neural network to the synthesis of Multibeam Antennas Arrays*”- 14th World Enformatika Conference, vol.14 , ISSN 1305-5313, pp.274- 278, Prague, Czech Republic, August 2006.

4

Chapitre

CONCEPTION ET REALISATION D'UN RESEAU D'ANTENNES

- **ANTENNE QUASI-YAGI**
- **ANTENNE PATCH**

4.1. Introduction

Les antennes réseaux jouent un rôle primordial dans de nombreux domaines techniques (radar, sismique, radio-astronomie, échographie, transmission et même optique,...) où elles remplacent très avantageusement les antennes « classiques » c'est-à-dire les antennes dont la performance est obtenue par la géométrie, en particulier les antennes à réflecteurs paraboliques. Parmi les obstacles rencontrés dans l'amélioration des antennes « classiques » et résolus par les antennes à réseaux de capteurs, on peut citer :

- Le dilemme entre le gain d'antenne (sensibilité) et la couverture (idéalement panoramique) : en utilisant une antenne réseau à grand nombre de capteurs, on bénéficie du gain d'antenne en réception, sans compromettre la couverture panoramique en utilisant le pointage électronique.
- Le problème des interférences dans un monde de plus en plus congestionné : les antennes réseaux peuvent utiliser des traitements beaucoup plus sophistiqués que ceux qu'il est envisageable de câbler dans la géométrie, par exemple l'annulation supervisée du signal d'interférence.
- Le problème des contraintes géométriques [4.1] les antennes de grande taille (classiques ou réseaux) se trouvent inévitablement confrontées à la taille limitée de la plate-forme support. Les antennes réseaux s'adaptent à toutes les géométries. Elles peuvent se déployer sur un terrain (radar RIAS ou prospection Sismique).

Tous ces problèmes sont donc résolus par l'utilisation des antennes réseaux mais, en outre, celles-ci présentent d'autres propriétés utiles. La plus intéressante nous semble la possibilité de partager une antenne entre plusieurs utilisateurs indépendants. Par exemple une station de base pourra desservir plusieurs abonnés simultanément dans le même canal [4.2] (SDMA : Spatial Division Multiple Access) ; une antenne satellite pourra être pointée sur plusieurs satellites simultanément ; un radar pourra assurer une couverture panoramique sans mouvement mécanique en utilisant en parallèle plusieurs voies de réception (veille stratégique). Un enregistrement multicapteurs pourra être utilisé à posteriori pour faire un traitement d'antenne plus performant (sismique, surveillance). Le partage est également une possibilité pour amortir les coûts

d'exploitation d'une installation. L'intelligence des antennes réseaux est contenue non pas dans leur géométrie, comme peut l'être celle d'une antenne parabolique, mais dans leurs traitements. Parler de traitement d'antenne est donc inévitable.

Ce chapitre est concentré sur la conception et la réalisation de deux réseaux d'antennes quasi-yagi et patch en vue de son intégration comme élément de base pour le déploiement des systèmes d'antennes intelligentes avec les options telles que la création d'un maximum de rayonnement dans les directions des sources utiles et un minimum dans les directions des brouilleurs. Pour valider ce concept, il est nécessaire d'élaborer un dispositif de test pour le balayage du lobe, ce dispositif doit permettre de valider les lobes synthétisés dans des configurations de test prédéfinies: Diagrammes de rayonnement avec un seul lobe et un zéro et diagrammes multi lobes (deux ou trois lobes). L'effet de couplage a été pris en considération pour ne pas altérer le lobe rayonné surtout pour les pointages loin de l'axe de l'antenne (endfire). Les simulations et les mesures de plusieurs cas typiques des valeurs synthétisés par les deux antennes réseaux (antennes patch, antenne quasi-yagi) sont présentées dans ce chapitre.

4.2. Caractéristiques des antennes

Dès l'origine, l'antenne est l'élément qui est utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception [4.3]. Ainsi, dans une chaîne de communication, elle est toujours le premier élément dans une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission.

Il y a une grande variété de techniques pour réaliser les antennes, chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée.

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres.

Une antenne peut être caractérisée par [4.3]:

➤ **Représentation en quadripôles :**

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure 4.1), défini par les paramètres S :

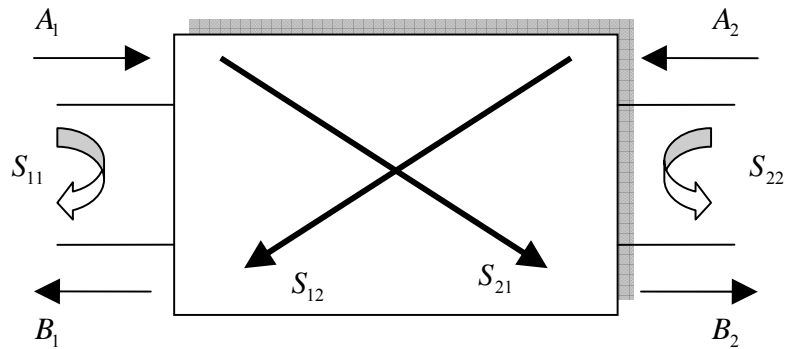


Figure 4.1.Représentation en quadripôle

A_1, A_2, B_1 et B_2 sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$\begin{aligned} B_1 &= S_{11} \times A_1 + S_{12} \times A_2 \\ B_2 &= S_{21} \times A_1 + S_{22} \times A_2 \end{aligned} \quad 4.1$$

Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$.

Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$.

➤ **Coefficient de réflexion S_{11} :**

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation.

➤ **Directivité :**

Elle indique la concentration du rayonnement dans une direction donnée.

Considérons deux antennes, la première est isotrope idéale et la deuxième est quelconque, caractérisées respectivement par $J_0(\theta, \varphi)$ et $J(\theta, \varphi)$, les intensités de rayonnement pour la même puissance rayonnée. Alors la directivité de la deuxième antenne est :

$$D(\theta, \varphi) = J(\theta, \varphi) / J_0(\theta, \varphi) \quad 4.2$$

θ et φ sont l'azimut et l'élévation.

CHAPITRE 4

- **Rendement de l'antenne** : Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad 4.3$$

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

- **Gain** : Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et la perte. Si G est le gain, alors :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad 4.4$$

- **Ouverture** :

Si G_m est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit $G_m/2$.

- **Impédance d'entrée** :

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne.

Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad 4.5$$

$Z_0 =$ impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Dans le cas d'un réseau constitué d'éléments identiques, cinq paramètres principaux permettent de contrôler la forme du rayonnement global [4.1]:

- La géométrie du réseau : linéaire, rectangulaire, circulaire, ...
- L'espace relatif entre chaque élément
- L'amplitude de l'excitation de chaque élément
- La phase appliquée à chaque excitation
- Le diagramme de rayonnement propre à chaque élément

CHAPITRE 4

Le tableau suivant résume les caractéristiques quelques antennes planaires.










	<i>Antenne</i>	<i>Diagramme de rayonnement</i>	<i>Directivité</i>	<i>Polarisation</i>	<i>Bande passante</i>	<i>commentaires</i>
<i>Patch</i>		<i>Broadside</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Linéaire Circulaire</i>	<i>Faible</i>	<i>Très facile à réaliser</i>
<i>Fente</i>		<i>Broadside</i>	<i>Faible Moyenne</i>	<i>Linéaire</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Bidirectionnelle</i>
<i>Cercle</i>		<i>Broadside</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Linéaire Circulaire</i>	<i>Faible</i>	<i>Difficile à alimenter</i>
<i>Spiral</i>		<i>Broadside</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Linéaire Circulaire</i>	<i>Large</i>	<i>Balun et absorbant</i>
<i>Papillon</i>		<i>Broadside</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Linéaire</i>	<i>Large</i>	<i>Balun</i>
<i>Vivaldi</i>		<i>Endfire</i>	<i>Moyenne Importante</i>	<i>Linéaire</i>	<i>Large</i>	<i>Transition pour l'alimentation</i>
<i>Yagi fente</i>		<i>Endfire</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Linéaire</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Deux couches</i>
<i>Quasi-Yagi</i>		<i>Endfire</i>	<i>Moyenne Importante</i>	<i>Linéaire</i>	<i>Large</i>	<i>Uni polaire et Compact</i>
<i>Log-périodiques</i>		<i>Endfire</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Linéaire</i>	<i>Large</i>	<i>Balun (deux couches)</i>

Tableau .4.1. Types d'antennes planaires

Broadside : Le diagramme de rayonnement est orthogonal au plan d'antenne.

Endfire : L'antenne rayonne dans le plan de l'antenne.

Parmi les antennes planaires, les antennes micro ruban se sont développées dans les années 1970. Aujourd'hui, elles sont utilisées dans de nombreuses applications. Ces antennes consistent à imprimer un élément, un motif métallique sur un diélectrique déposé sur un plan de masse. Ce motif peut apparaître sous différentes configurations et sous forme de réseau.

Les patches rectangulaires et circulaires sont les plus utilisées grâce à leur facilité d'analyse et de réalisation. Les antennes patch sont de faible encombrement et de faible coût de réalisation en utilisant les technologies classiques des circuits imprimés. Cependant, l'inconvénient des antennes patch est leur faible bande passante (quelques pourcents) et par conséquent pas suffisante pour la caractérisation large bande du canal de propagation.

De ce fait, plusieurs techniques telles que l'empilement de plusieurs couches, l'ajout des parasites dans le patch ... ont été proposées pour augmenter la bande passante. Néanmoins, le coût de réalisation et la complexité augmentent en appliquant ces techniques.

4.3. Antenne quasi-yagi

L'antenne quasi-Yagi imprimée a été proposée il y a quelques années aux Etats-Unis [4.4]. Comme présentée ultérieurement, cette antenne simple couche et compacte couvre une bande passante importante. Cette antenne est facile à réaliser et de faible coût de réalisation.

4.3.1. Présentation de l'antenne quasi-Yagi

Cette antenne est basée sur la même théorie que l'antenne Yagi [4.5]. La différence est que le dipôle, les directeurs et le réflecteur sont intégrés en technologie micro ruban. La Figure 4.1 présente la géométrie de cette antenne. L'antenne quasi -Yagi est composée de deux parties [4.6]: La transition micro ruban à CPS (ligne à ruban de type coplanaire, Co Planar Strip) (Figure 4.2a) et l'antenne CPS (Figure 4.2b).

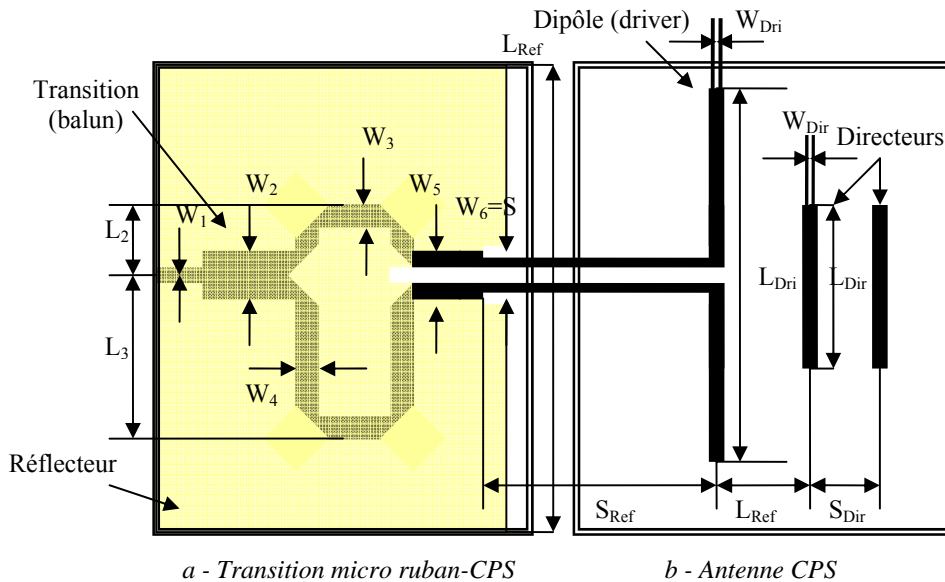


Figure 4.2. Géométrie de l'antenne quasi-Yagi

4.3.1. a. Transition micro ruban - CPS

La ligne d'entrée et les deux branches sont supposées avoir une impédance caractéristique de 50Ω . Un quart d'onde dont l'impédance caractéristique est 35.5Ω joue le rôle d'un transformateur d'impédance qui précède une jonction symétrique T utilisée pour réaliser une alimentation équilibrée pour le dipôle.

L'idée principale de cette jonction est de déphaser de 180^0 degrés de phase entre les deux branches en ajustant la longueur de deux branches pour que $L_3 - L_2 = \lambda_g / 4$. λ_g est la longueur d'onde dans la ligne micro ruban.

CHAPITRE 4

L'optimisation de la transition est faite en utilisant le logiciel ADS. Bien qu'il existe plusieurs paramètres qui doivent être optimisés, les paramètres les plus importants sont la longueur du déphaseur, l'écart entre les lignes CPS et le chanfrein:

- La longueur du déphaseur : Afin de créer la différence de phase de 180^0 entre les deux lignes micro ruban, la différence de la longueur $L_3 - L_2 = \lambda_g / 4$ à 2.4 GHz.
- L'écart entre les lignes CPS: il détermine l'impédance caractéristique de la ligne CPS. Cet écart est optimisé pour que le couplage entre ces deux lignes soit fort, ce qui offre une bonne adaptation d'impédance [4.7].
- Le chanfrein est optimisé en calculant $D = 0.57 W_3$ afin de diminuer les pertes dues aux réflexions et aux rayonnements au niveau de la courbure [4.8].

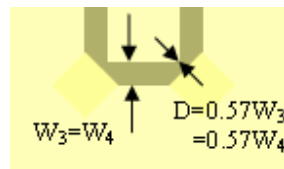


Figure 4.3. Optimisation des chanfreins

4.3.1. b. Antenne CPS

La ligne CPS est connectée au dipôle imprimé (driver) qui est placé à $\lambda_g / 4$ du réflecteur. Deux directeurs sont ajoutés pour améliorer la directivité de l'antenne. Les paramètres tels que la longueur du dipôle, la longueur du directeur, la distance entre le driver et le directeur sont optimisés par la simulation.

Advanced Design System ADS est un logiciel qui permet de modéliser des structures électromagnétiques, des antennes etc. Ce logiciel utilise la méthode des moments (méthode de calcul). Nous avons utilisé ce logiciel pour simuler et optimiser l'antenne quasi-Yagi.

Nous avons simulé et réalisé cette antenne à 2.45 GHz en technologie micro ruban, en utilisant un substrat Epoxy dont les caractéristiques sont les suivantes: permittivité diélectrique: $\epsilon=4.1$, épaisseur du conducteur $T= 35\mu\text{m}$, épaisseur du diélectrique $H= 1.59$ mm, pertes du diélectrique $\tan \delta=0.02$. Nous avons obtenu les paramètres de l'antenne suivants:

$$W_1 = W_3 = W_4 = W_5 = W_{\text{Dir}} = 3.16 \text{ mm};$$

$$W_6 = S = 1.58 \text{ mm};$$

$$W_{\text{Dip}} = 4 \text{ mm};$$

$$S_{\text{Ref}} = 25 \text{ mm}; S_{\text{Dri}} = S_{\text{Dir}} = 19 \text{ mm};$$

$$L_{\text{Dri}} = 54 \text{ mm}; L_{\text{Dir}} = 24 \text{ mm}; L_{\text{Ref}} = 65 \text{ mm}.$$

CHAPITRE 4

L'antenne réalisée est montrée sur la Figure 4.4. Les résultats de simulation et de mesure du module de coefficient de réflexion S_{11} sont montrés sur la Figure 4.5. Avec l'antenne quasi-yagi, nous obtenons une large bande passante à -15 dB de 500 MHz dans le cas de mesure et 400 MHz dans le cas de simulation. En résumé, l'antenne est bien adaptée avec cette bande passante.

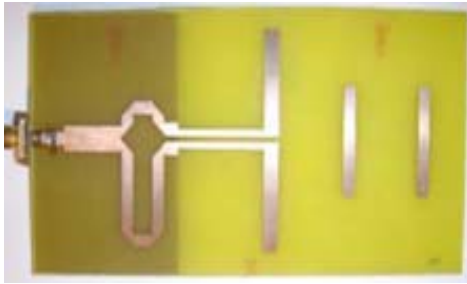


Figure 4.4. Antenne réalisée: Dimensions 65.5×13 mm

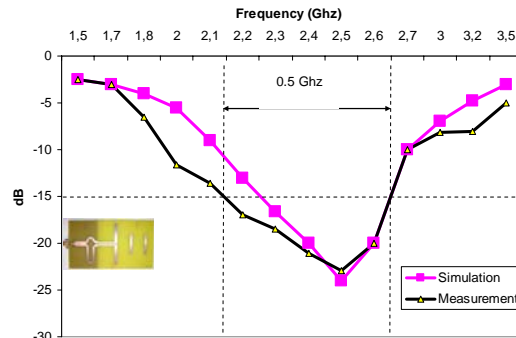


Figure 4.5. Module du coefficient de réflexion

Les caractéristiques de l'antenne ont été simulées entre 1.4 GHz et 3.6 GHz. La Figure 4.6 présente le gain de l'antenne en fonction de la fréquence [4.1].

En résumé, l'antenne a les caractéristiques suivantes:

- Bande passante: 450 MHz centrée à 2.45 GHz.
- Gain : 7.743 dB.
- Directivité : 15.484
- L'ouverture à 3 dB : 125 degrés dans le plan H et 80 degrés dans le plan E.
- Diagramme de rayonnement stable et symétrique dans le plan H et dans le plan E.

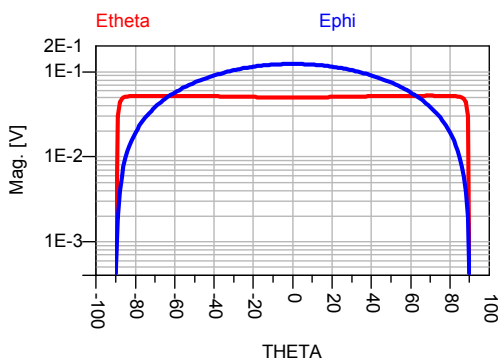


Figure 4.6. Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi = 90^\circ$) et dans le plan H ($\varphi = 0^\circ$)

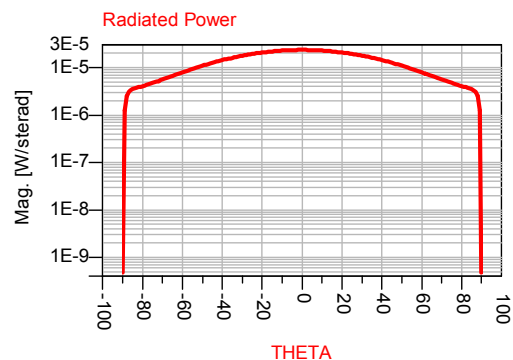


Figure 4.7. Diagramme de rayonnement

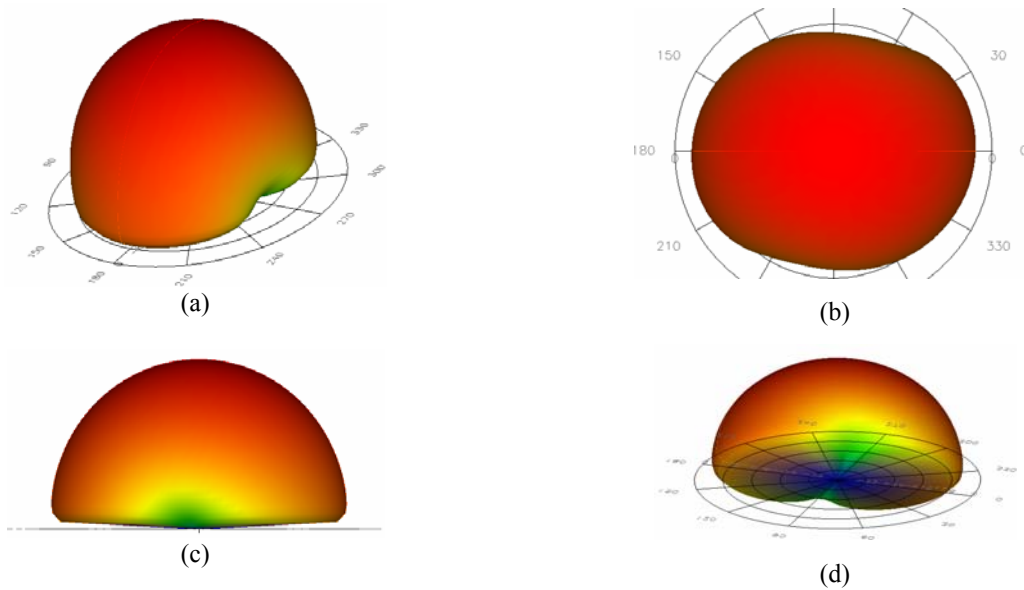


Figure 4.8. Diagramme de rayonnement (E_{ϕ}) ($f=2.4583\text{GHz}$)

La Figure 4.8 présente l'allure du diagramme de rayonnement à la fréquence de 2.45 GHz.

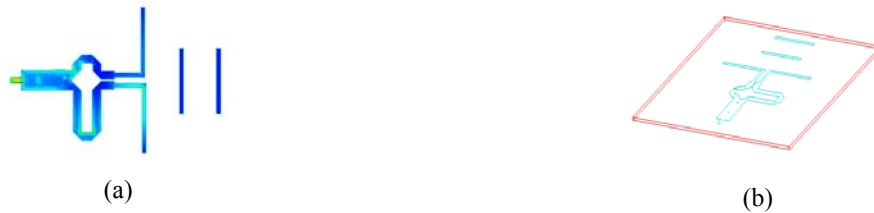


Figure 4.9. Répartition de la densité de courant surfacique de l'antenne

On notera dans cette représentation le dégradé de couleur vert pour les fortes intensités et la couleur bleue pour les faibles intensités.

4.3.2. Réseau d'antenne quasi-Yagi

Dans toutes les études précédentes, les diagrammes de rayonnement correspondaient à une seule antenne (quasi-yagi), et généralement leur représentation était relativement large et peu directive, donc avait un gain plutôt bas.

Dans beaucoup d'applications comme les communications longue distance, il est nécessaire de concevoir des antennes très directives, donc avec un gain élevé. Cela est possible lorsqu'on multiplie le nombre d'éléments qui forment l'antenne. On dit que l'on a un réseau d'antennes. Dans la plupart des cas les éléments d'un réseau sont identiques. Ce n'est pas indispensable, mais c'est souvent plus commode et pratique.

