

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
المدرسة الوطنية العليا للتكنولوجيا
Ecole national supérieur de technologie
Département : Génie électrique Et Informatique Industrielle

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'état

-Filière-

Télécommunication

-Spécialité-

Systèmes de télécommunications et réseaux

-Thème-

**Etude Et Analyse Des Performances Des Algorithmes De Suppression
Des Interférences Au Moyen D'un Réseau Linéaire D'antennes**

Réalisé par

BENYAMINA Salim

HADJOUTI Rida

Les membres de Jury :

Mme.SID Akila	M.A.A	Président
M.ATROUZ Brahim	Dr	Promoteur
M.HAMMOUDA Zahir	M.C.A	Examineur
M.BEGHAMI Sami	M.A.A	Examineur

Résumé

Les réseaux d'antennes adaptatifs offrent une solution efficace pour résoudre des problèmes complexes de détection et d'estimation de signaux. Ils utilisent des techniques d'adaptation qui permettent de contrôler en temps réel le diagramme de rayonnement du réseau et de le modifier pour maximiser le rapport signal sur bruit et éliminer les interférences.

Dans ce mémoire on se concentre sur l'étude des réseaux d'antennes, en explorant leur principe de fonctionnement ainsi que leurs performances. Parallèlement, nous avons mis en œuvre les algorithmes LMS ,NLMS ,RLS,APA à l'aide d'un logiciel MATLAB.

Mots-clés : Réseau linéaire d'antennes,diagramme de rayonnement, les interférences,les algorithmes LMS,NLMS,RLS,APA, puissance d'interférence.

ملخص

الشبكات الهوائية المكيفة توفر حلاً فعالاً لحل المشاكل المعقدة في كشف وتقدير الإشارات. تستخدم تقنيات التكيف التي تسمح بالتحكم في نمط الإشعاع الهوائي للشبكة في الوقت الحقيقي وتعديله لتعظيم نسبة الإشارة إلى الضوضاء والقضاء على التداخل.

تركز هذه الرسالة على دراسة الشبكات الهوائية، من خلال استكشاف مبدأ عملها وأدائها. بالإضافة إلى ذلك، قمنا بتنفيذ خوارزميات LMS ,NLMS ,RLS,APA باستخدام برنامج MATLAB.

كلمات مفتاحية: شبكة خطية من الهوائيات, نمط إشعاعي, التداخلات, خوارزميات LMS ,NLMS ,RLS,APA, استطاعة التداخلات

Abstract

Adaptive antenna arrays offer an effective solution for solving complex problems in signal detection and estimation. They utilize adaptation techniques that allow real-time control of the array's radiation pattern, enabling modifications to maximize the signal-to-noise ratio and eliminate interference.

This study focuses on the investigation of antenna arrays, exploring their operational principles and performance. Additionally, we implemented the LMS, NLMS, RLS, and APA algorithms using MATLAB software.

Keywords : Linear antenna array, radiation pattern, interferences, LMS, NLMS, RLS and APA algorithms , interference power.

Remerciements

Louanges à Allah le Tout Puissant.

Qu'Il nous pardonne et nous guide vers le droit chemin.

Nous souhaitons exprimer nos sincères remerciements à notre encadrant, M. ATROUZ BRAHIM, pour son soutien précieux, ses conseils éclairés et sa disponibilité tout au long de notre projet de fin d'études. Sa vaste expertise dans le domaine de télécommunication a été une source constante d'inspiration et d'enrichissement pour nous.

Nous tenons également à exprimer notre profonde gratitude envers nos proches, nos familles et nos amis, pour leur soutien indéfectible, leurs encouragements et leur confiance en nous. Leur amour et leur soutien inconditionnels ont été une source inestimable de motivation tout au long de ce parcours.

Nous souhaitons adresser nos remerciements chaleureux aux membres du jury pour leur temps précieux consacré à l'évaluation de notre humble travail.

Nos remerciements vont également à l'ensemble du corps professoral et administratif de l'École Nationale Supérieure de Technologie pour leur enseignement de qualité, leur encadrement et les efforts considérables qu'ils ont déployés pour assurer une formation complète et actualisée.

Enfin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance envers toutes les personnes qui nous ont apporté leur aide tout au long de ce projet. Leur contribution a grandement contribué à la réussite de notre mémoire de fin d'études.

