

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSAIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Ecole Nationale Polytechnique



Département D'Electronique
Laboratoire de Télécommunications

MÉMOIRE DE MAGISTER

Présenté par :

DJAFRI Kahina

Ingénieur d'état en électronique (ENP)

En vue de l'obtention du diplôme de
Magister en électronique Option : Systèmes de Télécommunications

Thème :

Conception d'un Réseau de Sources Rayonnantes de forme Spirale

Soutenue le 10/03/2008 à L'ENP devant le jury composé de :

Monsieur A. ZERGUERRAS	Professeur à l'ENP	Président
Monsieur R.AKSAS	Professeur à l'ENP	Directeur de thèse
Monsieur H. BOUSBIA -SALAH	Maître de conférence à l'ENP	Examineur
Monsieur M. TRABELSI	Maître de conférence à l'ENP	Examineur
Monsieur Z. TERRA	Chargé de cours à l'ENP	Examineur

Ecole Nationale Polytechnique,
10 Avenue Hassen Badi, BP 182, El-Harrach, Alger, Algérie

Dédicaces

A mes chers parents .

*A mes soeurs **Hakima** et **Syham**.*

*A mes frères **Bachir** et **Sofiane**.*

A toute ma famille .

A tout mes amis.

Je dédie ce travail.

Remerciements

Ce mémoire a été effectué au sein du laboratoire des télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique (E.N.P), sous la direction du Pr. R.AKSAS, professeur à l'E.N.P. Je tiens à lui exprimer mes plus sincères remerciements pour m'avoir offert l'opportunité d'explorer le domaine des réseaux d'antennes et de m'avoir accueilli dans son laboratoire, je le remercie aussi pour ses précieux conseils, sa confiance et son aide sans réserve tout au long de ce projet. Je tiens également à lui exprimer ma gratitude pour sa patience avec moi pendant la réalisation de ce travail.

J'exprime ma plus sincère gratitude au Dr. M. TRABELSI, maître de conférence à l'Ecole National Polytechnique pour ses précieuses directives.

Aussi, je tiens à remercier Dr.O.STIHI responsable du centre de calcul de m'avoir réservé une machine pour mes simulations.

Je remercie vivement les membres du jury pour avoir bien voulu accepter d'examiner ce travail.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation et l'amélioration de ce travail . En particulier madame JISLENE.

ملخص

في هذه المذكرة قمنا بدراسة لشبكة هوائيات ذات توزيع فراكتال لكتنور بهدف إيجاد شبكة تسمح بإشعاع الطاقة الكهرومغناطيسية بتوجيه عال ، مستوى جدّ منخفض للفصوص الثانوية (-20 Bd) في مجال $[-8.7^\circ, 8.7^\circ]$ و ذلك بأقل عدد ممكن من الهوائيات. باستعمال برنامج وراثي تحصلنا على شبكة ذي توزيع فراكتال لدوائر بحيث أنّ الهوائيات موضوعة على تقاطع مستقيمتان مارة بمركز هذه الدوائر و لها 224 هوائي. بإزاحة ملائمة للهوائيات على المستقيمتان بحيث أنّها تأخذ شكل حلقي (الشبكة الحلقية الفراكتالية لكتنور) وجدنا أنّ عدد الهوائيات قد انخفض إلى 200 . و في النهاية ختمنا عملنا بدراسة لحساسية الشبكات إلى تأثير المحيط الخارجي .

كلمات المفتاح: شبكة للهوائيات، الشبكة الحلقية الفراكتالية لكتنور، الشبكة ذات دوائر مركزية.

Résumé

Les réseaux d'antennes basés sur des motifs à géométrie fractale connaissent un immense succès dans le domaine des télécommunications. Leur capacité d'assurer un faible niveau des lobes secondaires, une bonne directivité avec un nombre modéré de sources ouvre des perspectives prometteuses pour les applications spatiales et celles nécessitant un balayage électronique. Dans ce mémoire, on a proposé un réseau d'antennes dit "réseau spiral de Cantor". L'optimisation du nombre de sources par les algorithmes génétiques d'un réseau fractale à distribution radiale nous a conduit à un réseau ayant 224 sources assurant un niveau de lobes secondaires de -20dB et un angle d'ouverture de 0.6° dans le sous domaine $[-8.7^\circ, 8.7^\circ]$. Une autre optimisation faite sur la répartition des sources sur le support fractal nous a permis de réduire le nombre de sources de 224 à 200. Enfin une étude sur la robustesse vis-à-vis des pannes et des erreurs de fabrication est faite.

Mots clés : réseaux fractals, réseau spirale de cantor, réseau à cercles concentriques.

Abstract

The array antennas based on reasons with fractale geometry have an immense success in the field of telecommunications. Their capacity to ensure a low side-lobe level, a good directivity with a moderate number of sources opens promising prospects for the space applications and those requiring an electronic switching. In this memory, we proposed an array antenna says spiral array of Cantor. The using of an genetic algorithm to optimise the number of sources in the array led us to an array having 224 sources ensuring a level of secondary lobes of - 20dB and an aperture of 0.6° in broad direction $[-8.7^\circ, 8.7^\circ]$. Another optimization made on the distribution of the sources on the fractal support with enables us to reduce the number of sources from 224 to 200. Finally a study of the robustness on breakdowns and errors of manufacture is made.

key words : fractal array, cantor spiral array, concentric ring array.



Table des matières

Sigles et abbreviations	XI
Symbles	XIII
Introduction	1
1 Etat de l'art	3
1.1 Introduction	3
1.2 Position du problème	5
1.3 Les Antennes	6
1.4 Les réseaux d'antennes	6
1.5 Les réseaux linéaires	6
1.6 Les réseaux planaires	6
1.7 La géométrie fractale et les antennes	9
1.8 Nature des éléments rayonnants	10
1.9 Optimisation du nombre de sources	10
1.10 L'approche utilisée	12
2 Réseaux d'antennes à distribution fractale	13
2.1 Généralités sur les fractales	13
2.1.1 Les réseaux d'antennes et les fractals	14
2.2 Cantor Ring Array	14
2.2.1 Positionnement des cercles sur la distribution fractale trouvée	16
2.2.2 Distribution des sources sur les cercles	18
2.3 Facteur du réseau	20
2.3.1 Calcul du facteur de réseau	20
2.4 Diagramme de rayonnement	22
2.5 Résultats et simulation	23
2.6 Conclusion	28
3 Détermination du réseau optimal à l'aide des algorithmes génétiques	35
3.1 Les algorithmes génétiques	35
3.1.1 Principes généraux des algorithmes génétiques	36
3.1.2 Fonctionnement des algorithmes génétiques	37
3.1.3 Codage des chromosomes	37
3.1.4 Génération de la population initiale	37
3.1.5 La fonction d'adaptation	38

3.1.6	Méthodes de sélection	39
3.1.7	Opérateurs de croisement	40
3.1.8	Opérateur de mutation	41
3.1.9	Méthode d'insertion	42
3.1.10	Test d'arrêt	43
3.2	Application des algorithmes génétiques	43
3.2.1	Algorithme génétique appliqué au support fractal	43
3.2.2	Résultats de l'AG	44
3.3	Optimisation de la répartition des sources sur le support fractal	44
3.4	Etude de la robustesse	47
3.4.1	Robustesse vis-à-vis de la suppression	48
3.4.2	Robustesse vis-à-vis du déplacement	53
4	Les Réseaux Phasés	63
4.1	Introduction	63
4.2	Avantages des réseaux phasés	63
4.3	Le réseau cantor ring array et le balayage électronique	64
4.4	Les déphaseurs	64
4.4.1	Balayage par changement de fréquence	65
4.4.2	Balayage par changement de longueur	66
4.4.3	Balayage par changement de permittivité	67
4.4.4	Balayage par changement de la perméabilité	68
4.5	L'architecture des réseaux phasés	68
4.6	Alimentation des réseaux d'antennes	71
4.7	Conclusion	74
	Conclusion générale	76
	Bibliographie	79
	Annex A	82
A	Les fréquences micro-ondes	83

Table des figures

1.1	Position géométrique du satellite par rapport à la terre.	5
1.2	réseaux réguliers : a. grille rectangulaire, b. grille triangulaire, c. le résultat de la superposition des deux réseaux est un réseau triangulaire [25].	7
1.3	description d'un réseau circulaire [5].	8
1.4	Eléments rayonnants pour antenne à onde progressive [3].	11
1.5	Exemple d'antennes à fente [3].	11
1.6	Distribution de type polyadic de cantor.	12
2.1	Le tamis de Sierpinski (étape de croissance $S = 3$).	13
2.2	Développement d'une distribution fractale ($S = 2, N = 4$).	14
2.3	(a) : Distribution des cercles dans le cas où N est pair (b) : Distribution des cercles dans le cas où N est impair	15
2.4	Illustration du codage N-aires utilisé pour déterminer les positions des éléments.	16
2.5	Distribution fractale à l'étape de croissance $S = i$	17
2.6	Exemple d'une distribution radiale des sources dans le plan xy . Pour $Nt = 96, \gamma = 0.2, a = 10$ et $S = 2$	19
2.7	Exemple d'une distribution uniforme de sources dans le plan xy . Pour $Nt = 168, N_{gaps} = 3, \gamma = 0.2, a = 10$ et $S = 2$	19
2.8	Représentation du réseau dans un système de coordonnées cartésiennes (x, y, z) ou sphérique (r, θ, φ)	20
2.9	Position géométrique d'une source et du point d'observation.	21
2.10	Paramètres d'un diagramme de rayonnement bidimensionnel (dans un plan= cte). (a) en coordonnées cartésiennes. (b) en coordonnées polaires.	23
2.11	Variation de performances d'un réseau fractal radial en fonction du facteur de réduction γ : (a) SLR ; (b) angle d'ouverture à $-3 dB$	24
2.12	Différents types de distributions de sources et de cercles.	25
2.13	Facteurs de réseau normalisés pour les distributions de la figure 2.12.	26
2.14	Différentes distributions et leurs diagrammes de rayonnement ($a_n = 5, N_{gaps} = 1, S = 4$ et $\gamma = 0.4$).	30
2.15	Diagrammes de rayonnement des distributions 2.14(a), 2.14(b)...2.14(f) dans les deux plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$	31
2.16	Diagrammes de rayonnement des distributions 2.14(g), 2.14(h)...2.14(l) dans les deux plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$	32
2.17	Désalignement relatif de sources par rapport aux radiales.	33

2.18	diagrammes de rayonnement d'un réseau fractal radial dans le plan $\varphi = 0^\circ$ ($S = 4$, $N_{gaps} = 1$, $a_n = 5$ et $Nt = 112$).	34
3.1	Classification des méthodes d'optimisation.	36
3.2	Schéma du principe des algorithmes génétiques.	38
3.3	Représentation schématique du croisement en 1 point.	41
3.4	Représentation schématique du croisement en deux points.	41
3.5	Représentation schématique de la mutation dans un chromosome.	42
3.6	Résultat de l'algorithme génétique pour une distribution radiale.	45
3.7	Facteur de réseau pour une distribution de cercle uniforme.	45
3.8	Tracé du SLR en fonction du désalignement de source.	46
3.9	Vue de face du facteur de réseau du réseau fractal spiral, obtenu par l'AG, pour tout le visible.	47
3.10	Facteur de réseau pour une distribution de source spirale sur un support fractal (Résultat de l'AG).	48
3.11	Dégradations des performances du réseau fractal radiale pour la suppression de 5 et 10 sources.	51
3.12	Dégradations des performances du réseau fractal périodique pour la sup- pression de 5 et 10 sources.	52
3.13	Dégradations des performances du réseau uniforme radial pour la suppres- sion de 5 et 10 sources.	53
3.14	Dégradations des performances du réseau uniforme périodique pour la sup- pression de 5 et 10 sources.	54
3.15	Dégradations des performances du réseau fractal spiral pour la suppression de 5 et 10 sources.	55
3.16	Dégradations des performances du réseau fractal radial pour le déplacement de 5 et 10 sources.	57
3.17	Dégradations des performances du réseau fractal périodique pour le dépla- cement de 5 et 10 sources.	58
3.18	Dégradations des performances du réseau uniforme radial pour le déplace- ment de 5 et 10 sources.	59
3.19	Dégradations des performances du réseau uniforme périodique pour le dé- placement de 5 et 10 sources.	60
3.20	Dégradations des performances du réseau fractal spiral pour le déplacement de 5 et 10 sources.	61
3.21	Suppression aléatoire de 10 sources pour différents types de distribution.	62
4.1	Vue de dessus du diagramme de rayonnement.	65
4.2	Réseau linéaire uniforme alimenté en série. (d : espacement entre deux élé- ments adjacents, K : nombre de sources du réseau) [25].	66
4.3	Différentes manières de positionner les déphaseurs dans un réseau linéaire[25].	66
4.4	Déphaseur numérique cascade à 4 bits [25].	67
4.5	Architectures de base des réseaux phasés.	69
4.6	Architecture hybride avec un émetteur central.	70
4.7	Réseau de neuf éléments groupés en trois sous-groupes.	71

4.8	Alimentation par ligne quart d'onde.	72
4.9	Réseau linéaire dispersif : description [5]	73
4.10	Distributeur en espalier [5].	73
4.11	Distributeur en flûte de Pan[5].	74
4.12	Recherche et poursuite de cibles. (a) Indicateur de détection, (b) Radar de haute précision de détection [25].	75
A.1	Correspondance fréquence - longueur d'onde dans le vide.	83

Liste des tableaux

2.1	angles d'ouvertures et niveaux de lobes secondaires des configurations de la figure 2.12	27
3.1	Sélection par rang pour un problème de maximisation.	39
3.2	Sélection par la roulette pour un problème de maximisation	40
3.3	Dégradations moyennes relatives de niveaux des lobes secondaires des différentes distributions pour 5 et 10 sources supprimées	49
3.4	Dégradation moyennes relatives de l'angle d'ouverture des différentes distributions pour 5 et 10 sources supprimées	49
3.5	Dégradations moyennes relatives de niveaux des lobes secondaires des différentes distributions pour 5 et 10 sources déplacées	56
3.6	Dégradation moyennes relatives de l'angle d'ouverture des différentes distributions pour 5 et 10 sources déplacées	56
A.1	Désignation des bandes de fréquence.	84
A.2	Désignation militaire des bandes de fréquences micro-ondes.	84

Sigles et abbreviations

GPS	Global Positioning system.
IFF	Interrogation Friend or Foe.
FFC	Formation de faisceau par calcul.
ESA	Réseau à balayage électronique (Electronically Scanned Array).
TRM	Module de transmission réception (Transmit/receiver module).
LNA	Amplificateur faible bruit (Lower Noise Amplifier) .
SLR	Niveau des lobes secondaires (side lobe ratio).

Symboles

D_t	Diamètre de la parabole en m.
θ_3	Angle d'ouverture à -3 dB .
λ_0	Longueur d'onde dans le vide.
D	Dimension fractale.
θ'	Angle de site égale à $90 - \theta$.
γ	Facteur de réduction.
N	Nombre d'éléments du générateur.
ϵ_l	Facteur de lacunarité.
N_{gaps}	Nombre de trou.
L	Dimension de la distribution .
a	$= L/2$.
a_n	$= a/\lambda_0$.
S	Étape de croissance.
M	Le nombre de cercles de la distribution.
Ck	Centre de l'élément d'indice k .
x_{Ck}	Aabscisse du centre de l'élément d'indice k noté C_k .
x_k	Abscisse du centre de l'élément de niveau $S = i - 1$ correspondant noté C .
b_k	Facteur multiplicatif correspondant à la position relative de l'élément d'indice k par rapport à l'élément correspondant de niveau $S = i - 1$.
a_k	Rayon du k^e cercles.
N_k	Nombre de source dans le k^e cercles.
(r, θ, φ)	Coordonnées sphériques du point d'observation.
M_{obs}	Point d'observation.
φ_{nk}	Angle entre l'axe x et la position de la source d'indice n du k^e cercle.
k_0	Module du vecteur d'onde en espace libre.
R_{nk}	Distance entre le point source n et le point d'observation.
ψ_{nk}	Angle entre le rayon a_k et la radiale r .
$\psi(r)$	Fonction de Green en espace libre.
E_g	Champ total rayonné par le réseau.
E_{iso}	Champ rayonné par l'antenne isotrope.
$F(\theta, \varphi)$	Facteur de réseau de la distribution.
$F_N(\theta, \varphi)$	Facteur de réseau normalisé de la distribution.
Nt	Nombre total de sources dans le réseau.
T	Période azimutale du diagramme de rayonnement en degré.
D_e	Désalignement relatif des sources.

P_x	Probabilité de croisement.
P_m	Probabilité de mutation.
P_s	Probabilité de sélection.
F	Fonction d'adaptation.
Nf	Nombre d'enfants.
Np	Taille de la population.
$\delta\theta$	Désalignement entre deux source sur des cercles consécutifs en degré.
$\Delta\theta$	Angle entre deux radiales.
$degr$	Dégradation relative moyenne.
SLR_0	Niveau des lobes secondaires sans suppression (ou déplacement) en dB.
θ_0	Angle d'ouverture sans suppression (ou déplacement).
max_{SLR}	Dégradation maximale du SLR pour un nombre de sources déplacées ou supprimées.
min_{SLR}	Dégradation minimale du SLR pour un nombre de sources déplacées ou supprimées.
max_θ	Dégradation maximale de l'angle d'ouverture pour un nombre de sources déplacées ou supprimées.
min_θ	Dégradation minimale de l'angle d'ouverture pour un nombre de sources déplacées ou supprimées.
R	Le rapport entre le niveau du plus haut lobe secondaire et le niveau du lobe principal.
I_i	Courant d'excitation de la i^{me} source.
I_0	Amplitude du courant d'excitation de toutes les sources.
δ_i	Phase du courant d'excitation de la i^{me} source.
C	Vitesse de propagation de la lumière dans le vide (s/m).
ϵ_r	Permittivité relative du milieu.
ϵ	Permittivité du milieu.
μ	Perméabilité du milieu.

Introduction

L'essor des satellites a révolutionné le monde des télécommunications de par leur couverture étendue, leurs haute qualité de service et particulièrement leurs diversité de fonctions. Le satellite a servi durant plusieurs années comme un réflecteur des ondes électromagnétiques puis comme relais amplificateur, pour les communications à très longues distances. Un satellite aujourd'hui se résume à une antenne placée dans l'espace assurant des communications interactives avec les stations terrestres et les terminaux mobiles. L'élément de base est donc l'antenne. Cet élément permet de recevoir et d'émettre des ondes électromagnétiques doit avoir des caractéristiques de rayonnement spécifiques.

Dans le cadre de ce mémoire, notre étude porte sur la conception d'une antenne positionnée sur un satellite géostationnaire ayant comme caractéristiques : un niveau des lobes secondaire réduit avec une très grande directivité sur un sous domaine du visible. Or une très grande directivité n'est assurée que par des antennes à ouvertures et les antennes paraboliques. Ces solutions ne sont pas acceptables car une antenne placée sur un satellite doit occuper le minimum d'espace possible et elle doit avoir un poids réduit. La seule et unique solution est l'utilisation d'un réseau d'antennes avec une configuration géométrique adéquate assurant les exigences fixées auparavant.

L'introduction de la géométrie fractale pour la conception des antennes a répondu aux plusieurs exigences des communications actuelles à savoir le fonctionnement multi bandes, la miniaturisation des éléments rayonnants, la robustesse vis-à-vis des perturbations extérieurs et surtout la possibilité d'avoir des réseaux d'antennes ayant un nombre de sources réduit et assurant une bon compromis entre la directivité et le niveau des lobes secondaires. La configuration fractale se caractérise par l'autosimilarité à plusieurs échelles. C'est-à-dire une répétition du même motif à plusieurs échelles différentes. Ce qui permet d'avoir des résonances à plusieurs fréquences et donc des antennes multi bandes. La géométrie fractale est classée par les spécialistes comme étant la transition entre les deux configurations connues périodique et aléatoire.

Les fractales permettent de modéliser diverses géométries naturelles (nuages, littoral, les arbres) complexes, dites fractales. Divers réseaux à distribution fractale ont été étudiés. Dans ce travail, notre étude s'est focalisée sur le réseau dit " Cantor ring Array " composé d'élément rayonnants positionnés sur un ensemble de cercles concentriques dérivant d'une distribution dite " polyadic " à paramètres multiples. Dont le nombre élevé accroît celui des configurations possibles.

La distribution recherchée doit satisfaire aux exigences du cahier de charges, sous une

méthode d'optimisation celle telle que les algorithmes génétiques. Leur caractère aléatoire de recherche de la solution leur donne l'avantage de converger vers un optimum global.

Le premier chapitre est à la fois une introduction et un état de l'art sur les réseaux d'antennes. Dans le deuxième chapitre, une description exhaustive de réseau de type polyadic cantor est présentée. En dernier lieux on a analysé les performances de quatre distributions différentes à savoir :

- Fractale radiale : distribution de cercles fractale et un positionnement de sources d'une façon radiale sur les cercles ;
- Fractale uniforme : distribution fractale de cercle et un positionnement uniforme de sources sur les cercles (inter sources constante) ;
- Uniforme périodique : distribution uniforme des cercles et des sources (distance inter cercle constante et distance inter sources constante) ;
- Uniforme radiale : distribution uniforme des cercle et une distribution radiale des sources sur les cercles.

Le troisième chapitre est consacré à trouver la distribution optimale des cercles pour une distribution radiale. L'étude faite sur les réseau d'antennes a montré que toute alignement de sources induit un niveau des lobes secondaire important. Ce qui nous a amenés à optimiser la répartition des éléments rayonnants sur le support fractal.

Le dernier chapitre est consacré au réseau spiral de cantor pour une application radar afin d'accomplir un balayage électronique.

Chapitre 1

Etat de l'art

1.1 Introduction

Le marché des télécommunications sans fils connaît un essor considérable depuis les récents progrès réalisés dans le domaine des antennes. De plus en plus d'applications sans fils occupent notre vie quotidienne : téléphone portable, radar GPS, réseaux locaux. La distribution sans fil des réseaux de communication se généralise peu à peu, remplaçant progressivement les technologies câblées. L'usage des fréquences micro-ondes est largement engagé pour ces applications. Face à cette technologie de communication qui a révolutionné le monde des communications sans fil, les satellites de télécommunication jouent de plus en plus un rôle primordial dans la chaîne de communication[1].

L'intérêt pour les fréquences micro-ondes est apparu pour un grand nombre de raisons. La plus importante est le besoin toujours croissant de bandes spectrales pour les applications radiofréquences et toutes les applications pour lesquelles seules les fréquences micro-ondes peuvent être utilisées. La bande de fréquence 1 GHz (10^9 Hz) à 1 THz (10^{12} Hz) contient 1000 fois la bande de fréquence DC - 1 GHz, on comprend ainsi pourquoi les fréquences micro-ondes sont si largement utilisées dans un contexte de demande croissante de nouvelles plages de fréquence.

Depuis la seconde guerre mondiale et les années qui suivirent, l'ingénierie développement de système micro-ondes est stimulée par le développement des radars à très haute résolution capables de détecter et de localiser les avions et troupes ennemis. Les radars actuels, sous leurs diverses formes, anti-missiles, anti-feu, météo, guidage de missiles, contrôle du trafic des aéroports, ..., représentent encore une utilisation majeure des micro-ondes. Cette utilisation est liée à la nécessité d'avoir des antennes possédant un diagramme de rayonnement le plus fin possible, c'est-à-dire dont le faisceau est très étroit, comme ce qui peut être réalisé par voie optique à l'aide de LASERS. La capacité pour une antenne à focaliser le rayonnement sur un faisceau étroit est limitée par les phénomènes de diffraction, qui sont caractérisés par la taille relative de l'antenne (ouverture rayonnante) par rapport à la longueur d'onde. Par exemple, une antenne de type parabole produit un cône de rayonnement possédant un angle d'ouverture θ_3 donné par l'expression approchée suivante [1] :

$$\theta_3 = 140 \frac{\lambda_0}{D_t} \quad (1.1)$$

où D_t est le diamètre de la parabole, λ_0 est la longueur d'onde dans le vide. Ainsi une antenne de diamètre 90 cm peut produire un faisceau possédant un angle d'ouverture de $4,7^\circ$ à 10 GHz. Un faisceau de ce type peut déjà donner une information tout à fait correcte sur une cible visée par un radar. Pour atteindre la même finesse de faisceau à 100 MHz, l'antenne doit posséder un diamètre 100 fois plus important, à savoir 90 m. Il est ainsi clair que l'on doit travailler à des fréquences suffisamment élevées afin de minimiser la taille des antennes. Les fréquences micro-ondes permettent d'obtenir des antennes de l'ordre de quelques mm à quelques dizaines de cm, correspondant à la taille des circuits ou systèmes utilisés, et pouvant être embarqués (avions, bateaux, satellites). Cette simple constatation explique également pourquoi les signaux radio ne peuvent être transmis en bande de base (fréquences audibles de 50 Hz à 15 KHz environ) car cela nécessitera des antennes de plusieurs centaines de km de longueur.

Plus récemment, les fréquences micro-ondes ont commencé à être largement utilisées dans les systèmes de communication. Du fait que les communications micro-ondes s'effectuent " à vue " en espace libre, nous avons alors vu apparaître des antennes placées au sommet de tours ou de pics montagneux. Très rapidement, les satellites géostationnaires ont été utilisés pour les communications micro-ondes comme stations relais. Le premier placé en orbite fut Telstar, lancé en 1962 et fournissant la première transmission télévision en direct des Etats-Unis vers l'Europe [13].

Depuis, les satellites sont très largement utilisés pour des objectifs de communication, de surveillance, ou pour collecter des données atmosphériques ou météorologiques. Pour la télévision, la bande C (Annexe A) est la plus utilisée aux Etats-Unis. La transmission ou canal de montée (terre-satellite) utilise la bande 5,9 - 6,4 GHz, et la réception ou canal de descente utilise la bande 3,7 - 4,2 GHz. Pour la réception, des antennes paraboliques de 2,4 m de diamètre sont généralement utilisées, puis la télévision est diffusée par câble au sol vers les particuliers. Une seconde bande a également été attribuée pour la diffusion directe vers le particulier, principalement utilisée en Europe et au Japon : 14 - 14,5 GHz pour la transmission et 10,95 - 11,2 GHz ou 11,45 - 11,7 GHz pour la réception. Dans cette bande, l'antenne doit posséder un diamètre de 90 cm pour une réception correcte. Ce sont les antennes visibles sur nombre de toits ou balcons.

L'utilisation des satellites a notamment permis de développer, outre les systèmes de télécommunication sans fil, des systèmes de navigation tel que le GPS. La vie quotidienne nous fournit de nombreux autres services dits " terrestres " tels que la radio, la télévision ou la téléphonie mobile. Ces derniers reposent sur des réseaux d'émetteurs et de récepteurs au sol d'où leur nom de systèmes terrestres. La principale différence (évidente mais incontournable !) entre les systèmes terrestres et satellites réside dans la position de l'émetteur (l'antenne) qui se situe dans le ciel dans le cas des satellites. Les avantages de ces systèmes s'étendent de la couverture géographique très vaste, à la fourniture d'une qualité de services identique pour tous les utilisateurs à l'aide d'une simple antenne, en passant par l'abolition des frontières et l'internationalisation des services.

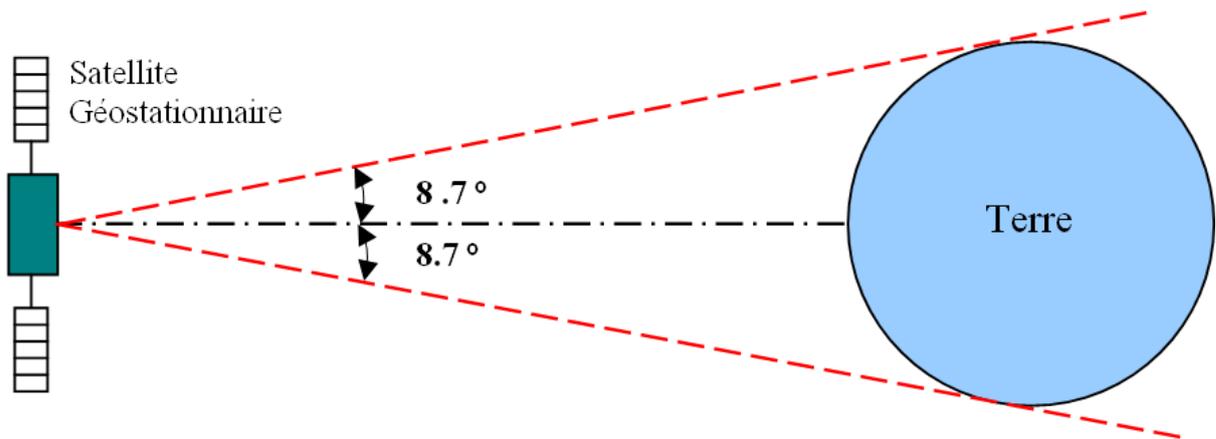


FIG. 1.1 – Position géométrique du satellite par rapport à la terre.

L'utilisation des satellites est certes une avancée spectaculaire, mais il va de soi cependant que les systèmes terrestres hertziens sont plus appropriés (et donc indispensables) dans certaines situations. Les satellites ne sont par exemple pas très utiles dans les régions fortement urbanisées [3].

L'un des éléments les plus importants qui composent le satellite est l'antenne. Ce capteur d'ondes électromagnétiques assure la communication directe avec les stations terrestres et les terminaux mobiles. L'antenne placée sur le satellite doit avoir des caractéristiques de rayonnement bien déterminées destinées à accomplir une fonction donnée.

1.2 Position du problème

Notre étude porte sur la conception d'une antenne satellitaire qui répond à certaines conditions fixées par le cahier de charges. L'antenne est placée sur un satellite géostationnaire qui se situe à environ 36000 km d'altitude. Sa vitesse de rotation est identique à celle de la terre et il est donc stationnaire par rapport à un point du globe. Un arrangement optimisé de seulement trois satellites *géostationnaires* permet la couverture de toutes les surfaces terrestres habitées. La figure 1.1 montre la position géométrique du satellite par rapport à la terre.

L'antenne sur satellite doit satisfaire certaines contraintes fixées par le cahier de charges à savoir :

- un angle d'ouverture de 0.6° ;
- un niveau des lobes secondaires sur la zone $[-8.7^\circ, +8.7^\circ]$ de -20 dB ;
- Un nombre de sources réduit.

1.3 Les Antennes

L'analyse des caractéristiques du rayonnement d'une antenne (un seul élément) nous a montré que d'une manière générale le diagramme de rayonnement est relativement large et présente un faible gain. Dans plusieurs applications, il est nécessaire de concevoir des antennes très directives (gain très élevé) pour satisfaire les demandes des communications à grandes distances (par satellite). Cela est possible par une augmentation de la taille électrique de l'antenne. Or cette solution est à rejeter car l'augmentation des dimensions de l'élément rayonnant engendre un poids plus élevé et un encombrement inacceptable. L'agrandissement des dimensions de l'élément rayonnant ne résoud souvent pas le problème de directivité, une autre alternative est l'utilisation d'un "réseau d'antennes" [2].

1.4 Les réseaux d'antennes

Une antenne réseau est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et (ou) phase avant d'être sommées entre elles. Un dispositif d'alimentation permet de commander les amplitudes et (ou) les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées. On trouve plusieurs types de réseaux selon la disposition des sources [4].

1.5 Les réseaux linéaires

Ils sont généralement formés d'un ensemble de sources rayonnantes alignées sur une droite. On distingue deux catégories de ces réseaux : les réseaux uniforme et non uniforme. Les réseaux uniformes se caractérisent par une distance inter sources constante, par contre les réseaux non uniformes, la distance qui sépare les éléments rayonnants suit une loi bien déterminer et cela pour atteindre un faible niveau des lobes secondaires par rapport au réseau uniforme. Ils sont utilisés principalement dans les systèmes radar [5] :

- soit directement pour certaines applications telles que radars secondaires (ou IFF, Interrogation Friend or Foe), radars de trafic maritime...
- soit, plus généralement, comme composant d'une structure plus complexe.