CHAPITRE 4

Chaque élément d'un réseau peut avoir n'importe quelle forme (filaire, à ouverture, etc...). Le champ total d'une telle distribution est déterminé par l'addition des vecteurs champ issu d'un seul élément (**chapitre 1**). Ceci laisserait supposer que le courant dans chaque élément est le même que pour un élément isolé. Ce n'est généralement pas le cas, et cela dépend de la distance entre les éléments. Pour fournir des modèles très directifs il est nécessaire que les champs issus de la rangée d'élément interfèrent de manière constructive (s'additionnent) dans la ou les directions désirée et interfère de manière destructive (s'annulent les uns par rapport aux autres) dans le reste de l'espace.

Théoriquement cela peut être réalisé mais pratiquement ce modèle ne peut être qu'approché. Dans un réseau d'éléments identiques il faut définir 5 paramètres pour caractériser l'ensemble du modèle d'antenne :

- *la configuration géométrique des antenne (linéaire, circulaire, rectangulaire, sphérique, etc...)*
- *la distance relative entre les éléments.*
- *L'excitation en amplitude de chaque élément.*
- *L'excitation en phase de chaque élément.*
- *Le modèle relatif de chaque élément.*

4.3.2. a. Cas d'un réseau à N éléments

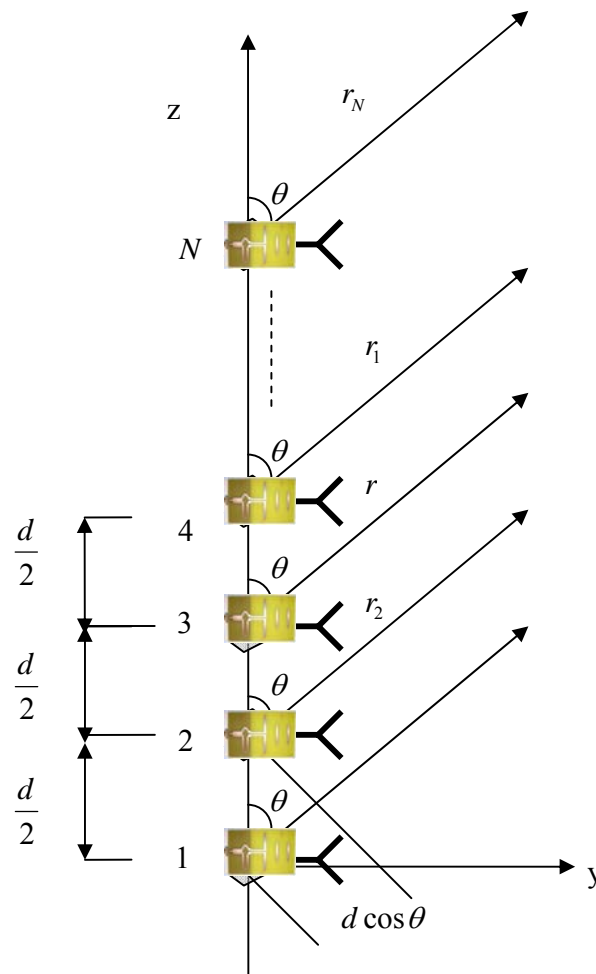


Figure 4.10. Géométrie de réseau d'éléments positionnée le long d'un axe z.

On considère un réseau uniforme de N éléments de même amplitude et de phase progressive.

$$(AF) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(n-1)\psi} \quad 4.6$$

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin \frac{N}{2} \psi}{\sin \frac{1}{2} \psi} \right] \text{ avec } \psi = kd \cos \theta + \beta \quad 4.7$$

4.3.2. b. Couplage

Le couplage entre les éléments dépend du type d'antennes et de la distance les séparant. Pour les antennes quasi-Yagi, nous avons simulé avec le logiciel ADS2002, le couplage entre les éléments dans deux cas:

- Couplage horizontal ou couplage dans le plan E, c'est-à-dire le couplage entre deux éléments dans le même substrat.
- Couplage vertical ou couplage dans le plan H.

Ensuite, nous comparons les résultats de simulation avec ceux de mesure.

➤ Couplage dans le plan E:

La Figure 4.11 montre la configuration pour la simulation du couplage dans le plan E. La distance entre deux éléments $d = 65.5$ mm. Cette distance est un peu supérieure à 2λ à 2.4 GHz. Ceci est limité par la taille de l'antenne. Quand les antennes sont bien adaptées, le couplage entre deux éléments est directement donné par le coefficient de transmission S_{21} . La Figure 4.12 présente les résultats de simulation et de mesure. Nous constatons que le couplage diminue en fonction de la fréquence et le couplage est assez faible dans la bande de fréquence (≤ 15 dB).

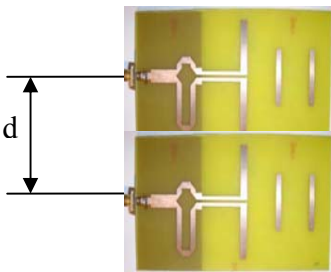


Figure 4.11. deux éléments dans le plan E

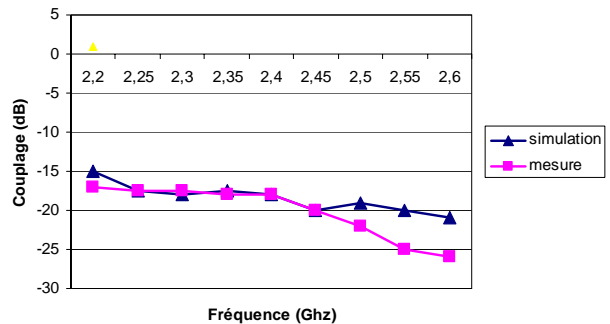


Figure 4.12. Résultats du couplage entre deux éléments dans le plan E [4.1]

➤ Couplage dans le plan H:

La Figure 4.13 montre la configuration pour la simulation du couplage dans le plan H. La distance entre deux éléments $d = 62.5$ mm correspondante à 2λ à 2.4 GHz. [4.1] Les résultats de simulation et de mesure sont illustrés sur la Figure 4.14. Nous observons que le couplage dans ce plan est très faible dans la bande de fréquence (≤ 18 dB).

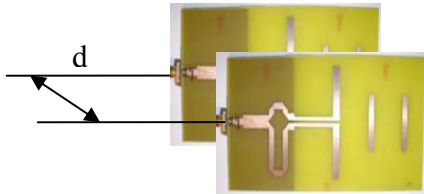


Figure 4.13. deux éléments dans le plan H

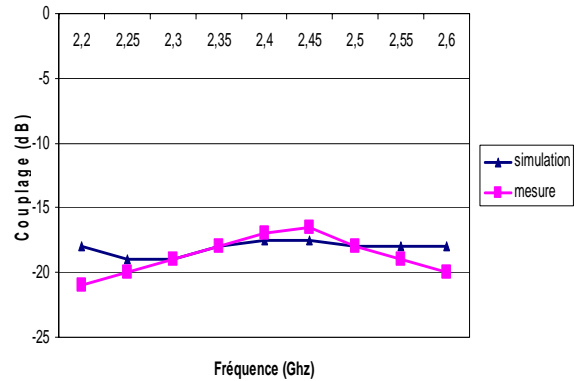


Figure 4.14. Résultats du couplage entre deux éléments dans le plan H [4.1]

En conclusion, le couplage entre deux éléments est faible dans le plan H et assez faible dans le plan E. D'autre part, l'étude de l'espacement entre les éléments est primordiale car ce dernier agit directement sur le gain et la forme du rayonnement. Il a été montré que l'écart idéal entre les sources pour obtenir un maximum de gain est compris entre $0,5$ et $0,9 \lambda_0$. En effet une distance plus petite induit un phénomène de couplage entre les sources et une distance plus grande fait apparaître des lobes de réseaux [4.9]-[4.10].

4.3.2. c. Réseau linéaire

Le réseau linéaire de 8 antennes quasi-Yagi est présenté sur la Figure 4.15. La distance entre deux éléments consécutifs est de 62.5 mm ou 2λ à 2.4 GHz. Les antennes sont placées dans le plan vertical.

L'antenne quasi-Yagi a plusieurs avantages tels que la bande passante importante, le diagramme de rayonnement de type endfire, la facilité de réalisation, un gain important et une directivité est égale à 15.48 et notamment le faible couplage entre les éléments. Cette antenne est donc bien adaptée pour la mise en oeuvre en réseau dans le contexte des antennes intelligentes.



Figure 4.15.Réseau linéaire composé de 8 antennes quasi-Yagi (plan 1)



Figure 4.16.Réseau linéaire composé de 8 antennes quasi-Yagi (plan 2)

Pour valider le principe de fonctionnement du système proposé, nous avons simulé les diagrammes de rayonnement de ce réseau d'antennes avec le logiciel ADS2002 (Advanced Design System) d'Agilent.

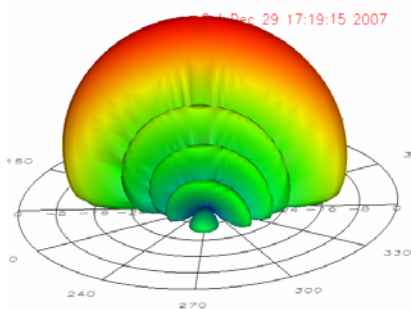


Figure 4.17.Diagramme de rayonnement (f=2.476 Ghz, plan1)

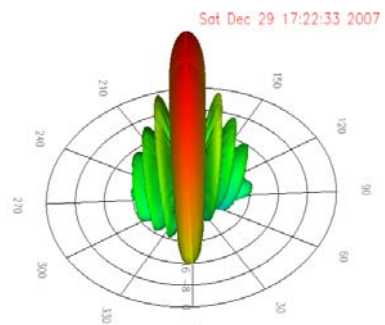


Figure 4.18.Diagramme de rayonnement (f=2.476 GHz, plan2)

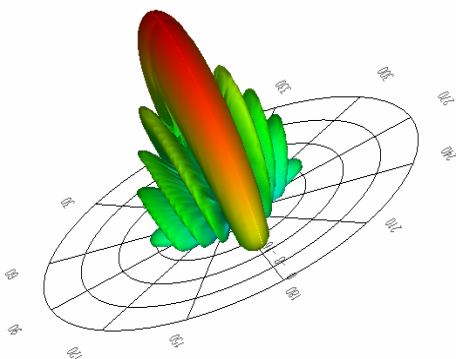


Figure 4.19.Diagramme de rayonnement (f=2.476 GHz, plan3)

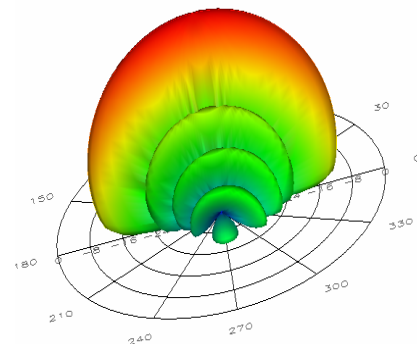


Figure 4.20.Diagramme de rayonnement (f=2.476 GHz, plan4)

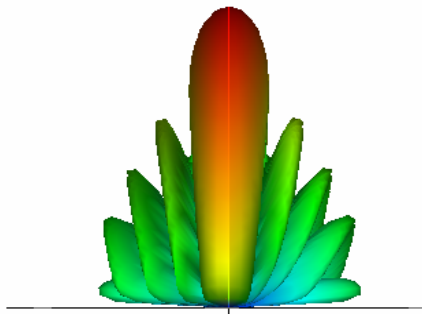


Figure 4.21. Diagramme de rayonnement ($f=2.476$ GHz, plan5)

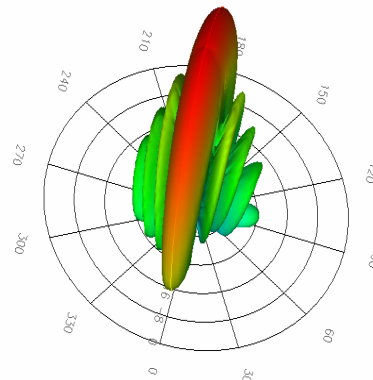


Figure 4.22. Diagramme de rayonnement ($f=2.476$ GHz, plan6)

Les Figures 4.17, 4.18, 4.19, 4.20, 4.21 et 4.22 présentent les diagrammes de rayonnement simulés à différentes angles de visualisations avec une fréquence de 2.47616 GHz et avec des excitations uniformes, donc on peut dire que la forme du rayonnement obtenu est tout à fait conforme à nos attentes sur la bande de fréquence désirée.

Le gain est en effet à son maximum pour des angles proches de (0°) et le diagramme présente de plus une symétrie quasi-parfaite.

Avec des excitations uniformes en amplitude et variables en phase, les Figures 4.24, 4.25 et 4.25 montrent les diagrammes de rayonnement simulés dans le cas d'un lobe directif aux différents pointages angulaires ($-50^\circ, -40^\circ$ et -10°) et des zéros (Interférents) aux angles suivantes ($-10^\circ, 50^\circ$ et 30°). De même, dans le cas de deux lobes directifs, les Figures 4.27 et 4.28 présentent les diagrammes de rayonnement avec un maximum de gain dans deux pointages angulaires (-20° et 40°) et (-60° et 50°).

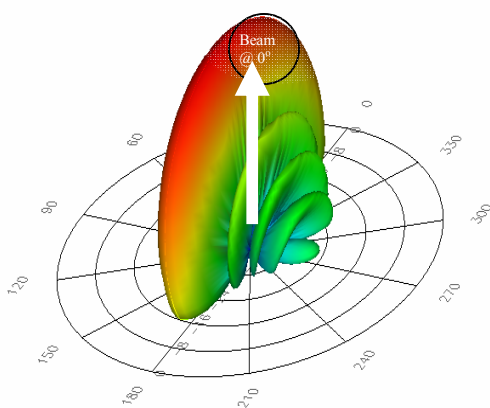


Figure 4.23. Diagramme de rayonnement d'un seul lobe directif à (0°)

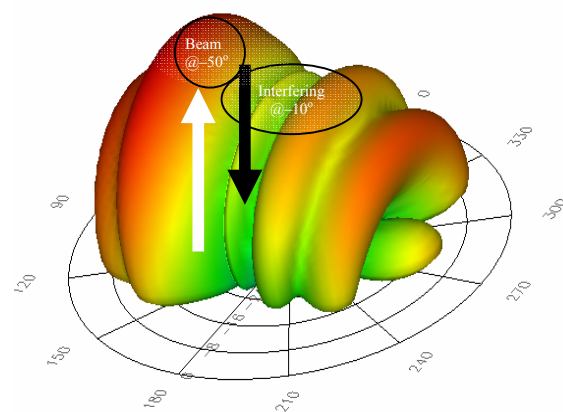


Figure 4.24. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-50°) et de zéro à (-10°)

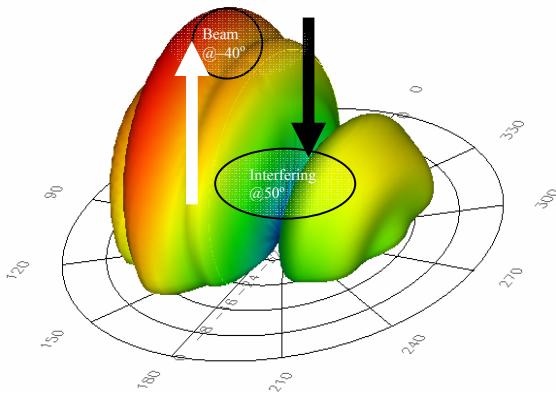


Figure 4.25. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-40°) et de zéro à (50°)

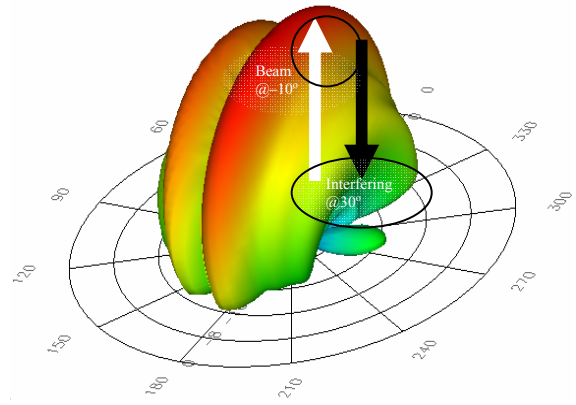


Figure 4.26. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-10°) et de zéro à (30°)

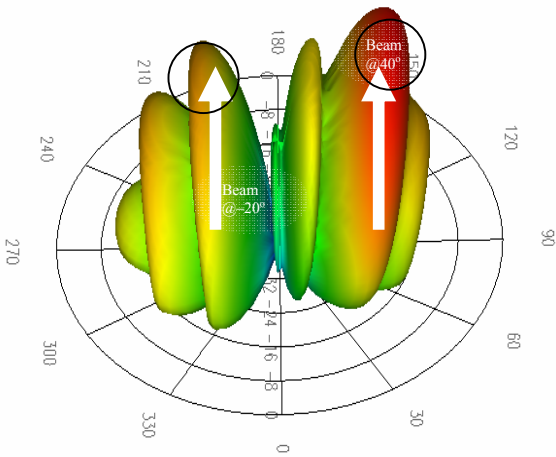


Figure 4.27. Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-20°) et (40°)

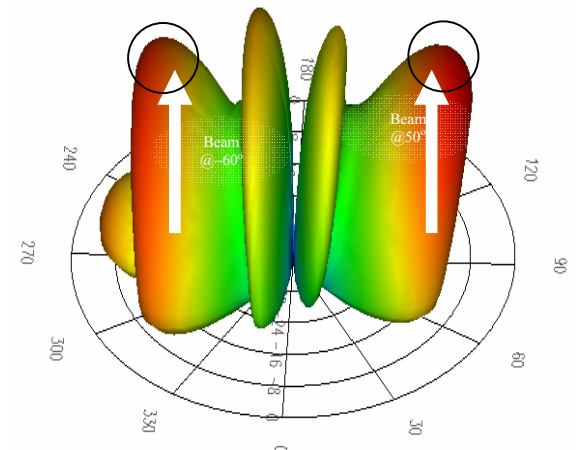


Figure 4.28. Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-60°) et (50°)

4.4. Antenne réseau à pointage (Patch)

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration [4.11]-[4.12].

Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : le faible poids, leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes [4.13]. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes imprimées dans les applications de la communication mobile.

D'une façon générale, les avantages des antennes imprimées sont:

- Simples,

CHAPITRE 4

- Robustes,
- non encombrantes,
- adaptées aux surfaces planes et non planes,
- à faible coût.

Alors, cette technologie répondant bien aux besoins de notre application, ainsi qu'une forte expérience développée au sein du laboratoire RADIOCOM, son choix fut indiscutable afin de réaliser nos antennes.

Cependant, elle présente les inconvénients suivants [4.11] :

- faible efficacité,
- faible puissance,
- impureté de la polarisation,
- bande relativement étroite.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

Le dispositif sera constitué par un réseau linéaire à déphasage de 8 éléments, les phases d'excitations seront constituées avec des morceaux de lignes coaxiales fabriquées dans cet objectif.

Pour une raison d'encombrement nous avons choisi de faire notre réalisation de test dans la bande autour 2.45 GHz, en effet les dimensions réduites des antennes et des circuits de déphasage permet une réalisation plus aisée du dispositif et ceci sans corrélation avec notre objectif de valider nos méthodes de synthèse.

➤ *Analyse de l'alimentation de l'antenne*

Un point important dans l'étude et la réalisation d'antennes imprimées est leur alimentation. Pour cela, plusieurs techniques ont été considérées dans ce but. En théorie, des circuits et des éléments rayonnants peuvent être combinés sur un même substrat.

Par exemple, la présence de lignes d'alimentation sur le même niveau que les éléments rayonnants connectés directement (Figure 4.29) peut produire un rayonnement additionnel, qui peut affecter le diagramme de l'antenne [4.14]. Il est possible d'éviter cet effet en "enterrant" l'alimentation, que l'on dispose à un niveau inférieur, alimentation par couplage [4.15]. Mais ceci complique la réalisation des antennes, suite à la présence de deux couches diélectriques. On peut aller plus loin, en superposant une antenne micro ruban et un circuit triplaque isolés par les plans

de masse [4.16]-[4.17]. L'alimentation se fait dans ce cas à travers une ouverture. On peut encore séparer l'antenne du circuit en l'alimentant avec une ligne coaxiale (Figure 4.31). En effet, une sonde coaxiale est reliée à l'élément rayonnant à travers le plan de masse [4.18].

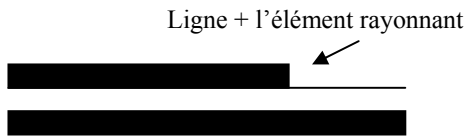


Figure 4.29. Ligne d'alimentation au même niveau

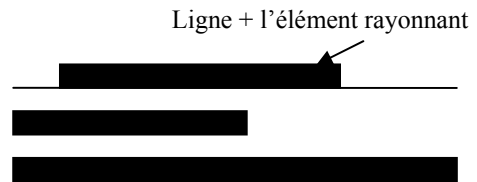


Figure 4.30. Ligne d'alimentation "enterrée"

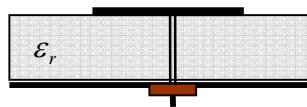


Figure 4.31. Alimentation coaxiale d'une antenne plaquée sur un substrat diélectrique

➤ *Caractéristiques de base*

A cause des dimensions finies du patch en longueur et en largeur, les lignes de champs ne sont pas totalement immergées dans le substrat, comme l'indique la (Figure 4.32), c'est ce qu'on appelle le fringing [4.14].