I.2.5.3	La Formation de voies (Beamforming)	14
I.2.5.3.a	Formation de voies en bande étroite :	14
I.2.5.3.b	Formation de voies en large bande :	16
I.3	Conclusion :	17
II	Filtrage et algorithmes adaptatifs	18
II.1	Introduction	18
II.2	Filtrage adaptatif	18
II.3	Le filtre de wiener	19
II.4	Le gradient stochastique	20
II.5	Algorithmes d'adaptation	21
II.6	L'Algorithme LMS (Least Mean Square)	21
II.6.1	Principe de l'algorithme LMS	22
II.6.2	Convergence de l'algorithme LMS	22
II.7	L'algorithme LMS normalisé(NLMS)	23
II.7.1	Principe de l'algorithme NLMS	23
II.7.2	Convergence de l'algorithme NLMS	24
II.8	L'algorithme RLS (Recursive Least Squares)	24
II.8.1	Principe de l'algorithme RLS	24
II.8.2	Convergence de l'algorithme RLS	25
II.9	L'algorithme APA (Affine Projection Algorithm)	25
II.9.1	Principe de l'algorithme APA	26
II.9.2	Convergence de l'algorithme APA	26
II.10	Critères de Comparaison des Algorithmes Adaptatifs	26
II.11	Conclusion	27
III	Simulations et résultats	28
III.1	Introduction	28
III.2	Contexte et importance de la suppression d'interférences dans les systèmes de communication sans fil	29
III.3	Application des algorithmes adaptatifs à la suppression des interférences	29
III.3.1	Mise en oeuvre de l'algorithme LMS	29
III.3.2	Mise en oeuvre de l'algorithme NLMS	31
III.3.3	Mise en oeuvre de l'algorithme APA	32
III.3.4	Mise en oeuvre de l'algorithme RLS	33
III.4	Implémentation des algorithmes	34
III.4.1	Utilisation da l'algorithme LMS	34
III.4.1.1	Cas d'une seule interférence	34
III.4.1.2	Cas de plusieurs interférences	36
III.4.2	Utilisation da l'algorithme NLMS	37
III.4.2.1	Cas d'une seule interférence	37
III.4.2.2	Cas de plusieurs interférences	40
III.4.3	Utilisation da l'algorithme APA	41
III.4.3.1	Cas d'une seule interférence	41

III.4.3.2	cas de plusieurs interférences	44
III.4.4	Utilisation de l'algorithme RLS	45
III.4.4.1	Cas d'une seule interférence	45
III.4.4.2	Cas de plusieurs interférences	48
III.5	Influence de facteur de convergence sur la rapidité d'adaptation	49
III.5.1	L'algorithme LMS :	49
III.5.2	L'algorithme NLMS	50
III.5.3	L'algorithme APA	52
III.6	Influence d'angle d'interférence sur le signal souhaité	52
III.6.1	L'algorithme LMS	53
III.6.2	L'algorithme NLMS	54
III.6.3	L'algorithme RLS	55
III.6.4	L'algorithme APA	56
III.7	Influence de SNR sur les performances de système	56
III.7.1	L'algorithme LMS	57
III.7.2	L'algorithme NLMS	57
III.7.3	L'algorithme APA	58
III.7.4	L'algorithme RLS	59
III.8	comparaison	60
	Conclusion générale	62
	Bibliographie	63

Table des figures

I.1	configuration d'antenne filaire.[1]	4
I.2	antenne a ouverture. [1]	5
I.3	Exemple de diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne dipole.	6
I.4	différentes configurations géométriques des réseaux :linéaire(a) planaire(b) et circulaire (c)	7
I.5	Schéma d'un réseau linéaire. [5]	8
I.6	Influence de l'espacement inter-éléments sur le diagramme de rayonnement en dB	13
I.7	Influence du nombre de capteurs sur le diagramme de rayonnement en dB	14
I.8	Principe de la formation de voie en bande étroite.[8]	15
I.9	Principe de la formation de voie en large bande. [8]	16
II.1	schéma explicatif de filtre de wiener	19
II.2	Algorithme d'adaptation	21
II.3	schéma explicatif de l'algorithme LMS	22
II.4	Schéma explicatif de l'algorithme NLMS	23
II.5	Schéma explicatif de l'algorithme RLS	24
III.1	Organigramme de l'algorithme LMS	30
III.2	Organigramme de l'algorithme NLMS	31
III.3	Organigramme de l'algorithme APA	32
III.4	organigramme de l'algorithme RLS	33
III.5	Diagramme de rayonnement apadté par LMS	34
III.6	Diagramme de rayonnement adapté par LMS en (dB)	35
III.7	Diagramme de rayonnement adapté par LMS	35
III.8	Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour LMS	36
III.9	Influence du nombre des interférences sur l'adaptation par LMS	37
III.10	Diagramme de rayonnement adapté par NLMS	38
III.11	Diagramme de rayonnement adaptaté par NLMS en dB	38
III.12	Diagramme de rayonnement adapté par NLMS	39
III.13	Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour NLMS	39
III.14	Eléments de vecteurs de pondérations	40
III.15	Influence du nombre des interférences sur l'adaptation par l'algorithme NLMS	41
III.16	Diagramme de rayonnement adapté par APA	42
III.17	Diagramme de rayonnement adapté par APA en (dB)	42