Ces réseaux offrent la possibilité de faire un balayage du lobe principal en site (θ') ou en azimute (φ). Cette limitation a poussé les spécialistes des réseaux d'antenne à étendre la notion d'alignement d'antenne à une répartition sur un plan. D'où l'appellation de "réseau plan" [6].

1.6 Les réseaux planaires

Ce type de réseau offre la possibilité de faire un balayage dans les deux directions (θ et φ). Donc une couverture totale de l'espace (pour des applications radar). Le po-

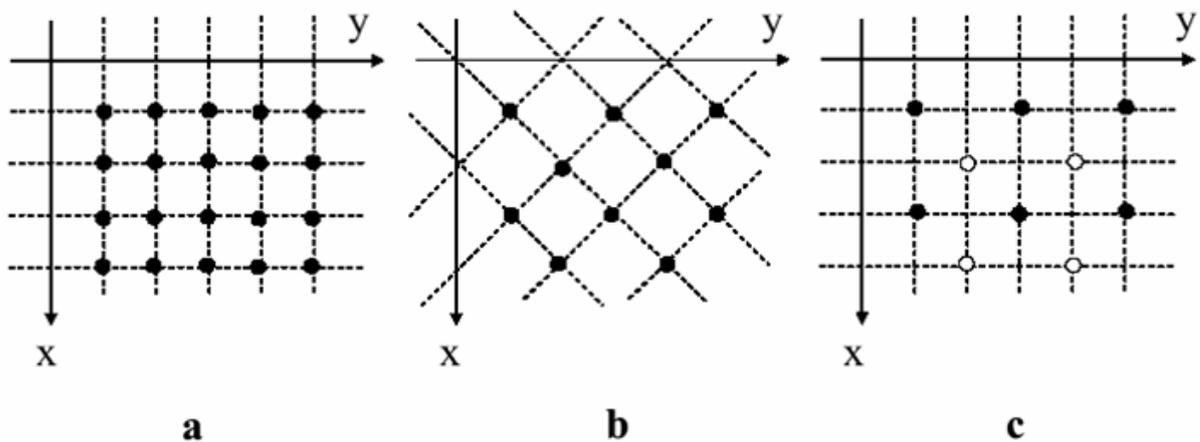


FIG. 1.2 – réseaux réguliers : a. grille rectangulaire, b. grille triangulaire, c. le résultat de la superposition des deux réseaux est un réseau triangulaire [25].

sitionnement de sources peut prendre plusieurs formes géométriques. On peut citer les réseaux rectangulaires et les réseaux circulaires. L'analyse de ce type d'antennes est plus complexe par rapport à celle des réseaux linéaires puisque on passe d'une analyse unidimensionnelle à une analyse à deux dimensions. Les réseaux plans trouvent généralement leurs applications dans les radars à balayage (poursuite, guidage, détection...).

Les réseaux rectangulaires

On trouve dans la littérature spécialisée que les géométries les plus utilisées pour l'étude des réseaux plans sont bien entendu les réseaux rectangulaires. Auparavant, on n'a pas cité les réseaux triangulaires et hexagonaux. Ces deux types de configurations géométriques peuvent être produites par une superposition de deux réseaux rectangulaires déplacés (figure 1.2).

Les réseaux circulaires

Les réseaux circulaires sont des réseaux dont les antennes élémentaires sont situées sur un cercle (figure 1.3). Leur intérêt principal réside dans le fait qu'ils permettent de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de 360° .

Si chaque source est munie d'un déphaseur, on peut pointer, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, un faisceau qui garde les mêmes caractéristiques (contrairement, par exemple, à un réseau linéaire dont le diagramme s'élargit d'autant plus que l'on pointe le faisceau loin de la normale). En systèmes radar, la structure circulaire du réseau offre une symétrie de révolution. Si de plus, les éléments sont excités à l'aide d'un module numérique, on peut former simultanément des faisceaux par FFC (formation de faisceau par calcul) dans toutes les directions et faire, par exemple, une veille et poursuite permanentes.

Une autre caractéristique importante des réseaux circulaires réside dans le fait que

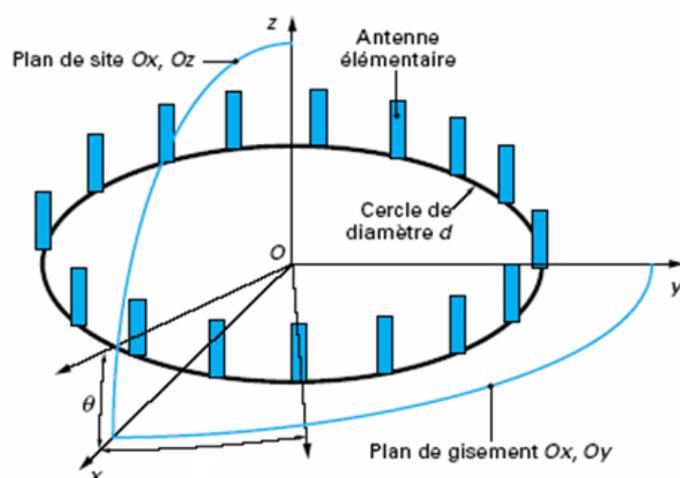


FIG. 1.3 – description d'un réseau circulaire [5].

leurs diagrammes de rayonnement présentent une symétrie azimutale (cylindrique). Ce qui facilite énormément leur analyse.

Afin de réduire le niveau des lobes secondaires du réseau circulaire, les idées ont été dirigées plus tard vers le concept d'un réseau à cercles concentriques. Le résultat est toujours un réseau circulaire formé de plusieurs cercles ayant le même centre. Ce type de réseau offre les mêmes caractéristiques que le réseau à un seul cercle tout en réduisant le niveau des lobes secondaires.

En premier lieu, les travaux sur les réseaux de cercles concentriques ont été axés vers l'optimisation de la répartition des sources sur les cercles. Plusieurs configurations ont été mises en oeuvre, dont les répartitions sur une grille rectangulaire uniforme, aléatoire et enfin radiale.

La répartition sur une grille rectangulaire fut introduite par **Illiot** et **Rahmat**. La synthèse de ce type de configuration est très délicate. La répartition uniforme des sources initiée par **Illiot** manifeste une difficulté de synthèse des amplitudes des courants d'excitation des éléments. La répartition radiale a été étudiée en 1998 par Said E. El-Khamy [7]. Son principal avantage par rapport aux deux autres répartitions est la simplicité de calcul des amplitudes de courants d'excitations des éléments rayonnants.

Les approches traditionnelles d'analyse et de conception d'antennes utilisent des géométries euclidiennes aisément réalisables mais dont les performances sont souvent limitées. Dans le but d'améliorer ces performances on a fait appel au concept des fractales.

1.7 La géométrie fractale et les antennes

La géométrie fractale sous entend une génération récursive qui produit des contours intégrant une infinité de structures imbriquées ce qui permet de miniaturiser les antennes. Ces contours sont capables de fournir une longueur électrique supérieure dans un volume limité. Une autre propriété importante des structures fractales est l'apparition de fréquences de résonance supplémentaires. En effet, la longueur de l'antenne définit les fréquences où l'antenne entrera en résonance, et sera donc particulièrement efficace. En multipliant les dimensions de chaque contour de l'antenne sur une large échelle, on pourra tendre vers un fonctionnement multibande de la structure. Plusieurs études portant sur ce sujet ont montré cet intérêt. Enfin, on note aussi une augmentation de la bande passante autour de chaque fréquence de résonance, ce qui autorise une bande passante étendue dans des applications de transmission. Ceci s'explique par le fait que la longueur de chaque branche pseudo fractale n'est pas précisément définissable, suivant que l'on se place dans un "creux" ou une "excroissance" de la structure [8].

La notion de "réseau d'antennes fractal" a été mise en oeuvre par Kim et Jaggard en 1986. Pour définir une répartition géométrique fractale des antennes et afin de développer une méthodologie de conception des réseaux quasi-aléatoires, ils ont analysé les caractéristiques de rayonnement d'un réseau aléatoire fractal. Autrement dit, les réseaux fractals ont été utilisés pour générer des configurations classées comme distributions intermédiaires entre les configurations périodiques (totalement ordonnées) et les configurations aléatoires (totalement désordonnées).

Cette technique nous offre des réseaux condensés ayant un niveau des lobes secondaire relativement faible et ils manifestent une robustesse vis-à-vis de pannes et de défauts de fabrication. Un faible SLR est une caractéristique des réseaux périodiques. Cependant, la robustesse est une caractéristique des réseaux aléatoires [9]. Cette distribution peut être classée comme distribution quasi-aléatoire.

Plusieurs travaux ont été élaborés dans le domaine des réseaux fractals, parmi les plus importants il y'a le réseau fractal de Cantor. Celui-ci est défini par un ensemble de paramètres à savoir le nombre de générateur, la dimension fractale et l'étape de croissance figure 1.6. Parmi ces travaux on cite :

En 1986, la première application des fractales sur les réseaux d'antennes a été faite par kim et Jaggard. Ils ont élaboré une méthodologie de conception des réseaux d'antennes à faible niveau de lobes secondaires. Cela on se basant sur les fractales aléatoires [11].

En 1996, Dwight L. Jaggard et all ont présenté une nouvelle classe des réseaux à distribution fractale de cercles appelé fractal ring array. les rayons des cercles découlent d'une distribution du type polyadic (chapitre 2). Ce type de réseau peut être classé dans la catégorie des réseaux optimaux.

En 1998, Douglas H. Werner et Randy L. Haup ont donné les caractéristiques principales des réseaux fractales à savoir l'indépendance en fréquence, le fonctionnement multi

bandes, un niveau des lobes secondaire réduit, la possibilité de développer des algorithmes de balayage rapides par l'exploitation de la nature récursive des fractales et l'existence des méthodes systématiques pour la réduction du nombre de sources dans le réseau. Durant la même année Aaron D. Jaggard et al ont examiné le champ diffracté par un réseau de type polyadic cantor. Ils l'ont visualisé et ils ont montré que le niveau des lobes secondaires diffractés été relativement faible et que le diagramme manifeste une auto similarité.

1.8 Nature des éléments rayonnants

Jusqu'à ici, l'intérêt était accordé au support sur lequel sont placés les éléments rayonnants sans se soucier de leurs natures. Puisque le réseau d'antenne est placé sur un satellite donc il est indispensable de réduire au maximum le poids du réseau. Ce qui implique automatiquement la réduction du poids de l'antenne élémentaire utilisée. Les deux possibilités envisageables pour une telle application sont : Les antennes patch et les fentes rayonnantes.

Les antennes imprimées sont largement employées actuellement du fait de leur encombrement très réduit (d'où une intégration sur les systèmes portables assez aisée), de leur coût modéré et de leur technologie de fabrication extrêmement simple [3].

Les éléments rayonnants imprimés peuvent être divisés en deux catégories distinctes :

- *les antennes à ondes progressives* : Une ligne de transmission de dimensions finies rayonne de l'énergie. En effet, alimentée par son générateur, elle est parcourue par un courant $I(P,t)$ qui, si la ligne est adaptée, est absorbé par la charge. On forme ainsi une ligne à onde progressive où l'élément rayonnant est un ruban conducteur parfois à structure périodique, long de quelques longueurs d'onde et dont l'extrémité libre est "fermée" sur une charge résistive adaptée, figure 1.4. La principale caractéristique des antennes à ondes progressives c'est qu'elles sont à très large bande.
- *les antennes à ondes résonantes stationnaires* : que l'on peut également séparer en deux familles à savoir les fentes rayonnantes imprimées (figure 1.5) et les antennes plaquées.

1.9 Optimisation du nombre de sources

Dans le cadre de l'analyse de signaux fondés sur des méthodes issues de la géométrie fractale, on est souvent amené à optimiser des fonctions qui dépendent d'un grand nombre de paramètres, et qui sont extrêmement irrégulières. Les algorithmes évolutionnaires (génétiques) se sont révélés être des outils efficaces, permettant d'obtenir des solutions robustes, difficiles à obtenir à l'aide d'autres techniques. Dans notre cas, le réseau fractal radial est défini par un ensemble de paramètres. Pour calculer les paramètres permettant d'avoir un niveau des lobes secondaires de -20 dB et un angle d'ouverture de $0,6^\circ$ avec le minimum possible de sources, l'utilisation d'un algorithme génétique est une étape obligatoire pour l'obtention du réseau optimal.

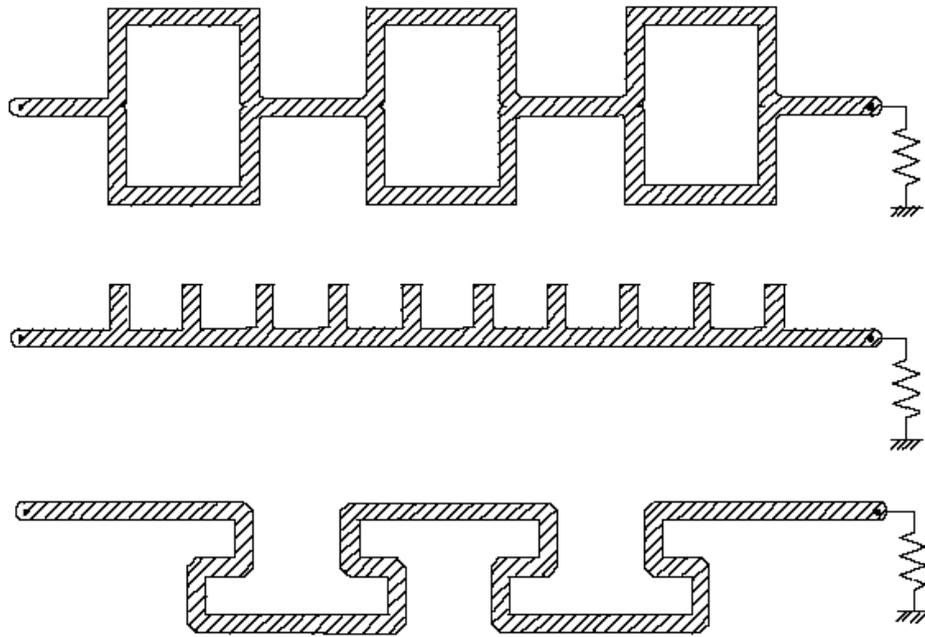
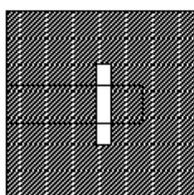
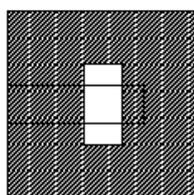


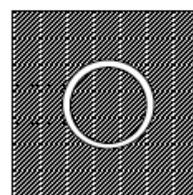
FIG. 1.4 – Eléments rayonnants pour antenne à onde progressive [3].



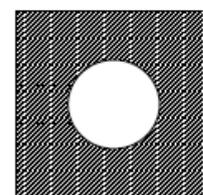
Fente étroite



Fente large



Anneau



Cercle

FIG. 1.5 – Exemple d'antennes à fente [3].

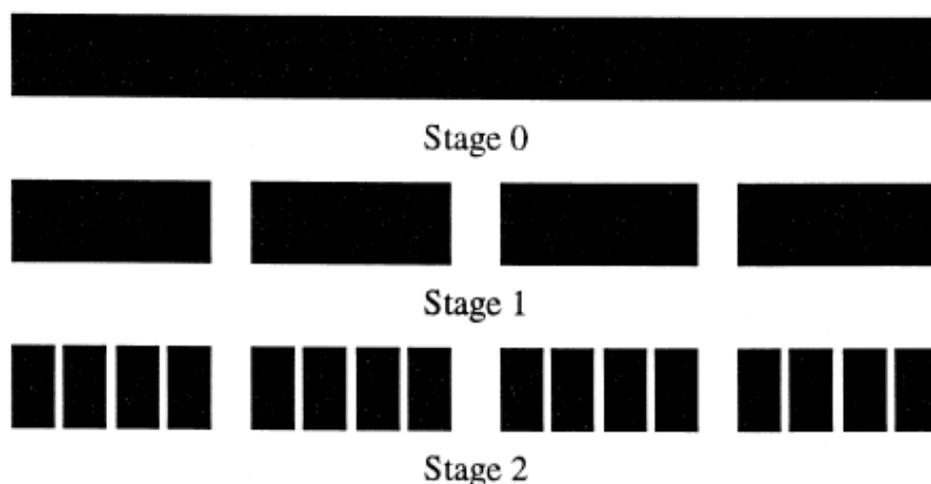


FIG. 1.6 – Distribution de type polyadic de cantor.

Les études faites sur les réseaux d'antennes ont montré que l'alignement des sources selon une droite engendre un niveau des lobes secondaires important dans la direction perpendiculaire à l'alignement. Le réseau fractal radial est composé de plusieurs radiales (alignement des sources selon des droites). Ce qui fait, une possibilité de réduction du niveau des lobes secondaire se présente [10]. Le désalignement des sources deux à deux sur une radiale ramène la distribution à une distribution spirale.

1.10 L'approche utilisée

D'après ce qui précède, notre choix est directement pointé vers un réseau à distribution fractale. Cette distribution nous permet d'avoir un réseaux robuste vis-à-vis des perturbations extérieurs et un diagramme de rayonnement focalisé avec un faible niveau des lobes secondaires.

Ce réseau à distribution fractale est le réseau cantor ring array. Autrement dit un échantillonnage d'une distribution fractale de cercles. La géométrie circulaire n'est pas prise au hasard. Sachant que la géométrie rectangulaire présente des alignements des sources selon des droites. Cela engendre un niveau des lobes secondaires important. Par contre, dans une géométrie circulaire aucun alignement n'est présent (support). Le choix de l'échantillonnage était spiral pour la même raison.

Une distribution fractale est définie par un ensemble de paramètres, ce qui nécessite une optimisation sur le nombre de source utilisé. Notre travail dans ce mémoire consiste à déterminer le réseau de cantor avec un minimum de sources possible satisfaisant le cahier de charge.

Chapitre 2

Réseaux d'antennes à distribution fractale

2.1 Généralités sur les fractales

La géométrie fractale, à la différence de la géométrie euclidienne, permet de caractériser des objets réels, de une à plusieurs dimensions et dont la structure est fragmentée. Cette géométrie fractale, définie également comme une géométrie du fractionnement de la matière, est caractérisée par une dimension fractale qui est une mesure de la complexité de la structure de l'objet considéré [15].

Définir une dimension fractale se réalise en analogie avec la dimension euclidienne qui se présente comme un exposant. Si une droite est divisée en 2 (2^1), un carré sera divisé en 4 (2^2) carrés égaux, un cube en 8 (2^3) cubes égaux. Les exposants sont les dimensions respectives de ces objets. La dimension fractale découle de cette notion d'homothétie interne, à chaque étape d'une génération fractale on obtient K segments k fois plus petits. Ainsi, la dimension D est :

$$D = \frac{\log N}{\log(\frac{1}{\gamma})} \quad (2.1)$$

où N est le nombre d'éléments générés et γ le facteur de réduction (le rapport entre la dimension de l'élément généré et celle de l'élément initial avant la division). La figure 2.1 présente un exemple d'une géométrie fractale dite tamis de Sierpinski :



FIG. 2.1 – Le tamis de Sierpinski (étape de croissance $S = 3$).

2.1.1 Les réseaux d'antennes et les fractals

Les réseaux d'antennes ne sont que des distributions de sources rayonnantes sur une surface donnée, de manière périodique ou aléatoire. Chacune des deux distributions a ses avantages et ses inconvénients. Dans le but de rassembler les avantages de ces deux structures différentes dans une seule configuration, les ingénieurs ont introduit la répartition fractale. Actuellement, la géométrie fractale a été introduite dans la conception des réseaux d'antennes définissant ainsi un nouvel axe de recherche à savoir " l'électromagnétisme fractal ". Les réseaux à distribution fractale de cercles offrent le meilleur compromis directivité-niveau des lobes secondaires tout en conservant une bonne robustesse.

2.2 Cantor Ring Array

Les réseaux d'antennes de faibles dimensions présentent un très grand intérêt, particulièrement dans le domaine des télécommunications spatiales où la réduction du nombre d'éléments rayonnants au niveau du satellite est indispensable. Parmi les méthodes d'optimisation du nombre de sources rayonnantes trouvées dans la littérature, celle intitulée Cantor Ring Arrays [16] est une solution prometteuse. Ce type de réseau consiste en une distribution uniforme des sources sur des cercles dont les rayons découlent d'une distribution fractale du type polyadique de Cantor [17].

La distribution de type polyadique cantor est décrite par la figure 2.2 par les paramètres suivants :

- le nombre d'éléments du générateur N ;
- la dimension fractale D ;
- le facteur de réduction γ ;
- le paramètre de lacunarité ϵ_l ;
- le nombre de trous (ou lacunes) du générateur $Ngaps$ tel que $N = Ngaps + 1$;
- la dimension de la distribution : $L = 2a$;
- l'étape de croissance S .



FIG. 2.2 – Développement d'une distribution fractale ($S = 2$, $N = 4$).

A n'importe quelle étape de croissance, la longueur totale de la distribution, compre-

nant la longueur de tous les éléments et de tous les " trous ", est égale à sa longueur initiale (celle de l'élément de départ) qui est elle-même égale à $2a$.

Les cercles de la distribution sont placés de sorte qu'ils aient tous le même centre à savoir le centre de la distribution, et chaque cercle passe par le centre de deux éléments (fig. 2.3).

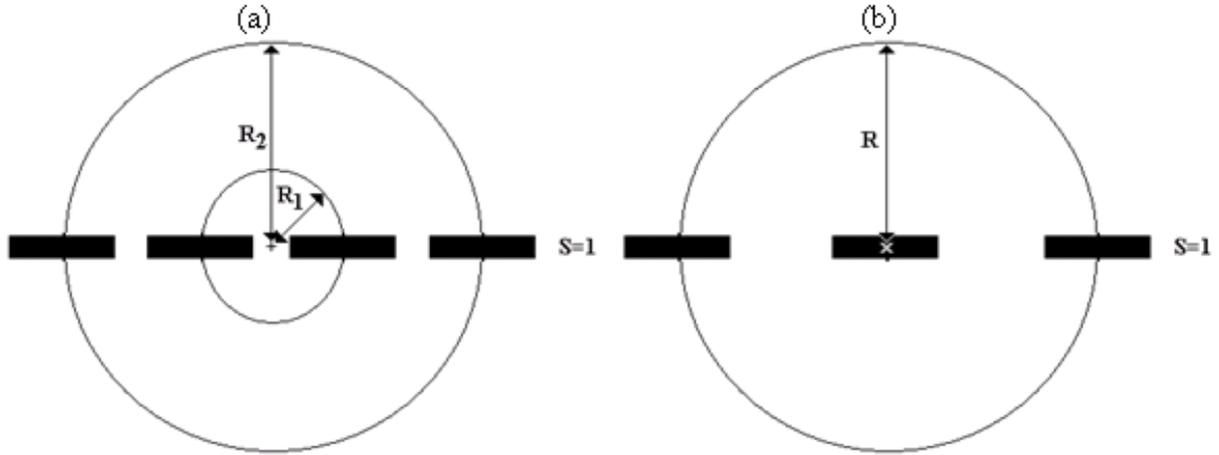


FIG. 2.3 – (a) : Distribution des cercles dans le cas où N est pair (b) : Distribution des cercles dans le cas où N est impair

On peut donc déduire que le nombre de cercles M créés à une étape de croissance donnée est le suivant :

$$M = \begin{cases} \frac{N^S}{2} & \text{pour } N \text{ pair.} \\ \frac{N^S+1}{2} & \text{pour } N \text{ impair.} \end{cases} \quad (2.2)$$

Le paramètre ϵ_l est l'équivalent du paramètre γ pour la longueur des trous. Ainsi, si la longueur du trou de l'étape de croissance $S - 1$ est L , alors la longueur du trou de l'étape S est $L\epsilon_l$. Le choix de la valeur du paramètre ϵ_l est délicat. En effet, un mauvais choix entraîne une superposition des éléments à une étape de croissance.

En attendant de prendre en compte les différentes conséquences du choix de ce paramètre, nous avons décidé de choisir la valeur de ϵ_l de manière à ce que les " lacunes " soient toutes de même longueur et que la somme des longueurs des lacunes et des éléments de l'étape de croissance considérée soit égale à la longueur totale de la distribution.

D'après la figure 2.2, on peut écrire :

$$\forall i, N^i 2a \gamma^i + \sum_{k=0}^{i-1} N^k (N - 1) 2a \epsilon_l \gamma^k = 2a \quad (2.3)$$

Cette expression permet d'écrire ϵ_l sous la forme suivante.

$$\epsilon_l = \frac{1 - N\gamma}{N - 1} \quad (2.4)$$

2.2.1 Positionnement des cercles sur la distribution fractale trouvée

Après avoir décrit la distribution fractale, il reste à positionner les cercles. Il faut donc déterminer les diamètres de ces cercles pour une étape de croissance et pour des paramètres bien déterminés de la structure.

Dans l'article Cantor Ring Arrays , D.L. et A.D. Jaggard [16] repèrent dans un premier temps les positions des centres des éléments par rapport au centre de la distribution grâce à un système de codage. Pour une construction fractale à N éléments (éléments du générateur), il suffit d'utiliser un codage de type " N aires " pour définir entièrement la position d'un élément, quelle que soit l'étape de croissance à laquelle il se situe. La figure 2.4 illustre l'utilisation d'un tel codage pour le cas $N = 4$:

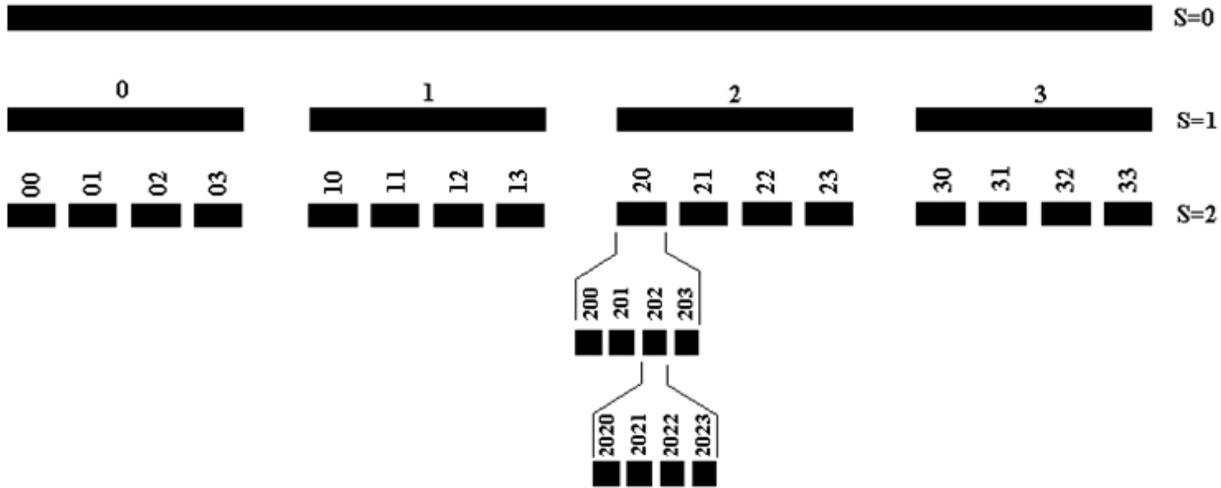


FIG. 2.4 – Illustration du codage N-aires utilisé pour déterminer les positions des éléments.

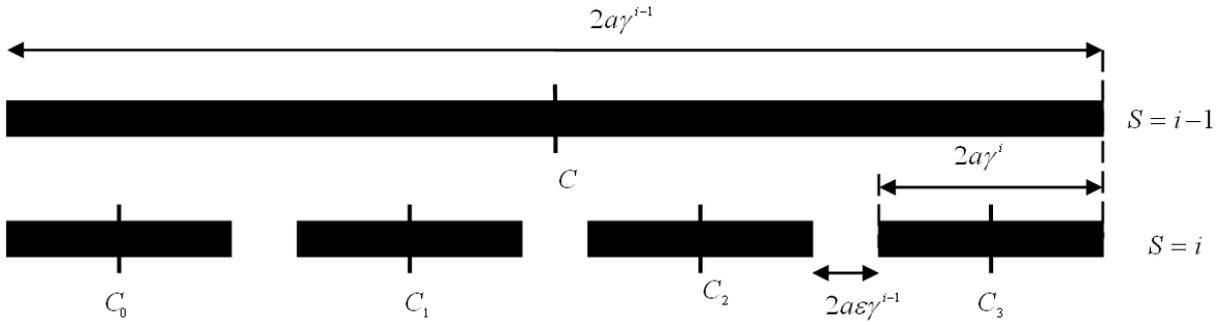
On remarque facilement qu'un élément d'une étape de croissance de niveau i est codé avec i symboles N-aire. Le symbole du code d'un élément appartenant à l'étape de croissance $S = i$ est la traduction directe de la position relative de ce dernier par rapport à celle de l'élément de niveau $S = i - 1$ lui correspondant.

On peut ainsi définir, étape par étape, les positions relatives du milieu de chaque élément depuis l'élément initial et donc le milieu de la distribution. Pour illustrer cela, on se place à une étape de croissance de niveau i , dans le cas $N = 4$ (fig.2.5).

Une telle configuration nous permet d'écrire

$$x_{C_k} - x_C = a \gamma^{i-1} b_k \quad (2.5)$$

- $a \gamma^{i-1}$ étant la demi-longueur de l'élément de niveau $S = i - 1$;
- x_{C_k} étant l'abscisse du centre de l'élément d'indice k noté C_k ;
- x_C étant l'abscisse du centre de l'élément de niveau $S = i - 1$ correspondant noté C ;


 FIG. 2.5 – Distribution fractale à l'étape de croissance $S = i$.

– b_k étant un facteur multiplicatif correspondant directement à la position relative de l'élément d'indice k par rapport à l'élément correspondant de niveau $S = i - 1$.

Le terme $x_{Ck} - x_C$ est donc l'abscisse relative de l'élément k par rapport à son élément précédent). Si on se place dans le cas $N = 4$, on peut établir (fig. 2.5) les relations portant sur les abscisses des éléments considérés.

$$x_{Ck} = x_C - a\gamma^{i-1} + a\gamma^i \quad (2.6)$$

ou encore

$$x_{Ck} - x_C = -a\gamma^{i-1}(1 - \gamma) \quad (2.7)$$

On peut donc identifier le terme b_0 obtenu à partir de l'équation 2.5 :

$$b_0 = -1 + \gamma.$$

Il est de même pour les autres termes, à savoir

$$\begin{aligned} b_1 &= -1 + 3\gamma + 2\epsilon_l \\ b_2 &= 1 - 3\gamma - 2\epsilon_l \\ b_3 &= 1 - \gamma \end{aligned} \quad (2.8)$$

Comme chaque élément est codé de manière à connaître sa position relative par rapport à l'élément précédent, et ce à chaque étape de croissance, on peut remonter comme on l'a fait précédemment, de proche en proche, jusqu'à l'étape de croissance $S = 1$, et ainsi trouver l'abscisse en absolu (par rapport au centre de la distribution) de l'élément considéré.

En effet, si on note cette fois-ci x l'abscisse de l'élément de niveau i dont on veut connaître la position et $x_{i-1}, x_{i-2}, \dots, x_1$ et x_0 les abscisses des éléments précédents jusqu'à l'élément d'origine de niveau $S = 0$ (abscisse x_0), on a l'égalité :

$$x - x_0 = (x - x_{i-1}) + (x_{i-1} - x_{i-2}) + \dots + (x_1 - x_0) \quad (2.9)$$

Comme on sait déterminer chaque terme de la forme $x_k - x_{k-1}$, on peut donc trouver le terme représentant l'abscisse absolue $x_0 = 0$.