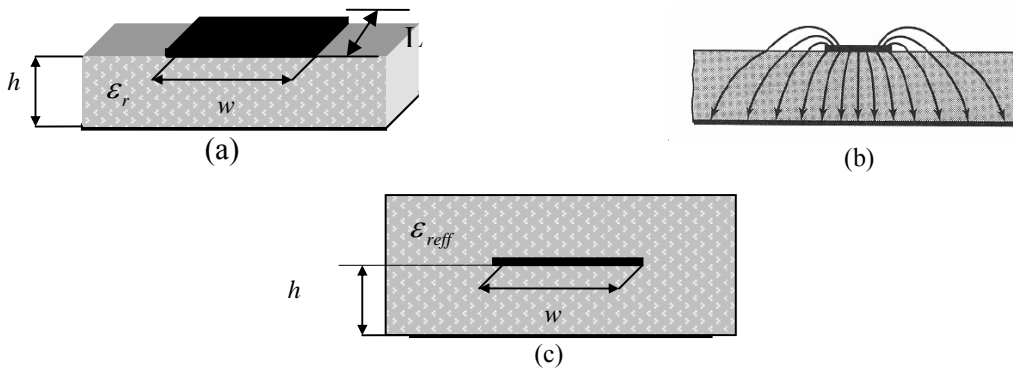


Figure 4.32. Fringing et permittivité effective

Ceci crée deux effets :

Le premier est l'apparition de la constante de permittivité relative effective ϵ_{reff} elle est généralement comprise entre 1 et la constante de permittivité relative du substrat :

$$1 \leq \epsilon_{reff} < \epsilon_r$$

En effet, pour compenser le fringing, on suppose que le patch et les lignes de champs sont totalement plongés dans un seul substrat diélectrique équivalent, ce substrat remplace le substrat

CHAPITRE 4

original et l'air, et il donne les mêmes résultats que ces deux derniers. Ce substrat a ϵ_{reff} comme constante de permittivité relative. Elle est exprimée par :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad 4.13$$

Le deuxième effet est l'apparition des dimensions électriques de patch qui sont généralement plus grandes que les dimensions physiques. La variation de la longueur est donnée par :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{w}{h} - 0.8 \right)} \quad 4.14$$

La longueur effective sera :

$$L_{\text{eff}} = L + \Delta L \quad 4.15$$

Pour le mode dominant TM_{010} , l'antenne résonne pour une longueur effective :

$$L_{\text{eff}} = \frac{\lambda_g}{2} \quad 4.16$$

Où λ_g est la longueur d'onde dans le substrat, donnée par :

$$\lambda_g = \frac{C}{f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad 4.17$$

Alors la fréquence de résonance f_r peut être exprimée par :

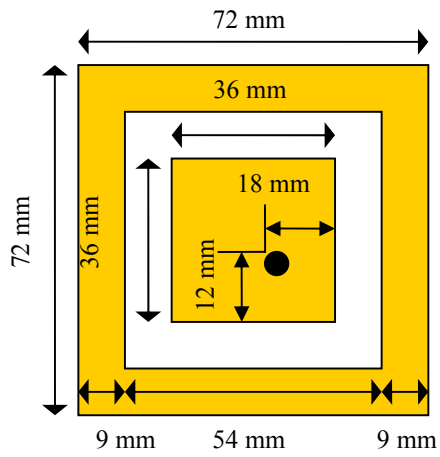
$$f_r = \frac{C}{2L_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} = \frac{C}{2(L + 2\Delta L) \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad 4.18$$

C = la célérité de la lumière dans le vide.

4.4.1 Antenne élémentaire

L'antenne élémentaire réalisée est un patch, de longueur $L = 36$ mm et de largeur $W = 36$ mm. Le substrat retenu pour notre étude est un verre-plexy (plexy Glass) à une hauteur $H = 4$ mm et une permittivité $\epsilon_r = 2.5 \pm 0.02$ et $tg\delta = 2.10^{-2}$.

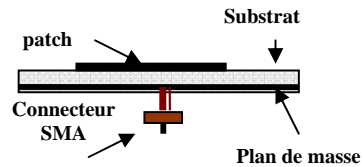
La fréquence de résonance correspondant est de 2.45GHz. [4.19] L'excitation est effectuée à partir d'un connecteur SMA standard dont l'âme centrale est soudée au ruban d'alimentation et l'embase au plan de masse.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.33. Géométrie de l'antenne étudiée ($f=2.45$ GHz) avec ($h=4$ mm)

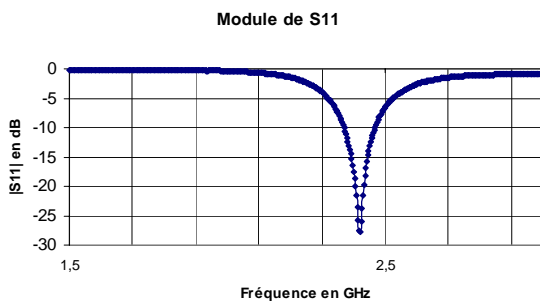


Figure 4.34. Coefficient de réflexion S_{11} mesuré à $f=2.45$ GHz (a)



Figure 4.35. Coefficient de réflexion S_{11} mesuré à $f=2.45$ GHz (b)

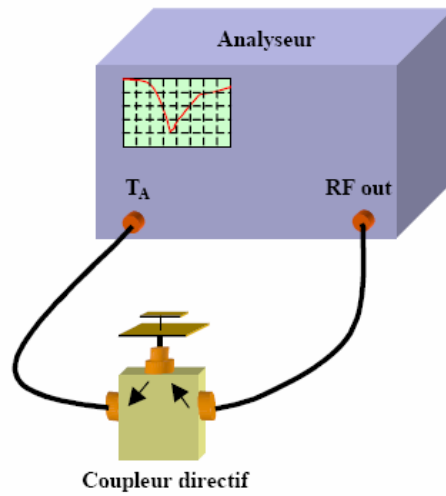


Figure 4.36. Coefficient de réflexion S_{11} mesuré à $f=2.45$ GHz (c)

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchi étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (Figure 4.36). La comparaison de cette onde réfléchi avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. La Figure 4.34 nous montre que l'antenne étudiée est bien adapté ($S_{11} < -10$ dB) sur une bande d'environ 50 MHz autour de 2.45 GHz. Nous présentons les résultats de mesure de coefficient de reflation S_{11} .

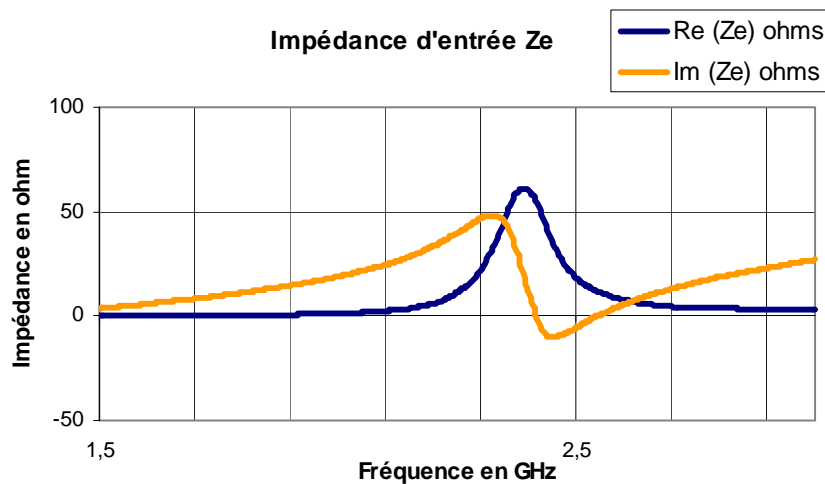


Figure 4.37. Impédance d'entrée (Mesuré) de l'antenne à $f=2.45$ GHz.

Afin d'obtenir des résultats plus précis au niveau du coefficient de réflexion, nous avons donc effectué une seconde mesure de cette transition en utilisant une nouvelle configuration. En effet comme nous avons pu le remarquer sur la Figure 4.37, les mesures sont perturbées par les différentes recombinaisons de phases successives, causées par la légère désadaptation dans les plans des connecteurs coaxiaux, se traduisant sur les paramètres [S] par une ondulation.

4.4.2. Antenne réseau

Le prototype réalisé est formé d'un réseau linéaire de 8 éléments dans le plan E, bande 2.45 GHz (Figure 4.38) sur un substrat plexyGlass d'épaisseurs 4 mm. Chaque élément est connecté avec un connecteur de type SMA male.

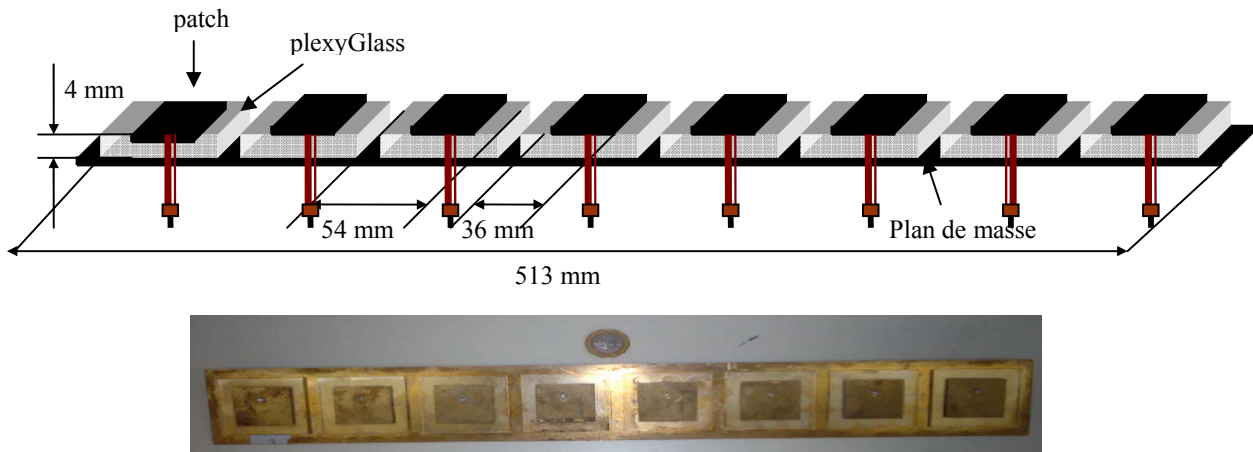


Figure 4.38. Réseau Réalisé

Le premier réseau est constitué de 8 éléments de type patch imprimé (Figure 4.38). [4.19] Les premières mesures effectuées sont réalisées avec des déphaseurs de type lignes de transmission de longueurs variables. Les résultats montrent un parfait accord avec le concept théorique, les mesures de l'impédance d'entrée et de coefficient de réflexion montrent une bonne adaptation à la fréquence 2.45 GHz (Figure 4.40 et 4.41).



Figure 4.39. Antenne réseau réalisé avec un diviseur

Le coefficient de réflexion déterminée expérimentalement à l'entrée des circuits de distribution est tracé en (Figure 4.40).

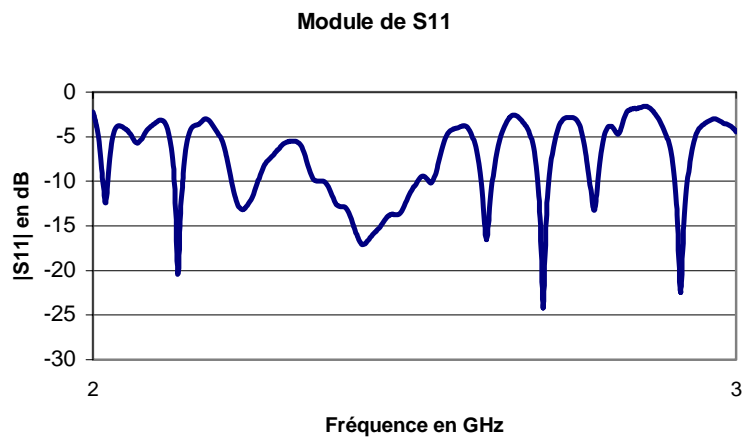


Figure 4.40. Coefficient de Réflexion à l'entrée de diviseur

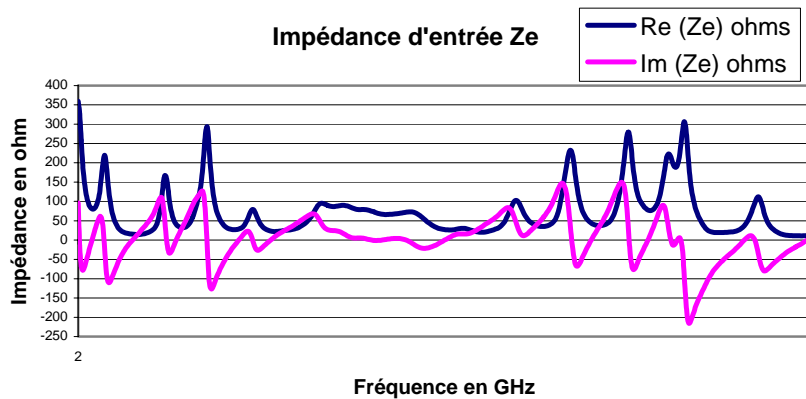


Figure 4.41. Impédance d'entrée à l'entrée de diviseur

➤ Choix du réseau

En théorie, le champ total d'un réseau est déterminé par l'addition vectorielle des champs rayonnés par chaque élément du réseau. Ainsi pour obtenir un rayonnement très directif, il convient d'associer les différents éléments de manière à ce qu'ils interfèrent de façon constructive dans les directions désirées et de manière destructive dans le reste de l'espace [4.9]. Dans le cas d'un réseau constitué d'éléments identiques, cinq paramètres principaux permettent de contrôler la forme du rayonnement global :

- la géométrie du réseau : linéaire, rectangulaire, circulaire, surfacique...
- l'espacement relatif entre chaque élément
- l'amplitude de l'excitation de chaque élément
- la phase appliquée à chaque excitation
- le diagramme de rayonnement propre à chaque élément

Théoriquement, la valeur du gain est multipliée par deux lorsque l'on double le nombre d'éléments du réseau. Cependant cette relation ne tient compte d'aucune perte couplage, erreur de phase...). D'autre part, l'étude de l'espacement entre les éléments est primordiale car ce dernier agit directement sur le gain et la forme du rayonnement [4.9].

On a fait la simulation de deux types d'antennes (quasi-yagi et patch) et on a trouvé que les résultats obtenus avec l'antenne patch sont les plus adéquates pour la réalisation et les mesures de différentes cas (un lobe, un lobe et zéro et deux lobes,...).

4.5. Moyens de mesures expérimentaux

CHAPITRE 4

La phase de mesure des prototypes est indispensable afin de valider la conception électromagnétique. Les prototypes d'aériens présentés ont été caractérisés dans la base de mesure d'antennes de RADIOCOM à l'institut universitaire de Technologie de Saida au Liban. Cette base est nommée chambre anéchoïque (ou anéchoïde) car elle permet de simuler des conditions d'espace libre en recourant à des matériaux absorbants les ondes électromagnétiques, disposés sur toute sa surface interne (Figure 4.42).



Figure 4.42. Photographies de la base de mesure

Les dimensions de cette base de mesure sont de 6 mètres en longueur sur 4,8 mètres en largeur, avec une hauteur de 2,8 mètres. Ces proportions permettent d'obtenir des conditions de champ lointain pour des dispositifs compacts dès 500 MHz avec une limite supérieure de 12 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquences de 10 MHz à 40 GHz [4.19].

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur. La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté à la Figure 4.43.

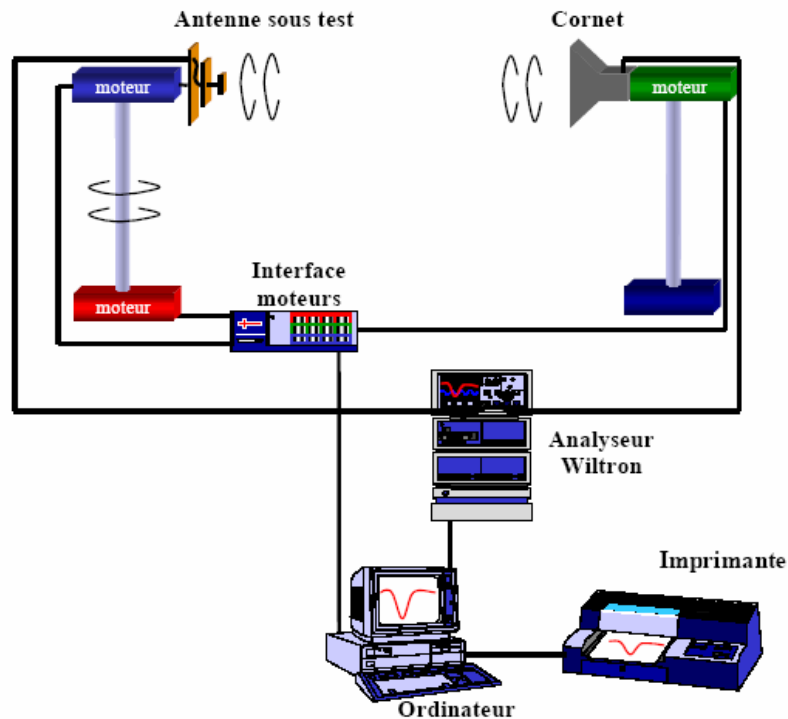


Figure 4.43. Schéma de principe du banc de mesure en rayonnement d'antennes

Les deux moteurs permettent d'effectuer des rotations de 360° autorisant la détermination des diagrammes de rayonnement de l'antenne dans plusieurs plans et pour différentes polarisations du champ.

La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats.

4.5.1. Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement d'un lobe et d'un zéro.

Ce paragraphe décrit les moyens de mesures à notre disposition. En effet, la phase de conception théorique par simulations électromagnétiques, [4.19] bien que très efficace, ne peut s'affranchir

CHAPITRE 4

d'une vérification expérimentale basée sur la mesure de performances d'un ou plusieurs prototypes.

Dans cette partie, nous présentons le premier résultat mesuré en utilisant des câbles coaxiaux, le générateur est connecté aux huit antennes émettrices qui sont positionnées à des positions différentes. Les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque en utilisant les absorbants pour éviter les réflexions du sol. Les mesures sont effectuées dans la configuration suivante: le réseau planaire de huit antennes.

Le plan de mesure est divisé en deux zones, de chaque côté de l'antenne: une zone de "zéro à -90° " et une zone de "zéro à 90° ".

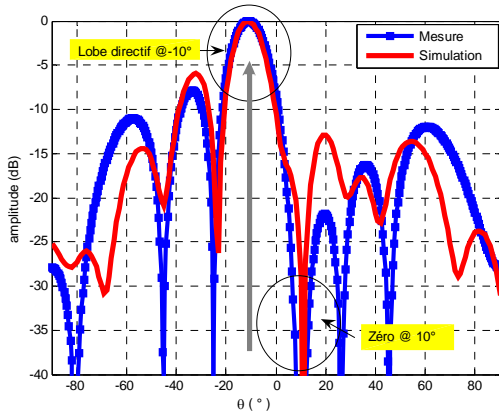


Figure 4.44. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-10°) et de zéro à (10°)

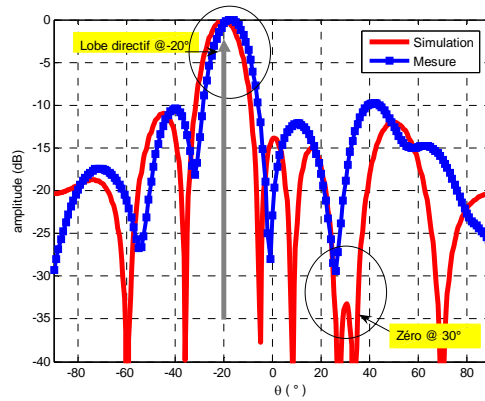


Figure 4.45. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-20°) et de zéro à (30°)

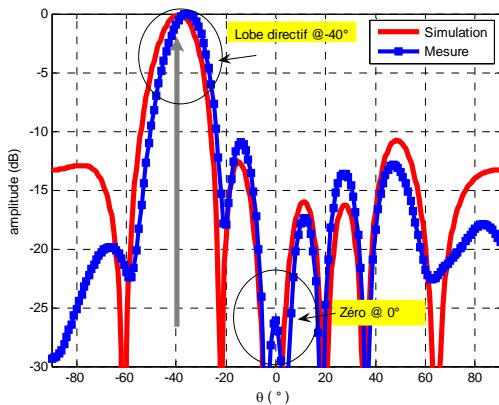


Figure 4.46. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-40°) et de zéro à (0°)

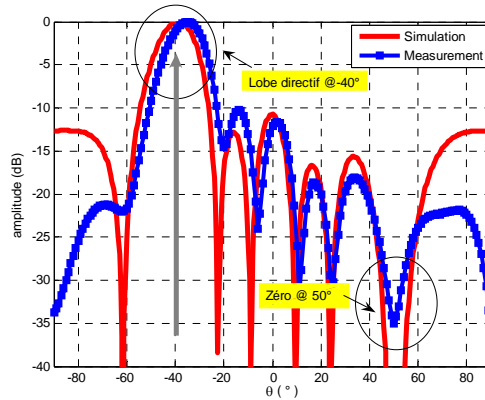


Figure 4.47. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-40°) et de zéro à (50°)

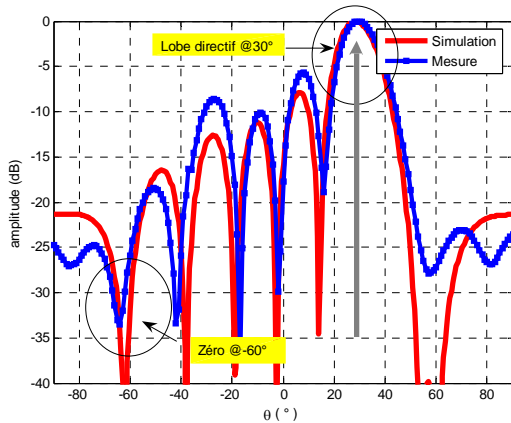


Figure 4.48. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (30°) et de zéro à (-60°)

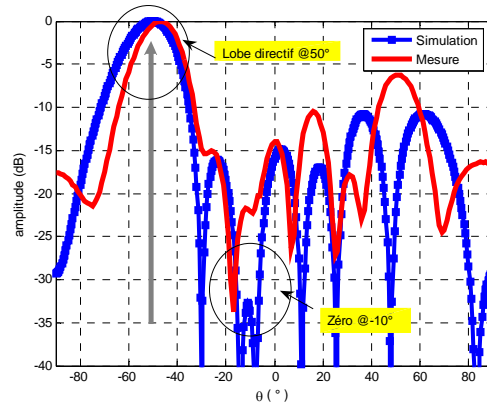


Figure 4.49. Diagramme de rayonnement de lobe directif à (-50°) et de zéro à (-10°)

Les résultats de mesures des diagrammes de rayonnement (Figures 4.44, 4.45, ..., et 4.49) montrent une très bonne concordance avec la simulation théorique. Les positions du lobe pointé et du zéro correspondent parfaitement bien à ceux prévus par la synthèse. Une remontée des lobes secondaires et des valeurs des zéros pourrait être justifiée par l'imprécision dans la réalisation des différentes valeurs des phases [4.20].

La différence entre les valeurs théoriques et pratiques du gain est due à la perte d'insertion du circuit d'alimentation.

4.5.2. Résultats de mesures des diagrammes de rayonnement de Multi-lobes

➤ Deux lobes :

Nous présentons dans les Figures (4.50, 4.51, 4.52 et 4.53) les résultats obtenus dans le cas de deux lobes, mesuré et simulé aux différents pointage angulaire @ (-20° et 0°), @ (-30° et 30°), @ (-41° et 21°) et @ (-45° et -21°). La comparaison des résultats de simulation et de mesure nous permet de conclure sur l'efficacité et la fiabilité de la méthode de synthèse de diagramme de rayonnement utilisée.