III.18	Diagramme de rayonnement adapté par APA	43
III.19	Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour APA	43
III.20	Eléments de vecteurs de pondérations	44
III.21	Influence du nombre des interférences sur l'adaptation par l'algorithme APA	45
III.22	Diagramme de rayonnement adapté par l'algorithme RLS	46
III.23	Diagramme de rayonnement adapté par RLS en (dB)	46
III.24	Diagramme de rayonnement adapté par RLS	47
III.25	Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour RLS	47
III.26	Eléments de vecteurs de pondérations	48
III.27	Influence du nombre des interférences sur l'adaptation par RLS	49
III.28	l'influence de facteur de convergence sur l'adaptation de LMS	50
III.29	influence de facteur de convergence sur l'adaptation de NLMS	51
III.30	influence de facteur de convergence sur l'adaptation de APA	52
III.31	Diagramme de rayonnement adapté par LMS pour différents angles d'inter- férences	53
III.32	Diagramme de rayonnement adapté par NLMS pour différents angles d'in- terférences	54
III.33	Diagramme de rayonnement adapté par RLS pour différents angles d'inter- férences	55
III.34	Diagramme de rayonnement adapté par APA pour différents angles d'inter- férences	56
III.35	Influence de SNR sur l'adaptation par LMS	57
III.36	Influence de SNR sur l'adaptation par NLMS	58
III.37	Influence de SNR sur l'adaptation par APA	59
III.38	Influence de SNR sur l'adaptation par RLS	60

Listes des abréviations

AF : Array Factor

AOA : Angle Of Arrival

DOA : Direction Of Arrival

EQM : Erreur Quadratique Moyenne

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

LMS : Least Mean Square

NLMS : Normalised Least Mean Square

SNR : Signal Noise Ratio

SINR :Signal Interference Noise Ratio

ULA : Uniform Linear Array

RLS : Recursive Least Squares

APA :Affine Projection Algorithm

Introduction générale

Les réseaux d'antennes linéaires uniformes sont largement utilisés dans les systèmes de communication modernes en raison de leur capacité à fournir une meilleure couverture du signal et une plus grande capacité de communication. Cependant, leur performance peut être gravement affectée par les interférences. C'est ici que les algorithmes de suppression d'interférence entrent en jeu. Ils permettent d'atténuer ces interférences, améliorant ainsi la qualité du signal reçu et, par conséquent, la qualité de service. Dans le cadre de ce Projet de Fin d'Études (PFE), nous proposons une étude approfondie des performances des algorithmes de suppression d'interférence, plus précisément les algorithmes Least Mean Squares (LMS), Normalized Least Mean Squares (NLMS) et Recursive Least Squares (RLS) et Affine Projection Algorithm (APA). Ces algorithmes ont une importance cruciale dans le domaine des communications sans fil, en particulier pour leur rôle dans l'atténuation des interférences affectant un réseau d'antennes linéaires uniformes (ULA - Uniform Linear Array).

L'objectif ultime de ce PFE est de fournir une comparaison exhaustive des performances de ces trois algorithmes en termes de rapidité, de précision de convergence et de robustesse. Il est attendu que les résultats de cette étude contribuent à une meilleure compréhension de l'efficacité de chaque algorithme dans la suppression des interférences dans les réseaux d'antennes linéaires uniformes, et ainsi, faciliter le choix de l'algorithme le plus adapté pour des applications spécifiques.

Dans notre travail, nous allons principalement évaluer ces algorithmes selon trois critères : la rapidité de convergence, la précision de convergence et la robustesse face aux variations de paramètres. La rapidité de convergence fait référence à la vitesse à laquelle un algorithme peut atteindre une solution optimale, tandis que la précision de convergence se rapporte à l'écart entre la solution obtenue par l'algorithme et la solution optimale théorique. Quant à la robustesse, elle indique la capacité d'un algorithme à maintenir sa performance malgré les variations des conditions de signal et des paramètres environnants.