Remarque : Afin de fixer l'origine du repère, on prendra pour abscisse de l'élément de départ (à $S = 0$) : $x_0 = 0$. Sachant que le code attribué à un élément nous permet de retrouver sa position absolue exacte, on peut donc établir une formule nous permettant d'explicitier ce que nous venons d'exposer.

Toujours dans le cas $N = 4$, si un élément est codé $(d_1, d_2, d_3, \dots, d_n)$, les d_k étant des symboles de la base 4 ($= \{0, 1, 2, 3\}$), sa position absolue est donnée par la relation :

$$x = a \sum_{i=1}^n \gamma^{i-1} b_{d_i} \quad (2.10)$$

Cette dernière formule est valable quelle que soit la valeur de N . Il suffit de prendre les d_k dans la base N-aires et de déterminer les valeurs de tous les b_k pour cette valeur de N .

Il ne nous reste donc qu'à trouver une formule définissant tous les b_k pour un N donné, k appartenant à $0, 1, 2, \dots, N - 1$. Pour cela on va tenir compte de la propriété que l'on a choisie pour la valeur de ϵ_l . Ainsi, en s'aidant à partir des exemples exposés précédemment, on peut généraliser l'expression 2.8 pour un N quelconque.

$$b_k = -1 + (2k + 1)\gamma + 2k\epsilon_l \quad (2.11)$$

Remarque : on pourrait s'attendre à voir dans la formule des b_k l'influence du paramètre N . Celui-ci n'est pas directement visible mais il est contenu dans le paramètre ϵ_l tel qu'on l'a choisi. De plus, le nombre de ces paramètres dépend de N puisque k appartient à $1, \dots, N - 1$.

2.2.2 Distribution des sources sur les cercles

Après avoir déterminé la distribution fractale des cercles, il nous reste à placer les sources rayonnantes sur ces cercles. Il existe une infinité de façons de positionner ces sources sur les cercles. On ne donnera ici que quelques exemples de distributions.

- (a) **Distribution radiale** Dans cette configuration, les sources sont placées d'une façon radiale sur les cercles, ce qui donne le même nombre de sources sur tous les cercles. Nt représente le nombre total de sources dans le réseau.
- (b) **Distribution uniforme** Dans ce cas, les sources sont réparties sur chaque cercle proportionnellement au rayon de ce dernier. Autrement dit, plus le cercle est grand, plus il y aura de sources. Cela nous permet de conserver une distance inter-sources quasiment constante, quel que soit le cercle sur lequel on se place (fig. 2.7).

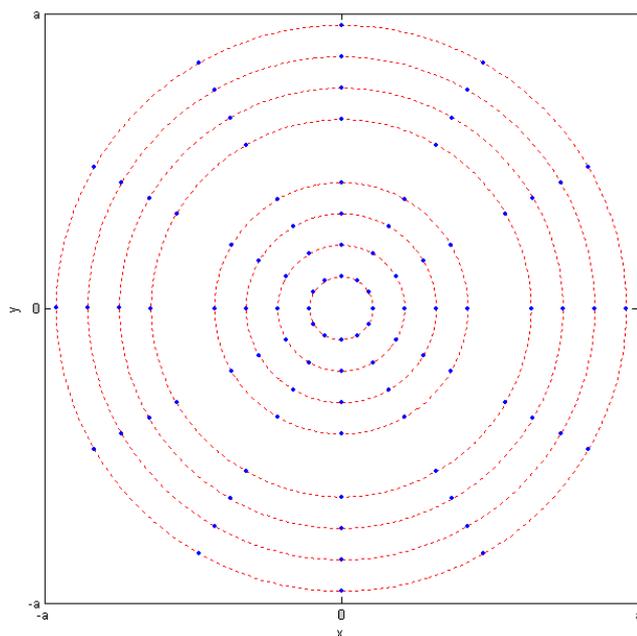


FIG. 2.6 – Exemple d’une distribution radiale des sources dans le plan xy . Pour $Nt = 96$, $\gamma = 0.2$, $a = 10$ et $S = 2$.

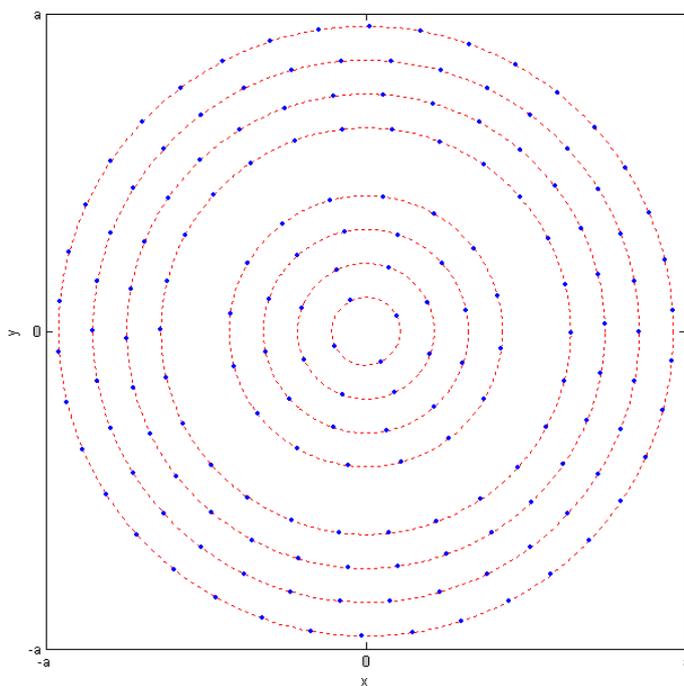


FIG. 2.7 – Exemple d’une distribution uniforme de sources dans le plan xy . Pour $Nt = 168$, $Ngaps = 3$, $\gamma = 0.2$, $a = 10$ et $S = 2$.

2.3 Facteur du réseau

Cette partie de notre étude portera sur les réseaux circulaires à distribution fractale. Le paramètre fondamental qui caractérise un réseau d'antenne est son **facteur de réseau** qui dépend des paramètres suivants :

1. la géométrie de la configuration du réseau (linéaire, circulaire etc.) ;
2. l'espacement entre les éléments ;
3. l'amplitude et la phase des courants d'excitation des éléments rayonnants ;
4. la nature et le nombre d'éléments utilisés.

Concernant le premier paramètre, notre réseau est planaire circulaire avec distribution fractale de cercles c'est donc une configuration géométrique figée. Le deuxième définit la distribution des sources (exemple uniforme ou radiale). Pour le troisième, les courants d'excitation des sources sont équiphasés et équiamplitude. Enfin pour le dernier, on utilise des sources isotropes avec un nombre total Nt connu.

2.3.1 Calcul du facteur de réseau

Soit un cercle centré à l'origine, de rayon a , et contenant N_k sources réparties de manière périodique sur sa périphérie. Ces sources sont numérotées de 1 à N_k (fig 2.8).

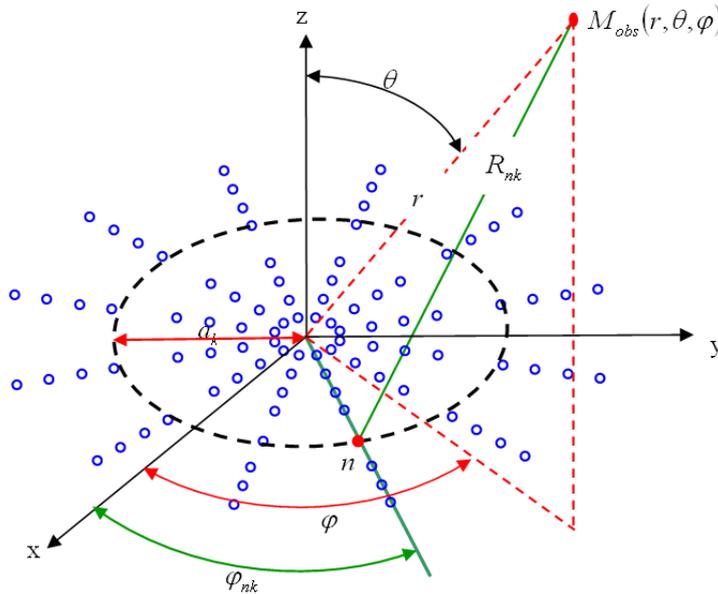


FIG. 2.8 – Représentation du réseau dans un système de coordonnées cartésiennes (x, y, z) ou sphérique (r, θ, φ) .

On notera :

- (r, θ, φ) les coordonnées sphériques du point d'observation M_{obs} ;
- φ_{nk} l'angle entre l'axe x et la position de la source d'indice n du k^{ime} cercle ;

- R_{nk} distance séparant cette source et le point d'observation M_{obs} .

Si on considère que l'on est en présence de sources isotropes équi-amplitudes et équi-phases, on peut, dès lors, calculer le champ électrique généré par un ensemble de cercles, contenant chacun N_k sources sur la périphérie :

$$E_g = \sum_{k=1}^M \sum_{n=1}^{N_k} K I_0 \frac{e^{-jk_0 R_{nk}}}{R_{nk}} \quad (2.12)$$

où

- N_k : nombre de sources sur le k ème cercle ;
- I_0 : amplitude du courant d'excitation ;
- k_0 : module du vecteur d'onde en espace libre ;
- K : une constante ;

Dans le but de simplifier le formalisme de calcul, on considère le plan(\vec{OM}, \vec{OP}) illustré par la figure 2.9.

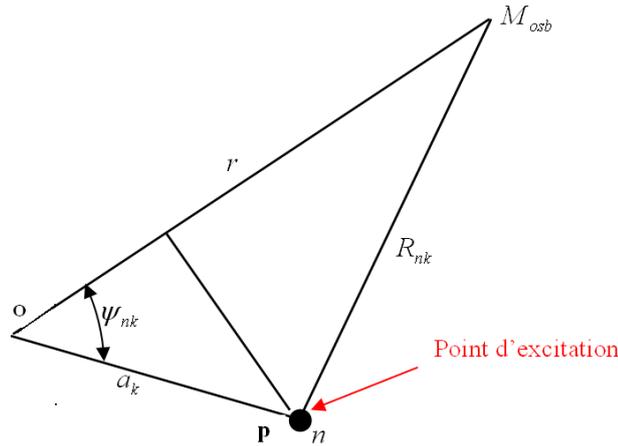


FIG. 2.9 – Position géométrique d'une source et du point d'observation.

La distance entre le point source n et le point d'observation peut s'écrire

$$R_{nk} = \sqrt{[r - a_k \cos \psi_{nk}]^2 + [a_k \sin \psi_{nk}]^2} \quad (2.13)$$

Comme hypothèse, on se permet une erreur maximale de 22.5° sur la phase et on peut, dans le cas du champ lointain, écrire :

$$\psi(R_{nk}) = \frac{e^{-jk_0 R_{nk}}}{R_{nk}} \cong \frac{e^{-jk_0 r}}{r} e^{jk_0 a_k \cos \psi_{nk}} = \psi(r) e^{jk_0 a_k \cos \psi_{nk}} \quad (2.14)$$

$\psi(r)$: Fonction de Green en espace libre. De plus, on peut écrire l'expression du champ total sous la forme :

$$E_g = E_{iso} F(\theta, \varphi) \quad (2.15)$$

avec

- $E_{iso} = KI_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r}$: champ rayonné par une source isotrope (rayonnement omnidirectionnelle).

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{k=1}^M \sum_{n=1}^{Nk(k)} KI_0 e^{jk_0 a_k \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_{nk})} : \text{facteur de réseau de la distribution considérée.}$$

L'expression du facteur de réseau normalisé est :

$$F_N(\theta, \varphi) = \frac{1}{Nt} \left| \sum_{k=1}^M \sum_{n=1}^{Nk(k)} e^{jk_0 a_k \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_{nk})} \right| \quad (2.16)$$

Le facteur du réseau dépend des rayons des cercles et des angles φ_{nk} . Or nous pouvons exprimer ce dernier en fonction des coordonnées cartésiennes des sources. Nous avons donc :

$$x_i = x_{nk} = a_k \cos\varphi_{nk} \quad (2.17)$$

$$y_i = y_{nk} = a_k \sin\varphi_{nk} \quad (2.18)$$

$$\cos(\varphi - \varphi_{nk}) = \cos\varphi \cos\varphi_{nk} + \sin\varphi \sin\varphi_{nk} \quad (2.19)$$

L'utilisation des trois relations (2.17-2.19), nous permet d'écrire le facteur de réseau comme suit :

$$F_N(\theta, \varphi) = \frac{1}{Nt} \left| \sum_{i=1}^{Nt} e^{jk_0 \sin\theta (x_i \cos\varphi + y_i \sin\varphi)} \right| \quad (2.20)$$

Remarque : l'expression 2.20 est valable pour tous types de réseau planaire.

2.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement se compose de différentes parties qui ont la forme de lobes (fig.2.10). Ils sont classés en lobes principaux et secondaires (latéraux et arrières). Ces lobes sont délimités par des régions où le rayonnement est relativement faible (ou nul).

(a) Lobes principaux Un lobe principal contient la direction du rayonnement maximum.

Le diagramme de la figure 2.20 présente un seul lobe principal dont le maximum est situé dans la direction $\theta = 0$ (axe Oz). Le diagramme de rayonnement de certaines antennes peut présenter plus d'un lobe principal. Si l'on considère les directions telles que $0A$ et $0B$ qui correspondent à une valeur de $r(\theta, \varphi) = 0.5$, on voit que la quasi-totalité de la puissance est contenue dans l'angle θ_3 appelé ouverture à demi-puissance du diagramme ou encore ouverture à -3 dB . Dans les applications radar, cet angle définit la résolution angulaire de l'antenne. Une antenne est d'autant plus

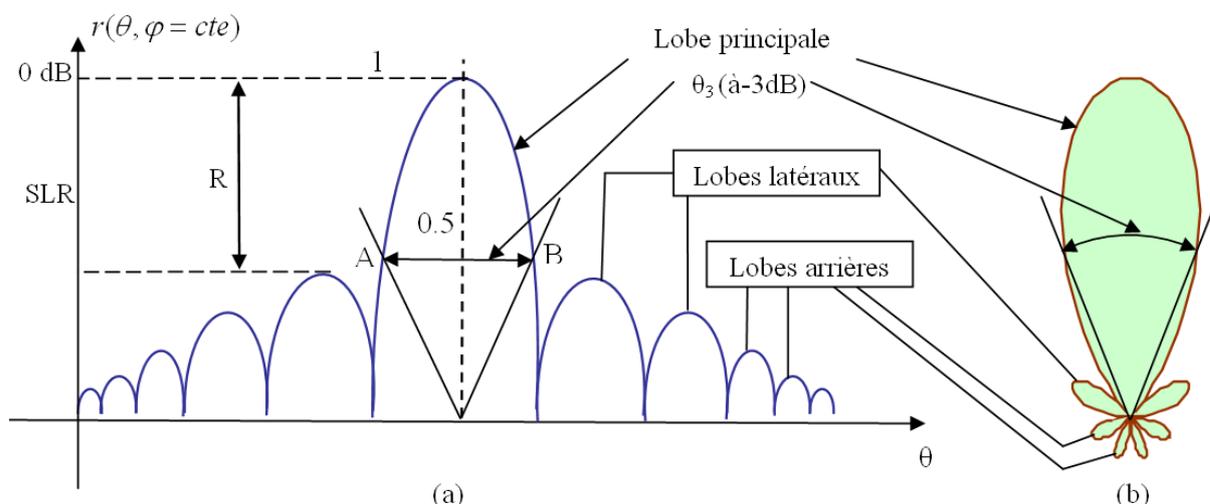


FIG. 2.10 – Paramètres d'un diagramme de rayonnement bidimensionnel (dans un plan = cte). (a) en coordonnées cartésiennes. (b) en coordonnées polaires.

directive que la valeur de l'angle θ_3 est faible.

(b) Lobes secondaires Les lobes autres que les lobes principaux, sont appelés lobes secondaires et se subdivisent en lobes latéraux et lobes arrière. Les lobes latéraux, imposés par la distribution des amplitudes et des phases sur les sources rayonnantes constituant l'antenne, sont adjacents aux lobes principaux et occupent le même hémisphère. Généralement l'amplitude de ces lobes décroît régulièrement à mesure que l'on s'éloigne de la direction du rayonnement maximal. Les lobes arrière, liés aux imperfections de réalisation, sont situés dans l'hémisphère opposé. Les lobes secondaires représentent généralement le rayonnement dans les directions indésirables et par conséquent leur niveau doit être minimisé. Une antenne ayant un niveau des lobes secondaires de - 20 dB par rapport au niveau du lobe principal peut être satisfaisante dans beaucoup d'applications. Le niveau des lobes secondaires est défini par :

$$SLR = -10 \log_{10}(R) \quad (2.21)$$

où R rapport entre le niveau du plus grand lobe secondaire et le niveau du lobe principal.

2.5 Résultats et simulation

A partir des résultats de synthèse concernant le dimensionnement et l'établissement du facteur pour le réseau du cantor ring array, on a élaboré des programmes en MATLAB permettant de déterminer et de visualiser la distribution des sources, le diagramme de rayonnement et les caractéristiques principales du réseau étudié (directivité et niveau des lobes secondaires) Cependant, pour un réseau planaire quelconque, l'angle d'ouverture à demi puissance dépend également de l'angle d'azimut. Pour y remédier, on a calculé aussi bien la valeur moyenne que l'écart moyen de cet angle d'ouverture et ce pour un maillage suffisant de φ . Pour illustrer le travail ainsi exposé, nous avons simulé quatre types de

distribution (fractale radiale, fractale uniforme, uniforme radiale et uniforme périodique) dans les mêmes conditions, à savoir $Nt = 96$, $N_{gaps} = 1$, $a = 1$, $a_n = 50$ et $S = 4$.

Le choix du facteur de réduction γ est très délicat. Pour cela, on a tracé la variation des deux caractéristiques (SLR et angle d'ouverture) en fonction de γ (fig. 2.11). La distribution périodique ayant les mêmes paramètres déjà cités correspond à un facteur de réduction :

$$\gamma = 1/(1 + N_{gaps}) \quad (2.22)$$

La figure 2.11 montre que :

La variation du niveau des lobes secondaires en fonction du facteur de réduction présente un caractère aléatoire. aucune loi ne peut être tirée. La valeur la plus faible du SLR (-7,71 dB) est obtenue pour un facteur de réduction $\gamma = 0.320408$ (valeur optimale). Quant à l'angle d'ouverture (et donc la directivité), nous remarquons qu'elle dégrade au fur et à mesure que γ augmente. Un bon compromis entre l'angle d'ouverture et le niveau des lobes secondaires est obtenu pour une valeur de γ de l'ordre de 0.32.

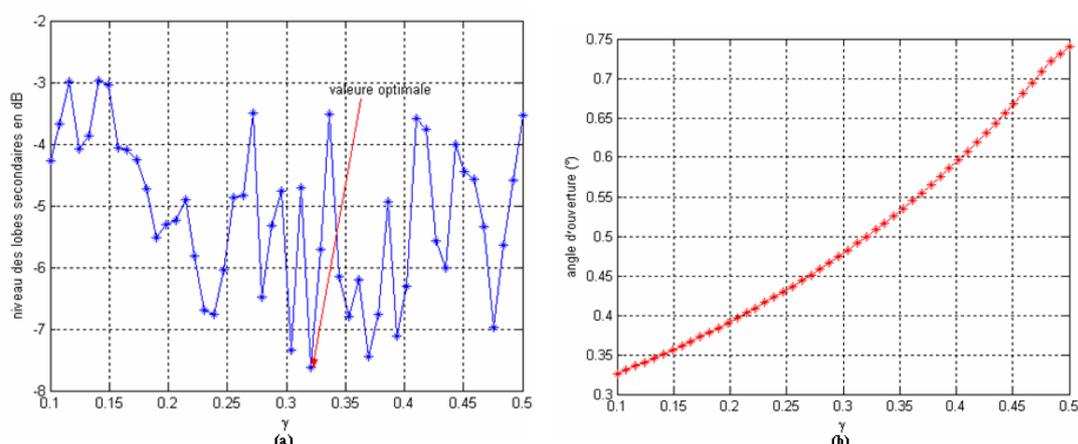


FIG. 2.11 – Variation de performances d'un réseau fractal radial en fonction du facteur de réduction γ : (a) SLR ; (b) angle d'ouverture à -3 dB.

Les différentes distributions étudiées sont :

- **fractale radiale** : fractale radiale : répartition radiale des sources sur un support fractale (distribution fractale des cercles) ;
- **fractale périodique** : : répartition des sources d'une façon uniforme (distance inter sources constante) sur un support fractal ;
- **uniforme radiale** : distribution radiale de sources sur une distribution périodique des cercles ;
- **uniforme périodique** : consiste à une répartition uniforme des sources sur une distribution périodique des cercles (distance inter cercle constante).

Ces différentes distributions sont représentées sur la figure 2.12.

Les différents diagrammes de rayonnement des distributions précédentes sont représentés sur la figure 2.13.

Pour mieux voir la signature du diagramme de rayonnement de chaque distribution, on a restreint la présentation sur un sub-domaine défini par $\theta \in [-8.7, 8.7]$ et $\varphi \in [-8.7, 8.7]$.

Le tableau 2.1 présente le niveau des lobes secondaires et la valeur de l'angle d'ouverture de chaque distribution.

D'après les résultats présentés dans le tableau 2.1, on peut faire deux comparaisons. La première sera faite entre les distributions des cercles (périodique et fractale). La deuxième

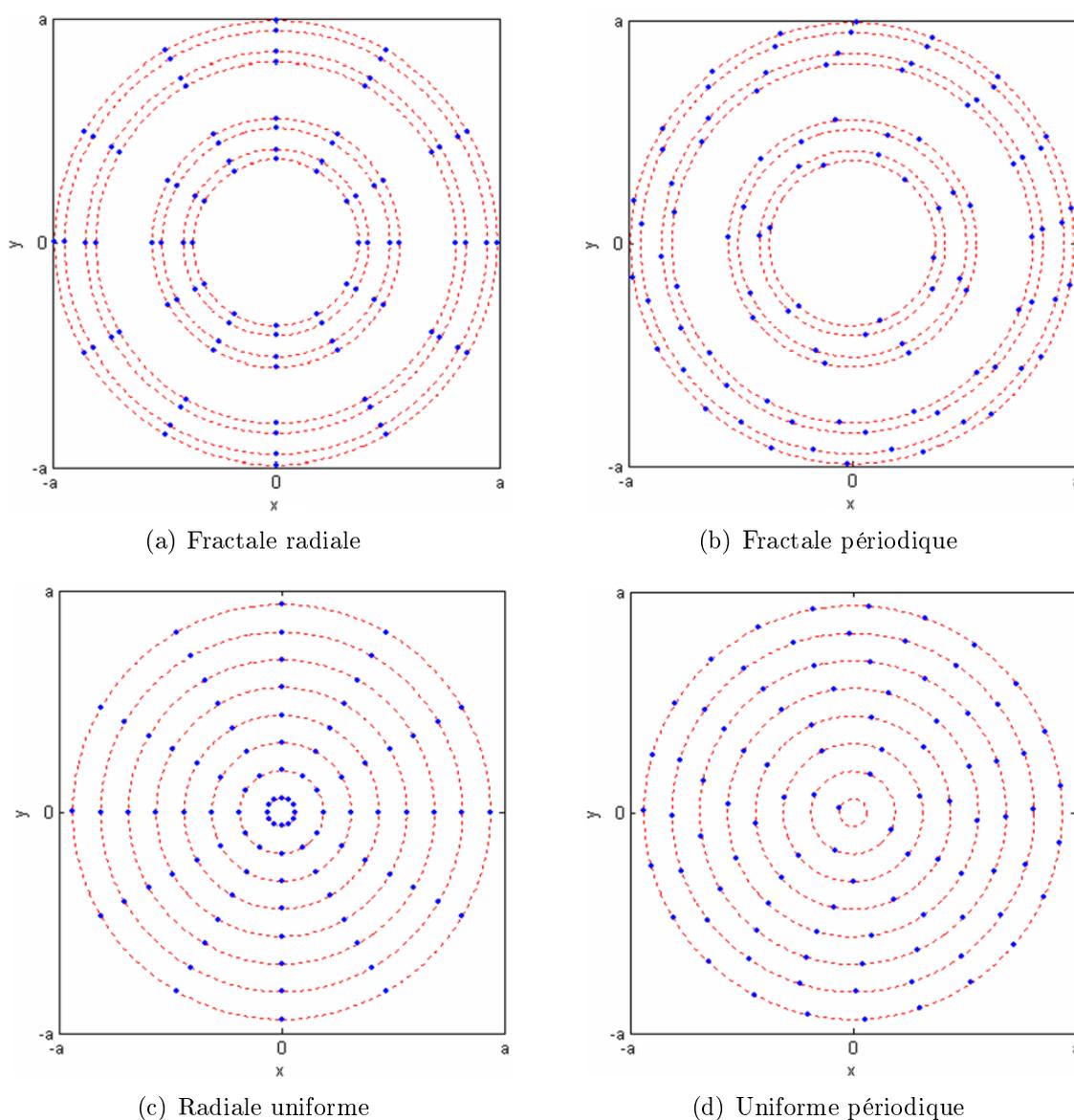


FIG. 2.12 – Différents types de distributions de sources et de cercles.

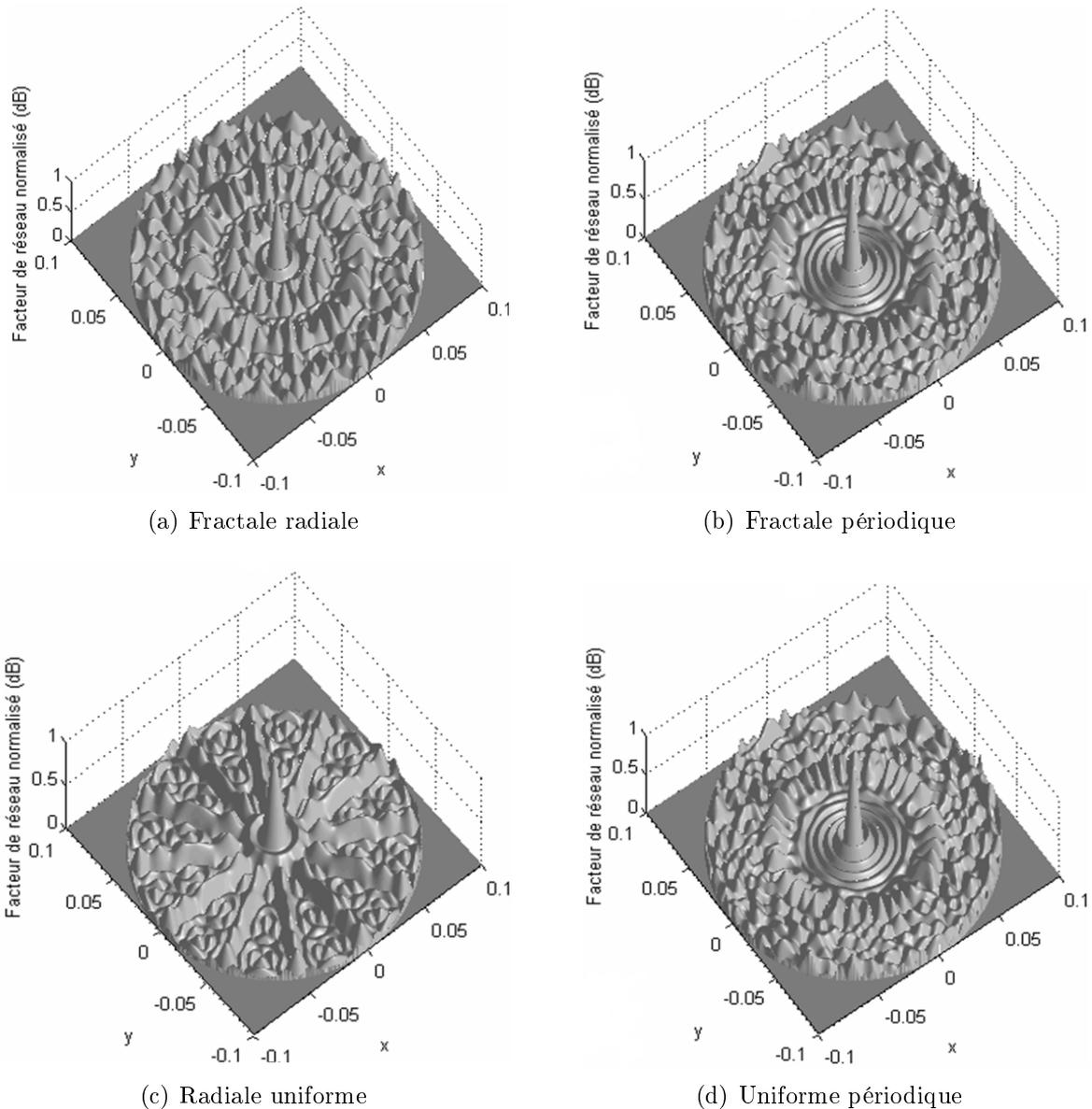


FIG. 2.13 – Facteurs de réseau normalisés pour les distributions de la figure 2.12.

sera sur la disposition des sources sur les cercles (uniforme et radiale).

Si on considère les deux structures fractales (fractale radiale et fractale périodique), leurs niveaux des lobes secondaires est pratiquement identiques. Par contre, la distribution fractale périodique présente une directivité meilleure que la structure fractale radiale.

Pour les deux configurations comparées périodiques uniforme et radiale, c'est l'uniforme qui offre les meilleures performances de rayonnement à la fois en directivité (0.24°) qu'en niveau des lobes secondaires (2,7dB). Cette différence d'angle d'ouverture quoique faible peut paraître importante pour certaines applications.

Distributions	Angle d'ouverture (°)	SLR (dB)
Fractale radiale	0.4990	-7.7113
Fractale périodique	0.4117	-7.7539
Uniforme radiale	0.7404	-3.5348
Uniforme périodique	0.5020	-6.2407

TAB. 2.1 – angles d'ouvertures et niveaux de lobes secondaires des configurations de la figure 2.12

Des résultats analogues sont obtenus pour les distributions radiales. En effet, la distribution fractale uniforme donne de meilleures propriétés de rayonnement (directivité et niveau des lobes secondaires) que la distribution radiale.

A partir des comparaisons déjà faites, on peut tirer deux conclusions : la distribution radiale des sources sur les cercles offre un niveau des lobes secondaire élevé par rapport à la distribution périodique, la distribution des sources (radiale ou uniforme) sur un support fractal offre un bon compromis entre les deux caractéristiques principales du rayonnement (directivité et niveau des lobes secondaires).

Pour mieux voir l'effet de l'alignement des sources sur les radiales, nous avons tracé le diagramme de rayonnement des différentes configurations présentées sur les figures 2.12(a), 2.12(b) et 2.12(c). Les résultats présentés sont donnés pour les mêmes paramètres à savoir $N_{gaps} = 4$, $S = 4$, $a_n = 5$ et $\gamma = 0.4$.

La présentation sur trois dimensions du diagramme de rayonnement nous donne la forme générale de la répartition spatiale de l'énergie. On constate que cette répartition est semblable à la configuration géométrique du réseau : l'alignement des sources sur n radiales dans le plan (xy) engendre n alignements des lobes secondaires dans le plan (θ, φ) fig. 2.14(a)...fig. 2.14(f). Le réseau de la figure 2.14(f) est constitué de six radiales. Ce qui donne six alignements des lobes secondaires. L'angle que fait l'alignement avec l'alignement adjacent est de 60° . Donc le diagramme de rayonnement d'un réseau circulaire radial manifeste une périodicité azimutale. La période est égale à :

$$T = \frac{360}{N} \quad \text{si } N \text{ est pair} \tag{2.23}$$

$$T = \frac{360}{2N} \quad \text{si } N \text{ est impair.}$$

N : nombre de radiales et T la période en (°).