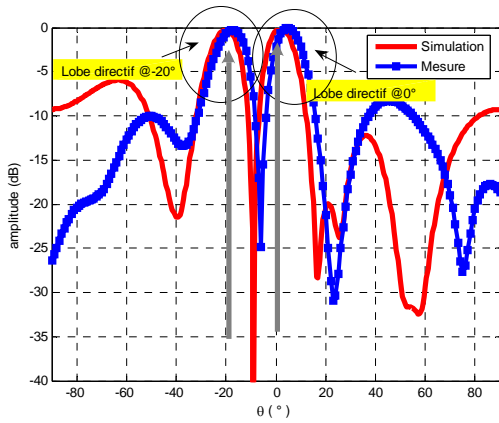


Figure 4.50. Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-20° et 0°)

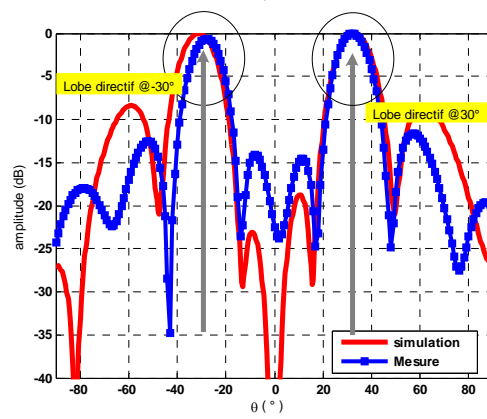


Figure 4.51. Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-30° et 30°)

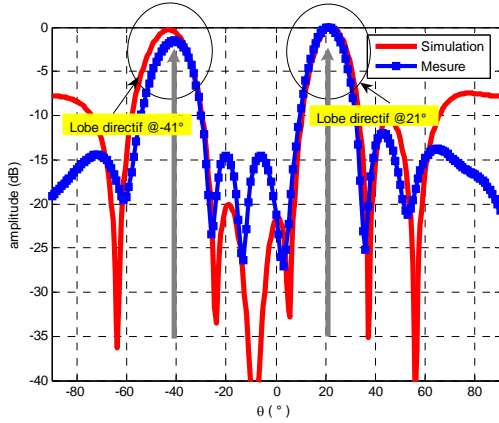


Figure 4.52. Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-41° et 21°)

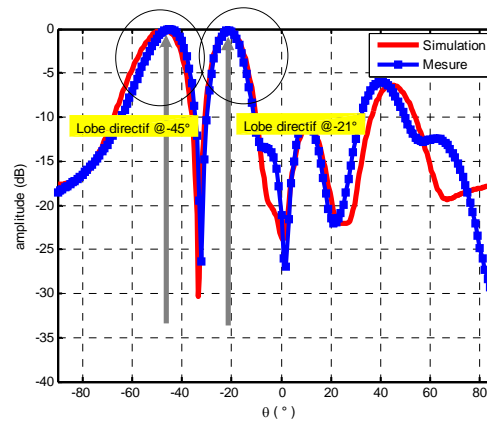


Figure 4.53. Diagramme de rayonnement de deux lobes Directifs à (-45° et -21°)

➤ **Trois lobes :**

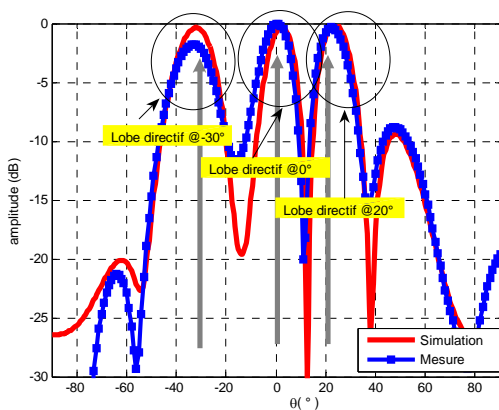


Figure 4.54. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à (-30°, 0° et 20°)

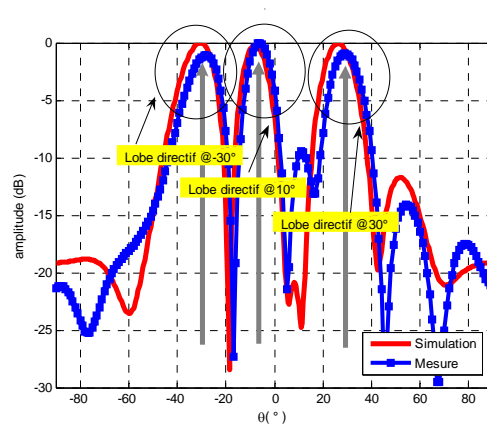


Figure 4.55. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à (-30°, 10° et 30°)

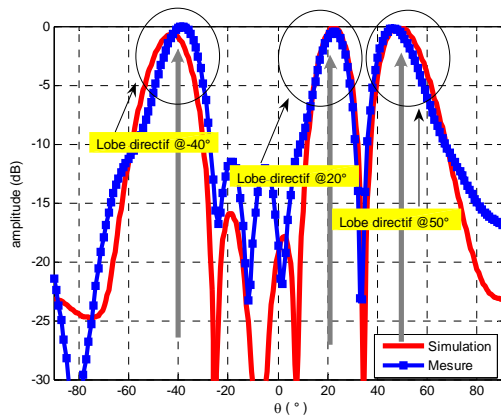


Figure 4.56. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(-40^\circ, 20^\circ$ et $50^\circ)$

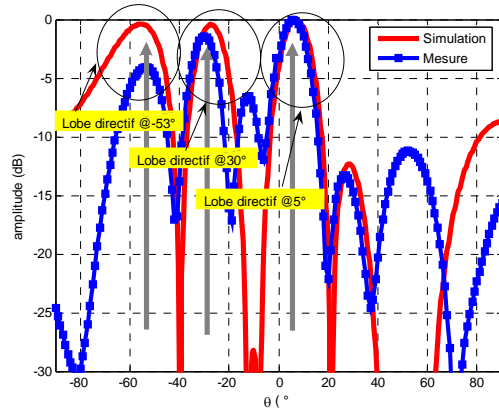


Figure 4.57. Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à $(53^\circ, 30^\circ$ et $5^\circ)$

Les mesures ont été réalisées pour des angles d'observation allant de -90° à $+90^\circ$. Globalement, on peut observer que les courbes issues des mesures (courbes bleues) suivent les mêmes variations que celles issues de la simulation (courbes rouges).

On note néanmoins des écarts localement importants entre les courbes simulées et mesurées. Ces erreurs peuvent éventuellement s'expliquer par le faible nombre de points de mesures qui peuvent entraîner localement une perte d'information sur l'évolution du diagramme de rayonnement.

Dans ce chapitre, une validation expérimentale des techniques de synthèse des lobes a été effectuée. Les mesures ont porté sur plusieurs configurations des lobes afin de prouver l'efficacité de notre approche. Les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre la simulation et la mesure.

4.6. Conclusion

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques, selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement, il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée.

Dans notre cas, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs avantages nombreux permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...). Pour la conception de nos antennes, nous avons utilisé un logiciel permettant une résolution rigoureuse des équations d'électromagnétisme ADS momentum.

Une validation expérimentale des résultats obtenus par cette méthode de synthèse doit être menée pour différents types de pointage angulaire. Les mesures en chambre anéchoïde nous ont donc

CHAPITRE 4

permis de valider le concept de notre méthode de synthèse dans deux cas à la fréquence de 2.45 GHz:

- Un lobe et zéro.
- Multi-lobes (deux lobes et trois lobes).

Il était donc primordial de procéder à ces caractérisations expérimentales et les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre la simulation et la mesure.

Dans le chapitre suivant, nous allons réaliser une carte de commande qui est l'objet de la suite de ce mémoire dans lequel se trouve un réseau d'antennes.

Bibliographie

- [4.1] V.V.Yem, “*Conception et réalisation d’un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l’intérieur des bâtiments*”, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, décembre 2005.
- [4.2] S.GALLIOU, “*Etude et Validation de Méthodes Hautes Résolutions Bidimensionnelles pour la Détermination des Directions d’Arrivées du Champ Radioélectrique*”, CENT, Juin 1999.
- [4.3] Y.DAHER, “*Cours Universitaire -Antenne*”, Université Libanaise, Faculté de Génie.
- [4.4] D. H. Schaubert, D. M. Pozar & A. Adrian , “*Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories and Experiment* ”, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-37, No.6, pp.677- 682, June 1989.
- [4.5] H.Yagi, “*Beam transmission of the ultra short waves*”, Proceedings of IRE, vol.16, pp. 715-741, 1928.
- [4.6] Y. Qian, W.R. Deal, N. Kaneda and T. Itoh, “*Microstrip-fed quasi-yagi antenna with broadband characteristics,*” Electronic Letters, vol. 34, no. 23, pp. 2194-2196, Nov. 1998.
- [4.7] William R. Deal, Noriaki Kaneda, James Sor, Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, “*A New Quasi-Yagi Antenna for Planar Active Antenna Arrays*”, *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, No. 6, June 2000
- [4.8] T.C.Edwards, “*Foundations for Microstrip Circuit Design*”, John Wiley & Sons 1982.
- [4.9] C.Laumond, “*Conception de réseaux d’antennes imprimées large bande à fort gain*”, Thèse de doctorat – n°26-00 – Université de Limoges, Juin 2000.
- [4.10] P.VERSIN, “*Conception d’un Réseau d’Antennes Imprimées pour un Sondeur Multicapteurs et Optimisation des Phénomènes de Couplage*”, INSA de Rennes, Juin 2001.
- [4.11] C.A. BALANIS, “*Antenna Theory, Analysis and Design*”, Second Edition (John Wiley & Sons, 1997)

- [4.12] D.M. Pozar, “*Microstrip Antennas*,” Proc.IEEE, Vol. 80, No.1, pp. 79-80, January 1992.
- [4.13] A.KUCHAR , “*Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array Technic*,” Thèse de doctorat, University of Wien ,March 1996.
- [4.14] P. S. Hall and C. J. Prior, “*Radiation control in corporately fed microstrip patch arrays*”, JINA’ 1986 Journées internationales de Nice sur les Antennes, Nice, France, pp. 271-275, 4-6 Novembre 1986.
- [4.15] P. Lepeltier, J. M. Floch, J. Citerne and G. Piton, “*Self impedance and radiation patterns of the electromagnetically coupled microstrip dipole*”, 16th European Microwave Conference, Dublin, Irlande, pp. 649-654, 8-12 September 1986.
- [4.16] A. Henderson and J. R. James, “*Improved microstrip flat-plate array for domestic reception*”, IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation”, Philadelphia, USA, pp. 565-568, 9-13 Juin 1986.
- [4.17] G. Gronau, I. Wolff, “*Aperture-coupling of a rectangular microstrip resonator*”, Electronics Letters, vol. 22, pp.554-556, Mai 1986.
- [4.18] L. Barlatey, T. Sphicopoulos, J. R. Mosig and F. E. Gardiol, “*Un nouveau modèle Pour l’excitation coaxiale d’une antenne microruban*”, JINA’ 1986 Journées internationales de Nice sur les Antennes, Nice, France , pp. 221- 223, 4-6 Nov 1986.
- [4.19] 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 n° 18-2005, Université de Limoges, mai 2005.
- [4.20] N. Fadlallah, M. Rammal, H. Rammal, P. Vaudon, R. Ghayoula, A. Gharsallah, “*General synthesis method for linear phased antenna array*”, *IET - Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 2, No. 4, pp. 338–342, 2008

5

Chapitre

CONCEPTION ET REALISATION D'UNE CARTE DE COMMANDE A BASE D'UNE CARTE SPARTAN -3E

5.1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre une plateforme électronique dédiée à la mise en œuvre d'un système de télécommunication intelligent.

Nous arborons dans un premier temps notre démarche de conception d'une carte de commande à base de Spartan-3E. Notre approche ici vise une architecture générique, dynamiquement reconfigurable permettant l'implémentation directe des phases synthétisées sur une carte Spartan-3E capable de supporter tous les cas de synthèse de diagrammes de rayonnement (*un lobe directif seul, un lobe directif et zéro, deux lobes directifs*). Le Circuit de commande est élaboré sous forme d'une propriété intellectuelle codée en VHDL et synthétisable sur FPGA ou ASIC.

Dans un second temps, deux aspects principaux sont développés dans ce chapitre [5.12]. Une présentation générale de la constitution matérielle du prototype de communication intelligente, de son fonctionnement et de sa mise en œuvre avec des techniques de modulations (AM, Modulation en quadrature,...).

Partant de cette base, quelques applications concrètes sont proposées et permettent une initiation pratique et progressive au traitement numérique d'antennes suivant les différents niveaux hiérarchiques définies [5.13].

5.2. Circuit de commande

Après avoir mis au point le modèle de commande de déphaseurs, on procède dans ce qui suit à l'implantation des phases synthétisées par notre modèle neuronal.

Il y a plusieurs technique d'implantation qu'on peut regrouper selon deux grands familles: implantation analogique et implantation numérique. L'implantation analogique offre l'avantage d'une surface de silicium minimale en plus d'un temps de propagation des informations mine par rapport à l'implantation numérique. Cette dernière présente l'avantage d'une grande précision de calcul, nous nous intéressons en ce qui nous concerne à l'implantation numérique des phases synthétisées par notre modèle neuronal.

Dans des travaux concernant le développement de l'implantation numérique du modèle à base des ANNs a été proposé sous forme d'un programme structuré en assembleur exécuté par un microcontrôleur, chaque neurone est présentée par un sous programme ou le calcul se fait neurone par neurone et couche par couche par un processus séquentiel. L'inconvénient de cette méthode réside dans le temps de calcul qui est très important [5.10]. Dans notre cas nous

proposons une mise en parallèle du processus par un circuit FPGA, dans ce cas, les phases synthétisées par le modèle neuronal dans les différents cas (*un lobe, un lobe et zéro et deux lobes*) sont stockés dans des blocs mémoires ce qui offre un faible temps de calcul par rapport à l'implantation sur des microcontrôleurs ou bien sur FPGA (*avec des algorithmes rétro-propagation à l'extérieure de circuit*).

De ce fait, l'implantation du réseau de neurones a été simulée sous forme matérielle dans un circuit FPGA par le biais du langage VHDL. Pour la mise en œuvre et l'implantation des réseaux de neurones du circuit de commande de déphaseurs nous avons envisagé la solution de la mise en parallèle de des blocs mémoires dans trois cas (un seul lobe, un lobe et zéro et deux lobes). La Figure 5.2 illustre le schéma du circuit de commande implanté sur FPGA.

On traitera dans ce paragraphe l'implémentation sur silicium d'un circuit de commande après avoir fixé l'architecture du réseau de neurones à implémenter et fait le choix des différents bits de codage des données ainsi que les poids synaptiques et la fonction d'activation. L'architecture matérielle générale proposée et les différents choix des blocs et opérateurs implémentées sont définies dans ce qui suit. Enfin l'étape de synthèse sur circuit "FPGA" sera entamée.

5.2.1. Conception.

5.2.1.1 Le synoptique de la carte.

A partir des différentes solutions techniques énumérées, nous pouvons établir un synoptique de la carte Xilinx Spartan-3E où le composant central est le circuit XC3S500-4fg320. Sur le coté gauche du FPGA, nous trouvons toutes les entrées (Sector_lobe, Sector_zero,...), alors que de l'autre coté nous retrouvons celles de la face avant de notre carte (*les phases synthétisées*).

De ce fait, nous avons pu déterminer le nombre d'entrées sorties nécessaires à notre FPGA pour le bon fonctionnement de notre carte (Figure 5.1).

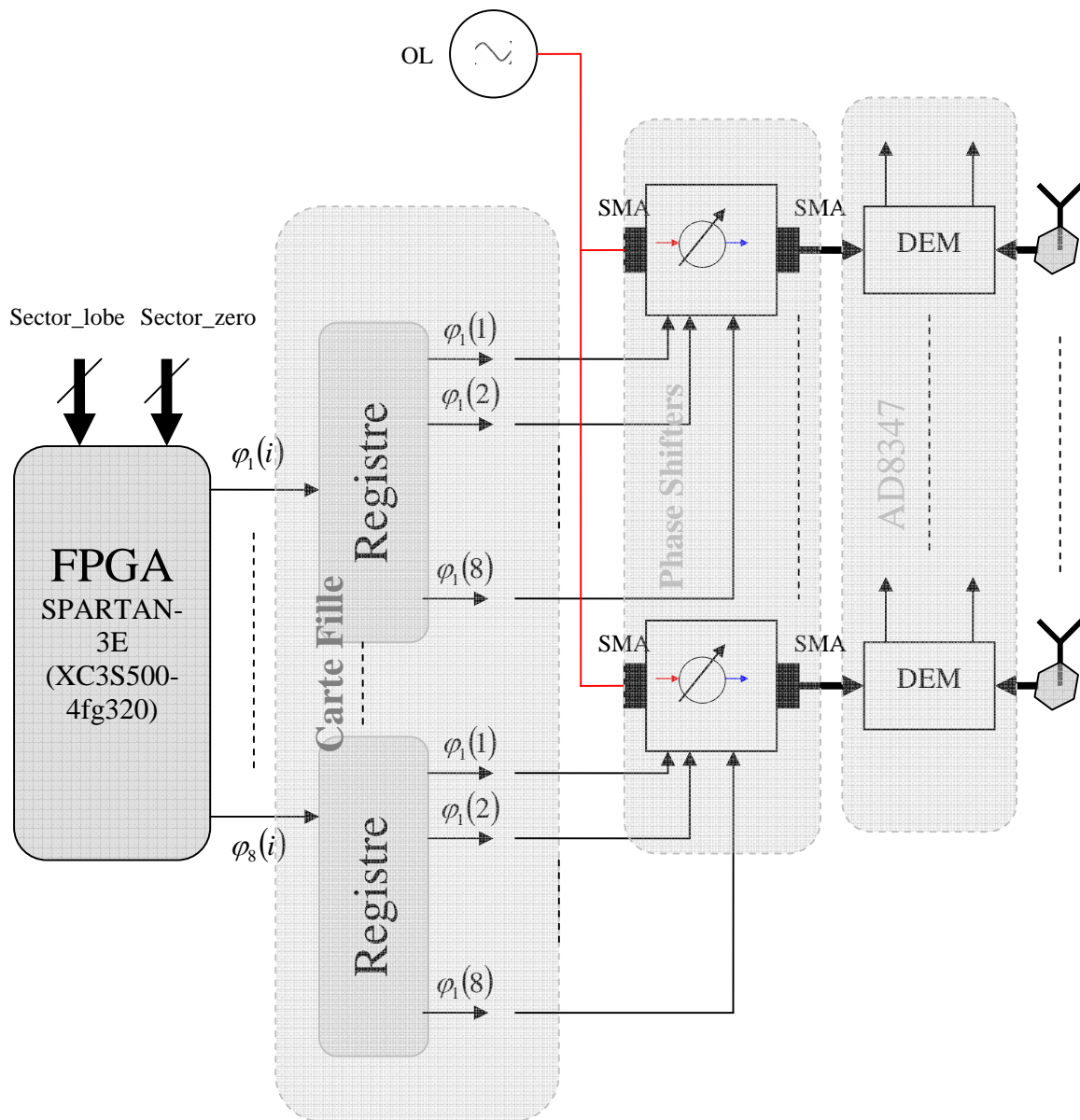


Figure 5.1. Schéma synoptique de l'architecture proposée.

Deux organes de liaison avec la carte Xilinx Spartan-3E ont été introduits :

- les entrées (Sector_lobe, Sector_zero,...)
- La liaison parallèle (les phases synthétisées) avec la carte fille.

5.2.1.2 Le choix de cible d'implantation

Nous présentons tout d'abord le choix de notre cible pour l'implantation des étages numériques écrits avec le langage haut niveau VHDL. A partir d'une étude bibliographique, nous avons

CHAPITRE 5

décidé de choisir comme cible d'implantation un circuit programmable FPGA, pour sa souplesse de conception (facilité d'utilisation, facilité de programmation) [5.3].

Depuis plusieurs années, les constructeurs de FPGA ont augmenté la complexité de leur circuit, tout en rendant disponibles gratuitement (via internet) ou à faible coût les logiciels pilotes associés. Ceci est un donc un sérieux avantage pour un développement basé sur un composant programmable. Ces logiciels actuels associés pour la synthèse conviennent dans la plupart des cas lorsque la conception devient plus difficile (fréquence élevée, nombre de portes importantes, contraintes temporelles fortes...), il est alors nécessaire d'utiliser d'autres outils que ceux des fournisseurs de FPGA comme l'outil de synthèse de Mentor Leonardo Spectrum (*ou plus récemment Precision RTL*) ou bien encore Synplify Pro de Synplicity.

Le placement – routage est naturellement exclusivement fait par les fabricants de FPGA qui sont amenés à connaître le plus précisément possible les caractéristiques physiques de leurs circuits.

Le tableau suivant permet de comparer les différents outils logiciels des fabricants de FPGA.

Editeur	Actel	Altera	Lattice	Xilinx
<i>Nom de l'outil</i>	<i>Libero</i>	<i>Quartus II</i>	<i>IspLever</i>	<i>ISE</i>
Points marquants	Vue graphique de la conception au niveau logique et physique Editeur de paramétrage des E/S Outil de calcul de la consommation	Compilation incrémentale Conception et implantation indépendantes des modules Outil graphique de connexion d'IP et de coeurs de processeurs Simulateur disponible	Outil de gestion de projet Simulateur propre avec édition et visualisation des chronogrammes Outil d'analyse et d'estimation de temps critique sans recompilation	Préplacement de blocs intégrant des contraintes de timing Assignation automatique des broches de FPGA pour le circuit Outil de débogage temps réel avec déclenchement croisé avec le logiciel
Principaux outils tiers utilisés dans le flot de conception	Simulation ModelSim(Mentor) Génération Test Bench Synthèse Synplify FGPA (Synplicity) Leonardo (Mentor) Synthèse physique Palace (Magma)	Simulation ModelSim (Mentor) NC Sim (Cadence) Sirocco (Synopsis) Synthèse Design Compiler(Synopsis) Leonardo (Mentor) Analyse statistique de délais Prime time (Synopsis)	Simulation ModelSim (Mentor) Synthèse Synplify FGPA (Synplicity)	Simulation ModelSim (Mentor) NC Sim (Cadence) Sirocco (Synopsis) Synthèse Synplify FGPA (Synplicity) Leonardo (Mentor) Synthèse physique Palace (Magma)

Tableau .5.1. Flots de conception des fabricants de FPGA [5.3]

Pour des raisons de disponibilité de matériel au laboratoire, nous avons choisi de nous limiter aux produits de Xilinx.

5.2.1.3. La saisie de schéma.

Pour la saisie de schéma, nous avons utilisé le logiciel Xilinx 8.1i Design Tolls Evuation. Par l'intermédiaire de ce logiciel, nous avons transcrit notre synoptique en un montage électronique avec tous les composants nécessaires et nous avons câblé les différents blocs, tout en gardant à l'esprit que derrière un routage est nécessaire pour le bon fonctionnement de notre carte.

5.2.1.4. Le synoptique du programme.

Pour réaliser la gestion de notre carte, nous avons établi le synoptique du programme. Dans celui-ci sont regroupés huit fonctions principales que sont :

- Trois espaces mémoires : pour le stockage des phases synthétisées par le réseau de neurones dans les cas : d'un lobe et zéro "*Mem_LZ*", d'un seul lobe "*Mem_L*" et deux lobes "*Mem_2L*".
- Trois décodeurs d'adresses pour convertir le résultat de pointage angulaire pour adresser aux blocs mémoires "*Mem_L*", "*Mem_LZ*" et "*Mem_2L*".
- la fonction "Multiplexeur" qui délivre des phases synthétisées suivant le type de pointage.
- La fonction "Registre de décalage à chargement parallèle synchrone".

Le synoptique qui suit regroupe toutes les fonctions énumérées précédemment ainsi que toutes les entrées sorties de celles-ci. On remarque que toutes les fonctions d'acquisitions de paramètres seront synchrones avec l'horloge 4 Mhz. [5.6] De plus, il n'existe non seulement les entrées sorties du FPGA, mais également des entrées sorties internes au FPGA telles que le déclenchement, la sélection des fonctions, etc....(Figure 5.2)

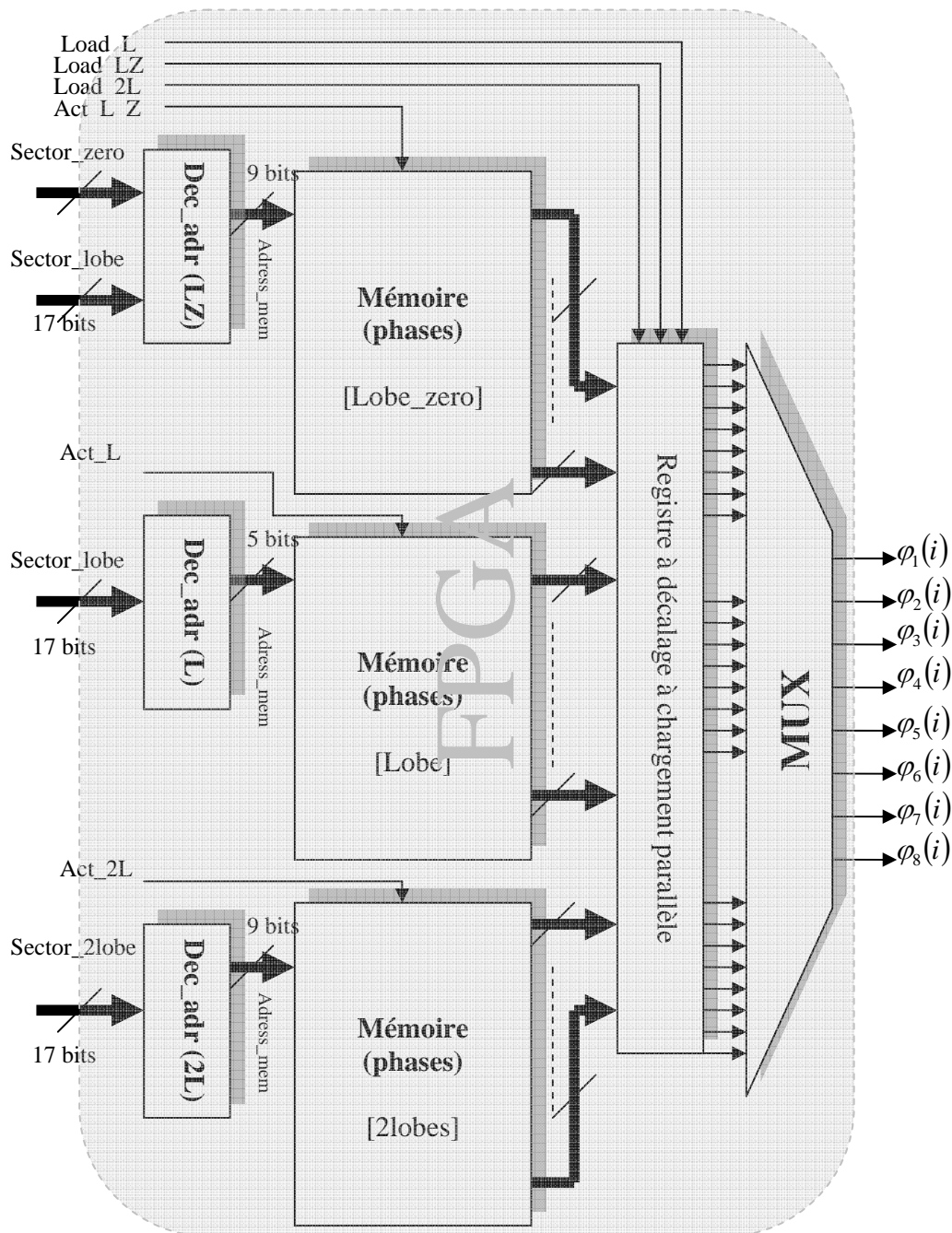


Figure 5.2. Schéma bloc détaillé

La synthèse des composants de base a été effectuée via l'outil synthèse Xilinx 8.1i Design Tools Evaluation.

Les analyses de la surface et du temps de traversée des composants sont réalisés par ces mêmes outils et l'analyse de la consommation d'énergie est réalisée par des outils propriétaires propres aux FPGA (ISE pour Xilinx) et par simulation à l'aide de l'outil Xilinx ISE Simulator

La synthèse et la caractérisation sont effectuées par un ensemble de scripts permettant de commander les outils et d'analyser les fichiers de rapport de chaque opérateur. Ces derniers contiennent des informations de surface, de temps de traversées et d'estimation de la consommation d'énergie [5.4]-[5.5] .

Le choix de ces outils plutôt que d'autres pourrait être discutée mais bien que les scripts de caractérisation soient assez spécifiques aux outils, la méthode, elle, n'est pas dépendant de ces outils d'un point de vue général. Il est tout a fait possible de changer d'outil de synthèse pour la caractérisation, si les scripts peuvent être adaptes.

L'algorithme de commande présenté à la Figure 5.3, donne la schématisation de haut niveau (top Level) de l'IP implémentant le circuit FPGA.

On distingue trois modes de fonctionnement :

- Le mode de commande (Act_L). Il s'agit dans ce cas d'un accès direct au mémoire mem_lobe .
- Le mode de commande (Act_L_Z), Il s'agit d'un accès direct au mémoire mem_lobe_zero .
- Le mode de commande (Act_2L_Z), Il s'agit d'un accès direct au mémoire mem_2lobes .

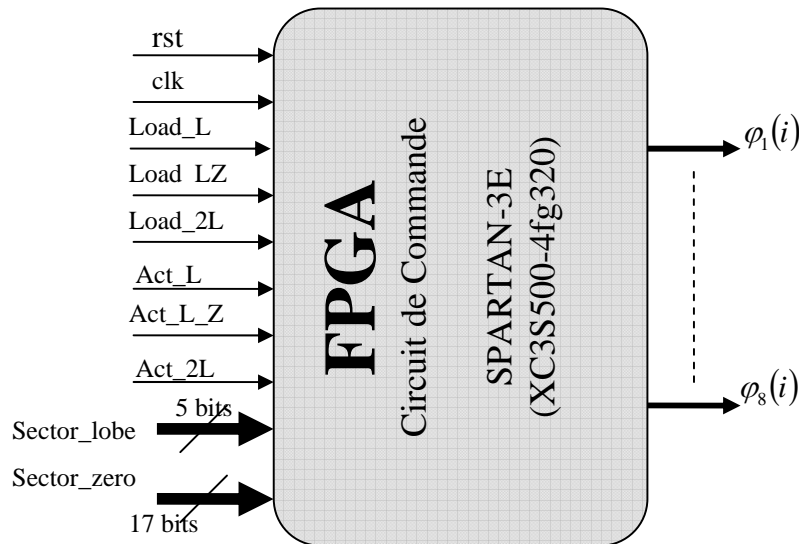


Figure 5.3. Schématisation de haut niveau (Top Level)

5.2.2. Les différentes fonctions.

5.2.2.1. Les fonctions mémoires "Mem_L", "Mem_LZ" et "Mem_2L"

Le but de ces fonctions est de stocker les phases synthétisées par les réseaux de neurones en utilisant le logiciel MATLAB dans le trois modes de fonctionnement, donc avec cette méthode nous pouvons accéder directement aux phases synthétisées sans passer par les calculs mathématiques puisqu'on a toutes les cas possibles [5.9].

Les Figures (5.4, 5.5 et 5.6) schématisent les entrées/ sorties de différents blocs mémoires "Mem_L", "Mem_LZ" et "Mem_2L".

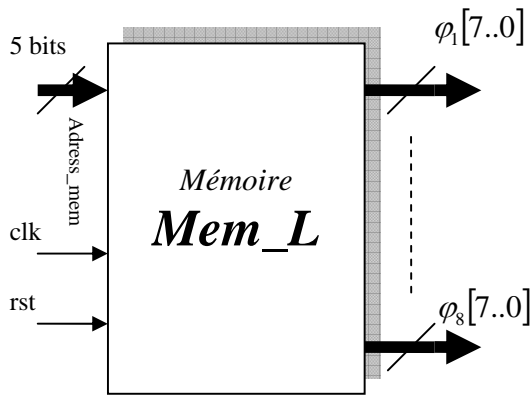


Figure 5.4. Entrées /sorties du bloc « Mem_L »

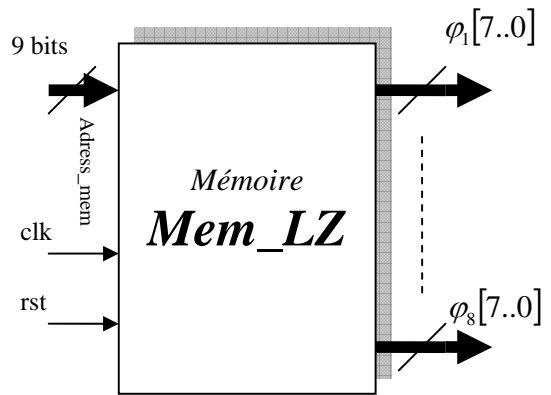


Figure 5.5. Entrées /sorties du bloc « Mem_LZ »

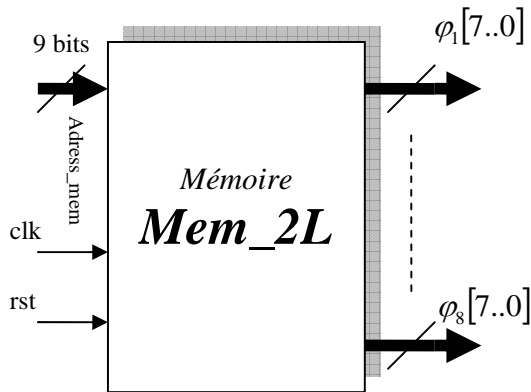


Figure 5.6. Entrées /sorties du bloc « Mem_2L »

Chaque bloc mémoire génère huit signaux de sortie ($\phi_1[7..0], \dots, \phi_8[7..0]$) et une entrée *Adress_mem* est destinée à l'adressage aux blocs mémoires (Tableau 5.2).

$[Adress_mem(0)]$	$\varphi_1[7..0]$	$\varphi_8[7..0]$
$[Adress_mem(1)]$	$\varphi_1[7..0]$	$\varphi_8[7..0]$
...	
$[Adress_mem(n-2)]$	$\varphi_1[7..0]$	$\varphi_8[7..0]$
$[Adress_mem(n-1)]$	$\varphi_1[7..0]$	$\varphi_8[7..0]$

Tableau .5.2.Adressage aux blocs mémoires

- Quantification des phases :

Dans ce qui suit, on va appliquer la technique de quantification des phases.

L’algorithme de cette technique est le suivant :

- Définir l’intervalle des phases $[\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]$
- Définir le nombre de bits de codage nb .
- On calcule le plus petit bit significatif lsb_{φ} :

$$lsb_{\varphi} = \frac{\varphi_{\max}}{2^{nb-1} - 1} \tag{6.1}$$

Soit φ phase d’excitation, φ_{ent} la représentation entière relative de φ et φ_{quan} la représentation quantifiée de φ (Figure 5.7).

$$\varphi_{ent} = \text{round}\left(\frac{\varphi}{lsb_{\varphi}}\right) \text{ et } \varphi_{quan} = \varphi_{ent} \times lsb_{\varphi} \tag{6.2}$$

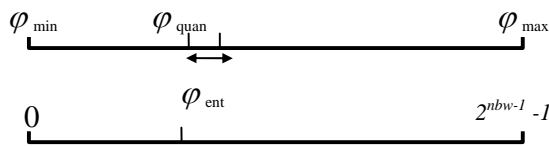


Figure 5.7.La technique de quantification des phases.

L’évolution de l’erreur de quantification des phases en fonction du nombre de bits de codage montre que cette erreur diminue avec le nombre de bits de codage et lorsqu’on choisi un nombre de bits de codage égale à 8, l’erreur devient acceptable. Donc il est préférable d’utiliser 8 bits pour le codage des phases.

5.2.2.2. Les fonctions décodeurs “Dec_Adess_L”, “Dec_Adess_LZ” et “Dec_Adess_2L”.

Le but de ces fonctions est de décoder les signaux d’entrées en adresses mémoires suivant le type et la position du pointage angulaire [5.7]. En effet par l’intermédiaire du bus “Sector_lobe” et “Sector_zero” l’utilisateur pourra écrire les différents états angulaires (1 bit = 1 pointage).

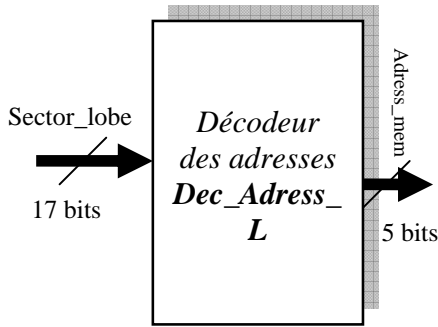


Figure 5.8. Entrées /sorties du bloc « Dec_Adress_L »

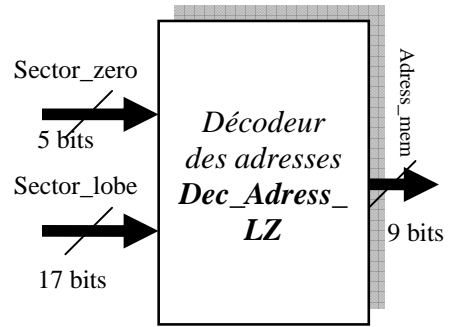


Figure 5.9. Entrées /sorties du bloc « Dec_Adress_LZ »

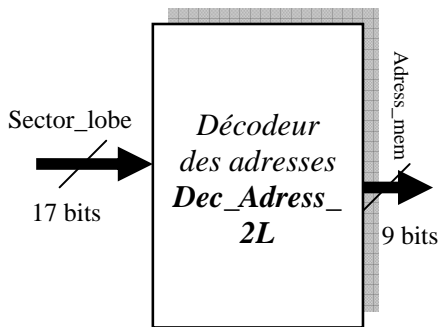


Figure 5.10. Entrées /sorties du bloc « Dec_Adress_2L »

A titre d’exemple (*Décodeur d’adresse Lobe*), considérons le modèle d’un décodeur d’adresses 17 bits (*17 secteurs*). On suppose que la mémoire considérée est décomposée en 17 adresses (Figure 5.11).

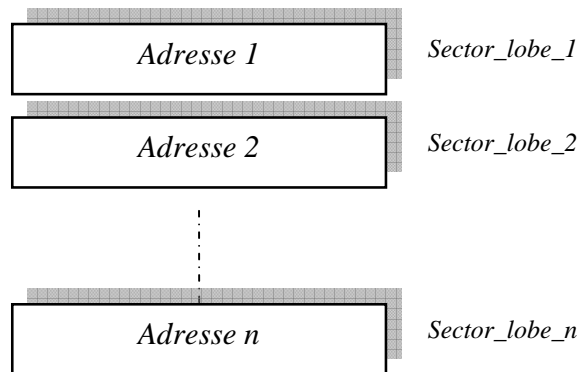


Figure 5.11. Table des adresses de la mémoire.

5.2.2.3. La fonction Registre à décalage à chargement parallèle "DECAL_P8"

Pour la gestion de notre carte par le bus des phases synthétisées (64 bits), nous utilisons différents registres à décalage à chargement synchrone. De ce fait, pour lire une donnée d'un bloc mémoire il faut dans un premier charger les phases de façon parallèle, puis dans un second envoyer ces phases en série pour résoudre la contrainte matérielle (*nombres des connecteurs FX2*) posée par la carte. C'est pour cela que nous avons utilisé ces registres dans notre carte [5.11].

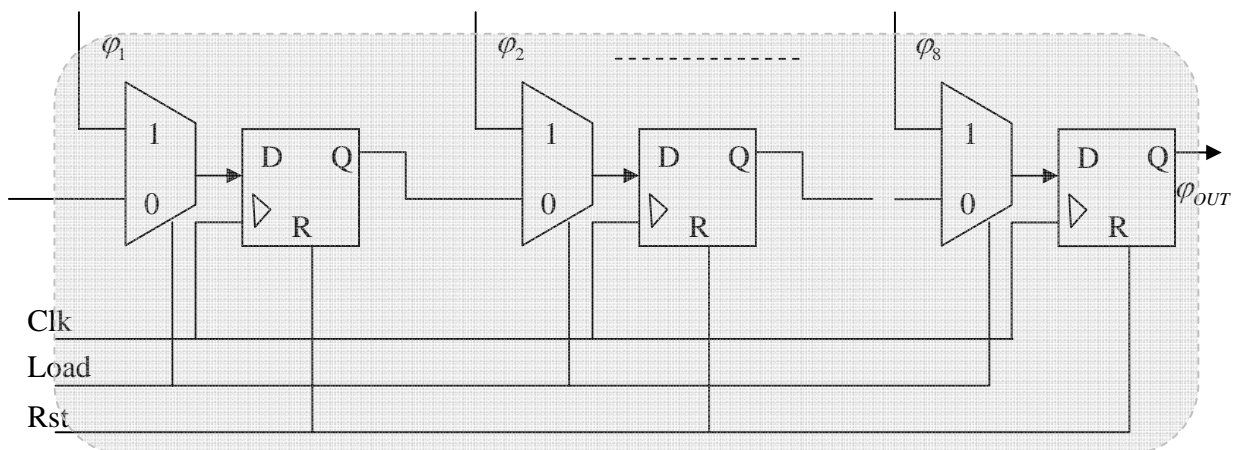


Figure 5.12.Registre à décalage à chargement parallèle "DECAL_P8"

5.2.2.4. La fonction Multiplexeur "MUX"

Cette fonction permet de gérer le multiplexage des phases suivant le mode de fonctionnement de la carte. En effet c'est par cette fonction on peut lire les différents sorties de registres à décalages.

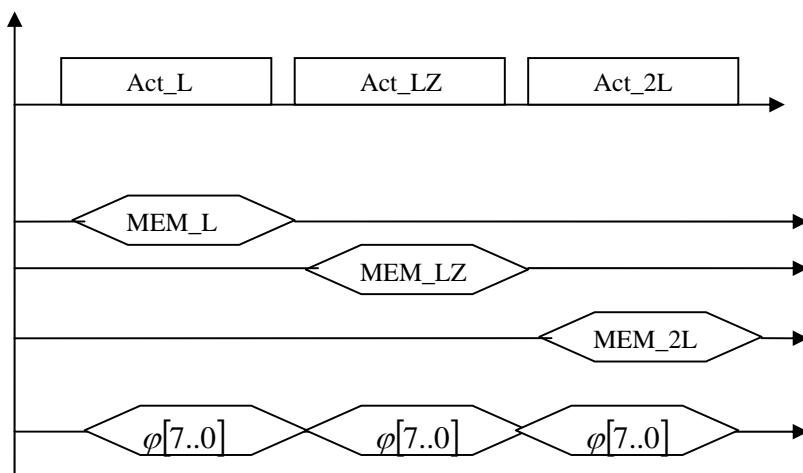


Figure 5.13.Commande du bloc «MUX »

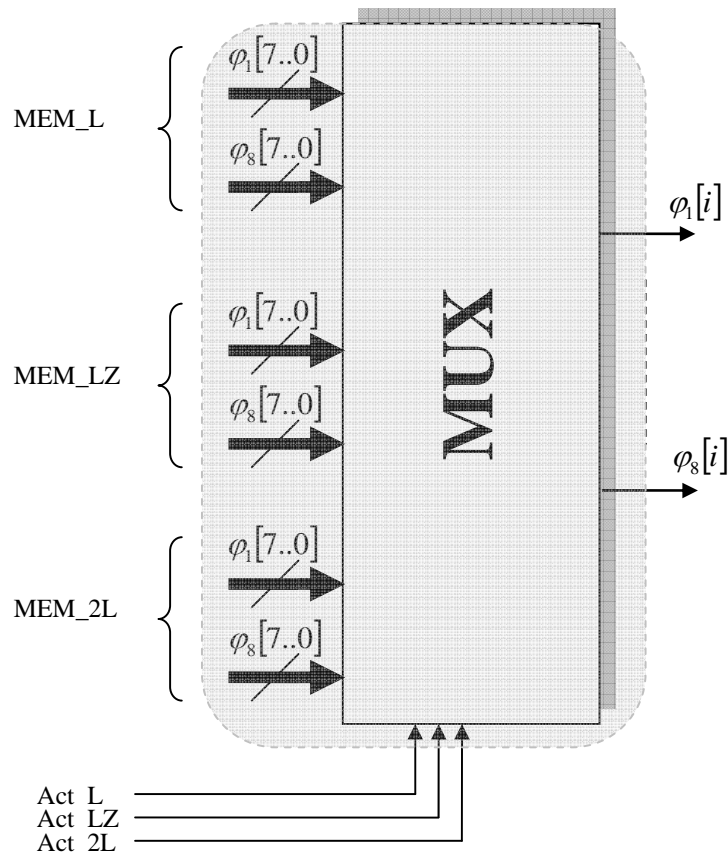


Figure 5.14. Entrées /sorties du bloc «MUX »

5.2.4. Description du FPGA

Le matériel utilisé [5.8] pour cette implémentation est le « Spartan-3E Starter Kit » de la société Xilinx. Cette carte d'évaluation contient un FPGA de la famille Spartan-3E (XC3S500-4FG320), ainsi que de la RAM statique, des ports PS/2, VGA et RS232, 4 DAC, Intel StrataFlash Flash Memory 128 Mbit, Xilinx XC2C64A, CoolRunner-II CPLD, Maxim DS2432 serial EEPROM, des connecteurs d'extension (Hirose 100-pin FX2 Connector, J1 6-pin Accessory Header,...), des LEDs, switches, afficheur LCD...