La figure 2.13 donne la signature du diagramme de rayonnement dans l'espace : la répartition de l'énergie dans l'espace. Dans le but de voir les directions des lobes secondaires et leurs niveaux, on a tracé le diagramme dans deux plans différents $\varphi = 0$, $\varphi = 90$. Les figures 2.16 et 2.15 donne l'évolution du diagramme de rayonnement des distributions des figure (2.14(a), 2.14(b)...2.14(l)) dans ces deux plans.

La comparaison des figures 2.15 et 2.16 deux à deux montre que l'effet du désalignement des sources sur le niveaux des lobes secondaire est un effet positif (réduc-

tion du niveau des lobes secondaires). Cette réduction est enregistrée dans les figures (2.15(c),...,2.15(f)). Cet effet est positif sur la structure globale et non pas pour une ou deux radiales. Ici, on a pris un désalignement De égale à 0.1 sans aucun critère. De est défini comme suit (Fig.2.17) :

$$De = \frac{\delta\theta}{\Delta\theta} \quad (2.24)$$

Dans le paragraphe suivant, on s'est intéressé à l'effet du facteur de réduction γ sur les caractéristiques du rayonnement (SLR et directivité) dans le plan ($\varphi = 0$) . Le réseau est caractérisé par les paramètres : $S = 4$, $Ngaps = 1$, $a_n = 5$ et $Nt = 112$. La figure 2.18 présente l'allure du diagramme de rayonnement en fonction de γ .

L'analyse des diagrammes de la figure 2.18 nous a permis de déduire que le facteur γ est un paramètre de contrôle. Chaque valeur de ce facteur donne un niveau des lobes secondaires **au voisinage** du lobe principal. Au fur et à mesure que gamma augmente, la valeur du SLR diminue au voisinage du lobe principal. Cette diminution du niveau du SLR au voisinage de la direction de rayonnement principale est de grande importance, car c'est elle qui conditionne la résolution de la structure rayonnante.

Dans la configuration périodique, d'après la figure 2.18(e), le plus haut niveau des lobes secondaires est enregistré sur le premier lobe secondaire (au voisinage du lobe principal).

En terme de directivité, la configuration fractale est plus directive que la configuration périodique. L'influence du facteur de réduction sur la directivité est pratiquement négligeable.

2.6 Conclusion

D'après l'étude faite sur la distribution fractale des cercles et les deux configurations des sources sur le support fractale, on peut déduire que la disposition fractale des cercles offre un meilleur compromis entre la directivité et le niveau des lobes secondaires. Ce compromis est atteint avec une combinaison adéquate d'un ensemble de paramètres définissant la distribution. Dans tout réseau d'antenne, quelle que soit sa géométrie, la question principale que l'on se pose est : quelle est la configuration optimale du réseau qui répond à un cahier de charges donné ? L'optimalité dans notre cas est divisée en deux. L'une est de trouver la distribution fractale adéquate des cercles et l'autre est de trouver la configuration géométrique optimale des sources rayonnantes sur ces cercles.

Le positionnement des sources sur les cercles est d'une grande importance puisque il présente un effet important sur les caractéristiques du rayonnement. L'analyse faite sur quatre types de distributions nous a montré que l'alignement des sources sur les radiales a un effet négatif sur le niveau des lobes secondaires. L'introduction d'un désalignement

des sources par rapport aux radiales permet de réduire le niveau des lobes secondaires.

La valeur $\delta\theta$ du désalignement optimal qui donne le plus faible SLR, est inconnue. Ce paramètre rentre dans l'ensemble des facteurs qui définissent la distribution des sources sur les cercles.

Le diagramme de rayonnement d'une configuration radiale manifeste une périodicité azimutale proportionnelle au nombre de radiales. Ce qui permet de réduire le domaine d'étude à un sous domaine $\varphi \in [0, 360/N]$.

Le prochain chapitre fera l'objet de deux optimisations :

- l'une déterminant les paramètres de la meilleure distribution répondant aux critères du problème posé.
- L'autre fixant la valeur de $\delta\theta$ du désalignement qui réduira le plus le niveau des lobes secondaires.

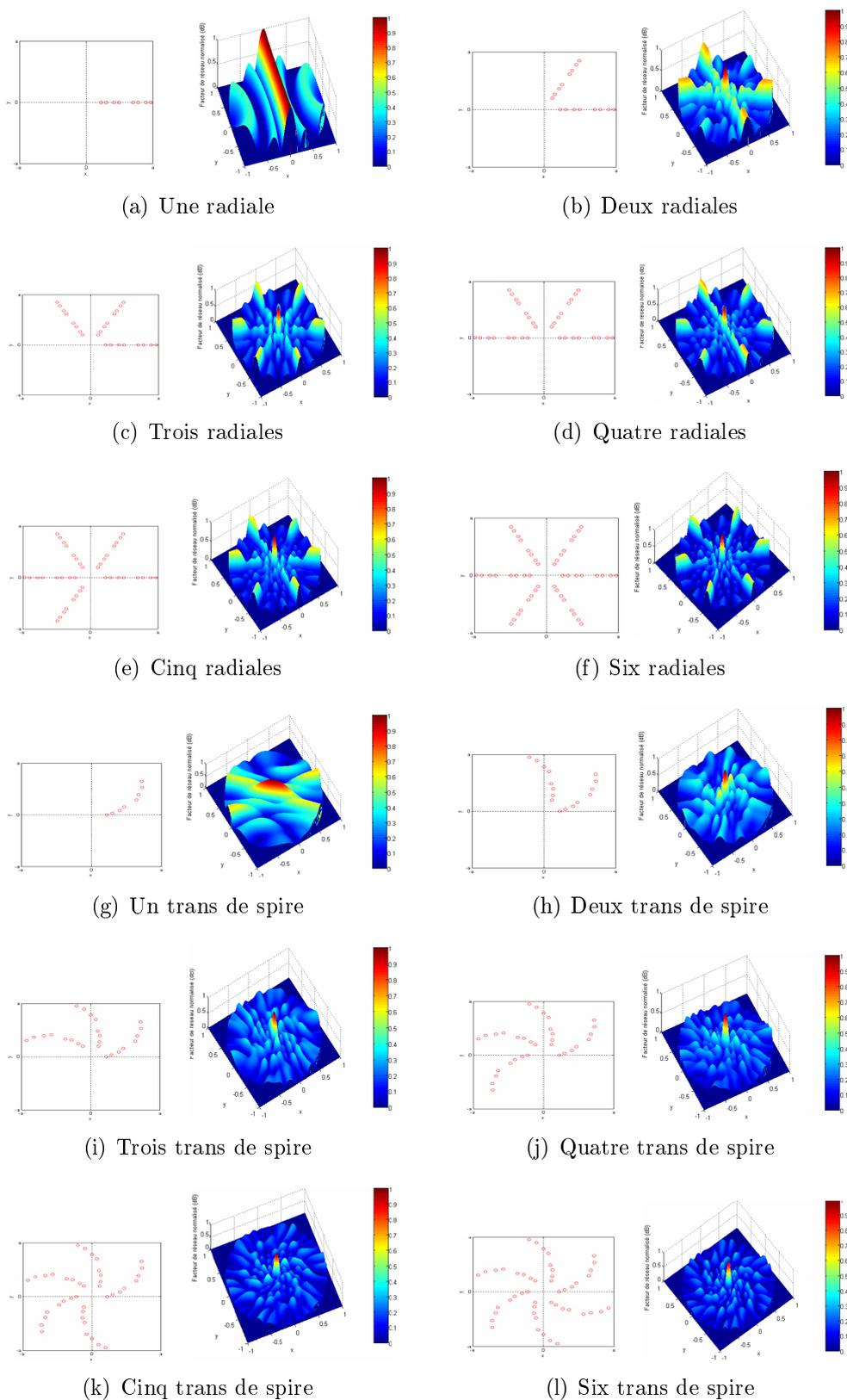
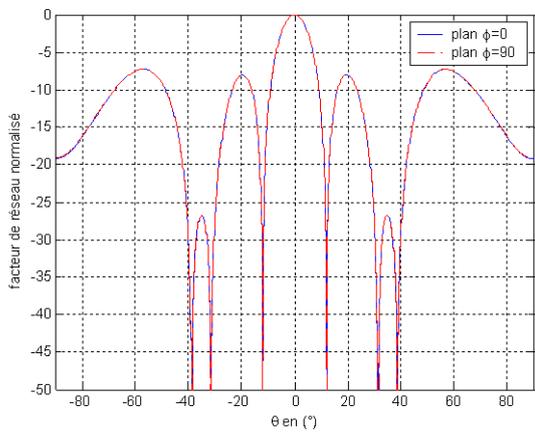
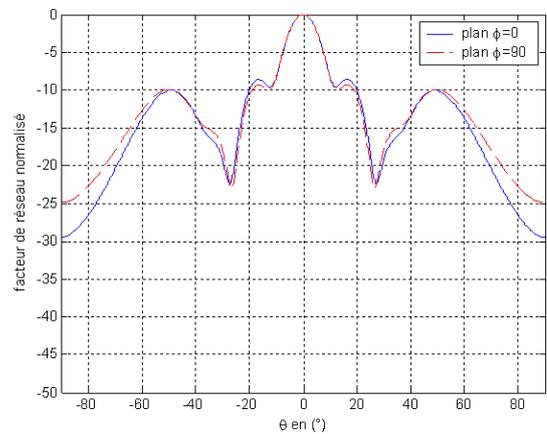


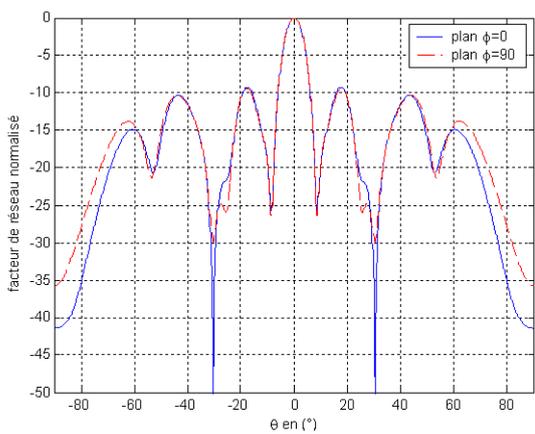
FIG. 2.14 – Différentes distributions et leurs diagrammes de rayonnement ($a_n = 5$, $N_{gaps} = 1$, $S = 4$ et $\gamma = 0.4$).



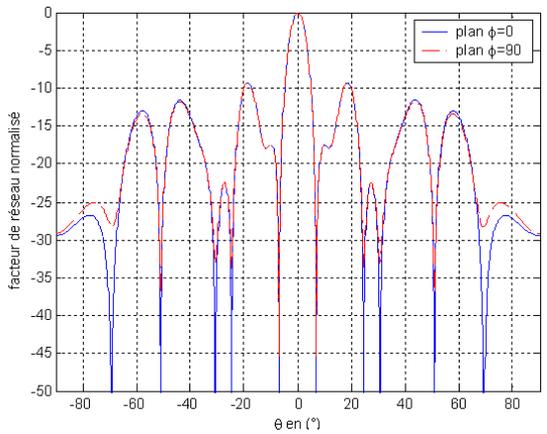
(a) Une radiale



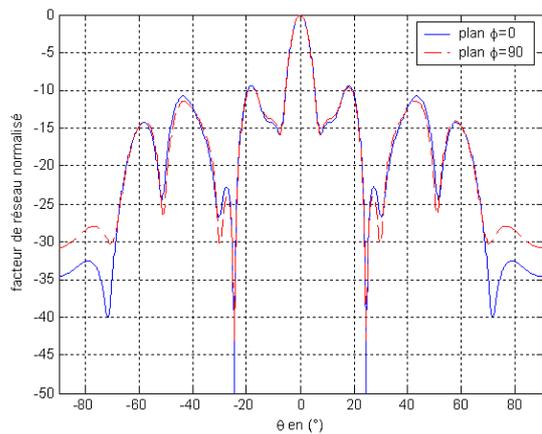
(b) Deux radiales



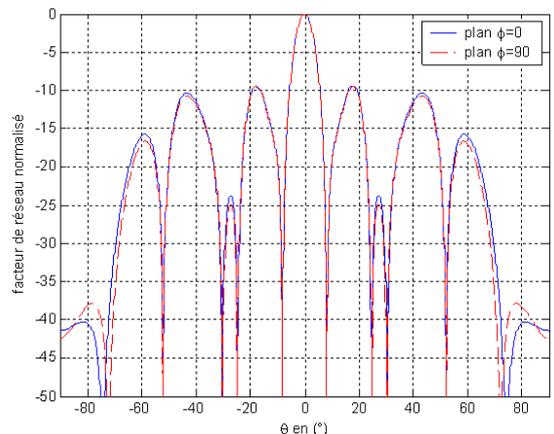
(c) Trois radiales



(d) Quatre radiales

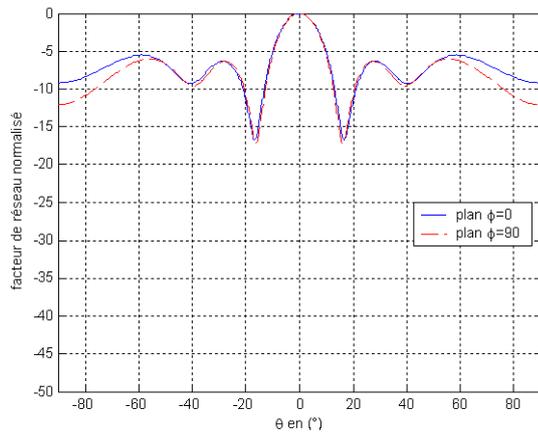


(e) Cinq radiales

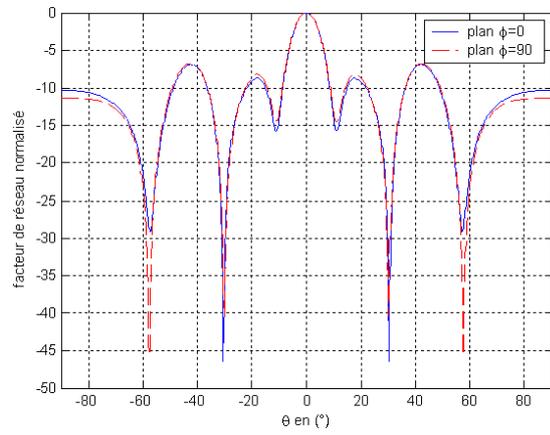


(f) Six radiales

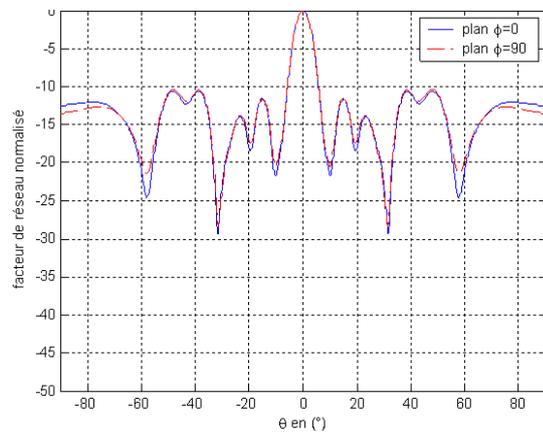
FIG. 2.15 – Diagrammes de rayonnement des distributions 2.14(a),2.14(b)...2.14(f) dans les deux plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$.



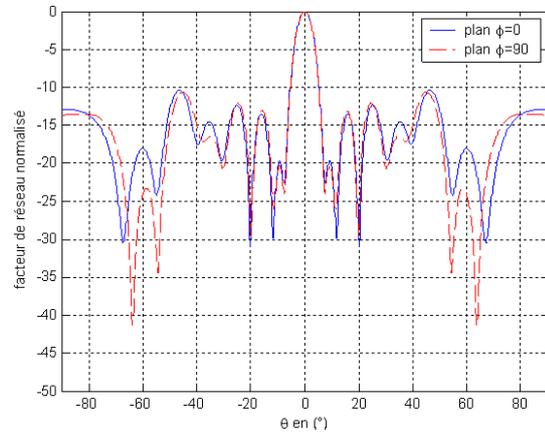
(a) Un trans de spire



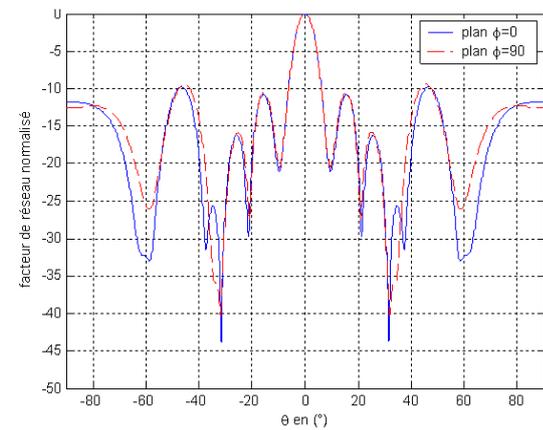
(b) Deux trans de spire



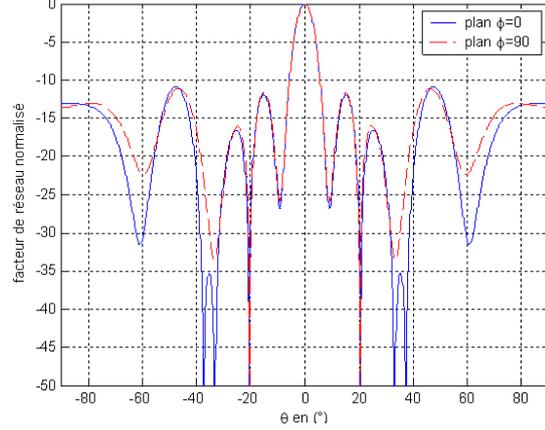
(c) Trois trans de spire



(d) Quatre trans de spire



(e) Cinq trans de spire



(f) Six trans de spire

FIG. 2.16 – Diagrammes de rayonnement des distributions 2.14(g),2.14(h)...2.14(i) dans les deux plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$.

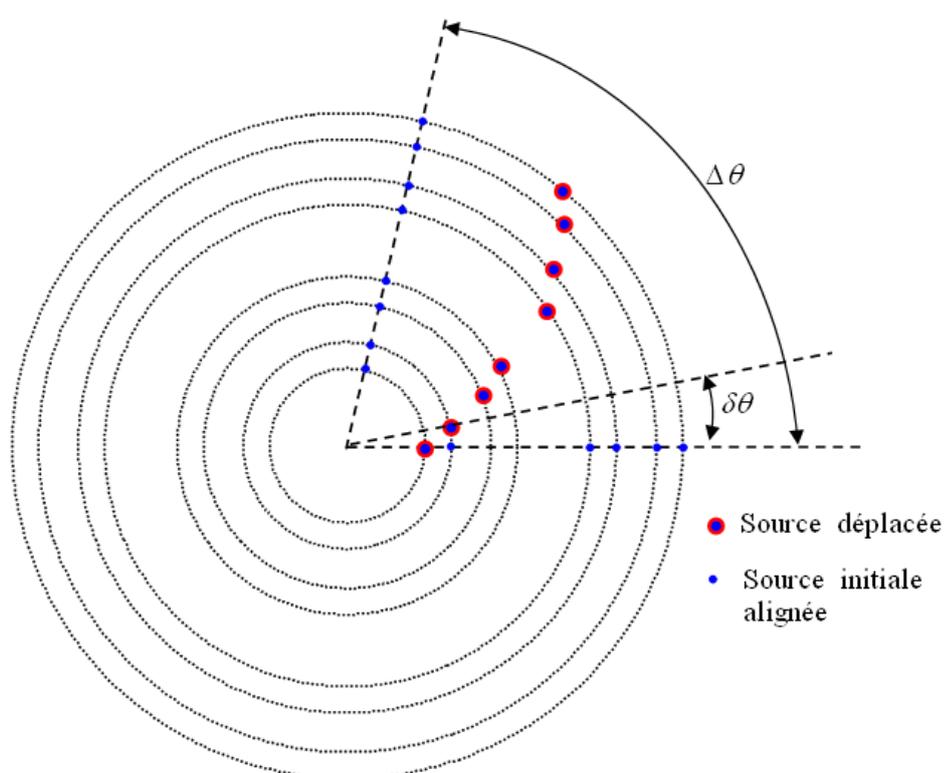


FIG. 2.17 – Désalignement relatif de sources par rapport aux radiales.

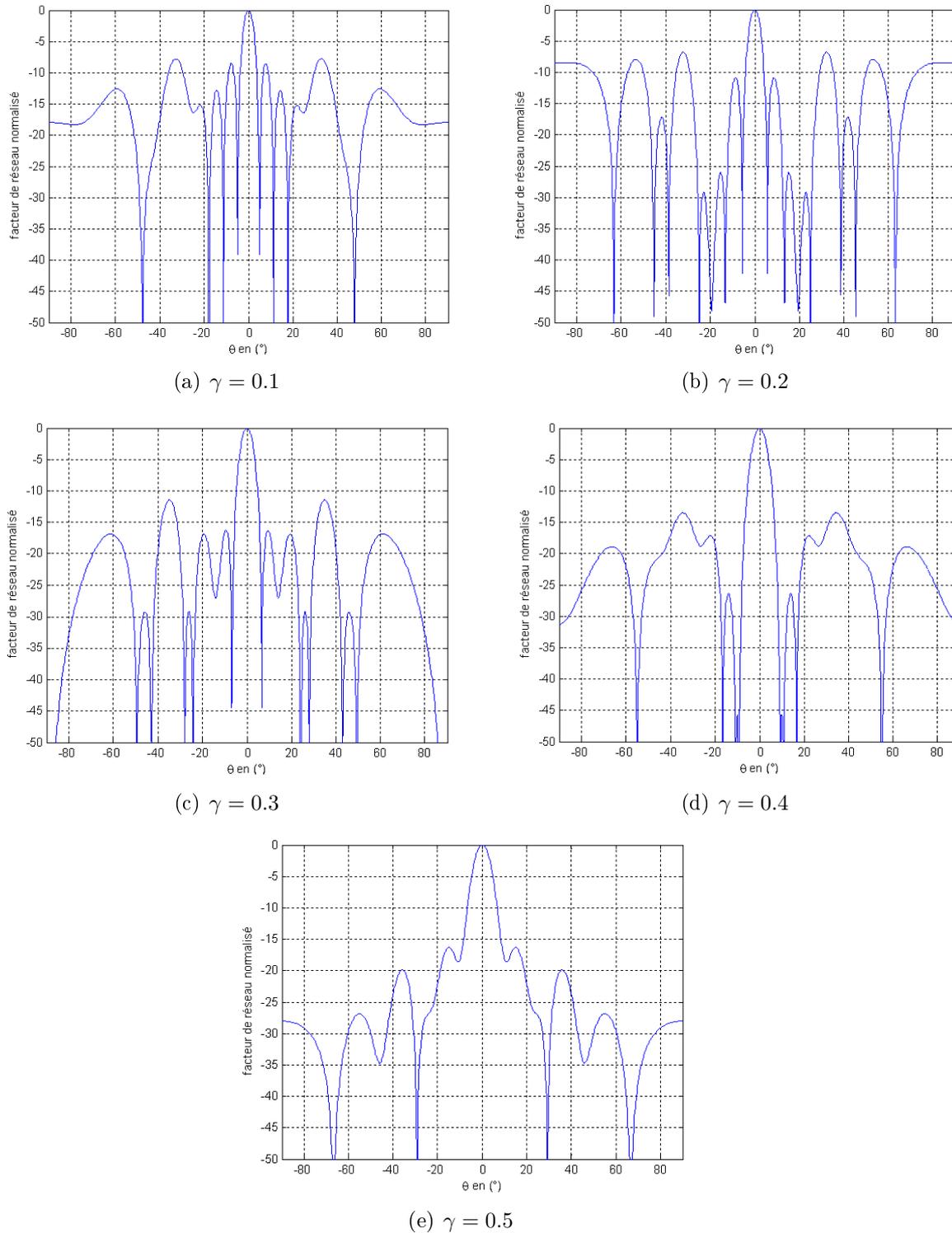


FIG. 2.18 – diagrammes de rayonnement d'un réseau fractal radial dans le plan $\varphi = 0^\circ$ ($S = 4$, $N_{gaps} = 1$, $a_n = 5$ et $Nt = 112$).

Chapitre 3

Détermination du réseau optimal à l'aide des algorithmes génétiques

La détermination du nombre de sources minimal d'un réseau à distribution fractale pour satisfaire le cahier des charges donné (angle d'ouverture de 0.6° et -20 dB de SLR) n'est pas aisée. Cette difficulté provient de la capacité des algorithmes de résolution, à converger vers la solution optimale globale dans le cas des fonctions complexes. [18]-[20]. C'est la raison pour laquelle, on fait appel aux algorithmes génétiques (AGs).

3.1 Les algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des procédures qui s'inspirent des mécanismes de sélection naturelle et des phénomènes génétiques [22]. Le principe de base consiste à simuler le processus d'évolution naturelle dans un environnement hostile. Ces algorithmes utilisent un vocabulaire similaire à celui de la génétique, cependant, les processus auxquels ils font référence sont beaucoup plus complexes. Leur but est de trouver un ensemble de paramètres qui minimisent la valeur d'une fonction.

La figure 3.1 donne la classification des algorithmes génétiques par rapport aux méthodes d'optimisation classiques. Ils sont classifiés en tant que méthode d'optimisation globale tandis que les méthodes traditionnelles plus familières, telles que le gradient conjugué et la méthode quasi-newtonienne, sont des méthodes d'optimisation locales (elles sont facilement piégés par un optimum local).

Les AGs diffèrent de la plupart des méthodes d'optimisation parce qu'ils ont les caractéristiques suivantes [19]-[21].

- Ce sont des algorithmes de recherche aléatoire, ils sont très faciles à programmer et ont le mérite de donner toujours une bonne solution aux problèmes.
- L'évaluation de la fonction objectif se fait sans se soucier de sa nature. En effet, nous n'avons besoin d'aucune propriété particulière sur la fonction à optimiser (continuité, dérivabilité, convexité, etc.), ce qui lui donne plus de souplesse et un large domaine d'application.

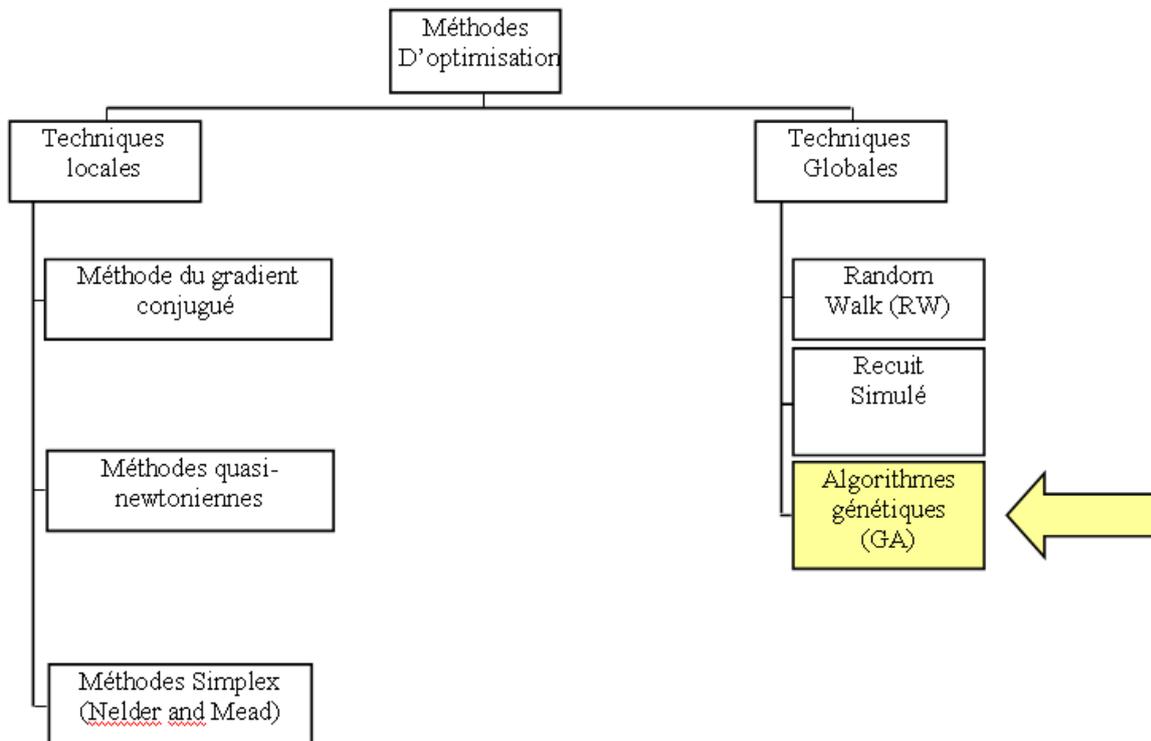


FIG. 3.1 – Classification des méthodes d'optimisation.

- Ils sont applicables à des problèmes divers, en particulier dans la synthèse des réseaux :
 - pondération des amplitudes, pour satisfaire un gabarit ;
 - pondération des espacements, pour obtenir un gabarit donné ;
 - recherche de la nature de l'élément rayonnant du réseau.
- On peut générer une forme de parallélisme en travaillant sur plusieurs points (population de taille N_p) au lieu d'un seule itéré dans les algorithmes classiques.
- La manipulation des paramètres est indirecte c'est à dire qu'on est amenée à manipuler des paramètres codés [23].

3.1.1 Principes généraux des algorithmes génétiques

Indépendamment de la problématique traitée, les algorithmes génétiques sont basés sur six principes :

1. Manière de codage d'une solution ;
2. génération d'une population initiale de taille fixe N_p , formée d'un ensemble fini de solution, dite *génération initiale* ;
3. définition d'une fonction d'évaluation (fitness) permettant d'évaluer une solution et la comparer par rapport aux autres ;

4. mécanisme de sélection qui choisit les solutions pour un éventuel couplage ;
5. opérateurs génétiques pour générer des nouvelles solutions :
 - opérateur de croisement : il manipule la structure des chromosomes des parents afin de produire des individus meilleurs. Cet opérateur est effectué selon une probabilité P_x ;
 - opérateur de mutation : il évite de produire des populations uniformes incapables d'évoluer, il consiste à modifier les valeurs des gènes selon une probabilité de mutation P_m .
6. mécanisme d'insertion, il établit un compromis entre les solutions produites (progénitures) et les solutions productrices (les parents). En d'autres termes, et suite à des informations précises, décider qui doit rester et qui doit disparaître. Tout ceci, en sauvegardant une taille de population Np fixe.

3.1.2 Fonctionnement des algorithmes génétiques

L'algorithme génétique, présenté dans la figure 3.2, débute par une génération d'une population initiale de Np individus, pour lesquels, nous calculons les valeurs de la fonction objectif (ou fitness). Nous sélectionnons les individus par une méthode de sélection. Les individus, sujets de croisement sont choisis selon une probabilité P_x . Leurs résultats peuvent être modifiés par un opérateur de mutation avec une probabilité de mutation P_m .

Les individus issus de ces deux opérateurs génétiques (croisement et mutation) sont introduits, à l'aide d'une méthode d'insertion, dans une nouvelle population dont il faut évaluer à nouveau la fonction objectif.

Un test d'arrêt sera effectué pour vérifier la qualité des individus obtenus. Si ce test est vérifié, alors l'algorithme s'arrête sur une solution optimale, sinon on réitère le processus sur la nouvelle génération.