Figure 5.15. Photo de la carte de prototypage FPGA (a)

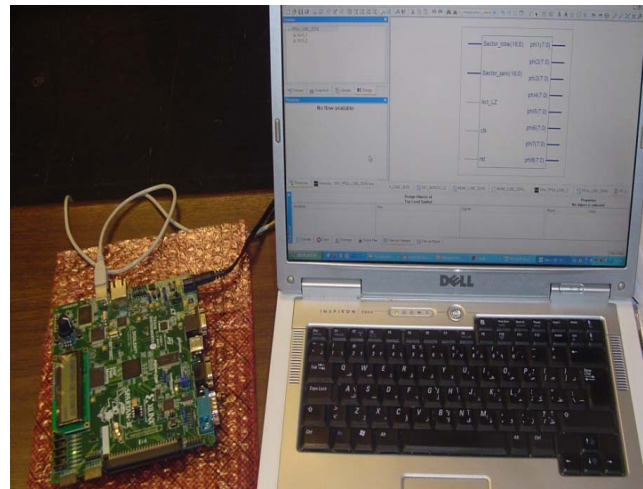


Figure 5.16. Photo de la carte de prototypage FPGA (b)

Les logiciels utilisés sont ceux fournis gratuitement par Xilinx ISE 8.1i Foundation Evaluation pour la conception et la simulation. Nous avons utilisé aussi le ModelSim XE III Starter 6.1e (version gratuite) disponible en téléchargement chez Xilinx, ce simulateur étant plus complet que celui d'ISE.

5.2.4.1. Résultat de la synthèse de l'architecture globale

Le Tableau 5.3 montre les résultats de la synthèse de l'architecture globale du réseau, le Tableau suivant résume les ressources utilisées et donne un résumé sur les ressources utilisées après optimisation, placement et routage.

L'architecture du réseau a utilisé 38 blocs entrée-sortie sur un total de 232 (16%), elle a occupé 2620 "SLICES" sur un total de 4656 c'est-à-dire 56% du circuit. Le temps de réponse de cette structure est de 153.44ns et la fréquence de travail de cette architecture est de 4 MHz.

Nature du circuit XC3S500-4fg320	
Nb de Slices	2620 de 4656 → 56%
Nb de Bascules D	373 de 9312 → 4%
Nb de IOBs	38 de 232 → 16%
Nb de LUTs	4681 de 9312 → 25%
Nb de GCLKs	1 de 24 → 4%

Tableau .5.3. Résumé d'utilisation de ressources dans la phase de synthèse de l'architecture.

5.2.4.2. Résultats de simulations

La partie de test Software ou bien simulation consiste à vérifier le bon déroulement de notre programme par implantation de celui-ci sur notre carte.

Dans un premier temps, nous allons chercher à valider notre conception, pour cela, on utilise l'outil Xilinx ISE Simulator. Il faut, en préalable à la simulation, définir les stimuli (il faut définir des vecteurs de test et les appliquer comme forces sur les entrée du circuit à simuler, et définir le temps de simulation qui dépendra de la fréquence du signal d'horloge.

Le lancement de la simulation se fait en appliquant le fichier.do qui contient tous les stimuli à appliquer sur le circuit. A la fin de la simulation, Xilinx ISE Simulator affiche les chronogrammes résultant de la simulation.

Le premier test a effectué est celui des trois cas ensembles (*un lobe, un lobe et zéro et deux lobes*). En effet, si l'on change les positions des *sector_lobe* et *sector_zero*, alors les phases synthétisées changent suivant les pointages angulaires.

Par exemple :

- Si Act_L =1 (activation d'un lobe seul) et Sector_lobe = [00000001000000000] (pointage au secteur 9) on aura les phases synthétisées ($\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_8$) qui correspondent à ce pointage.
- Si Act_LZ =1 (activation de lobe et zéro) et Sector_lobe = [00000010000000000] (pointage au secteur 11) et (Sector_zero= 4 puis 2) on aura les phases synthétisées ($\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_8$) qui permettent d'avoir un pointage angulaire ou bien un lobe principal au secteur 11 et un zéro rayonnement au secteur 4 puis au secteur 2.
- Si Act_2L =1 (activation de deux lobes) et Sector_lobe = [00001000010000000] (deux pointages au secteur 8 et au secteur 13) on aura les phases synthétisées ($\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_8$) dans le cas de deux lobes suivant les cas des pointages angulaires désirés comme nous pouvons le noter dans la Figure 5.17.

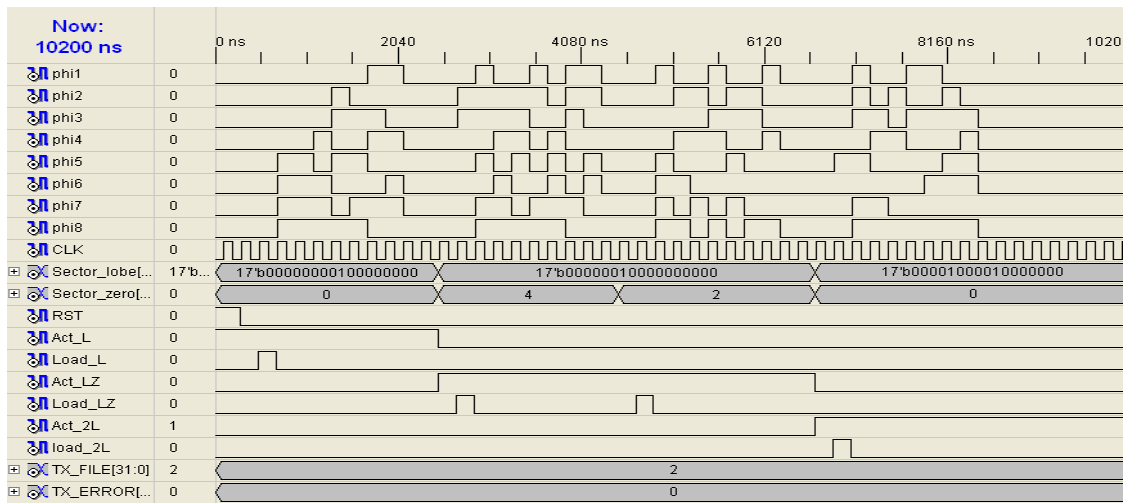


Figure 5.17. Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans les trois cas : un lobe, un lobe et zéro et deux lobes)

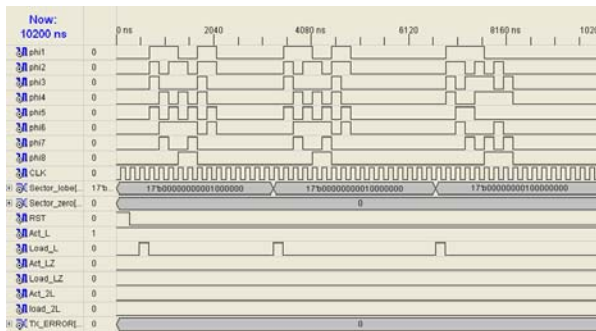


Figure 5.18. Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : un lobe (sector7, 8 et9))

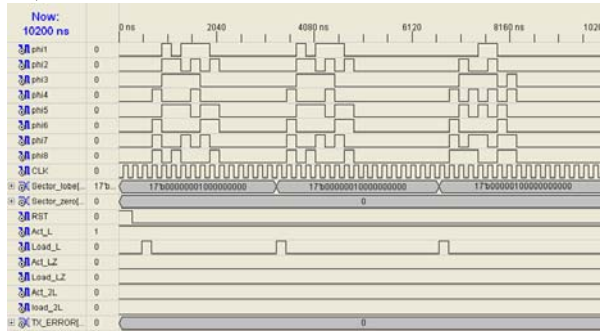


Figure 5.19. Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : un lobe (sector10, 11 et12))

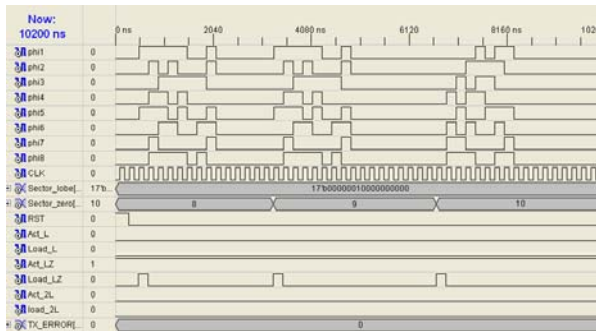


Figure 5.20. Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : un lobe (sector 11) et zéro (sector 8, 9 et 10))

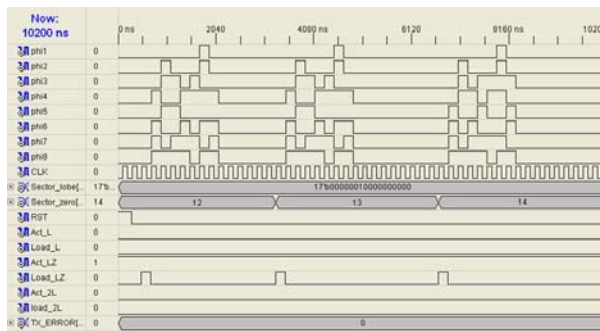


Figure 5.21. Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : un lobe (sector 11) et zéro (sector 12, 13 et 14))

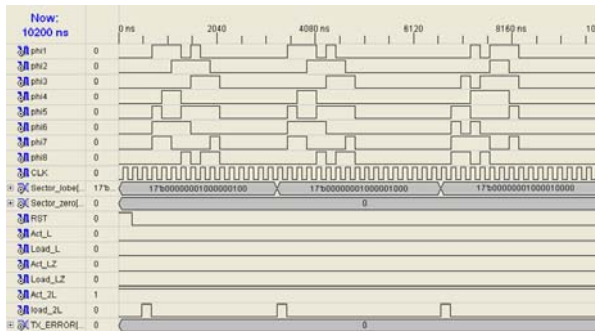


Figure 5.22.Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : deux lobes (sector 10 et 3), (sector 10 et 4) et (sector 10 et 5))

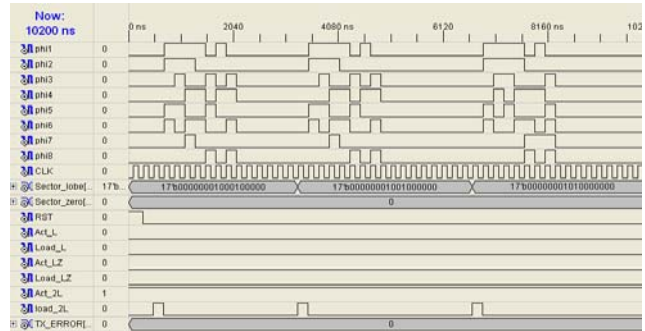


Figure 5.23.Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : deux lobes (sector 10 et 6), (sector 10 et 7) et (sector 10 et 8))

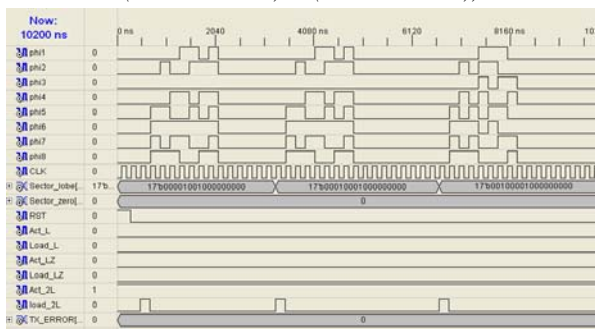


Figure 5.24.Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : deux lobes (sector 10 et 13), (sector 10 et 14) et (sector 10 et 15))

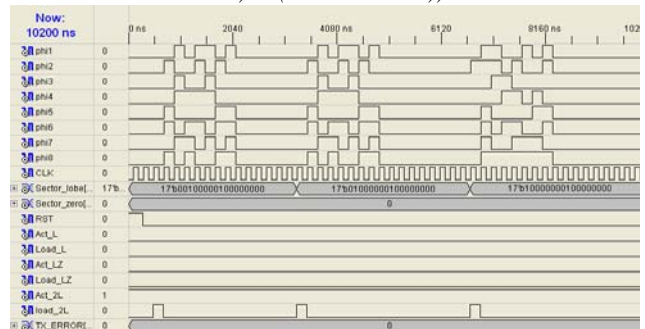


Figure 5.25.Résultats de la simulation du testbench de carte Spartan (dans le cas : deux lobes (sector 9 et 15), (sector 9 et 16) et (sector 9 et 17))

Pour observer le comportement de la carte nous observons les chronogrammes des signaux externes (phi1, ..., phi8, clk, RST, Sector_lobe, sector_zero, Act_L, Act_LZ, Act_2L,...).

Les Figures 5.18 et 5.19 illustrent les résultats de simulation de la carte spartan -3E dans le cas d'un lobe directif seul aux pointages angulaires suivants : 7, 8, 9, 10,11 et 12.

Les Figures 5.20 et 5.21 montrent aussi les résultats de simulation de la carte spartan -3E dans le cas d'un lobe directif et un zéro aux pointages angulaires suivants : un lobe directif au position angulaire 11 et zéro rayonnement aux positions 8, 9, et 10 (Figure 5.20) de même au Figure 5.21 un lobe directif au position angulaire 11 et des zéros aux positions 12, 13 et 14.

Finalement, les résultats de simulation dans le cas de deux lobes directifs aux différents pointages angulaires sont représentés dans les Figures 5.22,...,5.25.

5.3. Réalisation d'une carte de commande à base d'une carte SPARTAN-3E

La carte de commande est divisé en trois sous-systèmes: la carte spartan 3E, la carte fille et le déphaseur numérique. La Figure 5.27 présente le schéma-bloc de la carte.

5.3.1. Carte Fille

Nous présentons sur les Figures 5.26 et 5.27 des images de la réalisation, où nous pouvons distinguer la carte Fille et la carte Spartan 3E.

La carte Fille c'est une carte d'interface entre les déphaseurs (*Phase Shifters Switched Bit Digital Controlled, 0.05-4.00 GHz*) et la carte Spartan 3E. Cette carte contient 16 registres (8 registres *SN74LS164*, 8 registres *DM74LS273*) et 8 DB15.

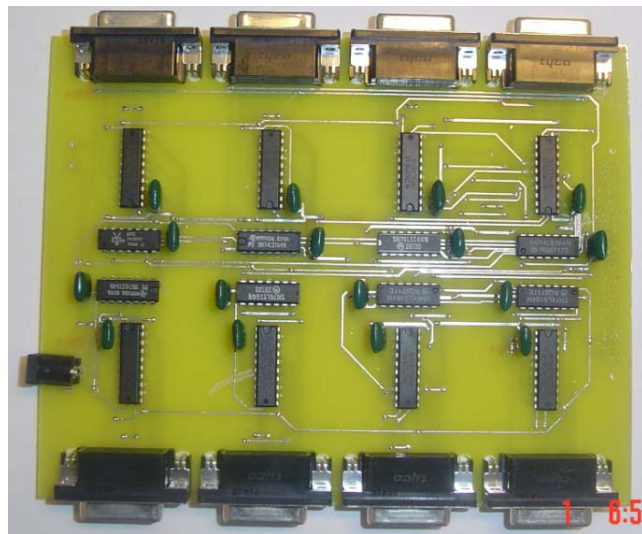


Figure 5.26. Carte Fille

La Figure 5.27 montre la structure générale de la carte de commande; qui est composée de deux éléments. Le premier élément c'est la carte Spartan 3E qui constitue le coeur du système et qui gère le mode d'utilisation (Un lobe, un lobe et zéro ou bien deux lobes) et qui permet aussi de gérer les phases synthétisées alors que le deuxième élément constitue la carte Fille; c'est un interface entre les déphaseurs commandés et la carte Spartan 3E. La Figure 5.27 présente aussi l'interaction entre la carte Spartan-3E et la carte Fille.

Donc l'idée ici est de générer huit porteuses décalées (*le décalage est géré par la carte Spartan-3E*) pour avoir des diagrammes de rayonnements désirés suivant les pointages angulaires.

Donc, avec cette carte de commande, les signaux émis ou bien reçus sont pondérés et combinés en utilisant une technique d'adaptation afin de contrôler et améliorer la réception ou la transmission. En effet, les phases décalées (*les phases synthétisées*) sont employées pour contrôler, en temps réel, le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes suivant la condition du propagation.

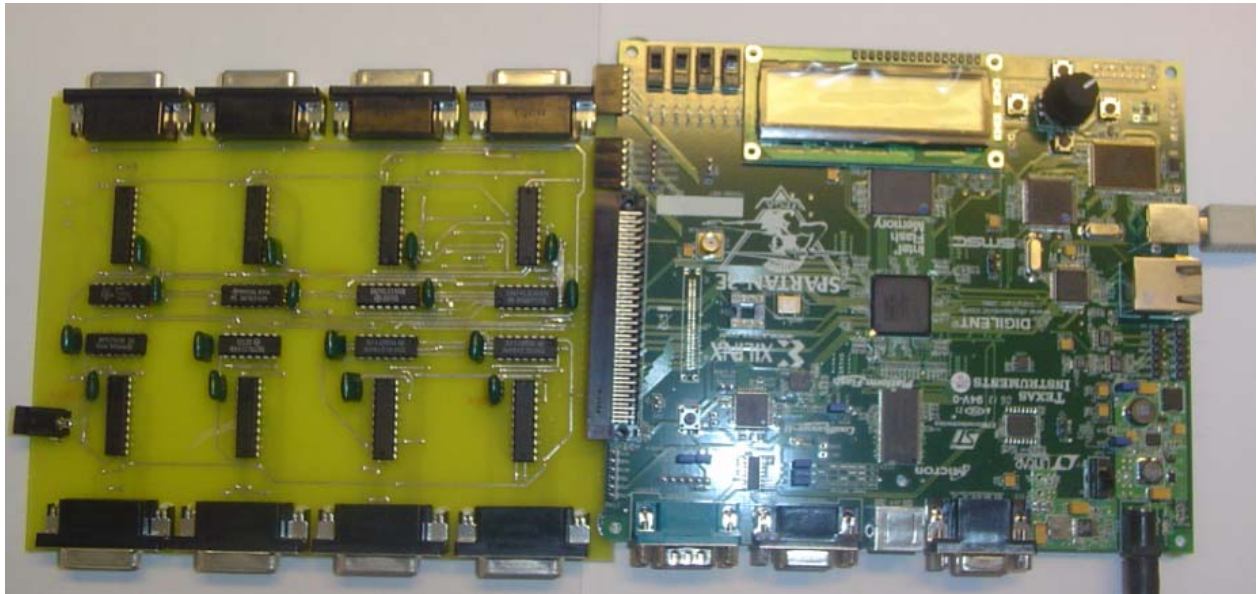


Figure 5.27. Carte de commande

Finalement, nous avons intégré cinq blocs principales dans notre système; la carte spartan-3E, la carte Fille, les déphaseurs numériques (*Phase Shifters*), les modulateurs AD8349 ou bien avec des démodulateurs AD8347 dans le cas de réception et l'antenne réseau [5.2].

5.3.2. Le déphaseur numérique

La carte de commande consiste à injecter des signaux déphasés (phases) directement dans le déphaseur ajustable numériquement (Annexe 1) où se fixent normalement les connecteurs DB15, les signaux injectés devraient provenir de la carte Fille et les autres signaux de connecteurs SMA.



Figure 5.28. Déphaseur numérique
(Switched Bit Digital Controlled, 0.05-4.00 GHz)

Les Caractéristiques générales de déphaseur numérique sont :

- Operating Power: 20 dBm/100 mw max.
- Power Handling: +30 dBm/1 watt max.
- Switching Time: 500 nsec max.

- Control Logic: TTL
- Power supply: ± 5 Vdc @ 70 ma/bit
- Temperature: $+10^{\circ}$ C to $+40^{\circ}$ C
- RF Connectors: SMA Female
- Bi-directional. Either J1 or J2 can be used as input.
- J3 - DC Connector (DC Power & Logic):

5.3.3. Principe de fonctionnement

Après avoir mis l'accent sur les principaux blocs, nous étudions la faisabilité de notre système. C'est à travers cette application concrète, que nous mettons en évidence l'intérêt de remplacer les antennes existantes par un réseau d'éléments rayonnants avec un dispositif numérique de commande. Les dispositifs mécaniques associés aux antennes classiques qui sont destinés à dépointer le faisceau sont donc remplacés par la fonction de balayage électronique, obtenue à partir d'une loi d'illumination en phase, adaptée à l'orientation désirée.

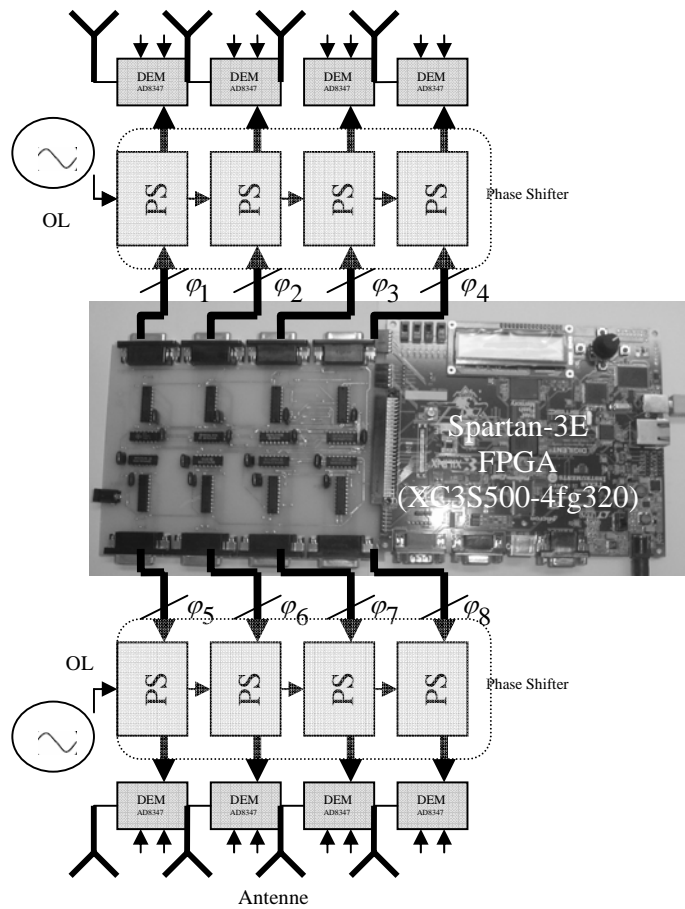


Figure 5.29. Systeme intelligent

Donc, le principe de fonctionnement de notre système en général peut se résumer aux étapes suivantes:

a- La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions (avec des dispositifs pour calculer **les angles d'arrivées**).

b- Former des faisceaux d'énergie orientés vers une ou bien plusieurs directions avec notre **outil numérique de synthèse** qui attribuent des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des techniques de contrôle prédéfinies pour la formation des voies et l'annulation d'interférents.

5.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis en place les éléments nécessaires pour un système de télécommunication intelligent en utilisant une carte Spartan -3E.

Par la réalisation de ce prototype, nous avons prouvé la faisabilité d'un tel système. L'architecture présentée dans ce chapitre a été réalisée en utilisant des déphaseurs numériques commandés (*phase Shifters*), huit démodulateurs AD8347, deux antennes réseaux (patch et quasi-yagi), une carte fille, une carte de commande spartan-3E qui contient une description en langage VHDL (*générateur des phases synthétisées*).

Cette étude complète a permis de mettre à jour un nouveau système de télécommunication intelligent, présentant des performances particulièrement intéressantes dans le cadre des antennes pour stations de base des réseaux de télécommunications sans fil terrestres.

Finalement, on peut dire que ce système donne des résultats satisfaisants bien que certains points soient à améliorer par exemple, il serait possible d'optimiser le diagramme de rayonnement en utilisant la synthèse en amplitude et en phase et l'intégration des algorithmes des localisations des sources (DOA) dans ce système.

Bibliographie

- [5.1] C.Guillemot, L.Andrieux, “*Simulation de systèmes de synchronisation/poursuite pour les télécommunications en étalement de spectre*”, JNRDM’04, Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique, Marseille, France, Mai 2004.
- [5.2] V.V.Yem, “*Conception et réalisation d’un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l’intérieur des bâtiments*”, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, décembre 2005.
- [5.3] Gauthier , “*Les flots de FPGA complexes se structurent*”, Electronique Le mensuel de conception des ingénieurs, N°143, pp 38-40, Jan. 2004.
- [5.4] C.A. Mead and L.A. Conway, “*Introduction to VLSI System*”, Addison - Wesley, Reading, Massachusetts, 1980.
- [5.5] D. E. Rumelhart, G. E. Hinton and J. L. McClelland, “*Parallel distributed processing: Explorations in the microstructure of cognition*”, Bradford Books, 1986.
- [5.6] F. Rosenblatt, “*The perceptron: a Probabilistic Model for Information Storage and Organization in the Brain*”, Psychological Review, 1958.
- [5.7] I.A. Naoufal, “*Outil de CAO pour la génération d’opérateurs arithmétique auto-contrôlables*”, Thèse, Grenoble 23 Mai 2001.
- [5.8] ISE Quick start Tutorial, XILINX 2004 [Online] Available: www.xilinx.com.
- [5.9] J. J. Hopfield, “*Neural Networks and Physical Systems with Emergent Collective Computational Abilities*”, Proceedings of the National Academy of Sciences, 1982.
- [5.10] M.Parizeau, “*RESEAUX DE NEURONES*”, Université Laval. Automne 2004.

CHAPITRE 5

- [5.11] M.W. Kharrat et N. Masmoudi, “*Etude Architecturale des Additionneurs. Intégration en Technologie FPGA*”, Conférence Internationale JTEA'96, 8-9 Novembre 1996, Nabeul, Tunisie.
- [5.12] P.J. Clare, “*Design and tuning of FPGA implementation of neural network*”, SPIE Proc, 1997.
- [5.13] S. Brown and J. Rose , “*FPGA and CPLD Architectures*”, *A Tutorial*, Summer 1996.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'application du concept d'antennes intelligentes à un réseau de communication permet d'optimiser le diagramme de rayonnement dans toutes les directions de l'espace. L'économie de puissance rayonnée dans certaine direction autorise des communications avec des mobiles lointains qui ne seraient pas joignable dans le cas d'une antenne isotrope pour une puissance totale rayonnée donnée. L'annulation de certaines directions permet d'éliminer des émissions parasites qui sinon perturberaient les autres communications ou diminueraient le débit de transmission de données. Enfin, le fait d'être capable de ne rayonner que dans certaines directions évite d'interagir avec d'autres systèmes ou d'endommager certains équipements et "préserve" l'environnement.

Le travail de cette thèse contribue à l'optimisation du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Dans une première étape, deux approches complémentaires ont été développées pour implémenter la technique de formage du lobe, une basée sur un algorithme d'optimisation qui calcule les phases des excitations en fonction des spécifications désirés (lobe pointé, multi-lobes, création des zéros) et l'autre utilisant les résultats de la première technique pour implémenter un modèle avec des réseaux de neurones. La première méthode à un inconvénient concernant le temps de calcul (quelques seconds), la deuxième est quasiment une application en temps réel. Pour valider notre concept, dans une deuxième étape, on a réalisé deux antennes réseau (patch et quasi-yagi).

Finalement, les phases des excitations ont été implémentées directement sur une plateforme électronique dédiée à la mise en œuvre d'une antenne intelligente et une validation pratique a été réalisée. De nombreuses mesures d'une antenne réseau 8 éléments, excités seulement en phase, ont permis de valider nos outils développés.

Conclusion générale et perspectives

Dans le Chapitre 1, nous avons étudié le phénomène du diagramme de puissance rayonnée par un réseau d'antennes et nous avons présenté brièvement, les différents phénomènes agissant sur les systèmes des communications mobiles et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes.

Dans le Chapitre 2, nous avons précisé quelques méthodes classiques pour des réseaux plans, ces méthodes sont basées sur des techniques mathématiques diverses, ces méthodes de synthèse ont bien évidemment été illustrées par de nombreuses simulations, dont certaines sont tirées de la littérature. Ensuite, nous avons utilisé une technique de synthèse de lobe rayonné seulement à partir des phases d'excitation. La technique de synthèse utilisée dans ce travail est basée sur un algorithme itératif d'optimisation des systèmes d'équations non- linéaires avec un critère minmax. Le logiciel SARA (Synthesis of ARray of Antennas) mis au point a permis de tester la méthode avec des réseaux linéaires et des spécifications sur le rayonnement (lobe pointé, multi- lobes, création des zéros). La technique utilisée a été testée sur divers types de lobes directifs avec des zéros qui peuvent balayer la totalité de domaine angulaire entre -90° et 90° . Elle donne des résultats très satisfaisants mais le temps de calcul de cette technique est de l'ordre de quelques secondes, ce qui la rend inadaptée pour des applications qui nécessitent une réponse très rapide comme le secteur des télécommunications où la plupart des applications sont en temps réel.

Le Chapitre 3 présente les idées de base sur l'optimisation par les réseaux de neurones et nous avons décrit (Les différentes méthodes d'apprentissage, base d'apprentissage, prétraitement et post-traitement, l'application de réseaux de neurones à la synthèse de réseau d'antennes linéaires,..). Ensuite nous avons exploité la représentation neuronale non linéaire pour développer un nouvel outil de synthèse, et ceci pour répondre aux spécifications de rayonnement désiré. La validité de ce modèle a été supportée par les différents cas de simulation. Les résultats obtenus montrent la faisabilité et l'efficacité de l'utilisation d'un modèle neuronal pour modéliser un système non linéaire, mais également l'adaptation de ce modèle aux points de mesure sans avoir besoin de savoir préalablement la forme de non linéarité à modéliser.

Conclusion générale et perspectives

Dans le Chapitre 4, nous avons réalisé deux antennes réseaux (quasi-yagi et patch), le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées (Patch). Leurs avantages nombreux permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...). Pour la conception de nos antennes, nous avons utilisé un logiciel permettant une résolution rigoureuse des équations d'électromagnétisme ADS momentum. Une validation expérimentale des résultats obtenus par cette méthode de synthèse doit être menée pour différents types de pointage angulaire. Les mesures en chambre anéchoïde nous ont donc permis de valider le concept de notre méthode de synthèse dans plusieurs cas.

Enfin, dans le Chapitre 5 nous avons réalisé un prototype d'antenne intelligente et on peut dire que le prototype réalisé est un système asservi en puissance. Les paramètres à contrôler sont seulement les phases des éléments d'antenne et la décision de commande est prise sur le niveau de puissance rayonnée à la sortie. Ce système est fabriqué en utilisant deux types d'antennes (Patch et quasi-yagi), une carte Spartan 3E, carte fille, des déphaseurs et des démodulateurs. Les déphaseurs sont contrôlés en phase, donc pour faire un déphasage complet de 360 degrés, on doit injecter des phases numériques gérées par la carte Spartan 3E de 0 à 360 degrés. La carte Spartan 3E possède plusieurs modes d'opération (lobe pointé, multi-lobes, création des zéros) et on peut balayer le faisceau, changer la valeur des déphasages à chaque pointage angulaire.

PERSPECTIVES

Les perspectives de ce travail sont multiples.

- ❖ L'extension de la méthode de synthèse pour déterminer les pondérations en amplitude et en phase.
- ❖ Augmenter le nombre de paramètres et enrichir (*élargir les domaines de validités*) le fichier d'apprentissage.
- ❖ Traiter des antennes plus complexes (*antenne satellite, double résonance*).
- ❖ L'implémentation de l'algorithme de rétro-propagation sur les composantes programmables.

Conclusion générale et perspectives

- ❖ L'implémentation et l'application des algorithmes à haute résolution (MUSIC, ESPRIT ...) pour l'estimation des directions d'arrivée dans notre système.

ANNEXES

- 1. Phase Shifters Switched Bit Digital Controlled, 0.05-4.00 GHz**
- 2. Les antennes imprimées**
- 3. Détermination de la directivité à partir des diagrammes de rayonnement d'une antenne**
- 4. Le diagramme de rayonnement**
- 5. Spartan 3E Starter Board**

ANNEXE 1

Phase Shifters Switched Bit Digital Controlled, 0.05-4.00 GHz

FREQUENCY RANGE (GHZ)	INSERTION LOSS (DB) MAX	VSWR (DB) MAX				
0.05-0.06	3.5	1.50: 1	360°	8	1.4°	DST-15-480/1S
0.25-0.50	6.0	1.80: 1	360°	8	1.4°	DST-10-480/1S
0.50-1.00	4.5	1.80: 1	360°	8	1.4°	DST-11-480/1S
1.25-1.35	3.5	1.80: 1	360°	8	1.4°	DST-14-480/1S
1.00-2.00	3.5	1.80: 1	360°	8	1.4°	DST-12-480/1S
2.00-4.00	4.5	1.80: 1	360°	8	1.4°	DST-13-480/1S

Custom frequency bands and optimized specifications available.

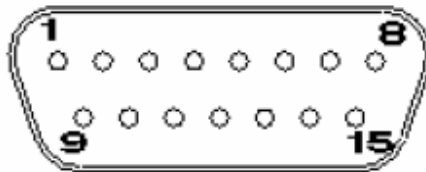
Request for Quote

Custom or by P/N.

Notes:

Other frequency bands and resolution ranges available.

Phase is specified at center frequency.



ANNEXES

General Specifications

Operating Power: 20 dBm/100 mw max..

Power Handling: +30 dBm/1 watt max.

Switching Time: 500 nsec max.

Control Logic: TTL

Power supply: ± 5 Vdc @ 70 ma/bit

Temperature: +10° C to +40° C

RF Connectors: SMA Female

Bi-directional. Either J1 or J2 can be used as input.

J3 - DC Connector (DC Power & Logic):

ITT Cannon, 15 Pin

Pin 01 = Phase: 1.4 (LSB)

Pin 02 = Phase: 2.8

Pin 03 = Phase: 5.6

Pin 04 = Phase: 11.25

Pin 05 = Phase: 22.5

Pin 06 = Phase: 45

Pin 07 = Phase: 90

Pin 08 = Phase: 180

Pin 09 = N/C

Pin 10 = N/C

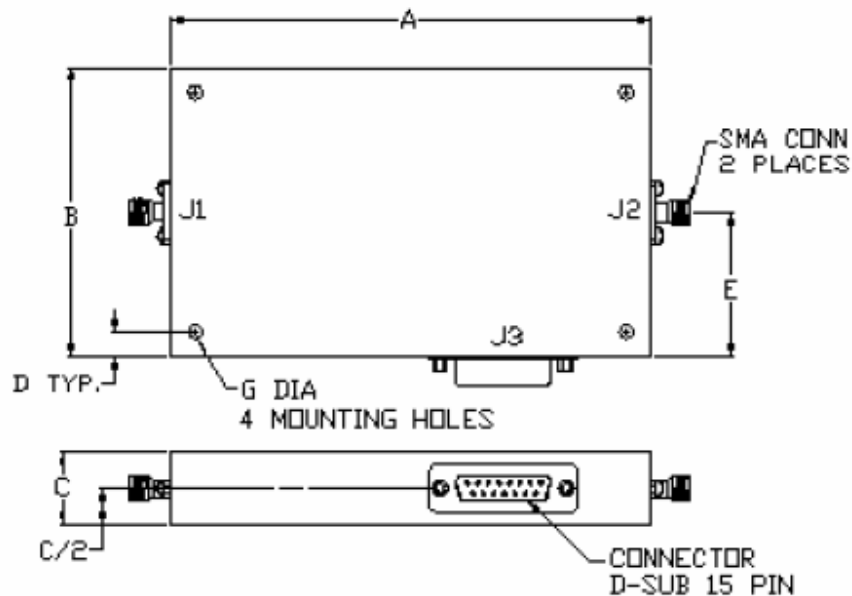
Pin 11 = N/C

Pin 12 = N/C

Pin 13 = +5 Vdc

Pin 14 = -5 Vdc

Pin 15 = GND



Outline 480/1S

ANNEXE 2

Les antennes imprimées

Introduction

Les antennes imprimées peuvent être classées en trois catégories [A2.1] [A2.2] [A2.3] principalement liées à leur mécanisme de fonctionnement :

- Les antennes à ondes progressives : l'élément rayonnant est un ruban conducteur sur lequel la répartition du courant est due à la propagation d'une onde électromagnétique le long de la structure. De l'ordre de quelques longueurs d'onde, l'extrémité est fermée sur une charge adaptée (**figure A2.1**) évitant tout phénomène d'ondes stationnaires en supprimant quasiment les réflexions à l'extrémité de l'antenne. Ces antennes fonctionnent dans des bandes passantes plus larges que celles des antennes résonantes. Par contre, leur lobe de rayonnement varie en fonction de la fréquence.

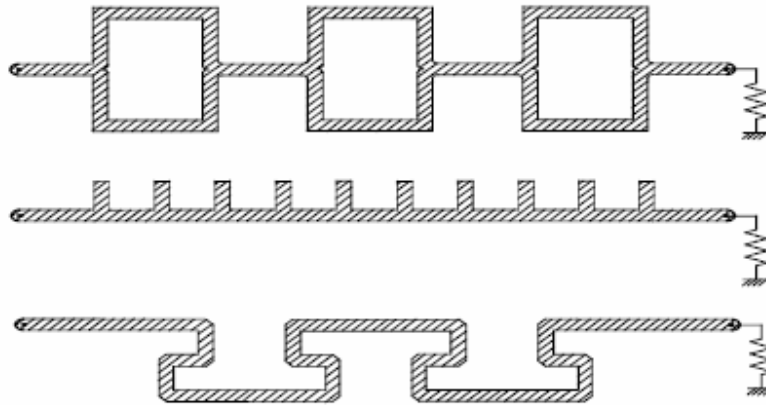


Figure A2.1 : Antennes à ondes progressives

- Les fentes rayonnantes (**antennes résonantes**) dont l'ouverture généralement rectangulaire ou circulaire est pratiquée dans un plan conducteur et alimenté par une ligne microruban (**figure A2.2**).

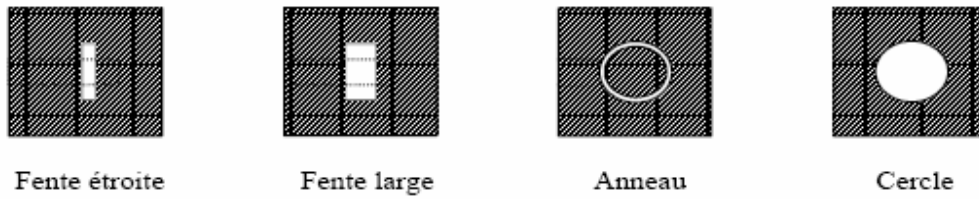


Figure A2.2 : Antennes à fentes

- Les antennes plaques résonantes, retenues pour nos études.

Description des antennes plaquées

Dans sa structure de base, une antenne plaque est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en hyperfréquence et 9 μm en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.

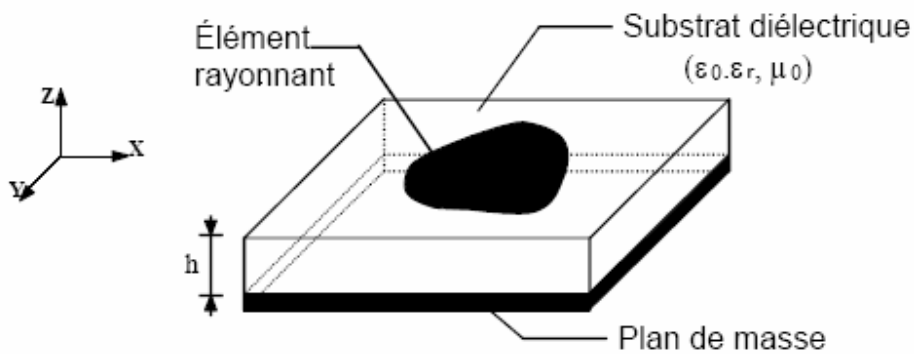


Figure A2.3 : Présentation d'une antenne plaque

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de $\lambda/2$ à λ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau.

Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

Le substrat diélectrique de faible épaisseur ($h \ll \lambda$) sert de support à l'antenne, mais surtout influe directement sur ses performances. On préférera des matériaux de faible permittivité ($\epsilon_r < 3$), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 2.10^{-3}$) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes plaques comportent souvent un « adôme ».

Principe de fonctionnement

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (**figure A2.4**).

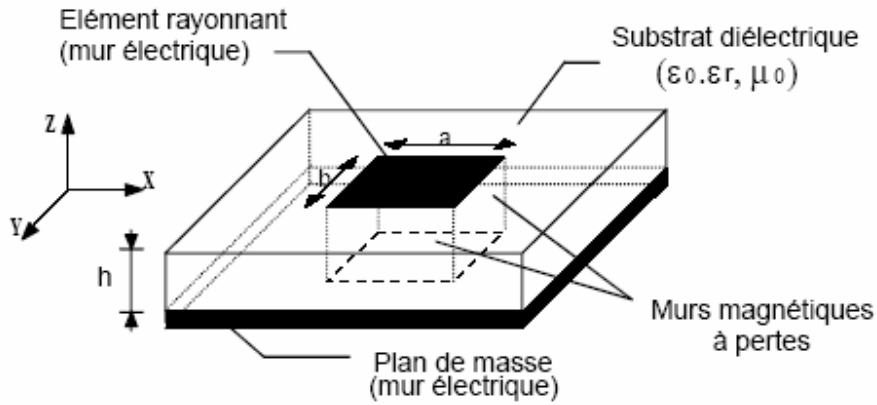


Figure A2.4 : *Modèle de la cavité à fuite*

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z) avec $p = 0$, pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension (a,b) [A3.3] :

$$f_{nm} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eff}}\right)^2}$$

$$\text{Où } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)}$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[\ln \frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3 \right]$$

$$\beta(\varepsilon_r) = 0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053}$$

$$u = \frac{W}{h} \text{ (avec } W = a \text{ ou } b \text{)}$$

$$a_{eff} = a + \frac{h}{2}$$

$$b_{eff} = b + \frac{h}{2}$$

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant.

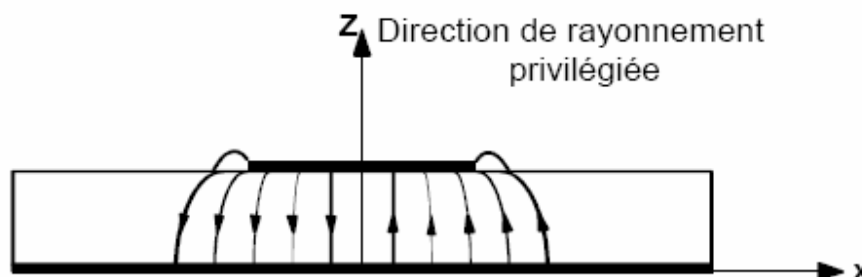
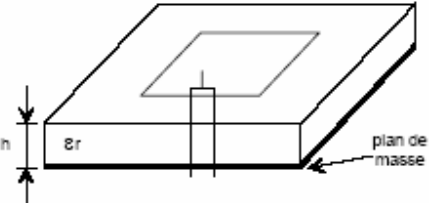
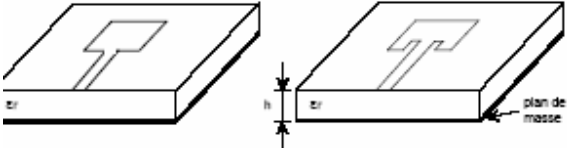
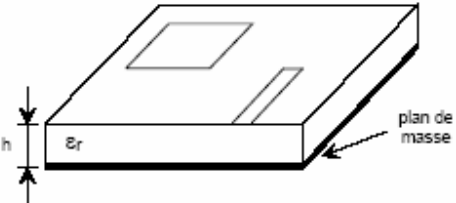
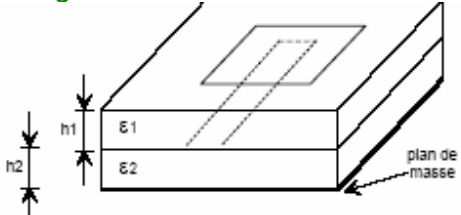
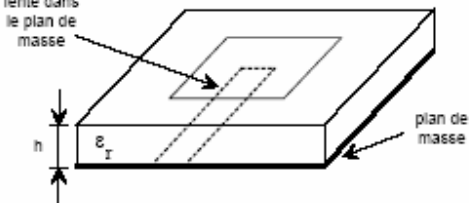


Figure A2.5 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).