3.1.3 Codage des chromosomes

Le choix du codage des données dépend de la spécificité du problème traité. Il conditionne fortement l'efficacité de l'algorithme génétique. Un chromosome (une solution particulière) a différentes manières d'être codé selon l'alphabet utilisé. Nous distinguons trois types de codages :

- numérique si l'alphabet est constitué de chiffres ;
- symbolique si l'alphabet est un ensemble de lettres alphabétiques ou de symboles ;
- alpha-numérique si l'alphabet est constitué de lettres et de chiffres.

3.1.4 Génération de la population initiale

Dans les problèmes d'optimisation, une connaissance de "*candidats de bonne qualité*" comme point d'initialisation conditionne la rapidité de la convergence vers la solution

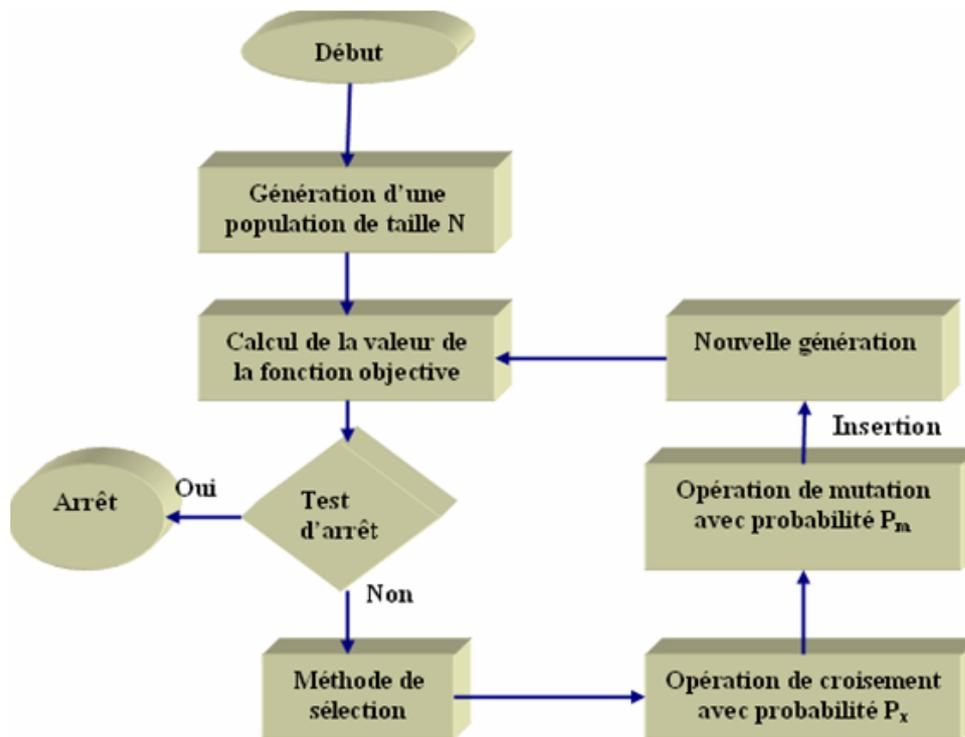


FIG. 3.2 – Schéma du principe des algorithmes génétiques.

optimale.

Si la solution optimale dans l'ensemble des solutions réalisables est totalement inconnue, la génération de la population initiale se fait d'une manière aléatoire.

Des connaissances a priori sur le problème traité permettent de générer les individus dans un domaine particulier afin d'accélérer la convergence de l'algorithme génétique. Les opérations de croisement et de mutation permettent d'entretenir la diversité d'une population non homogène au cours des générations afin de parcourir d'une manière la plus large possible l'ensemble des solutions.

3.1.5 La fonction d'adaptation

La fonction d'adaptation, ou fitness, ou encore objectif, associe une valeur pour chaque individu. Cette valeur a pour but d'évaluer si un individu est mieux adapté qu'un autre à son environnement. Ce qui signifie qu'elle quantifie la réponse fournie au problème pour une solution potentielle donnée. Ainsi les individus peuvent être comparés entre eux.

Cette fonction, propre au problème, est souvent simple à formuler lorsqu'il y a peu de paramètres. Au contraire, lorsqu'il y a beaucoup de paramètres ou lorsqu'ils sont corrélés, elle est plus difficile à définir. Dans ce cas, la fonction devient une somme pondérée de plusieurs fonctions et un ajustement des coefficients est alors nécessaire.

Dans notre cas, nous avons beaucoup de paramètres. Certains d'entre eux étaient corrélés, mais on a procédé à une simplification de cette fonction, et cela en fixant quelques paramètres qui seront ajustés manuellement : l'angle d'ouverture est assuré en liant a_n à γ et la fonction fitness F est alors :

$$F = \frac{1}{|SLR(dB)|} \quad (3.1)$$

3.1.6 Méthodes de sélection

La sélection permet d'identifier dans une population donnée les individus, susceptibles d'être croisés. Nous trouvons dans la littérature plusieurs principes de sélection :

Sélection par rang

Elle consiste à attribuer à chaque individu son classement par ordre d'adaptation. Pour un problème de maximisation, nous classons les individus selon l'ordre croissant des valeurs de la fonction objective. Ainsi, le plus mauvais individu (celui qui possède la plus petite valeur de la fonction objective) prendra le numéro 1 et ainsi de suite (tableau 3.1). Pour un problème de minimisation, nous ordonnons les individus selon l'ordre décroissant. On tire ensuite une nouvelle population dans cet ensemble d'individus ordonnés, en utilisant des probabilités indexées sur les rangs des individus :

$$P_s(\text{parent}_i) = \frac{\text{Rang}(\text{parent}_i)}{\sum_{j \in \text{population}} \text{Rang}(\text{parent}_j)} \quad (3.2)$$

où $P_s(\text{parent}_i)$ est la probabilité de sélection du parent i .

Cette procédure est très simple et exagère le rôle du meilleur élément au détriment d'autres éléments potentiellement exploitables. Le second, par exemple, aura une probabilité d'être sélectionné plus faible que le premier, bien qu'il soit peut-être situé dans la région d'intérêt.

	chromosome	Fitness	Rang	Probabilité de sélection
	Parent 1	30	2	33.33 %
	Parent 2	60	3	50%
	Parent 3	10	1	16.67%
Total		100	6	100%

TAB. 3.1 – Sélection par rang pour un problème de maximisation.

Sélection par roulette

Dans les problèmes de maximisation, on associe à chaque individu i une probabilité de sélection, noté $Prob_i$ proportionnelle à sa valeur F de la fonction objectif :

$$Prob_i = \frac{F_i}{\sum_{j \in \text{population}} (F_j)} \quad (3.3)$$

Chaque individu est alors reproduit avec une probabilité $Prob_i$. Certains individus (les bons) seront alors plus reproduits et d'autres (les mauvais) éliminés (tableau 3.2). Pour

	chromosome	Fitness	Probabilité de sélection
	Parent 1	30	30 %
	Parent 2	60	60%
	Parent 3	10	10%
Total		100	100%

TAB. 3.2 – Sélection par la roulette pour un problème de maximisation

un problème de minimisation, on utilise une probabilité de sélection pour un individu i égale à :

$$P_s = \frac{1 - Prob_i}{Np - 1} \quad (3.4)$$

Sélection aléatoire

La sélection se fait aléatoirement, uniformément et sans intervention de la valeur d'adaptation. Chaque individu a donc une probabilité uniforme $1/Np$ d'être sélectionné. En général, la convergence de l'algorithme génétique est lente en utilisant cette méthode.

Sélection par tournoi

Pour les individus de mauvaise qualité par rapport à leur fitness, cette méthode de sélection augmente les chances de participer à l'amélioration de la taille Mp ($Mp \leq Np$) prise au hasard dans la population. Le paramètre Mp est fixé à priori par l'utilisateur. L'individu de meilleure qualité par rapport à la sous-population sera considéré comme vainqueur et sera sélectionné pour l'application de l'opérateur de croisement. Le paramètre Mp joue un rôle important dans la méthode du tournoi.

Dans le cas où $Mp = Np$ (Np taille de la population), le résultat par la sélection de la méthode du tournoi donne à chaque fois un seul individu qui est le meilleur individu par rapport à la valeur de la fonction objectif. Ce qui réduit l'algorithme génétique à un algorithme de recherche local travaillant sur une seule solution à la fois. Ce type d'algorithmes a pour inconvénient de converger parfois rapidement vers un optimum local.

3.1.7 Opérateurs de croisement

Une fois la génération intermédiaire à moitié remplie, les individus sont aléatoirement répartis en couples hermaphrodites. Les chromosomes (ensembles de paramètres) des parents sont alors copiés et recombinés de façon à former deux descendants possédant des caractéristiques issues des deux parents.

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité de la population en manipulant les composantes des chromosomes. Usuellement, les croisements sont envisagés avec deux parents et génèrent deux enfants. Il est appliqué avec une probabilité P_x , communément

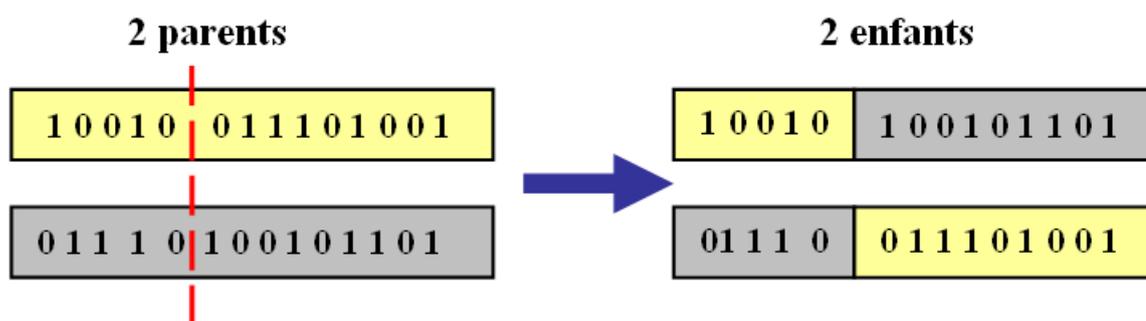


FIG. 3.3 – Représentation schématique du croisement en 1 point.

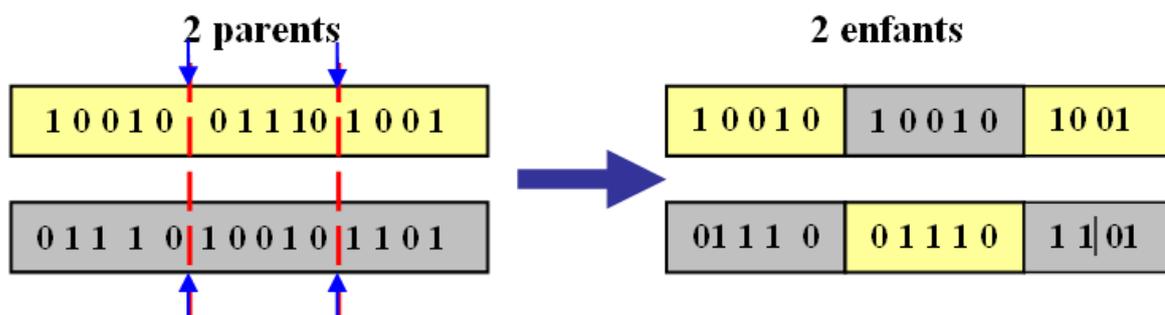


FIG. 3.4 – Représentation schématique du croisement en deux points.

appelée probabilité de croisement. Après l'utilisation de la méthode de sélection pour le choix de deux individus, nous générons un nombre aléatoire $\alpha \in [0, 1]$.

Si $\alpha \leq P_x$, nous appliquons l'opérateur de croisement sur le couple. Les plus anciens opérateurs de croisement utilisés sont : l'opérateur de croisement au point et à deux points sur deux chromosomes à codage binaire. Ils constituent la base des opérateurs de croisement. L'opérateur à un point de croisement consiste à diviser chacun des deux parents en deux parties à la même position, choisie au hasard. L'enfant 1 est composé de la première partie du premier parent et de la deuxième partie du deuxième parent alors que le deuxième enfant est constitué de la première partie du deuxième parent et de la deuxième partie du premier parent (fig.3.3).

L'opérateur à deux points de croisement est illustré par la figure 3.4. Il consiste à fixer deux positions. L'enfant 1 en remplaçant sa partie entre les deux positions par celle du parent 2. On effectuera la même opération pour déterminer l'enfant 2 en inversant les rôles des parents 1 et parent 2.

3.1.8 Opérateur de mutation

Nous définissons une *mutation* comme étant l'inversion d'un bit dans un chromosome (fig.3.5). Cela revient à modifier aléatoirement la valeur d'un paramètre du dispositif vers zéro ou l'inverse. Les mutations jouent le rôle de bruit et empêchent l'évolution de se figer. Elles permettent d'assurer une recherche aussi bien globale que locale, selon le poids et

le nombre des bits mutés. De plus, elles garantissent mathématiquement que l'optimum global peut être atteint.

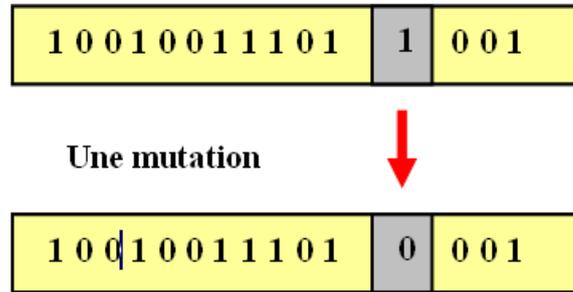


FIG. 3.5 – Représentation schématique de la mutation dans un chromosome.

3.1.9 Méthode d'insertion

Après l'étape de mutation, on utilise une méthode d'insertion pour générer une nouvelle population. Lors de la construction de cette population, on se trouve devant un vrai problème : faut-il garder les enfants ou les parents, ou bien un certain pourcentage des deux tout en respectant le fait que la taille de la population (Np) reste constante ?

Il s'agit de concevoir une stratégie d'évolution de la population. Nous distinguons dans la littérature deux stratégies.

- La première stratégie, notée (Np, Nf) , consiste à choisir les Np individus à partir de Nf enfants créés par les opérateurs de croisement et de mutation. Dans cette stratégie, on suppose que $Nf \geq Np$. Quand $Nf = Np$, nous parlerons de la méthode de la méthode générationnelle qui remplace les parents par les enfants.
- La seconde, notée $Np + Nf$, consiste à choisir les Np individus à partir des Np parents de la population précédente et de Nf nouveaux enfants. Un cas particulier de cette stratégie, appelé méthode d'état d'équilibre, a pour principe de sauvegarder une grande partie de la population dans la génération suivante. A chaque itération, quelques chromosomes (parents) ayant les meilleurs coûts seront sélectionnés afin de créer des chromosomes fils qui remplacent les plus mauvais parents. Le reste de la population survit et sera copié dans la nouvelle génération.

L'élitisme est une stratégie complémentaire de la première. Il consiste à copier quelques meilleurs chromosomes dans la nouvelle population. Il accroît l'efficacité de l'algorithme génétique basé sur la méthode d'insertion générationnelle. L'objectif est d'éviter que les meilleurs chromosomes soient perdus après les opérations de croisement et de mutation. Cette méthode améliore considérablement les algorithmes génétiques, car elle permet de conserver, à une itération k , le meilleur individu trouvé dans toutes les populations générées antérieurement.

3.1.10 Test d'arrêt

Le test d'arrêt joue un rôle primordial dans le jugement de la qualité des individus. Son but est d'assurer l'optimalité de la solution finale obtenue par l'algorithme génétique. Les tests d'arrêt sont de deux natures :

1. arrêt après un nombre fixé a priori de générations ; c'est la solution retenue lorsqu'une durée maximale de temps de calcul est imposée ;
2. arrêt lorsque la population cesse d'évoluer de manière suffisante ; nous sommes alors en présence d'une population homogène dont on peut penser qu'elle se situe à la proximité de l'optimum. Ce test d'arrêt reste le plus objectif et le plus utilisé.

Nous venons d'établir les notions fondamentales permettant la compréhension de l'algorithme génétique. Nous avons exposé en détail les différentes étapes qui constituent la structure générale d'un algorithme génétique : codage, méthodes de sélection, opérateurs de croisement et de mutation avec leurs probabilités, méthodes d'insertion et test d'arrêt. Pour chacune de ces étapes, il existe plusieurs possibilités. Le choix entre ces différentes possibilités nous permet de créer plusieurs variantes de l'algorithme génétique. Notre travail s'intègre par la suite dans la réponse à cette perspective à trouver une solution à ce problème : quels sont les meilleurs paramètres de la distributions fractale (γ , a , S/N et N) qui donnent un réseau d'antennes optimal (ayant un nombre de sources minimal) ? Ce réseau, bien sur, doit répondre au cahier de charge imposé.

3.2 Application des algorithmes génétiques

Dans le paragraphe précédant, des généralités sur les algorithmes génétiques ont été données, en vue de les appliquer à la résolution du problème de détermination de la distribution optimale qui satisfait le cahier de charges initialement imposé : angle d'ouverture de 0.6° et un niveau des lobes secondaires inférieur ou égal à $-20dB$ dans le domaine ± 8.7 . L'implémentation de ces algorithmes est faite à l'aide de la GA Toolbox (Genetic Algorithm Toolbox) de l'environnement MATLAB, mis en œuvre par le laboratoire Automatique et Systèmes de l'université de SHEFFIELD.

3.2.1 Algorithme génétique appliqué au support fractal

Les chromosomes de l'algorithme génétique contiennent les différents paramètres de la distribution à faire varier. Dans notre cas, il s'agit du paramètre γ . La fonction objectif de notre AG s'appelle "*objfunc*". Elle permet de calculer le SLR, dans le domaine $[-8.7^\circ, +8.7^\circ]$, d'une distribution de sources ayant un angle d'ouverture de 0.6° . L'algorithme commence avec un nombre initial réduit de sources, 60 sources dans notre cas. A partir de ce nombre, l'AG balaye toutes les distributions possibles pour ce nombre de sources. Tant que l'AG ne trouve pas une solution, une incrémentation d'une source est faite et l'AG est relancé et cela jusqu'à trouver une solution. Le nombre de générations est fixé à 30, critère que nous imposons à l'arrêt de l'AG. Chaque génération comporte 40 individus.

3.2.2 Résultats de l'AG

L'AG a convergé vers une solution, présentant 224 sources, représentée sur la figure 3.6(a). Ses paramètres sont : $N_{gaps} = 1$; $S = 4$; $\gamma = 0.4367$; $a_n = 56,23$ (demi longueur normalisé par rapport à la longueur d'onde dans l'espace libre) . Cette solution réalise un angle d'ouverture de 0.6 et un SLR de -20.006 dB. Le diagramme de rayonnement de cette configuration est illustré par la figure 3.6(b).

Pour les mêmes paramètres (224 sources, angle d'ouverture de 0.6°), la distribution fractale radiale offre un meilleur niveau des lobes secondaires (-20 dB) par rapport à la distribution périodique (-12 dB). Ces résultats sont illustrés par la figure 3.7.

Les résultats des figures (fig.3.6 et fig.3.7) sont obtenus dans l'intervalle restreint imposé $(-8.7, 8.7)$. On a étendu l'étude comparative à tout le domaine du visible $(-90, +90)$, et on a obtenu les résultats suivants :

- Le réseau fractal radiale (figure 3.6) présente un niveau de lobes secondaire de -10.25 dB et un angle d'ouverture de 0.6.
- Pour le même angle d'ouverture, le réseau radial périodique (figure 3.7), le niveau des lobes secondaire est de -9.52 dB.

On peut conclure que :

- La distribution fractale permet d'éloigner les lobes secondaires de niveau important du lobe principal et assure un niveau des lobes secondaires réduit sur tout le domaine visible.

3.3 Optimisation de la répartition des sources sur le support fractal

Le réseau déterminé par les AGs, satisfaisant le cahier de charges, a une distribution radiale des sources sur les cercles. L'alignement de sources selon les radiales a un effet néfaste sur les niveaux des lobes secondaires du réseau.

Afin de valider cette hypothèse et d'améliorer les performances réseau proposé, les sources sont désalignées. Le désalignement est obtenu en décalant 2 sources adjacentes (sur une radiale) d'un angle $\delta\theta$ (fig. 2.17). L'alignement des sources formant les radiales devient des tronçons de spires d'où l'appellation **Réseau fractal spiral** . Après déplacement des sources, les performances (SLR et angle d'ouverture) du nouveau réseau sont évaluées pour plusieurs valeurs d'angle de désalignement ($\Delta\theta$)(voir la figure 2.17).

Pour bien comparer ces résultats, une légère modification de γ et de a_n a été effectuée pour avoir le minimum de SLR et un angle d'ouverture de 0.6° , pour chaque valeur de l'angle de désalignement. Le cas maximum de désalignement ($\Delta\theta/7$) correspond au cas où la source du plus grand cercle de l'alignement radial i est alignée avec la source du plus petit cercle de l'alignement radial $i + 1$.

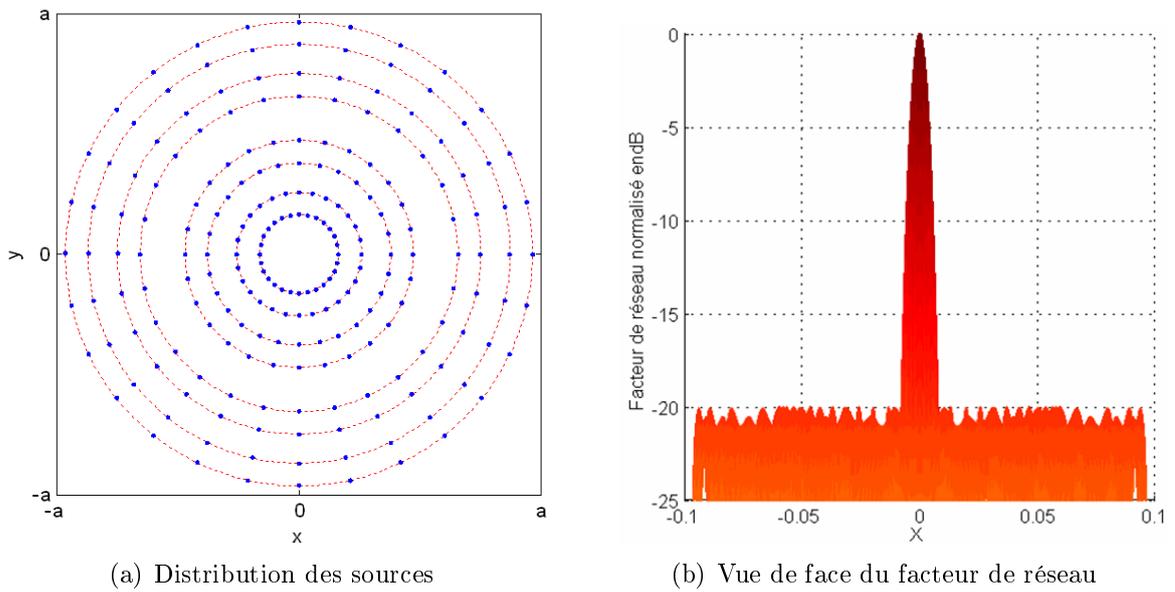


FIG. 3.6 – Résultat de l’algorithme génétique pour une distribution radiale.

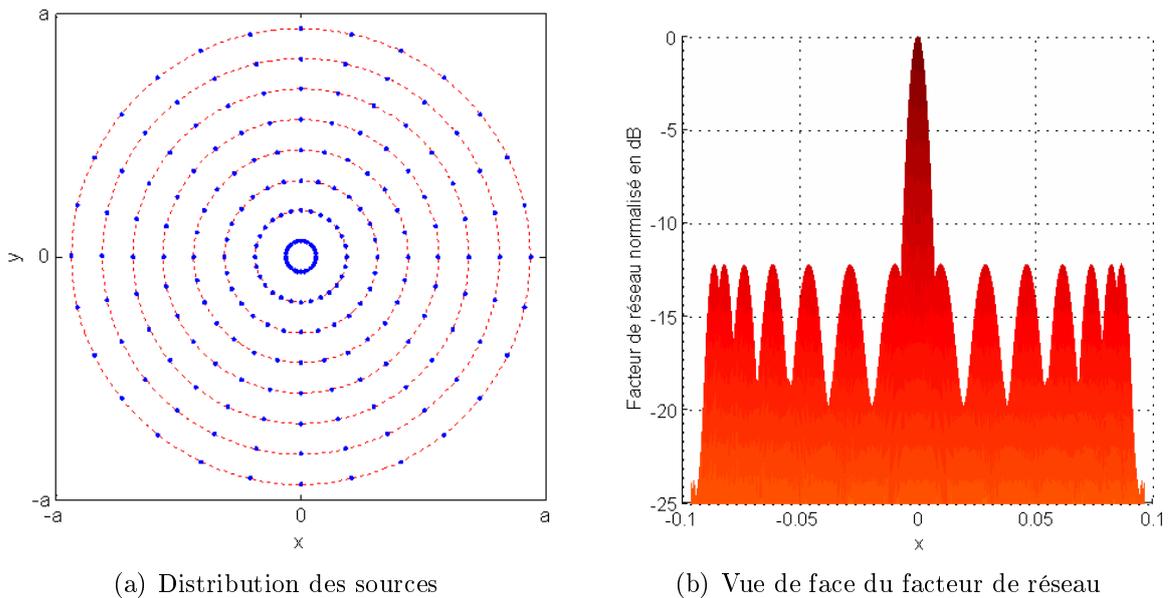


FIG. 3.7 – Facteur de réseau pour une distribution de cercle uniforme.

Les variations du SLR en fonction du désalignement relatif ($\delta\theta/\Delta\theta$) sont illustrées par la figure 3.8. Pour un désalignement relatif appartenant au domaine $[0, 0.123]$ on constate, en effet, une diminution du SLR. La valeur optimale est de l'ordre $-20,48$ dB correspond à un désalignement relatif de 0.123.

La courbe est croissante après ce minimum et cela jusqu'à plus de -20 dB pour le cas le plus critique, correspondant à un alignement de deux sources.

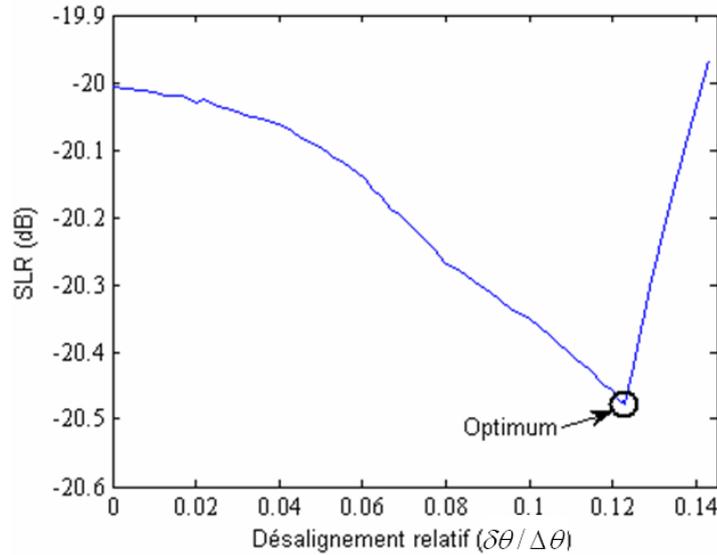


FIG. 3.8 – Tracé du SLR en fonction du désalignement de source.

L'amélioration du niveau des lobes secondaires est de l'ordre de 0,5 dB, ce qui va nous permettre de réduire le nombre de sources (-20 dB fixé par le cahier de charges).

Pour trouver le nouveau nombre minimal de sources, satisfaisant le cahier de charges, un deuxième algorithme génétique est utilisé. Il est basé sur les mêmes principes que le premier, cet AG intègre un paramètre supplémentaire dans ses chromosomes à savoir le désalignement. La convergence est alors plus difficile à obtenir. Pour y remédier le nombre de générations de l'algorithme a été augmenté à 40 et le nombre d'individus à 50.

On commence par un nombre initial de 140 sources. Tant que la solution n'est pas obtenue, L'AG est relancé de nouveau à l'aide d'une incrémentation d'une source et ce jusqu'à l'obtention de la valeur désiré du SLR. Après exécution, l'algorithme a convergé vers un réseau comportant 200 sources alors que le précédent donne 224. la distribution du réseau, ainsi obtenu, est caractérisée par les paramètres suivants : $N_{gaps} = 1$; $S = 4$; $a_n = 55,705$ et $\gamma = 0,43033$ et un désalignement relatif = 0,133. Les performance d'un tel réseau sont un angle d'ouverture de $0,6^\circ$ et un SLR de $-20,33$ dB. Afin de valider cette solution, on a tracé le diagramme de rayonnement de cette distribution (fig. 3.10) dans le domaine $[-8,7^\circ, +8,7^\circ]$.

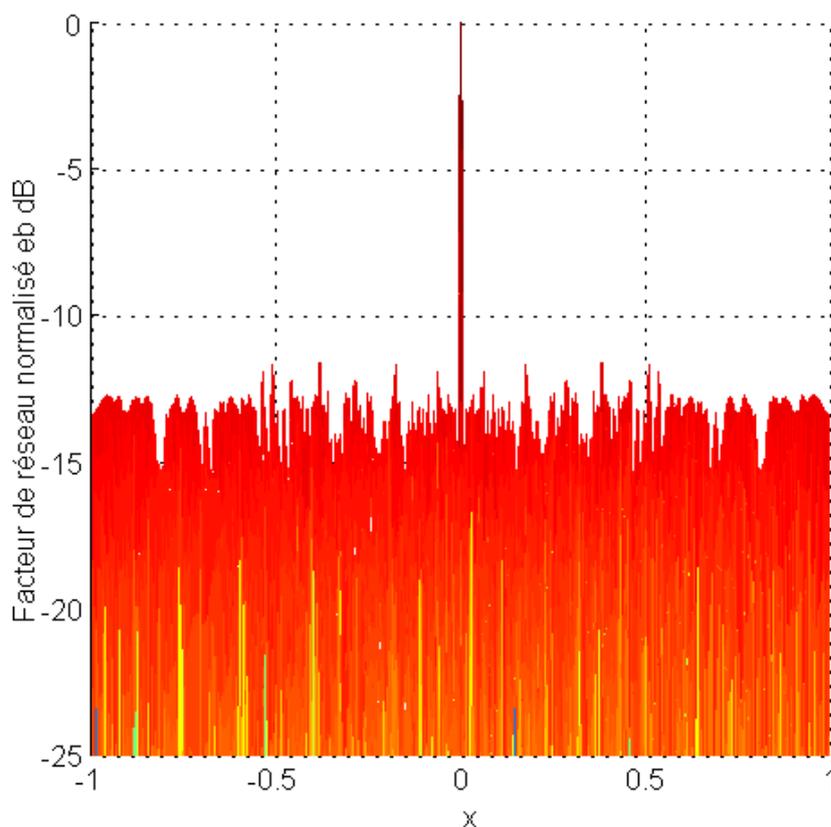


FIG. 3.9 – Vue de face du facteur de réseau du réseau fractal spiral, obtenu par l'AG, pour tout le visible.

Pour mieux caractériser ce réseau, on a tracé le diagramme de rayonnement dans l'intervalle $[-90^\circ, +90^\circ]$. Le niveau des lobes secondaire le plus élevé (situé à $\pm 38^\circ$) est de l'ordre de $-13,87 \text{ dB}$.

3.4 Etude de la robustesse

Après avoir trouvé la distribution optimale des sources satisfaisant le cahier de charges, il est commode d'étudier la sensibilité de celle-ci aux perturbations extérieures. Ces perturbations sont le plus souvent introduites lors du processus de fabrication et par l'interaction de l'antenne avec son environnement (changement de température par exemple). Ces phénomènes néfastes que subit le réseau d'antennes n'ont pas été pris en compte lors de la conception. Une conception robuste consiste à avoir une dégradation des performances (angle d'ouverture, niveau des lobes secondaires) acceptable, ce qui veut dire que le réseau donne pratiquement les mêmes caractéristiques en présence de ces perturbations. La sensibilité caractérise ainsi la robustesse du réseau vis-à-vis des éléments extérieurs.

Ce paragraphe fera l'objet de deux études, la première portera sur la robustesse vis-à-vis d'un faible déplacement de sources par rapport à leurs positions prévues. En pratique,

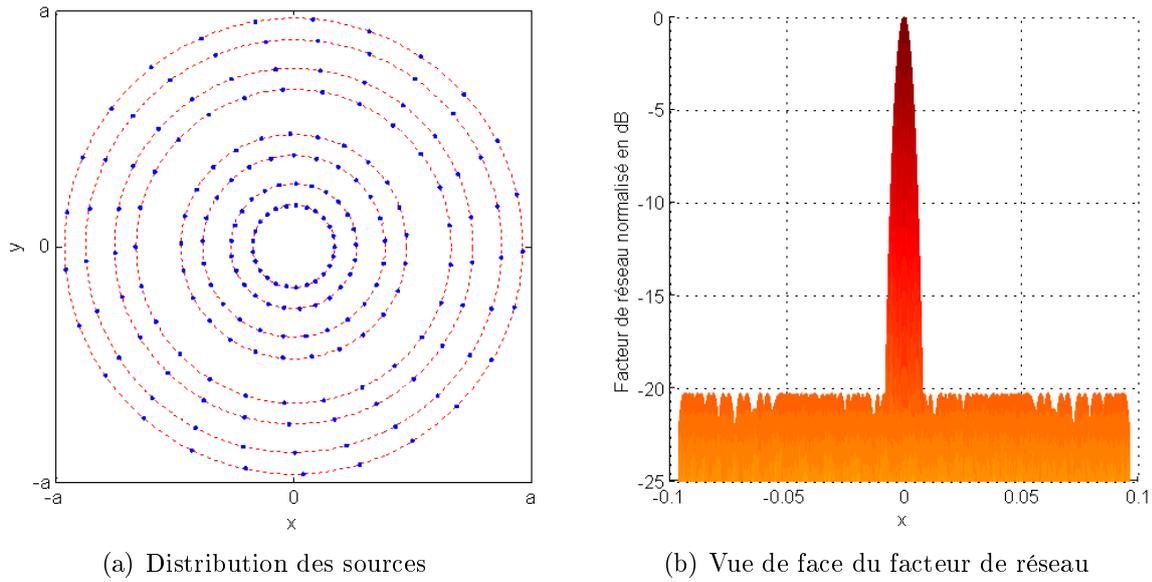


FIG. 3.10 – Facteur de réseau pour une distribution de source spirale sur un support fractal (Résultat de l'AG).

cela est traduit par les erreurs de fabrication. La deuxième traitera la robustesse vis-à-vis de la suppression des sources. En réalité, celle-la est représentée par un dysfonctionnement de sources (sources grillées). La suppression (ou déplacement) est appliquée à une source sélectionnée d'une façon aléatoire. L'étude consiste donc à étudier les variations de l'angle d'ouverture et du niveau des lobes secondaires aussi bien en fonction du nombre de sources déplacées que du nombre de sources supprimées. Le nombre maximal de sources pour les quelles on applique un déplacement ou une suppression est fixé à 10 (cas le plus défavorable).

3.4.1 Robustesse vis-à-vis de la suppression

L'effet de la suppression aléatoire des sources sur les performances du réseau est étudié sur cinq types de réseaux (fractal radial, uniforme radiale, spirale, uniforme périodique et le fractal uniforme). La figure 3.21 présente les différentes distributions avec une suppression aléatoire de 10 sources. Les fluctuations de l'angle d'ouverture et les fluctuations du niveau des lobes secondaires pour les différentes distributions sont représentées sur la figure 3.21, et cela pour le cas de suppression de cinq et dix sources.

La variation des deux paramètres est évaluée pour 20 sélections différentes. Cela a pour but de faire un balayage aléatoire de la source supprimée sur toute la distribution. Pour mieux voir l'effet global de la suppression des sources, on a calculé la valeur des écarts des 20 courbes données par les différentes expériences. L'écart minimal est défini comme étant la différence entre la valeur minimale et valeur initiale (performances du réseau sans suppression). L'écart maximal est obtenu d'une manière analogue. Ensuite, on a calculé les deux dégradations relatives en pour cent.

Les résultats de suppression de cinq et dix sources sont donnés dans le tableau 3.3. La valeur de la dégradation moyenne des deux paramètres, SLR et angle d'ouverture, est calculée comme suit :

– Sur le SLR

$$degr = \frac{|max_{SLR} - SLR_0| + |min_{SLR} - SLR_0|}{2} \frac{100}{SLR_0} (\%) \quad (3.5)$$

– Sur l'angle d'ouverture

$$degr = \frac{|max_{\theta} - \theta_0| + |min_{\theta} - \theta_0|}{2} \frac{100}{\theta_0} (\%) \quad (3.6)$$

Où :

- max_{SLR} : Valeur maximale du SLR après suppression (ou déplacement) ;
- SLR_0 : valeur initiale sans suppression (ou déplacement) ;
- min_{SLR} : Valeur minimale du SLR après suppression (ou déplacement) ;
- max_{θ} : Valeur maximale de l'angle d'ouverture après suppression (ou déplacement) ;
- θ_0 : valeur de l'angle d'ouverture initiale sans suppression (ou déplacement) ;
- min_{θ} : Valeur minimale de l'angle d'ouverture après suppression (ou déplacement) ;

Distributions	5 sources enlevées			10 sources enlevées		
	max (dB)	min (dB)	degr(%)	max (dB)	min (dB)	degr (%)
Fractale radiale	-18.1910	-19.1553	6.635	-17.589	-18.529	9.7007
Fractale périodique	-15.085	-16.112	5.804	-14.723	-16.264	6.558
Périodique radiale	-11.660	-11.972	3.381	-11.149	-12.1581	4.712
Périodique uniforme	-15.304	-16.665	6.080	-15.470	-16.444	6.245
Fractale spirale	-18.202	-19.018	3.225	-17.304	-18.520	11.892

TAB. 3.3 – Dégradations moyennes relatives de niveaux des lobes secondaires des différentes distributions pour 5 et 10 sources supprimées

Les dégradations de l'angle d'ouverture en fonction du nombre de sources supprimées sont présentées dans le tableau 3.4.

Distributions	5 sources enlevées			10 sources enlevées		
	max (°)	min (°)	degr (%)	max (°)	min (°)	degr (%)
Fractale radiale	0.6090	0.6006	0.8000	0.6086	0.5968	0.9833
Fractale périodique	0.5695	0.5614	5.7583	0.5714	0.5628	5.4833
Périodique radiale	0.6701	0.6551	1.2500	0.6746	0.6526	10.600
Périodique uniforme	0.5950	0.5891	1.3250	0.5985	0.5858	1.3083
Fractale spirale	0.6096	0.5987	1.8166	0.6165	0.5990	1.4583

TAB. 3.4 – Dégradation moyennes relatives de l'angle d'ouverture des différentes distributions pour 5 et 10 sources supprimées

1. ***pour la distribution fractale de cercles radiale de sources*** : Les performances initiales de cette distribution sont : un SLR de -20 dB, un angle d'ouverture de 0.6° avec un nombre de sources égale à 224. La dégradation maximale du SLR pour le cas le plus défavorable (10 sources supprimées) est de 2.4 dB, et de 1.81 dB pour le cas de suppression de 5 sources. La figure 3.11(a) présente la variation SLR pour la suppression de 5 et 10 sources et la figure 3.11(b) représente la dégradation de l'angle d'ouverture pour les mêmes nombres de sources supprimées.

La dégradation relative moyenne de l'angle d'ouverture est de 0.8 pour la suppression de 5 sources et de 0.98 pour le cas de la suppression de 10 sources (tableaux 3.3 et 3.4). Dans la pratique, une telle dégradation est acceptable .

Cette distribution présente une bonne robustesse vis-à-vis de la suppression de sources.

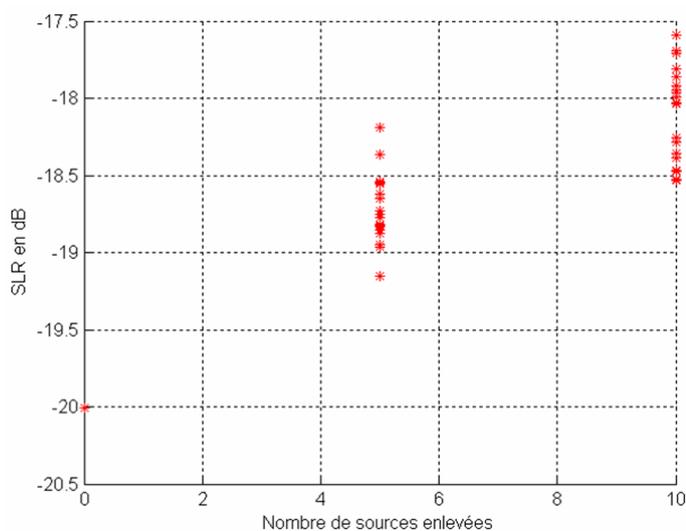
2. ***Pour la distribution fractale périodique*** : Les performances initiales de cette distribution sont : un angle d'ouverture de 0.6° , un niveau des lobes secondaire de -16.56 pour un nombre de sources de 224. Les dégradations maximales du SLR pour la suppression de 5 et 10 sources sont respectivement 1.47 dB et 1.84 dB . Ce qui est tout à fait acceptable (fig. 3.12(a)).

Concernant l'angle d'ouverture, la dégradation maximale pour la suppression de 5 sources est de $+0.03^\circ$ et la dégradation de l'angle pour le cas le plus défavorable est de $+0.028^\circ$. Ce qui est également acceptable. On peut conclure qu'une telle distribution est robuste.

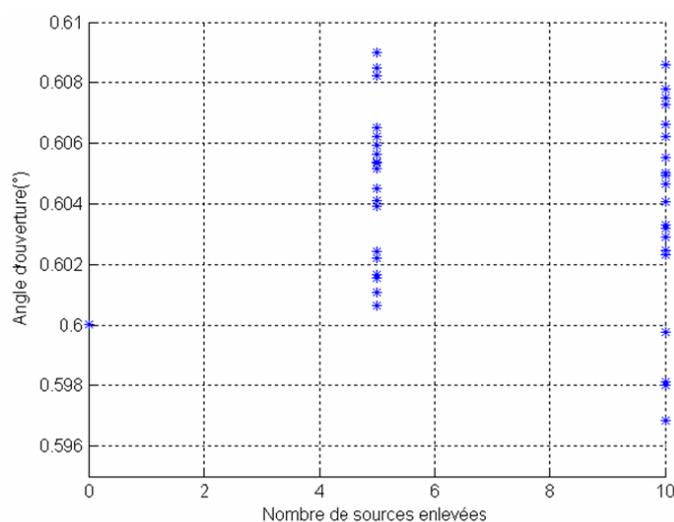
3. ***Pour la distribution uniforme radiale*** Les performances initiales de cette distribution sont : un angle d'ouverture de 0.6° , un SLR de -12.23 dB. La dégradation maximale du SLR pour la suppression de 5 sources est de 0.57 dB et de 1.08 dB pour la suppression de 10 sources (fig. 3.13(a)). La dégradation maximale de l'angle d'ouverture est de 0.07° pour la suppression de 5 sources et de 0.074° pour la suppression de 10 sources (fig. 3.13(b)). On note l'amélioration de la robustesse de cette distribution vis-à-vis de la suppression.

4. ***Pour la distribution uniforme périodique*** Cette distribution doublement périodique a comme caractéristiques initiales : un angle d'ouverture de 0.6° , un niveau des lobes secondaires de -17.02 dB et un nombre total de source de 224. Elle manifeste une dégradation maximale du SLR de 1.72 dB pour la suppression de 5 sources et 1.55 dB pour la suppression de 10 sources (fig 3.14(a)) . La dégradation maximale de l'angle d'ouverture est de 0.005° pour la suppression de 5 sources et de 0.014° pour la suppression de 10 sources (fig 3.14(a)). Cette distribution manifeste une robustesse de l'angle d'ouverture vis-à-vis de la suppression, mais une forte dégradation du SLR.

5. ***Pour la distribution fractale spirale*** Ce réseau optimum a comme caractéristiques initiales : un SLR de -20.33 dB, un angle d'ouverture de 0.6° et nombre de sources égale à 200. La dégradation maximale du SLR est de 2.13 dB pour la



(a) Niveau des lobes secondaires



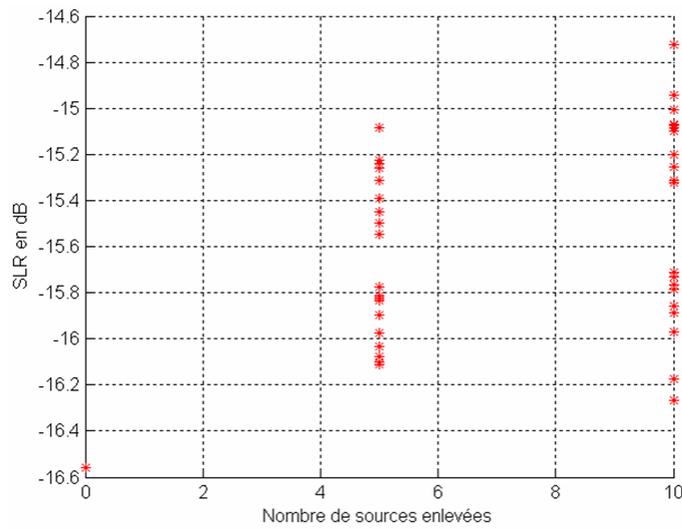
(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.11 – Dégradations des performances du réseau fractal radiale pour la suppression de 5 et 10 sources.

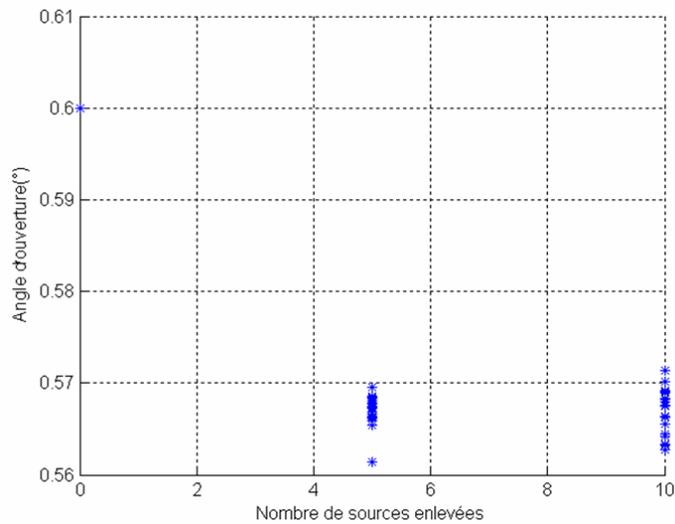
suppression de 5 sources et de 3 dB (fig. 3.15(a)) pour la suppression de 10 sources. La dégradation maximale de l'angle d'ouverture est de 0.0096° pour la suppression de 5 sources et de 0.016° pour la suppression de 10 sources (fig. 3.15(b)). Ce réseau est robuste vis-à-vis de la suppression.

Conclusion

D'après les résultats déjà exposés, le réseau fractal spiral manifeste des fluctuations de l'angle d'ouverture et du SLR acceptables vis-à-vis de la suppression des sources. Puisque avec seulement 200 sources, ce réseau assure le plus faible SLR par rapport à toutes les autres distributions qui ont un nombre de source de 224 (une différence de 24 sources).



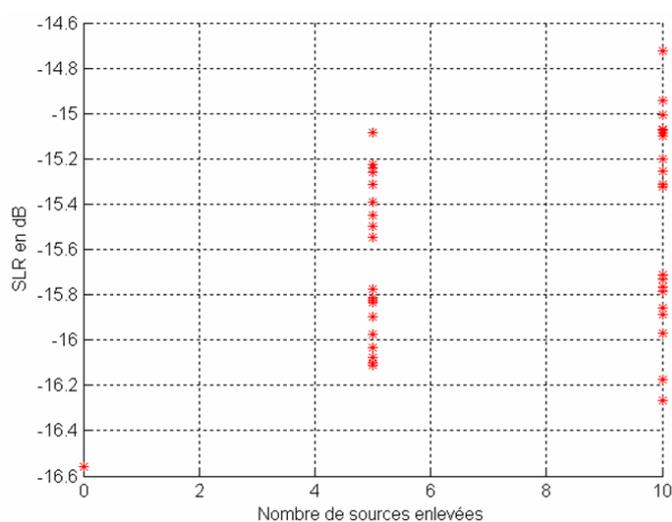
(a) Niveau des lobes secondaires



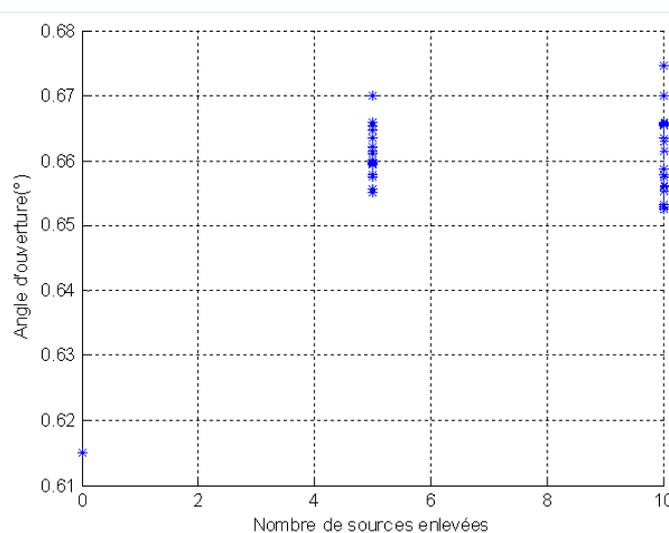
(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.12 – Dégradations des performances du réseau fractal périodique pour la suppression de 5 et 10 sources.

La comparaison des structures fractales par rapport aux structures périodiques (distributions de cercles), nous a permis de déduire que les structures fractales sont plus robustes par rapport aux distributions périodiques. La plus faible dégradation du SLR est donnée par le réseau périodique radial, cela est dû à son faible niveau des lobes secondaires de départ. Ce qui lui confère une certaine stabilité vis-à-vis de la suppression. Par contre, la dégradation de l'angle d'ouverture est plus importante par rapport aux autres distributions.



(a) Niveau des lobes secondaires



(b) Angle d'ouverture

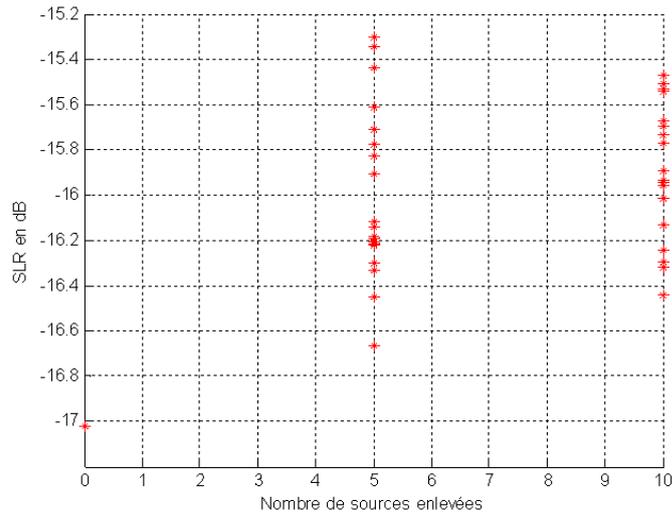
FIG. 3.13 – Dégradations des performances du réseau uniforme radial pour la suppression de 5 et 10 sources.

3.4.2 Robustesse vis-à-vis du déplacement

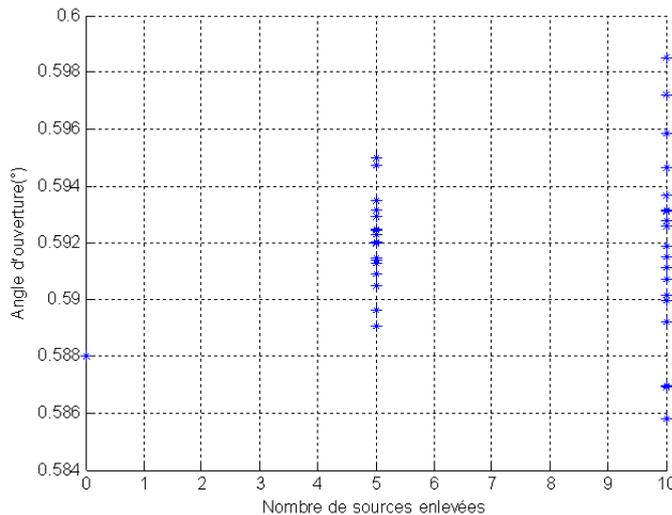
Dans cette partie, l'étude porte sur l'évolution des performances de rayonnement (SLR et angle d'ouverture) en fonction du nombre de sources déplacées d'une façon aléatoire. On a étudié deux cas : le déplacement de cinq sources sélectionnées et déplacées d'une façon aléatoire et le cas de déplacement de 10 sources. Les dégradations moyennes relatives du SLR et de l'angle d'ouverture sont calculées de la même façon que le cas de la suppression.

Les résultats de déplacement sur les deux caractéristiques sont présentés dans les deux tableaux (3.5 et 3.6)

1. *Pour une distribution fractale radiale* : Cette distribution présente une dégra-



(a) Niveau des lobes secondaires

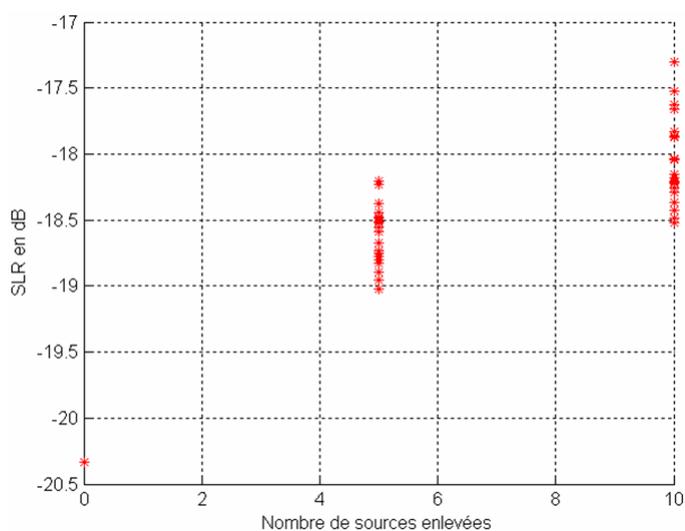


(b) Angle d'ouverture

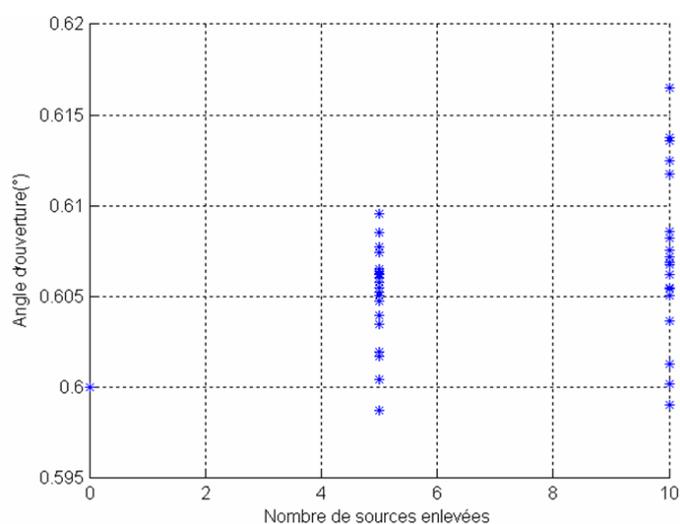
FIG. 3.14 – Dégradations des performances du réseau uniforme périodique pour la suppression de 5 et 10 sources.

dation maximale du SLR de 0.8 dB pour le déplacement de 5 sources et de 1.4 dB pour le déplacement de 10 sources. Les dégradations maximales de l'angle d'ouverture et de l'ordre de 0.004° pour les deux cas. Cette distribution est robuste vis-à-vis du déplacement (figures fig.3.16(a) et fig.3.16(b)).

2. **Pour une distribution fractale périodique** : La dégradation maximale du SLR est de 0.46 dB pour le déplacement de 5 sources et de 0.03 dB pour 10 sources déplacées. La dégradation de l'angle d'ouverture est de 0.02 pour 5 sources déplacées et pour 10 sources déplacées. Dans ce cas, on enregistre une amélioration du niveau des lobes secondaires de 0.98 dB. Ce qui démontre que la distribution périodique des sources sur les cercles n'est pas optimale. Un faible déplacement des sources nous



(a) Niveau des lobes secondaires



(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.15 – Dégradations des performances du réseau fractal spiral pour la suppression de 5 et 10 sources.

donne une amélioration des performances. Cette distribution est qualifiée d'être robuste mais non optimale (figures fig3.17(a) et fig.3.17(b)).

3. **Pour une distribution uniforme radiale** : La dégradation maximale du SLR est 0.19 dB pour le déplacement de 5 sources et de 0.37 dB pour 10 sources déplacées. La dégradation maximale de l'angle d'ouverture est de 0.008°. Ce réseau présente une robustesse de l'angle d'ouverture vis-à-vis du déplacement mais il a une faible robustesse du SLR vis-à-vis du déplacement (valeur initiale du SLR est de -12.23 dB) (figures fig3.18(a) fig.3.18(b)).

Distributions	5 sources enlevées			10 sources enlevées		
	max (dB)	min (dB)	degr(%)	max (dB)	min (dB)	degr (%)
Fractale radiale	-19.185	-19.751	2.65	-18.604	-19.618	4.45
Fractale périodique	-16.097	-16.594	1.29	-16.534	-16.597	0.02
Périodique radiale	-12.024	-12.180	0.98	-11.861	-12.152	1.84
Périodique uniforme	-17.004	-17.050	0.13	-16.973	-17.057	0.76
Fractale spirale	-19.432	-19.953	3.14	-19.496	-19.892	3.15

TAB. 3.5 – Dégradations moyennes relatives de niveaux des lobes secondaires des différentes distributions pour 5 et 10 sources déplacées

Distributions	5 sources enlevées			10 sources enlevées		
	max (°)	min (°)	degr (%)	max (°)	min (°)	degr (%)
Fractale radiale	0.6044	0.6005	0.41	0.6044	0.6039	0.69
Fractale périodique	0.5673	0.5638	5.77	0.5672	0.5669	5.49
Périodique radiale	0.6200	0.6157	2.97	0.6200	0.6195	3.29
Périodique uniforme	0.5920	0.5883	1.64	0.5920	0.5917	1.36
Fractale spirale	0.6051	0.6005	0.83	0.6050	0.6047	0.801

TAB. 3.6 – Dégradation moyennes relatives de l'angle d'ouverture des différentes distributions pour 5 et 10 sources déplacées

4. **Pour une distribution uniforme périodique :**

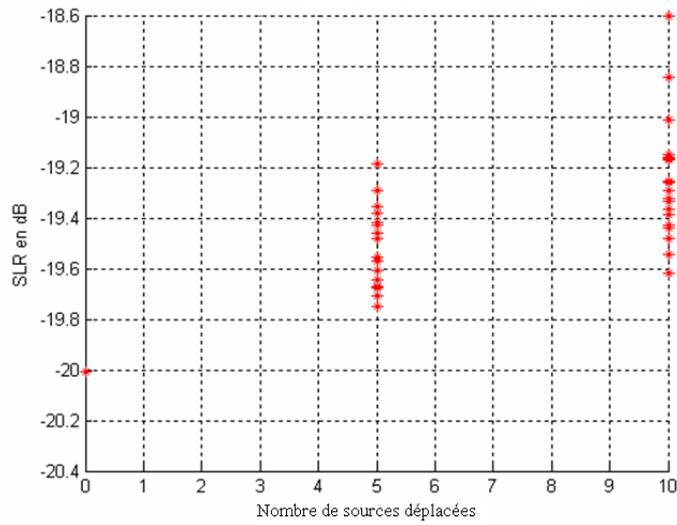
Ce réseau présente une dégradation maximale du SLR de 0.9 dB pour 5 sources déplacées et de 0.84 dB pour 10 sources déplacées. On remarque une amélioration de la dégradation du SLR. La dégradation de l'angle d'ouverture est l'ordre de 0.005° pour les deux cas de déplacement. La robustesse de cette distribution est remarquable mais elle n'est pas optimale (figures fig3.19(a) fig.3.19(b)) .

5. **Pour une distribution fractale spirale :** Ce réseau a une dégradation maximale du SLR de 0.81 dB pour un déplacement de 5 sources et de 1.4 dB pour 10 sources déplacées. La dégradation maximale de l'angle d'ouverture est de 0.004° . On peut dire que cette configuration est robuste vis-à-vis du déplacement.

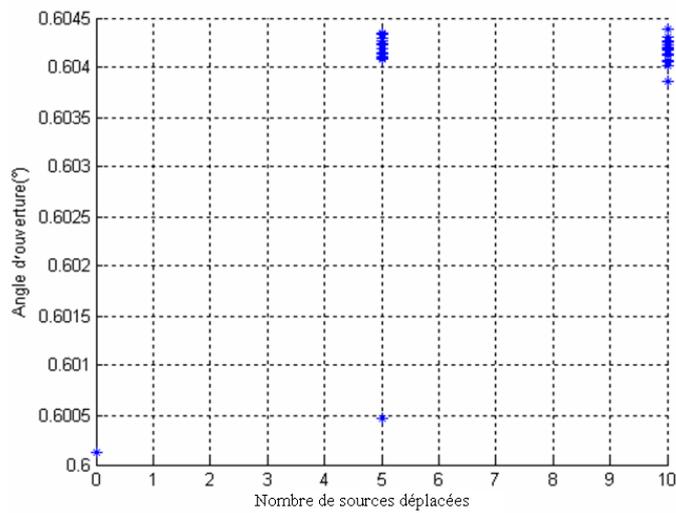
Conclusion

Les résultats obtenus dans cette partie de l'étude montre que les deux distributions (fractale périodique et uniforme périodique) ne sont pas des distributions optimale. Le positionnement des sources sur les cercles d'une façon périodique manifeste une robustesse de l'angle d'ouverture vis-à-vis du déplacement.

Le réseau fractal spiral est la distribution optimale robuste par rapport a toutes les autres configurations. Son plus faible niveau des lobes secondaires et son nombre réduit de sources le qualifie comme étant robuste et optimale.