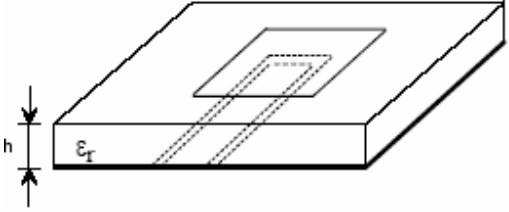
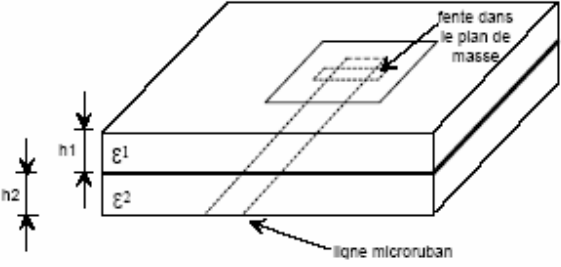
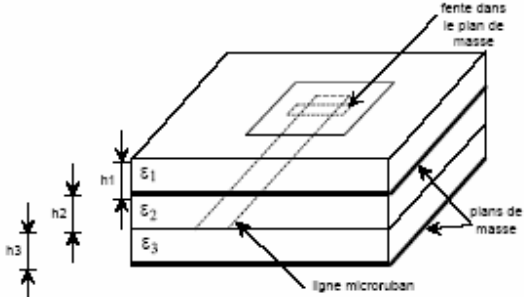
Ainsi, le fonctionnement des antennes imprimées plaques et certaines de leurs caractéristiques comme le gain, l'efficacité, la bande passante, peuvent être expliquées simplement par le modèle de la cavité à fuite. Toutefois une telle approche ne permet pas de prendre en compte l'influence des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

Alimentation des antennes plaquées

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes plaquées peuvent être regroupées en deux grandes catégories [A2.4] : les **alimentations par contact** (par sonde ou ligne microruban) et les **alimentations par proximité** (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne : les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p>Alimentation par contact <i>Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - pas de pertes par rayonnement de ligne - sélection possible d'un mode privilégié - obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde - prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur - technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire - partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte - technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique - rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
<p><i>Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation - adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure
<p>Alimentations par proximité <i>Ligne microruban en circuit ouvert</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure - paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne
<p><i>Ligne microruban en sandwich</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens - bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h1 + h2 > h1$) 	<ul style="list-style-type: none"> - deux couches de substrat requises - difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur
<p><i>Ligne à fente</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique simple - facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement arrière parasite possible de la fente - transition fente - ligne de transmission

ANNEXES

<p style="text-align: center;"><i>Guide d'onde coplanaire</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - faible rayonnement arrière - transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC 	<ul style="list-style-type: none"> - génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique
<p style="text-align: center;"><i>Couplage par fente</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - réalisations du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes - séparation électromagnétique des deux couches - possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) - intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions - rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément
<p style="text-align: center;"><i>Couplage par fente d'une ligne encastrée</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - rayonnement arrière nul 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie très coûteuse - apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente

ANNEXE 3

Détermination de la directivité à partir des diagrammes de rayonnement d'une antenne [A3.1]

On se propose ici de donner une méthode permettant de calculer la directivité d'une antenne à partir de la mesure de ses diagrammes de rayonnement dans plusieurs plans.

Dans ce qui suit les acquisitions des composantes E_θ et E_φ sont obtenues dans un repère sphérique (**Figure A3.1**).

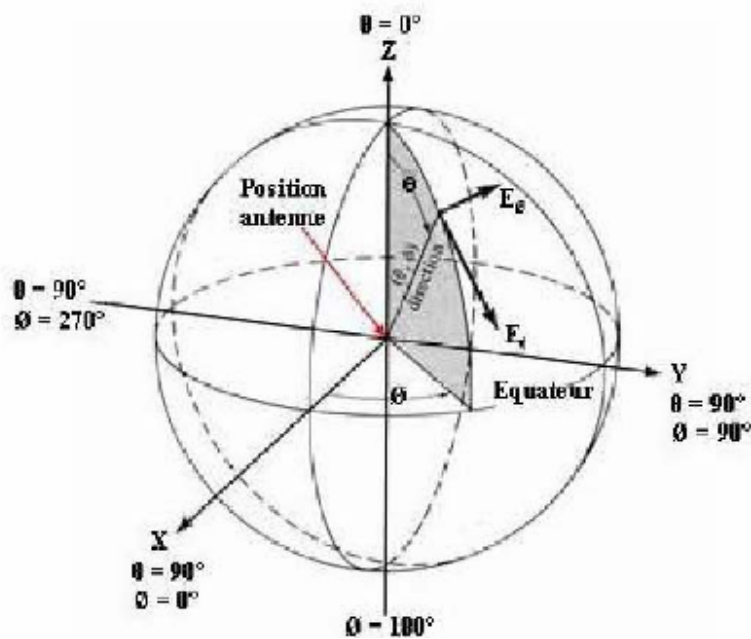


Figure A3.1 : Repère sphérique

En pratique, dans les bases de mesures, l'axe Z étant placé horizontalement, un positionneur capable de deux mouvements circulaires orthogonaux permet de réaliser les acquisitions adéquates. Il s'agit, par exemple, d'un positionneur roulis/azimut. Le roulis permet l'exploitation de la sphère suivant un parallèle (coupe à φ variable et θ constant) et l'azimut suivant un méridien (coupe θ à variable et φ constant).

La valeur de la directivité maximale est donnée par :

$$D_m = \frac{4 \times \pi E_m^2}{\int \left(\int E^2(\theta, \varphi) \right) \sin \theta d\theta}$$

ANNEXES

Les bornes des intégrales sont : 0 à 2π pour φ et 0 à π pour θ

Em est l'énergie maximale mesurée toutes coupes confondues, E (θ, φ) est l'énergie mesurée dans la direction considérée.

Cas des coupes à φ constant

$$Dm = \frac{4 \times \pi E_m^2}{\int \left(\int E^2(\theta) \sin \theta \right) \Delta \varphi}$$

Avec $\Delta \varphi = \frac{2\pi}{N}$, φ variant de 0 à 2π , N étant le nombre de coupes et θ variant de 0 à π .

En pratique $\Delta \varphi = \frac{\pi}{N}$, $\varphi \in [0, \pi[$ (π non compris)

C'est-à-dire qu'il faut un nombre pair de coupes selon φ : 2 coupes espacées de 90° ($\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$), ou 4 coupes espacées de 45° ($\varphi=0^\circ$ $\varphi=45^\circ$ $\varphi=90^\circ$ $\varphi=135^\circ$) etc. Bien sûr, plus il y a de coupes et plus le calcul est juste.

Dans le cas où le calcul n'est effectué que sur une coupe (diagramme à symétrie de révolution autour de l'axe de rayonnement OZ)

$$Dm = \frac{4 \times \pi E_m^2}{\left(\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta \right)}$$

et θ varie de $-\theta_m$ à θ_m

Cas des coupes à θ constant

$$Dm = \frac{4 \times \pi E_m^2}{\sum \left(\int E^2(\theta_i, \varphi) d\varphi \right) \sin \theta_i \Delta \theta}$$

Avec $\theta_i = \frac{\pi \times i}{M}$ et $\Delta \theta = \frac{\pi}{M}$ étant le nombre de coupes réalisées pour φ variant de 0 à 2π et θ

variant de 0 à π .

Ce dernier cas n'est pas pratiquement jamais utilisé, les acquisitions sur la sphère complète étant en général réalisée avec θ variable.

NOTA : E2 est l'énergie dans la direction considérée :

$$E^2 = 10 \left(\frac{E_\theta}{10} \right) + 10 \left(\frac{E_\varphi}{10} \right)$$

E_θ et E_φ étant exprimées en dB.

ANNEXE 4

Le diagramme de rayonnement

Considérons un réseau de $(2N+1)$ éléments isotropes équidistants de d , le champ rayonné s'écrit :

$$E = \sum_{n=-N}^N I_n e^{jnk_0 d \sin \theta}$$

On pose

$$u = k_0 d \sin \theta$$

$$I_n = A_n + jB_n$$

Le diagramme de rayonnement s'écrit :

$$\|E\|^2 = \left[\sum_{n=0}^N (x_n \cos nu + z_n \sin nu) \right]^2 + \left[\sum_{n=0}^N (y_n \cos nu + t_n \sin nu) \right]^2$$

avec

$$x_n = A_n + A_{-n} \quad z_n = B_{-n} - B_n$$

$$y_n = B_n + B_{-n} \quad t_n = A_n - A_{-n}$$

La directivité dans une direction θ_0 est donnée par (à une constante près) :

$$D(\theta_0) = \frac{|\bar{E}(\theta_0)|^2}{\int_{-1}^{+1} |\bar{E}(\theta)|^2 d(\sin \theta)}$$

Maximiser la directivité revient donc à minimiser l'intégrale :

$$S = \int_{-\sigma}^{+\sigma} |\bar{E}(\theta)|^2 d(\sin \theta)$$

Avec $\sigma = \frac{\lambda_0}{2d}$ est la demi-période du réseau, d est le pas du réseau.

Le problème de synthèse des diagrammes spécifiés avec le maximum de directivité se pose comme suit :

$$\text{Min}(S)$$

avec les contraintes sur le diagramme rayonné :

$$|\bar{E}(\theta_i)|^2 = \omega_i^2, \quad i = 1, 2, \dots, M$$

En introduisant la variable φ_q :

$$\sum_{n=0}^N (x_n \cos nu_q + z_n \sin u_q) = \omega_q \cos \varphi_q$$

$$q=1, \dots, M$$

$$\sum_{n=0}^N (y_n \cos nu_q + t_n \sin u_q) = \omega_q \sin \varphi_q$$

où φ_q est la phase du champ rayonné (à déterminer).

L'évaluation de l'intégrale S donne :

$$S = \sum_{p=0}^N x_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} x_n f_1^{(n,p)} + \sum_{p=0}^N z_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} z_n f_2^{(n,p)} + \sum_{p=0}^N y_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} y_n f_1^{(n,p)}$$

$$+ \sum_{p=0}^N t_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} t_n f_2^{(n,p)}$$

avec

$$f_1^{(n,p)} = \frac{\sin(p-n)\sigma}{(p-n)\sigma} + \frac{\sin(p+n)\sigma}{(p+n)\sigma} \quad \varepsilon_{n,p} = \begin{cases} 1 & \text{si } n = p \\ 2 & \text{si } n \neq p \end{cases}$$

$$f_2^{(n,p)} = \frac{\sin(p-n)\sigma}{(p-n)\sigma} - \frac{\sin(p+n)\sigma}{(p+n)\sigma}$$

Pour résoudre ce problème, nous utilisons la méthode des multiplicateurs de Lagrange ; le problème revient donc à optimiser la fonction :

$$\Phi = S + \sum_{q=1}^M \lambda_q \sum_{n=0}^N ((x_n \cos nu_q + z_n \sin nu_q) - \omega_q \cos \varphi_q)$$

$$+ \sum_{q=1}^M \mu_q \sum_{n=0}^N ((y_n \cos nu_q + t_n \sin nu_q) - \omega_q \sin \varphi_q)$$

ANNEXES

λ_q et μ_q sont les multiplicateurs de Lagrange : supposons connues ces paramètres, après différentiation de Φ par rapport aux variables du problème[A4.1], on aura :

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_n} = 2 \sum_{p=0}^N x_p \cdot f_1^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \lambda_q \cos nu_q = 0$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial z_n} = 2 \sum_{p=0}^N z_p \cdot f_2^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \lambda_q \sin nu_q = 0$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial y_n} = 2 \sum_{p=0}^N y_p \cdot f_1^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \mu_q \cos nu_q = 0$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial t_n} = 2 \sum_{p=0}^N t_p \cdot f_2^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \mu_q \sin nu_q = 0$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \varphi_n} = \lambda_q \omega_q \sin \varphi_q - \mu_q \omega_q \sin \varphi_q = 0$$

La résolution du système d'équations linéaires donne :

$$x_n = \frac{\Delta(1, n)}{\Delta_1} \quad z_n = \frac{\Delta(2, n)}{\Delta_2}$$

$$y_n = \frac{d(1, n)}{\Delta_1} \quad t_n = \frac{d(2, n)}{\Delta_2}$$

$$\text{avec } \Delta_i = \begin{vmatrix} f_i^{(0,0)} & \dots & f_i^{(0,N)} \\ \dots & \dots & \dots \\ f_i^{(N,0)} & \dots & f_i^{(N,N)} \end{vmatrix} \quad i=1, 2$$

$\Delta(i, n)$ et $d(i, n)$ s'obtiennent en remplaçant la colonne n de Δ_i par le second terme du système d'équations correspondant.

En substituant x_n, y_n, z_n, t_n au système d'équation :

$$\operatorname{tg} \varphi_q = \frac{\sum_{n=0}^N \left(\frac{d(1,n)}{\Delta_1} \cos(nu_q) + \frac{d(2,n)}{\Delta_2} \sin(nu_q) \right)}{\sum_{n=0}^N \left(\frac{\Delta(1,n)}{\Delta_2} \cos(nu_q) + \frac{\Delta(2,n)}{\Delta_2} \sin(nu_q) \right)}$$

et :

$$\operatorname{tg} \varphi_q = \frac{\mu_q}{\lambda_q}$$

Par conséquent :

$$\begin{aligned} & \mu_q \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \left(\sum_{p=1}^M \lambda_p \cos(\mu_p) \frac{\delta_{1,m,n}}{\Delta_1} \cos(nu_q) + \sum_{p=1}^M \lambda_p \sin(\mu_p) \frac{\delta_{2,m,n}}{\Delta_2} \sin(nu_q) \right) \\ & = \lambda_q \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \left(\sum_{p=1}^M \mu_p \cos(\mu_p) \frac{\delta_{1,m,n}}{\Delta_1} \cos(mu_q) + \sum_{p=1}^M \mu_p \sin(\mu_p) \frac{\delta_{2,n,m}}{\Delta_2} \sin(mu_q) \right) \end{aligned}$$

$\delta_{i,m,n}$, sont les mineurs obtenus par le développement des $\Delta(i, j)$ et $d(i, n)$.

Cette égalité est vérifiée quel que soit u , donc nécessairement :

$$\Rightarrow \left. \begin{aligned} & \lambda_q \mu_p = \lambda_p \mu_q \\ & \frac{\lambda_q}{\mu_q} = \frac{\lambda_p}{\mu_p} \quad \forall_q \end{aligned} \right\}$$

D'où

$$\operatorname{tg} \varphi_q = \frac{\mu_q}{\lambda_q} = \text{Cte}$$

$$\varphi_q = \varphi_0 + m\Pi$$

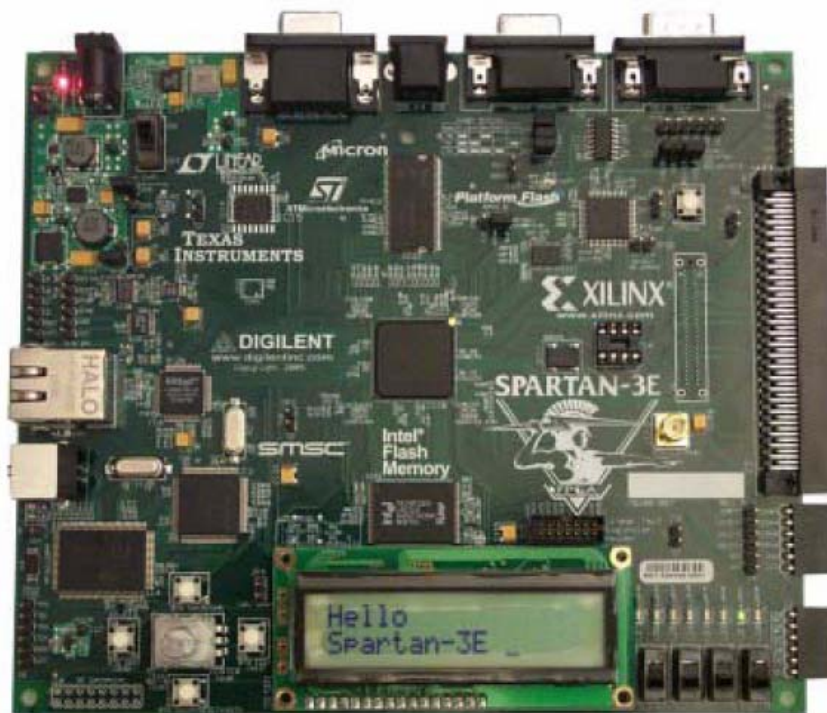
ANNEXE 5

Spartan 3E Starter Board

Spartan-3E Starter Kit Board User Guide

UG230 (v1.0) March 9, 2006

Click a component to jump to the related documentation. Not all components have active links.



 XILINX®

PUBLICATIONS RESULTANTES DE LA THESE

Conférences Nationales et Internationales

- [1] R.Ghayoula, T.Mbarek, A.Gharsallah, “Application of the neural network to the synthesis of Multibeam Antennas Arrays”- 14th WORLD ENFORMATIKA CONFERENCE, TRANSACTIONS ON ENGINEERING, COMPUTING AND TECHNOLOGY VOLUME 14 AUGUST 2006, ISSN 1305-5313, pp.274- 278, Prague, Czech Republic.
- [2] R. Ghayoula, A. Gharsallah “Application of the neural network to the synthesis of linear antenna array’s radiance diagram”, IEEE International Conference on Design & Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology DTIS’2006, Proceeding, pp.427-430, Septembre 05-07, 2006 Tunis, Tunisia.
- [3] R.Ghayoula, T.Mbarek, A.Gharsallah,N.Fadlallah, M.Rammal, “ Application of the neural network to the synthesis of patch antennas plane networks’ radiance diagram”, 7ème Colloque sur le Traitement Analogique de l’Information, du Signal et ses Applications TAISA’2006,Proceeding, pp.137-141, le 19-20 octobre 2006- Strasbourg, France.
- [4] R.Ghayoula, A.Gharsallah,N.Fadlallah, M.Rammal, “ Synthèse de diagramme de rayonnement d’un réseau d’antennes linéaires par la méthode Dolph-Tchebycheff ” ,4th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications SETIT ’2007 , ISBN 978-9973-61-474-2, March 25-29, 2007 – Tunisia.
- [5] T.Mbarek, R.Ghayoula, A.Gharsallah , “Radiation Pattern of a Networks Antenna Supplied with Butler Matrix, Comparison with a Multi-layer Structure”. The 23 rd International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics ACES 2007, March 19 – 23, 2007, Verona, ITALY
- [6] N.Fadlallah, R.Ghayoula, A.Gharsallah, M.Rammal, “Sidelobe Reduction in Array-Pattern Synthesis Using Circular Antenna Arrays”, Metamaterials for Secure Information and Communication Technologies,META’08, 7-10 May, 2008, Marrakesh pp.388-390, Morocco.
- [7] R.Ghayoula, N.Fadlallah, B.Granado,A.Gharsallah1, M.Rammal, “Smart Antenna Implementation Based on Digital Beamforming”, (soumis au STA2008 le 07 Août 2008)

Articles dans des revues internationales :

[8] R.Ghayoula, H.Trabelsi, “FPGA Implementation of RSA Cryptosystem”- International Journal of Applied Science, Engineering and Technology, ISSN 1307-4318, Vol. 2, pp.114-118, 2005.

[9] R.Ghayoula, N.Fadlallah, A.Gharsallah, M.Rammal,-“Neural Network Synthesis Beamforming Model for One-Dimensional Antenna Arrays”, The Mediterranean Journal of Electronics and Communications, ISSN: 1744-2400, Vol. 4, No. 1, pp.126-131, 2008.

[10] N. Fadlallah,M. Rammal, H. Rammal,P. Vaudon, R. Ghayoula, A. Gharsallah,- “General synthesis method for linear phased antenna array”, IET Microw. Antennas Propag., Vol. 2, No. 4, pp. 338–342, 2008.

[11] R.Ghayoula, N.Fadlallah, A.Gharsallah, M.Rammal,- Journal of Computer Science JCS, “Neural Modelling for Synthesis of Sector Beam and Multibeam Array Antennas”, Vol 5, pp742-752, 2008.

[12] R.Ghayoula, N.Fadlallah, A.Gharsallah, M.Rammal, IET - Microwaves, Antennas and Propagation, “Phase-Only Adaptive Nulling with Neural Networks for Antenna Array Synthesis”, Ref: MAP-2007-0256 (Acceptation Finale le 29 Mars 2008)

Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones

Résumé:

Une antenne intelligente se compose en réalité d'une série d'antennes élémentaires (linéaires, circulaires, etc.) dont les signaux reçus sont pondérés et combinés en utilisant une technique d'adaptation afin de contrôler et améliorer la réception ou la transmission.

L'objectif de notre étude est d'approfondir la connaissance des méthodes de formation des faisceaux et d'élaborer une technique numérique de synthèse pour la formation de voies et l'annulation d'interférents qui réponde aux spécifications imposées par le système adaptative en utilisant les réseaux de neurones.

Le travail de thèse a consisté en une contribution à l'optimisation du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Dans une première étape, deux approches complémentaires ont été développées pour implémenter la technique de formage du lobe, une basée sur un algorithme d'optimisation qui calcule les phases des excitations en fonction des spécifications désirées (lobe pointé, multi-lobes, création des zéros) et l'autre utilisant les résultats de la première technique pour implémenter un modèle avec des réseaux de neurones.

La première méthode a un inconvénient concernant le temps de calcul (quelques secondes), la deuxième est quasiment une application en temps réel et pour valider notre concept. Dans une seconde étape, on a réalisé deux antennes réseau (patch et quasi-yagi).

Enfin, les phases des excitations ont été implémentées directement sur une plateforme électronique dédiée à la mise en œuvre d'une antenne intelligente et une validation pratique a été réalisée. De nombreuses mesures d'une antenne réseau (8 éléments), excités seulement en phase, ont permis de valider nos outils développés.

Les mots clés : Antenne intelligente, Synthèse, Rayonnement, Optimisation, Réseaux de neurones, rétropropagation, Implémentation, FPGA, VHDL, etc...

Contribution to the Optimization of Synthesis of the Intelligent Antennas by the Neural Networks

Abstract:

An intelligent antenna is actually composed of a series of elementary antennas (linear, circular, etc.) who's received signals are balanced and combined by using a technique of adaptation in order to control and improve the reception or the transmission.

The objective of our study is to look further into the knowledge of the methods of formation of the beams and to elaborate a digital technique of synthesis for the formation of ways and the cancellation of interfering which answers the specifications imposed by the system adaptive by using the networks of neurons.

The work of thesis consisted of a contribution to the optimization of the lobe of radiation for an intelligent antenna. In a first stage, two complementary approaches were developed to implement the technique of forming of the lobe, one based on an algorithm of optimization which calculates the phases of the excitations according to the specifications desired (pointed lobe, multi-lobes, creation of the zeros) and the other using the results of the first technique to implement a model with neural networks.

The first method has a disadvantage concerning the computing time (some seconds), the second is almost an application in real time and to validate our concept in second stage, two antennas array (patch and quasi-Yagi) were produced.

Finally, the phases of the excitations were implemented directly on an electronic platform dedicated to the placement of an intelligent antenna and a practical validation was carried out. Many measurements of antenna array (8 elements), excited only in phase, made it possible to validate our developed tools.

Key words: Intelligent antenna, Synthesis, Radiation, Optimization, Neural Networks, Backpropagation, Implementation, FPGA, VHDL,...