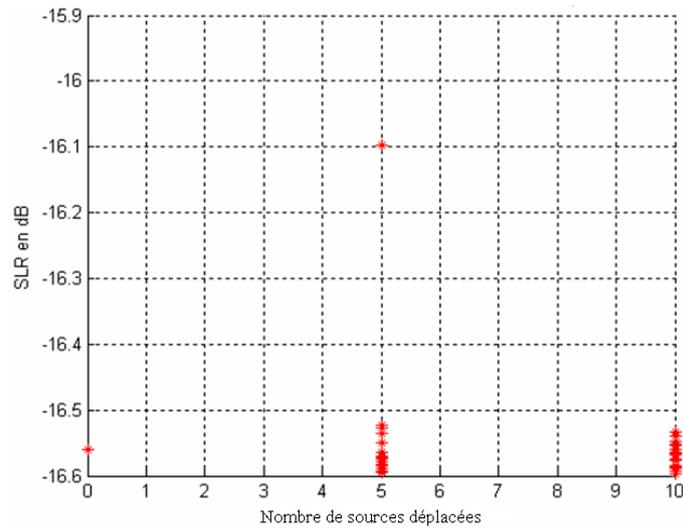


(a) Niveau des lobes secondaires

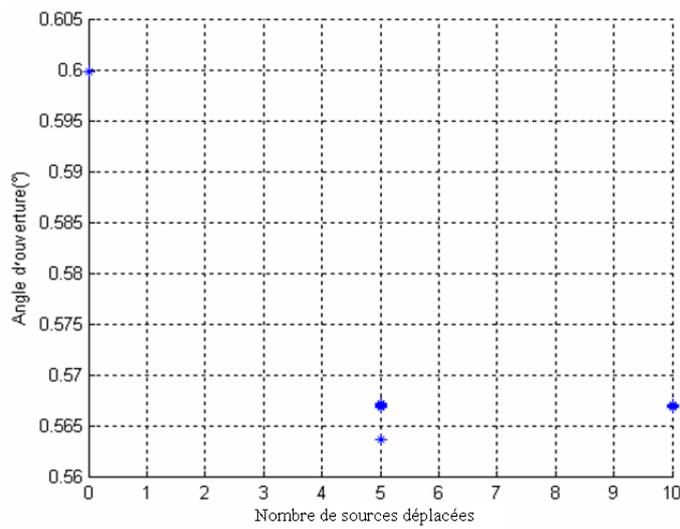


(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.16 – Dégradations des performances du réseau fractal radial pour le déplacement de 5 et 10 sources.

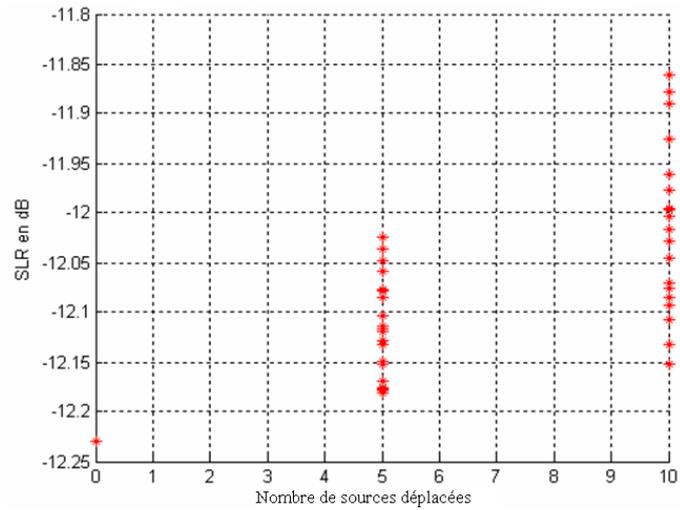


(a) Niveau des lobes secondaires

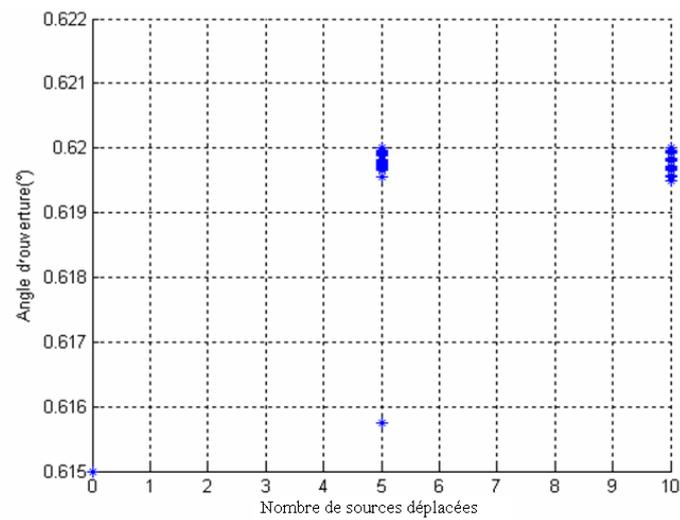


(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.17 – Dégradations des performances du réseau fractal périodique pour le déplacement de 5 et 10 sources.

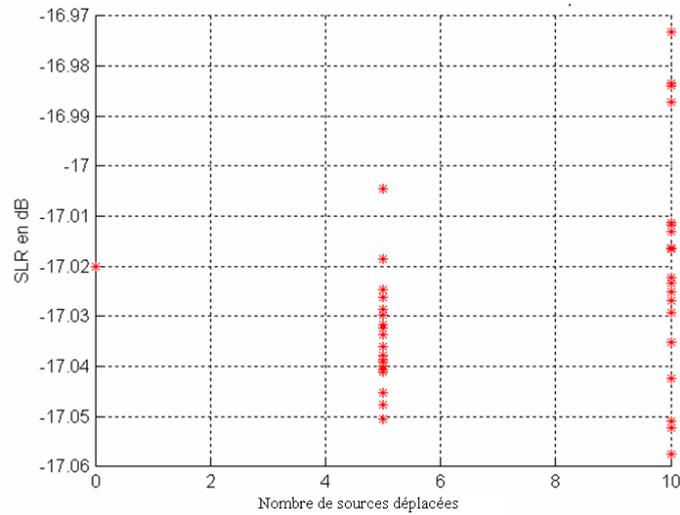


(a) Niveau des lobes secondaires

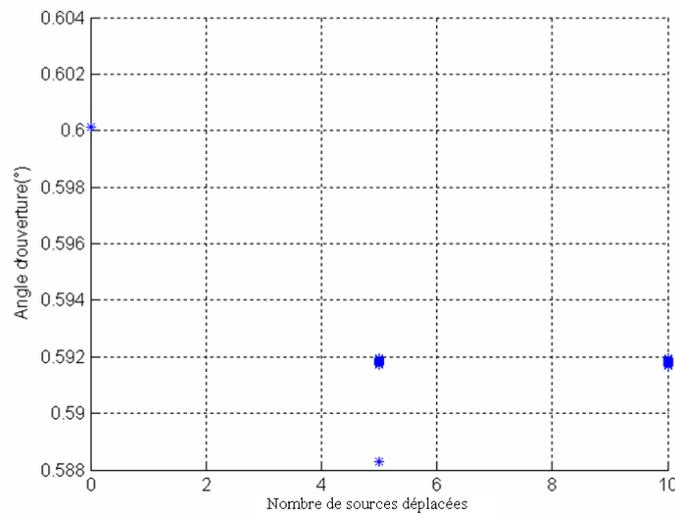


(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.18 – Dégradations des performances du réseau uniforme radial pour le déplacement de 5 et 10 sources.

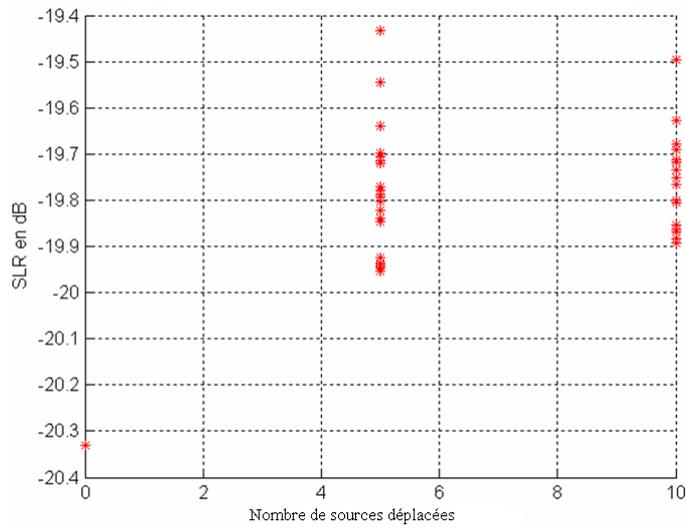


(a) Niveau des lobes secondaires

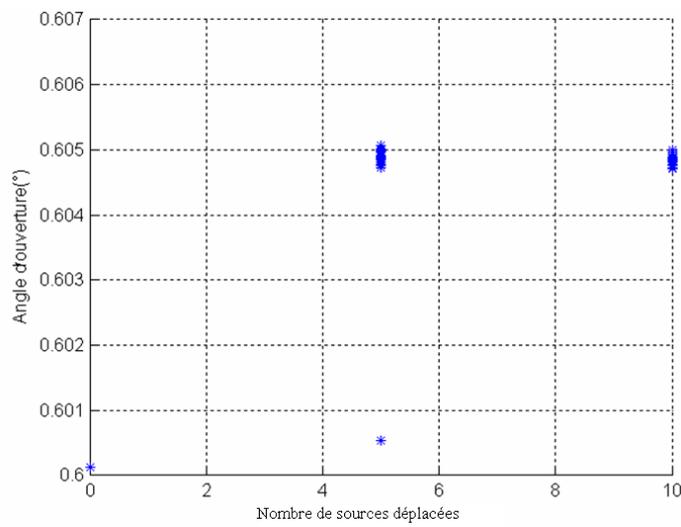


(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.19 – Dégradations des performances du réseau uniforme périodique pour le déplacement de 5 et 10 sources.



(a) Niveau des lobes secondaires



(b) Angle d'ouverture

FIG. 3.20 – Dégradations des performances du réseau fractal spiral pour le déplacement de 5 et 10 sources.

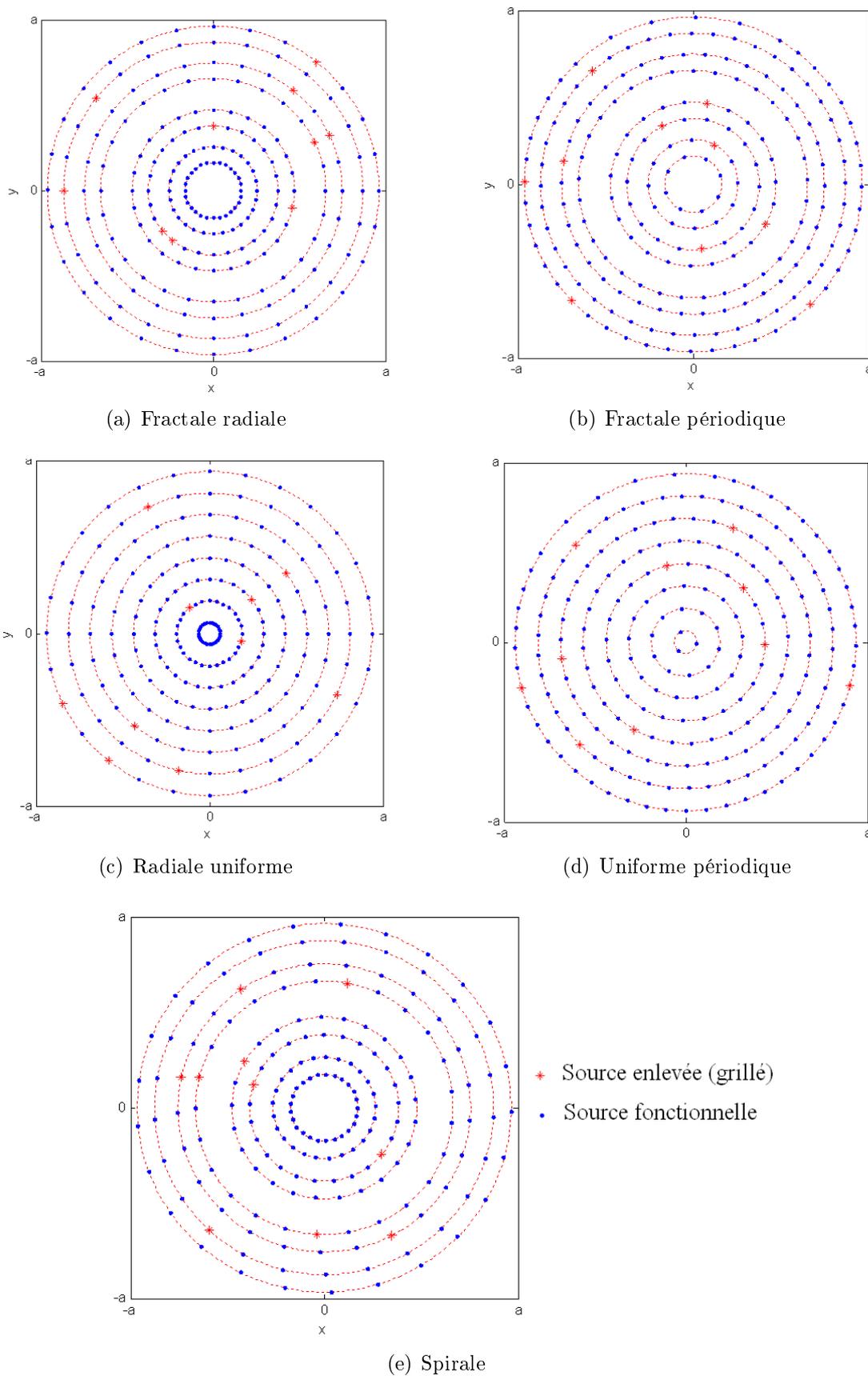


FIG. 3.21 – Suppression aléatoire de 10 sources pour différents types de distribution.

Chapitre 4

Les Réseaux Phasés

4.1 Introduction

Le réseau *cantor ring array* traduit le meilleur échantillonnage spatial d'une ouverture circulaire qui répond au cahier de charges préalablement fixé. Cependant, les caractéristiques du rayonnement de celui-ci ne sont pas figées pour n'importe quel angle de dépointage. Jusqu'à présent, l'étude a été faite pour un angle de dépointage égal à 0, des courants d'excitation à phase et amplitude constantes.

La première finalité du réseau d'antenne concerne l'augmentation de la directivité. L'étude approfondie de l'association de sources rayonnantes a conduit les ingénieurs à la notion du balayage électronique. La liberté du choix de la phase et de l'amplitude des courants d'excitation a permis de contrôler à la fois la forme du diagramme du rayonnement, et la direction du rayonnement maximal. Pour assurer le balayage du lobe principal, un circuit électronique d'alimentation complexe est introduit.

4.2 Avantages des réseaux phasés

Les deux types de balayages qui existent sont l'électronique, et le mécanique. Le balayage mécanique est défini par un ensemble de rotations de l'antenne sur des axes fixes (généralement deux rotations). Pour orienter mécaniquement le lobe principal vers une direction désirée, on est obligé de passer par un ensemble de directions intermédiaires non désirées. Le mouvement rotatif de tout l'ensemble nécessite des équipements assez lourds et encombrants et son exécution est assez lente. Et comme on a une seule antenne, le diagramme de rayonnement est figé et toute modification de celui-ci nécessite l'introduction d'une nouvelle antenne.

Le balayage électronique du faisceau est assuré par un réseau phasé. L'orientation du lobe principal, déjà expliquée, se fait en appliquant une distribution de courants avec une amplitude constante et une pondération adéquate des phases. Ce qui donne plus de rapidité et plus de précision par rapport au premier type de balayage. Le contrôle électrique de la direction de pointage offre la possibilité de mettre un terme aux problèmes d'inertie causés par les systèmes à balayage conventionnel. Spécialement pour les applica-

tions radar, la rapidité de ces réseau permet d'assurer plusieurs fonctions simultanément (balayage, poursuite, guidage de missiles). Une pondération d'amplitude des courants d'excitation définit une commande de la forme du diagramme de rayonnement (directions de rayonnement nulles, niveau des lobes secondaires) [24].

4.3 Le réseau cantor ring array et le balayage électronique

Le diagramme de rayonnement d'une distribution quelconque de sources sur des cercles concentriques (sources isotropes) est (Chapitre 1) décrit par un facteur de réseau qui s'écrit :

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^{Nt} e^{jk_0 \sin\theta(x_i \cos\varphi + y_i \sin\varphi)} \quad (4.1)$$

L'équation est valable pour une distribution des courants excitations à phase et amplitude constante. Pour pointer le lobe principal dans une direction donnée (θ_0, φ_0) on alimente les différentes sources par un courant d'excitation avec une phase adéquate. Le courant d'excitation de la $i^{i\text{me}}$ source s'écrit sous la forme :

$$I_i = I_0 e^{j\delta_i} \quad (4.2)$$

L'amplitude des courants est constante puisque on cherche uniquement à pointer le faisceau dans une direction donnée et non pas de contrôler sa forme . L'expression du diagramme de rayonnement d'une telle distribution est :

$$F(\theta, \varphi) = I_0 \sum_{i=1}^{Nt} e^{j(\delta_i + k_0 \sin\theta(x_i \cos\varphi + y_i \sin\varphi))} \quad (4.3)$$

Les valeurs des déphasages appliqués aux différentes sources pour avoir un rayonnement maximum dans la direction définie par (θ_0, φ_0) est donc :

$$\delta_i = -k_0 \sin\theta_0(x_i \cos\varphi_0 + y_i \sin\varphi_0) \quad (4.4)$$

La figure 4.1 présente une orientation du lobe principale vers $(\theta_0, \varphi_0) = (30, 60)$ d'un réseau plan à distribution fractale-radiale caractérisé par les paramètres ($N_{gaps} = 1, \gamma = 0.4, S = 4, Nt = 48, a_n = 5$).

4.4 Les déphaseurs

Jusqu'à présent, on a établi les équations qui nous permettent d'orienter le lobe principal vers une direction désirée à l'aide de courants d'excitation à phases déterminées sans donner les dispositifs électroniques qui assurent ce déphasage. Dans ce paragraphe, on exposera quelques méthodes utilisées pour obtenir ce déphasage.

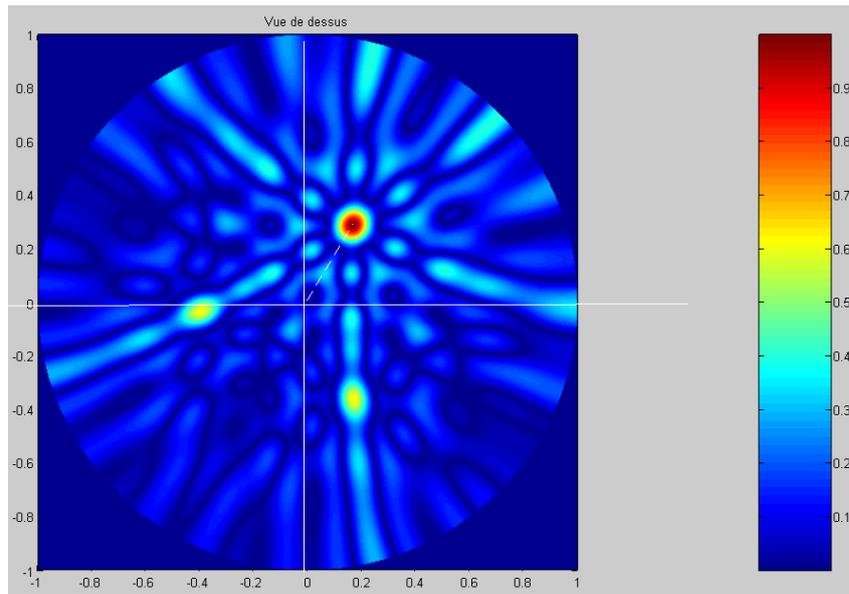


FIG. 4.1 – Vue de dessus du diagramme de rayonnement.

Dans le cas d'une variation temporelle harmonique des signaux d'excitation $e^{j\omega t}$, avec :

$$\omega t = 2\pi f t = 2\pi f \frac{l}{c} = 2\pi f l \sqrt{\mu\epsilon} \quad (4.5)$$

où l : distance à l'instant t .

Les possibilités de faire varier la phase sont alors :

- balayage par changement de fréquence ;
- balayage par changement de longueur ;
- balayage par changement de la permittivité ;
- balayage par changement de la perméabilité.

4.4.1 Balayage par changement de fréquence

Le balayage par changement de fréquence ou *balayage fréquentiel* est accompli par le changement de la fréquence des signaux d'alimentation des éléments d'un réseau d'antennes linéaire uniforme¹ figure (4.2) alimenté en série. Cette modification de la fréquence est lié directement à la *longueur électrique*. En utilisant l'expression de la vitesse de propagation c , du vecteur d'onde k et de la distance l ; L'équation 4.5 s'écrit sous forme :

$$\psi = \frac{\omega}{c} l = kl \quad (4.6)$$

ψ est appelé la *longueur électrique*.

Cette dernière équation montre qu'avec un changement de fréquence on arrive à créer une variation linéaire de la phase des courants d'excitation, le courant d'excitation traverse une longueur physique ld et donc une longueur électrique ikd pour atteindre le i^{ime} élément

¹distance inter-éléments constante

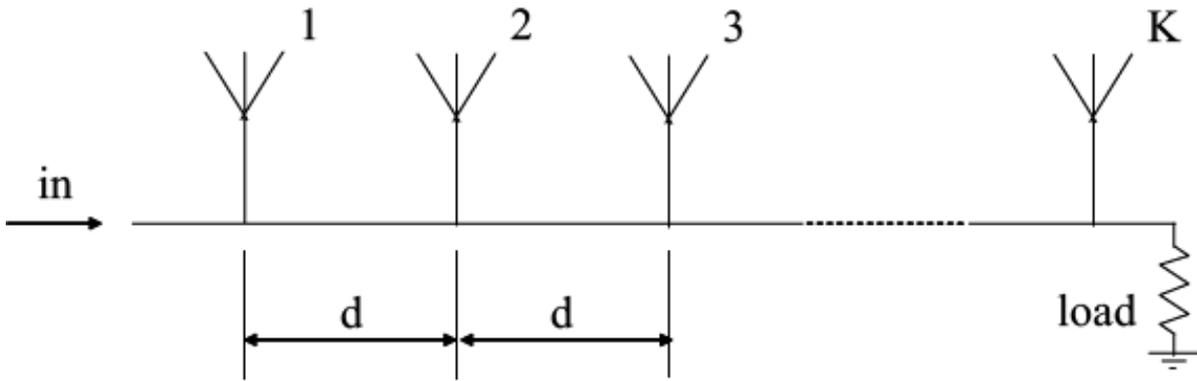


FIG. 4.2 – Réseau linéaire uniforme alimenté en série. (d : espacement entre deux éléments adjacents, K : nombre de sources du réseau) [25].

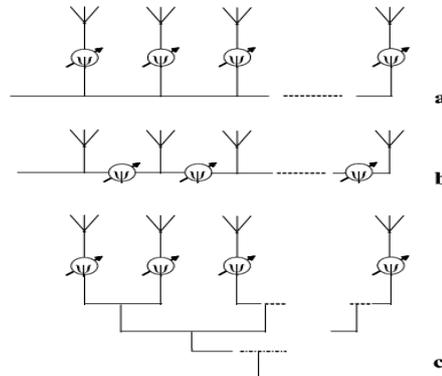


FIG. 4.3 – Différentes manières de positionner les déphaseurs dans un réseau linéaire [25].

du réseau. Si les longueurs physiques des lignes d'alimentation sont choisies de façon à ce que le lobe principal soit pointé vers la direction θ_0 à la fréquence centrale, la variation de la fréquence vers des valeurs inférieures ou vers des valeurs supérieures de la fréquence centrale engendre un pointage du lobe principal respectivement vers des angles inférieures et supérieures à θ_0 [25].

4.4.2 Balayage par changement de longueur

Une autre manière de créer un déphasage est de varier la longueur physique. Cette procédure est appliquée aux réseaux à alimentation série. La figure 4.3 donne les différentes manières de réaliser des déphasages à variation de longueur.

Actuellement, la sélection des différentes longueurs de lignes est effectuée numériquement. Un schéma simplifié d'un déphaseur cascade quatre bits à sélection numérique est représenté sur la figure 4.4.

Ce déphaseur offre un angle de déphasage allant de $\psi = 0$ à $\psi = 337.5^\circ$ avec un pas de 22.5° . Il est composé de quatre déphaseurs commandés par quatre bits, ce qui donne 2^4 phases différentes. Pour diminuer le pas de déphasage il faut augmenter le nombre de sections (et alors le nombre de déphaseurs).

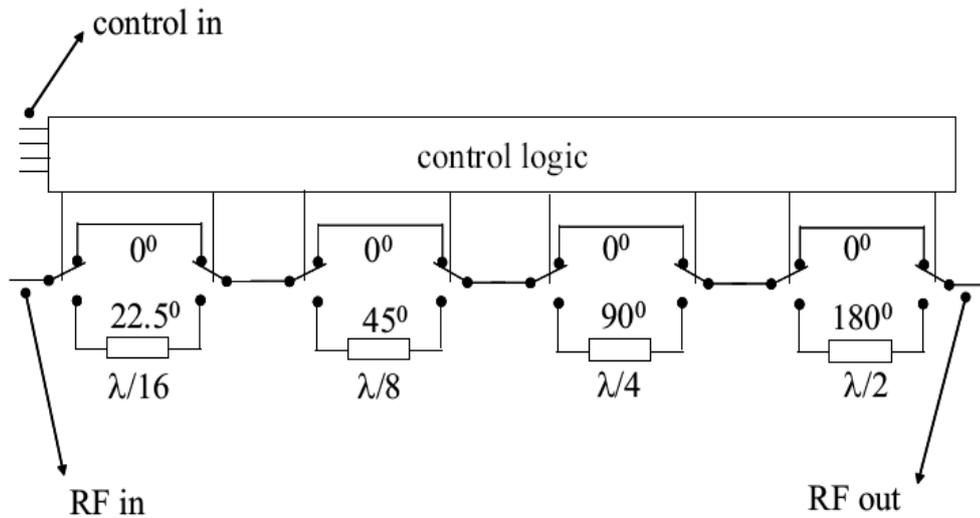


FIG. 4.4 – Déphaseur numérique cascade à 4 bits [25].

Généralement, le déphaseur est quantifié, c'est-à-dire qu'il ne peut prendre qu'un nombre fini d'états de phase et donc la loi de phase linéaire qui est appliquée n'est qu'une approximation. Il s'ensuit certaines déformations du diagramme par rapport au diagramme idéal souhaité telles que l'apparition de rayonnement diffus dans tout l'espace angulaire. Un autre ennui est qu'il y a une perte de gain dans la direction visée due au rayonnement diffus mais aussi aux pertes en ligne du déphaseur.

Plus le nombre de bits est élevé plus le rayonnement diffus est bas, mais aussi, plus les pertes et le coût sont élevés. Le choix du nombre de bits des déphaseurs d'une antenne à balayage électronique est toujours un compromis [5].

4.4.3 Balayage par changement de permittivité

Conformément à la relation 4.5, un changement de la perméabilité ϵ du diélectrique traversé par le signal engendre un déphasage. Il existe plusieurs matériaux ayant cette caractéristique ; c'est le cas d'une décharge gazeuse ou plasma, dont les constantes diélectriques changent en fonction du courant qui les traverse. Un autre exemple est l'utilisation des matériaux dits *ferromagnétique*². Dans ces matériaux, la perméabilité varie en fonction de l'amplitude du champ **électrique** appliqué.

²Des substances qui sont principalement à base du fer (d'où le nom de ces matériaux) le nickel et le cobalt ainsi que de nombreux alliages contenant ces éléments. Trois propriétés essentielles les caractérisent :

- $\mu_r \gg 1$ jusqu' à quelques milliers, voire dizaines de milliers ;
- $\mu_r = \mu_r(T)$ dépend de la température ;
- $\mu_r = \mu_r(H)$ cycle d'hysteresis.

4.4.4 Balayage par changement de la perméabilité

Dans cette méthode, analogue à la précédente, le déphasage est obtenu par changement de la perméabilité, μ , du milieu traversé par le champs électromagnétique. Les matériaux *ferrimagnétique*, ou les ferrites sont des matériaux dont la perméabilité change en fonction des variations du champ **magnétique** appliqué.

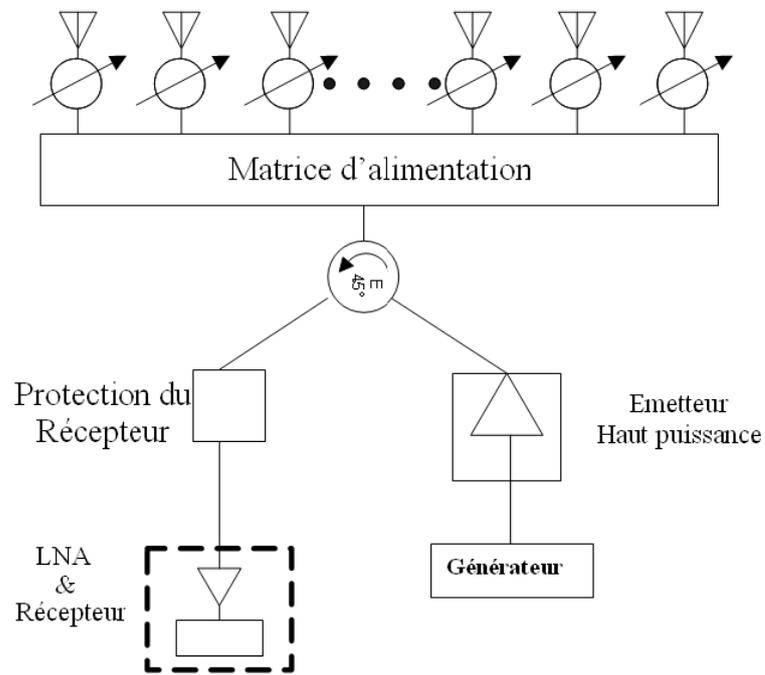
Les deux dernières méthodes de déphasage representent le déphasage par changement de la vitesse de propagation ($c = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$).

4.5 L'architecture des réseaux phasés

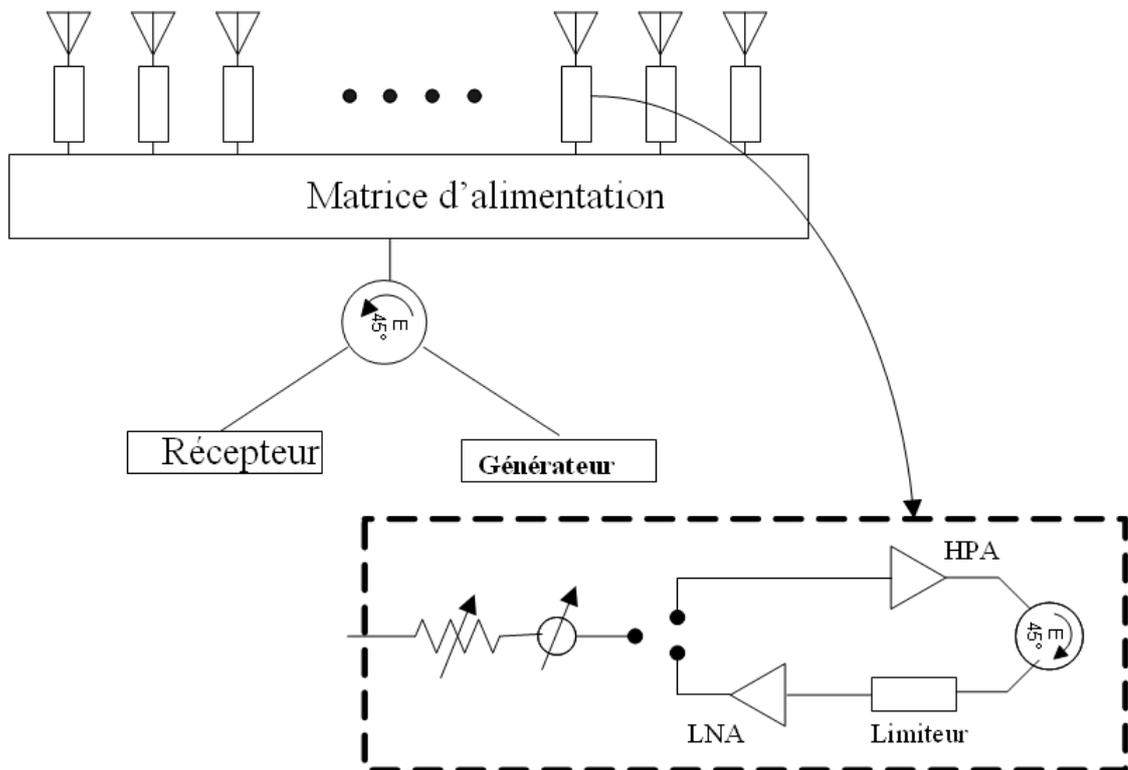
Les deux architectures de base des réseaux phasés sont représentées dans la figure 4.5(a) : les réseaux passifs et les réseaux actifs. Chacun a ses propres propriétés, avantages et imperfections. Généralement, dans les réseaux passifs, aucun contrôle de l'amplitude n'est présent. Seuls des déphaseurs sont utilisés à chaque élément du réseau afin d'offrir la phase requise pour le balayage (figure 4.5(a)). Le défi principal dans la conception d'un réseau passif est la minimisation des pertes dans les lignes d'alimentation afin d'augmenter la sensibilité et l'efficacité du système. Souvent, cette condition limite le type des lignes d'alimentation à une technologie guide d'onde. Ceci augment considérablement le poids du réseau. Les réseaux passifs restent les moins coûteux des réseaux à balayage électronique (ESA Electronically Scanned Array) car le nombre et le coût des composants est réduit.

Dans les réseaux actifs, le module de transmission réception (**TRM** Transmit/receiver module) est utilisé dans chaque élément pour assurer le contrôle de la phase et de l'amplitude. L'émetteur central des réseaux passifs conventionnels est remplacé par des amplificateurs de puissance distribués dans chaque TRM (figure 4.5(b)). Les avantages de ce type de réseau sont principalement : leurs grande sensibilité, la flexibilité de contrôle de l'amplitude et de la phase à l'émission et à la réception, aussi aucune optimisation n'est nécessaire pour réduire les pertes dues au circuit d'alimentation. Nous avons donc une flexibilité de conception et une possibilité de réduire les dimensions (volume) et le poids de la structure rayonnante. Evidemment, Ces performances offertes augmentent considérablement la complexité et le coût du réseau.

Un autre type de réseau phasé est le réseau phasé *hybride*. Ce réseau combine quelques dispositifs des réseaux passifs et d'autres des réseaux actifs, comme illustré dans la figure 4.6. Comme dans les réseaux passifs conventionnels, Un émetteur central alimente le réseau. Cependant, chaque élément est équipé d'un amplificateur faible bruit (LNA Lower Noise Amplifier) disposé en amont d'un déphaseur afin d'améliorer le facteur de bruit global du système. Un limiteur en aval d'un LNA est nécessaire pour la protection des composants. Ce qui donne plus de fiabilité au système.



(a) Réseau passif linéaire avec déphaseur pour chaque élément.



(b) Réseau actif avec TRMs pour chaque élément.

FIG. 4.5 – Architectures de base des réseaux phasés.

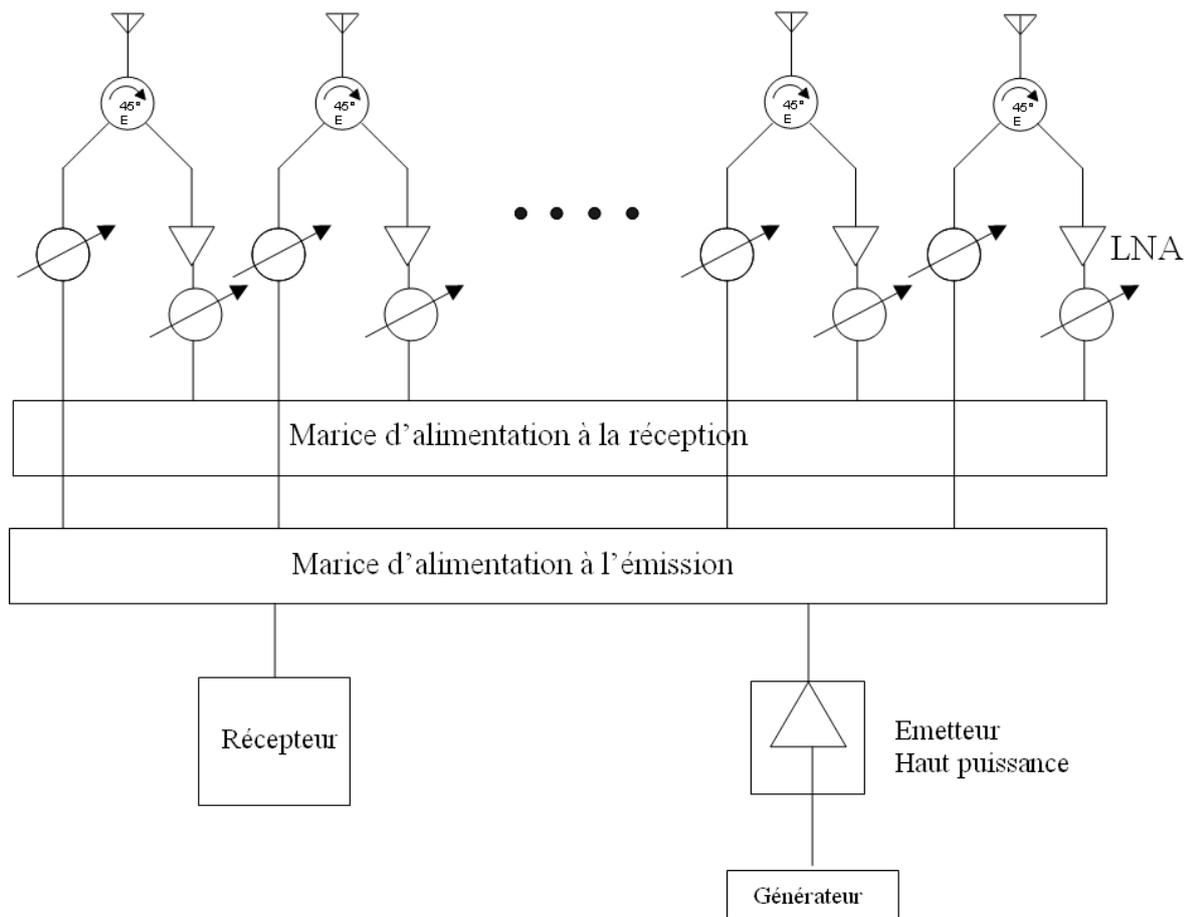


FIG. 4.6 – Architecture hybride avec un émetteur central.

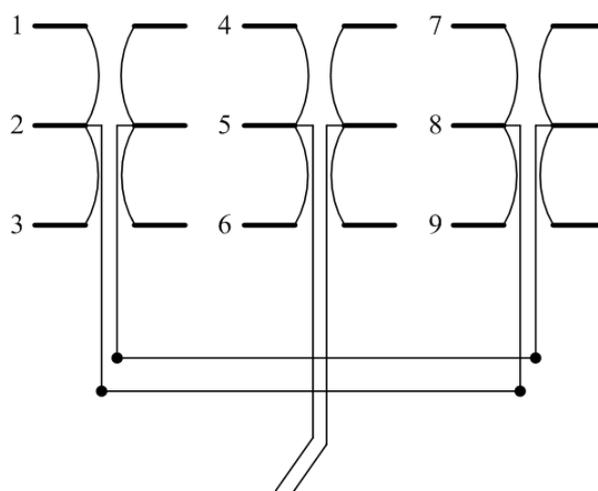


FIG. 4.7 – Réseau de neuf éléments groupés en trois sous-groupes.

4.6 Alimentation des réseaux d'antennes

Les techniques d'alimentation des réseaux d'antennes sont diverses et nombreuses. Généralement on distingue deux types : alimentation contrainte et non contrainte . Il existe plusieurs méthodes semi-contraintes entre les deux types. Dans l'alimentation contrainte, l'énergie micro-onde est distribuée par l'intermédiaire des lignes de transmission et des diviseurs d'énergie aux éléments du réseau. Dans une alimentation non contrainte , l'énergie est transmise à travers l'espace libre ou un milieu de transmission utilisant les lois de l'optique .

L'impédance d'entrée de la ligne de transmission qui alimente chaque élément de l'antenne est affectée par l'impédance mutuelle avec les éléments voisins. En particulier , l'impédance d'entrée des éléments dans la partie centrale du réseau est différente de celle des éléments près des côtés du réseau. Le problème est encore plus compliqué dans le cas d'une excitation non uniforme puisque des circuits supplémentaires sont utilisés pour obtenir une pondération des amplitudes.

En pratique, les différents éléments du réseau sont regroupés sous forme de sous groupes ou compartiments afin d'avoir une symétrie globale de la structure. Les sous groupes similaires sont alimentés d'une façon symétrique. Comme exemple, la figure 4.7 présente un réseau d'antenne de neuf éléments arrangés sous forme de trois sous groupes de trois éléments. Chaque sous groupe est alimenté par une seule ligne de transmission. L'arrangement symétrique des lignes d'alimentation assure que l'excitation de la structure globale aura un grand degré de symétrie.

Une méthode utilisée pour alimenter un élément dans un réseau consiste à coupler les éléments par des lignes quart d'onde à la ligne de transmission principale. Cette méthode offre l'avantage d'avoir un courant d'entrée à chaque élément directement lié à la différence de potentiel qui règne dans la ligne de transmission principale (figure 4.8(a)). Le même principe peut être appliqué pour exciter trois éléments dont les courants sont

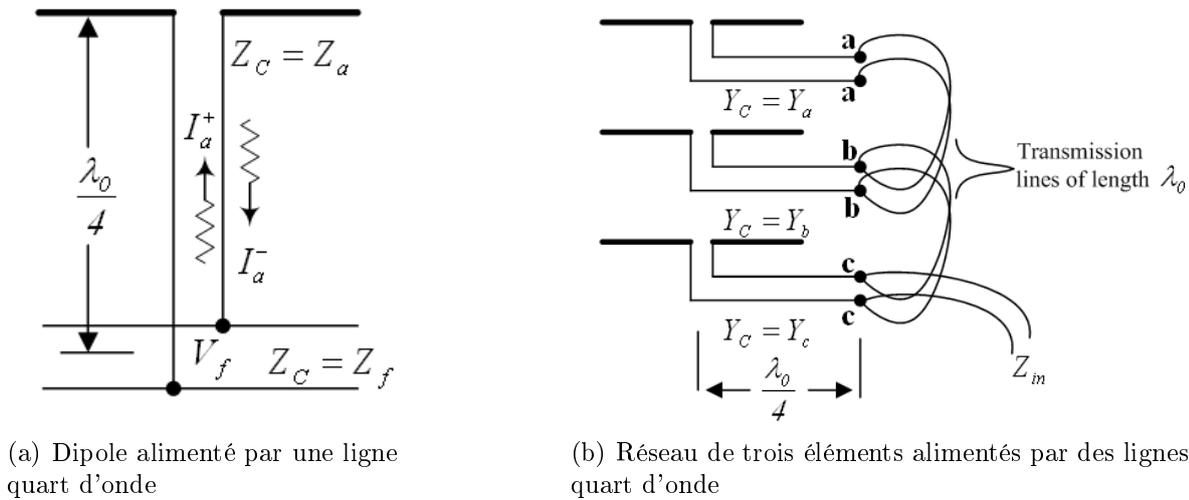


FIG. 4.8 – Alimentation par ligne quart d'onde.

proportionnels à Y_a , Y_b , Y_c . Puisque la longueur des lignes de transmission entre chaque tronçon quart d'onde est de λ_0 , la différence de potentiel à chaque point a-a, b-b et c-c reste la même, ainsi les courants d'entrée des éléments sont proportionnels aux impédances caractéristiques de chaque section quart d'onde.

Pour les réseaux linéaires, on distingue deux types :

- les réseaux dispersifs, qui ont une direction de rayonnement maximal qui varie avec la longueur d'onde ;
- les réseaux non dispersifs, c'est-à-dire ceux dont la direction de rayonnement maximal ne dépend pas de la longueur d'onde.

Réseaux linéaires dispersifs

Ces réseaux sont aussi appelés réseaux à alimentation série, parce que les différentes sources rayonnantes sont alimentées successivement à partir d'une seule ligne d'alimentation (figure 4.9).

L'inconvénient majeur des réseaux dispersifs est la variation de leur direction de rayonnement maximal avec la fréquence. Si parfois cette propriété présente un avantage (balayage électronique par la fréquence), généralement c'est un handicap qui oblige à réaliser des réseaux non dispersifs ou encore apériodiques ; ceux-ci ont la propriété d'avoir un faisceau fixe quelle que soit la fréquence et, la plupart du temps, dans la direction normale au réseau.

Dans un tel réseau, l'alimentation des éléments rayonnants est faite en parallèle, c'est-à-dire que tous les chemins électriques entre chacun et l'entrée de l'antenne sont égaux. Les figures 4.10 et 4.11 montrent les deux types de distributeurs apériodiques généralement utilisés.

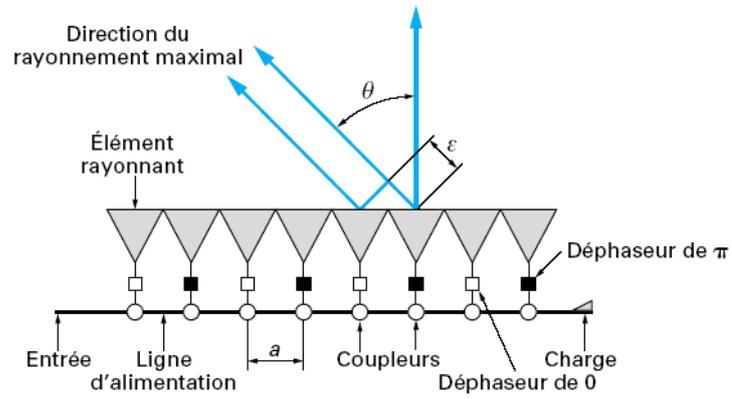


FIG. 4.9 – Réseau linéaire dispersif : description [5]

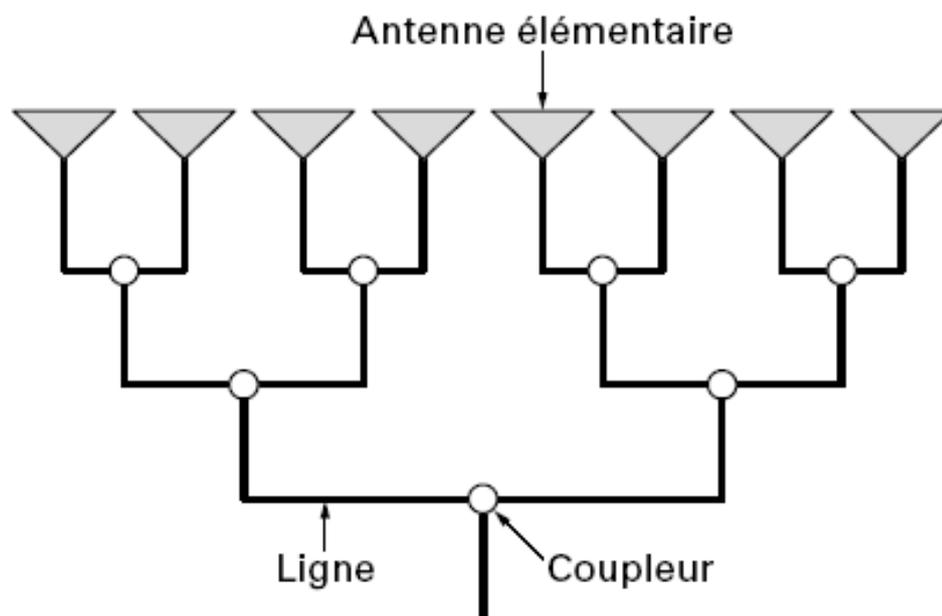


FIG. 4.10 – Distributeur en espalier [5].

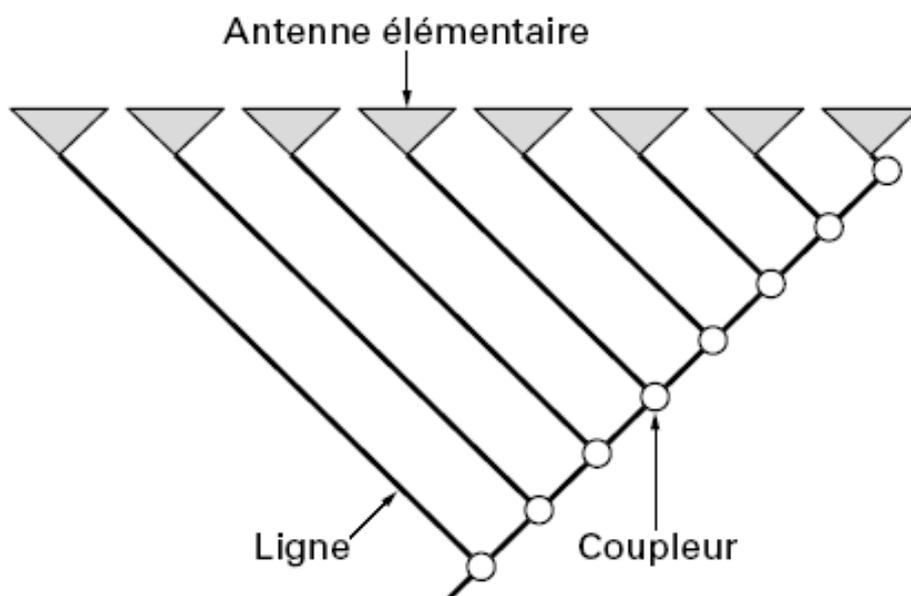


FIG. 4.11 – Distributeur en flûte de Pan[5].

4.7 Conclusion

La fonction principale d'un réseau d'antenne est bien le balayage électronique. Pour cela le circuit d'alimentation devient complexe car il intègre des composants qui assurent le dépointage du lobe principal (**les déphaseurs**).

Pour orienter le lobe principal vers une direction désirée dans l'espace, un vecteur de phases est calculé en fonction de cette direction ensuite il est appliqué aux sources rayonnantes du réseau.

Le problème majeur des réseaux plans réside dans le fait que lors du balayage l'angle d'ouverture augmente (perte de directivité) au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la direction du rayonnement principale. Par contre, les réseaux circulaires ont l'avantage de garder cet angle d'ouverture constant avec l'angle de balayage.

Les déphaseurs sont les dispositifs les plus encombrants et les plus lourds qui composent le réseau phasé. Donc le choix du type du déphaseur dépend de plusieurs facteurs à savoir la fréquence de fonctionnement, le temps de commutation, la nature de l'application, les pertes d'insertion, l'énergie de commande, l'erreur de phase, la puissance transmise, le coût de fabrication, les dimensions du déphaseur et son poids. Dans notre application spatiale, les principaux critères sont donc le poids et les dimensions.

Le réseau fractal spiral peut être utilisé comme un radar secondaire. Sa fonction sera dans ce cas l'augmentation de la résolution du système. Une antenne principale (radar principal) va donner une détection sur un large cône (angle d'ouverture relativement large). Cette détection sera suivie d'une autre plus exacte de réseau fractal spiral (figure 4.12).

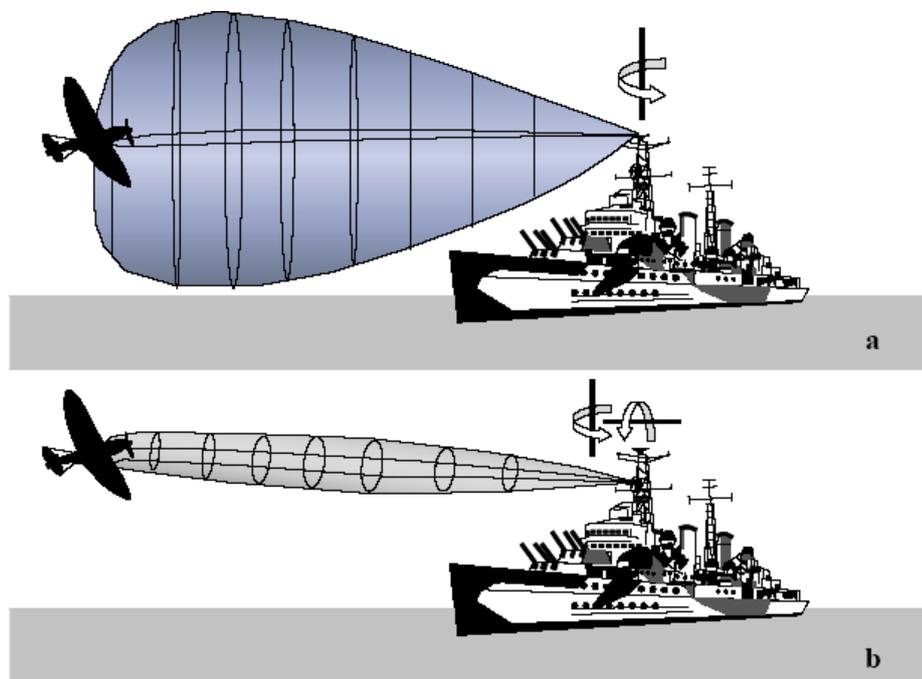


FIG. 4.12 – Recherche et poursuite de cibles. (a) Indicateur de détection, (b) Radar de haute precision de détection [25].

Conclusion générale

Dans ce mémoire on s'est intéressé à l'étude d'un réseau d'antennes constitué d'un ensemble de cercles concentriques dont les rayons dérivent d'une distribution fractale dite " polyadique de cantor ". Ces cercles sont le siège de sources rayonnantes dont on peut distinguer plusieurs configurations.

Afin de voir l'influence de la distribution des cercles et celle de sources sur les caractéristiques de rayonnement, on a analysé quatre types de distributions à savoir la distribution fractale radiale, la distribution fractale périodique, la distribution uniforme radiale et la distribution uniforme périodique. Dans ce but on a élaboré des programmes sous Matlab permettant de : déterminer les rayons des cercles, tracer le facteur de réseau, calculer le niveau des lobes secondaires et la valeur de l'angle d'ouverture pour chaque configuration.

L'analyse faite sur les distributions a montré que la répartition fractale des cercles est la répartition optimale pour laquelle on a le meilleur compromis entre les deux principales caractéristiques de rayonnement (niveau des lobes secondaires et angle d'ouverture). La comparaison faite entre les caractéristiques de rayonnement des différentes configurations permet de conclure que les deux distributions radiales de sources manifeste un niveau des lobes secondaires relativement élevé par rapport aux deux distributions périodiques de sources sur les cercles. Donc on peut déduire que l'alignement des sources sur les radiales a un effet néfaste sur le niveau des lobes secondaires.

La distribution fractale de cercles est définie par un ensemble de paramètres qui rend la recherche de la distribution optimale difficile. Dans le but de trouver cette distribution répondant au cahier de charges, on a élaboré deux algorithmes génétiques. Le premier a pour but de trouver les paramètres fractals d'une distribution radiale et le nombre de sources minimal nécessaire satisfaisant les exigences fixées par le cahier de charges. La solution issue de cet algorithme comporte 224 sources. Le second algorithme consiste à trouver la solution optimale (avec moins de sources) avec un paramètre supplémentaire par rapport au premier : " le désalignement de sources ". La solution optimale trouvée comporte 200 sources ayant une configuration spirale d'où l'appellation " le réseau fractal spiral ".

Après avoir déterminé la configuration optimale, il est important de faire l'étude de sa robustesse vis-à-vis des pannes et des erreurs de fabrication. Et pour faire une comparaison avec les autres distributions, on a étudié la robustesse de toutes les autres configurations précédentes. Les résultats obtenus concernent la suppression (déplacement) de 5 et 10 sources et montrent que la configuration spirale présente des fluctuations du SLR et de

l'angle d'ouverture acceptables d'autant plus que cette distribution présente le plus faible SLR (-20.33) et le plus faible nombre de sources. Ce qui nous donne la possibilité de qualifier cette distribution comme étant optimale et robuste.

Bibliographie

- [1] C.Gaubert, L. Chusseau. "Antennes plages fractales milimétrique et sub-milimétrique", *13èmes Journées Nationales Microondes*, Lille, Mai 2003.
- [2] C.A.Balanis. "antennas theory analysis and design", *Deuxième édition, New York*, 1999.
- [3] G.Trouillard. "Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liée aux futures systèmes mobiles de réception hertzienne à bord des véhicules automobiles. Conception, réalisation et tests des antennes correspondantes", *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, 2003.
- [4] N.Fadlallah. "Contribution à l'optimisation et de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage", *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, 2005.
- [5] J.Roger . "Antennes techniques", *Techniques de l'Ingénieur*, traité d'électronique, **E 3 284**, pp 1-47, 2003.
- [6] WK.Chen. "The electrical engineering handbook", Elsever acadimic press, California, 2005.
- [7] D.A. Huebner. "Design and optimisation of small ring arrays", *Hughes Aircraft Company Advanced Missile Systems Division Canoga Park*, California, 1978.
- [8] B.Sohier, C.Dumond L. Allam. "Caractérisation électromagnétique de structures fractales nanométriques électrodéposées", *12ème Colloque National de la Recherche en IUT*, Chartres, 2006.
- [9] Y. Kim and D. L. Jaggard. "An Overview of Fractal Antenna Engineering Research", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **45**, 01, February 2003, pp. 104-106.
- [10] S. Hebib, N. Raveu. "Cantor Spiral Array for the Design of Thinned Arrays", *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, **5**, 2006, pp. 104-106.

- [11] Y. Kim and D. L. Jaggard. "The Fractal Random Array", *Proceedings of the IEEE*, **74**, 9, September 1986, pp. 1278-1280.
- [12] A.D.Jaggard D.L. Jaggard. "Cantor ring diffractal", *Optics Communications 158*, University of Pennsylvania, Philadelphia, 1998.
- [13] F.Ferrari. "Cours :Phénomènes de propagation en radiofréquences, électronique rapide", *Dt Génie Electrique et Informatique Industrielle 2*, IUT de Grenoble.
- [14] C. Puente R. Pous. "Fractal Design of Multiband and Low Side-Lobe Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **44**, 1996, pp. 730-739.
- [15] M.Laurent. "Contribution à l'élaboration d'une technique d'interpolation fractale", *Diplôme d'Etude Approfondies*, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [16] D.L. Jaggard A.D. Jaggard. "Cantor Ring Arrays, *Microwave and Optical Technology Letters*, **19**, 1998.
- [17] C. Puente R. Pous. "Fractal Design of Multiband and Low Side-Lobe Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **44**, May 1996, pp. 730-739.
- [18] R.L. Haupt. "An Introduction to Genetic Algorithms for Electromagnetics", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **37**, 2, April 1995, pp.07-15.
- [19] R.L.Haupt. "Thinned Arrays Using Genetic Algorithms", *IEEE transaction on antennas and propagation*, **42**, 7, July 1994, pp. 993-999.
- [20] D. Marcano F.Duran. "Synthesis of Antenna Arrays Using Genetic Algorithms", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42**, 3, June 2000, pp. 12-20.
- [21] S.Bourazza. "variantes d'algorithmes génétiques appliquées aux problèmes d'ordonnancement", *Faculté des sciences et techniques de Havre*, Normandie, These de Doctorat, 2000.
- [22] F.Deddat F.T.Bendimerad. "Optimisation d'un réseau addaptatif d'antennes par l'algorithme génétique et le recuit simulé", *6^e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation*, Rabat Maroc, Avril 2006.
- [23] [http ://www.rennard.org/alife](http://www.rennard.org/alife) .
- [24] R.E.Collin and F.J.Zucker. "Antenna theory", Vol.7, McGraw-Hill Book Company, New York, 1967.

- [25] Hubredt J.Visser. "Array and Phased Array Antenna Basics ", *West Sussex PO19 8SQ*, Englend, 2005.

Annexe A

Les fréquences micro-ondes

Le terme « micro-ondes » est utilisé pour décrire les ondes électromagnétiques allant de 1 cm à 1 m dans l'air, correspondant à des fréquences situées entre 300 MHz et 300 GHz. Dans un milieu différent de l'air, donc de permittivité relative supérieure à 1, ce spectre est déplacé vers le bas car la vitesse de l'onde est alors inférieure à la vitesse de la lumière :

$$v = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{A.1})$$

Les ondes électromagnétiques possédant des longueurs d'onde situées entre 1 et 10 mm sont appelées ondes millimétriques. Le spectre infrarouge correspond à des longueurs d'ondes situées entre 1 μm et 1 mm. Ensuite, nous avons le spectre optique visible, le spectre ultraviolet, et finalement les rayons X. Divers modes de classification sont utilisés pour désigner les bandes de fréquence du spectre électromagnétique. Ces classifications sont résumées dans les tableaux A.1 et A.2. La classification en bandes RADAR (Tableau A.2) date de la seconde guerre mondiale et demeure toujours d'usage aujourd'hui même s'il est recommandé d'utiliser la nouvelle classification militaire.

La Figure A.1 donne une représentation de la correspondance entre fréquence et longueur dans le vide ($\epsilon_r = 1$).

Actuellement, avec le développement de la téléphonie mobile autour de 900 MHz et 1800-2000 MHz, la dénomination « Radiofréquences » redevient utilisée. Cette dénomination couvre approximativement la bande 300 MHz - 3 GHz.

Compte tenu de la dimension des composants et circuits intégrés, dans la bande UHF et jusqu'à environ 1 GHz, la majorité des circuits de communication sont réalisés à l'aide

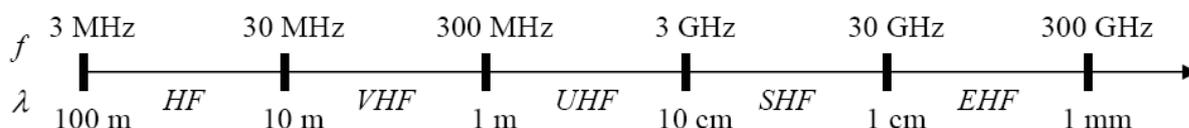


FIG. A.1 – Correspondance fréquence - longueur d'onde dans le vide.

d'éléments localisés, résistance, inductances, capacités, tels qu'on les connaît en électronique (technologie CMS). Entre 1 et 100 GHz, ces éléments localisés sont remplacés, grâce à des équivalences, par des circuits réalisés à l'aide de lignes de propagation.

<i>Bandes de fréquences</i>	<i>Désignation</i>	<i>Application typiques</i>
3-30 KHz	Very Low Frequency (VLF)	Navigation, sonar
30-300 KHz	Low Frequency (LF)	Balises radio, aide à la navigation
300-3000 KHz	Medium frequency AM	Radiodiffusion , radio maritime
3-30 MHz	High frequency (HF)	Téléphone, télégraphe et fax, Radiodiffusion internationale ondes courtes, Raduo amateur
30-300 MHz	Very High frequency (VHF)	Télévision, Radiodiffusion FM, Controle du traficaérien, aide à la navigation.
300-3000 MHz	Ultra high frequency (UHF)	Télévision, Communication satellite, sondes radio, Surveillance radar, aide à la navigation.
3-30 GHz	Super high frequency (SHF)	Radar satellite, liaison micro-ondes, Communication mobiles, communication satellites.
30-300 GHz	Extreme High frequency (EHF)	Radar, expériences.

TAB. A.1 – Désignation des bandes de fréquence.

<i>Fréquence</i>	<i>Anciennes dénomination</i>	<i>Nouvelle dénomination</i>
550-1000 MHz	VHF	C
1-2 GHz	L	D
2-3 GHz	S	E
3-4 GHz	S	F
4-6 GHz	C	G
6-8 GHz	C	H
8-10 GHz	X	I
10-12,4 GHz	X	J
12.4-18 GHz	Ku	J
18-20 GHz	K	J
20-26,5 GHz	K	K
26,5-40 GHz	Ka	K

TAB. A.2 – Désignation militaire des bandes de fréquences micro-ondes.