L'objectif ultime de ce PFE est de fournir une comparaison exhaustive des performances de ces trois algorithmes en termes de rapidité, de précision de convergence et de robustesse. Il est attendu que les résultats de cette étude contribuent à une meilleure compréhension de l'efficacité de chaque algorithme dans la suppression des interférences dans les réseaux d'antennes linéaires uniformes, et ainsi, faciliter le choix de l'algorithme le plus adapté pour des applications spécifiques. .

Pour atteindre ces objectifs, notre travail a été structuré en trois chapitres. Dans le premier chapitre, nous avons procédé à une présentation détaillée des antennes, de leurs caractéristiques et des réseaux d'antennes linéaires. Nous avons abordé les principaux concepts et les paramètres essentiels à prendre en compte lors de la conception et de l'optimisation d'un

réseau d'antennes linéaires uniformes.

Dans le deuxième chapitre, nous avons approfondi notre étude en nous concentrant sur les algorithmes adaptatifs, à savoir LMS, NLMS, RLS et APA. Nous avons présenté les définitions, les principes de fonctionnement et les mécanismes de convergence de ces algorithmes.

Enfin, dans le troisième chapitre, nous avons réalisé des simulations en utilisant MATLAB afin de mettre en pratique les connaissances acquises précédemment. Nous avons développé des programmes spécifiques pour évaluer les performances des algorithmes LMS, NLMS, RLS et APA dans des scénarios de réseau d'antennes linéaires uniformes. Nous avons analysé les résultats obtenus, comparé les performances des algorithmes et tiré des conclusions significatives quant à leur efficacité respective dans la suppression d'interférences.

Ce mémoire vise donc à fournir une compréhension approfondie des méthodes d'analyse et de l'influence des paramètres des réseaux d'antennes linéaires uniformes sur les propriétés de leur diagramme de rayonnement. Il offre également une comparaison approfondie des performances des algorithmes LMS, NLMS, RLS et APA en mettant en évidence leurs forces et leurs faiblesses respectives. Nous espérons que les résultats de cette étude contribueront à faciliter le choix de l'algorithme le plus adapté aux applications spécifiques de suppression d'interférence dans les réseaux d'antennes linéaires uniformes.

Chapitre I

Antennes et réseaux d'antennes

I.1 Introduction

Une antenne est définie comme "un dispositif généralement métallique (comme une tige ou un fil) destiné à rayonner ou à recevoir des ondes radioélectriques." "En d'autres termes, l'antenne est la structure de transition entre l'espace libre et un dispositif de guidage. Le dispositif de guidage ou la ligne de transmission peut prendre la forme d'une ligne coaxiale ou d'un tube creux (guide d'ondes), et il est utilisé pour transporter l'énergie électromagnétique de la source émettrice à l'antenne, ou de l'antenne au récepteur. Dans le premier cas, on a une antenne d'émission et dans le second une antenne de réception[1].

I.2 Les antennes

I.2.1 Définition d'une antenne

Une antenne est un dispositif qui est conçu pour transmettre ou recevoir des ondes électromagnétiques, telles que des ondes radio, des micro-ondes, des ondes infrarouges ou des ondes lumineuses. Les antennes sont utilisées dans une variété de systèmes de communication, tels que les radios, les télévisions, les téléphones portables, les systèmes de navigation par satellite, les radars, les systèmes de surveillance, les équipements de guerre électronique, et bien d'autres encore.

I.2.2 Types d'antennes

Il existe de nombreux types d'antennes chacun adapté à un usage spécifique.ils peuvent être classées en fonction de leur forme, de leur utilisation, de leur polarisation et de leur bande de fréquences. Voici quelques types d'antennes courants :

I.2.2.1 Les antennes filaires

Les antennes filaires sont familières au profane car on les voit pratiquement partout sur les automobiles, les bâtiments, les bateaux, les avions, les engins spatiaux, etc. Il existe différentes formes d'antennes filaires telles que le fil droit (dipôle), la boucle et l'hélice, comme le montre la figure I.1 Les antennes en boucle ne sont pas nécessairement circulaires. Elles

peuvent prendre la forme d'un rectangle, d'un carré, d'une ellipse ou de toute autre configuration. La boucle circulaire est la plus courante en raison de sa simplicité de construction.

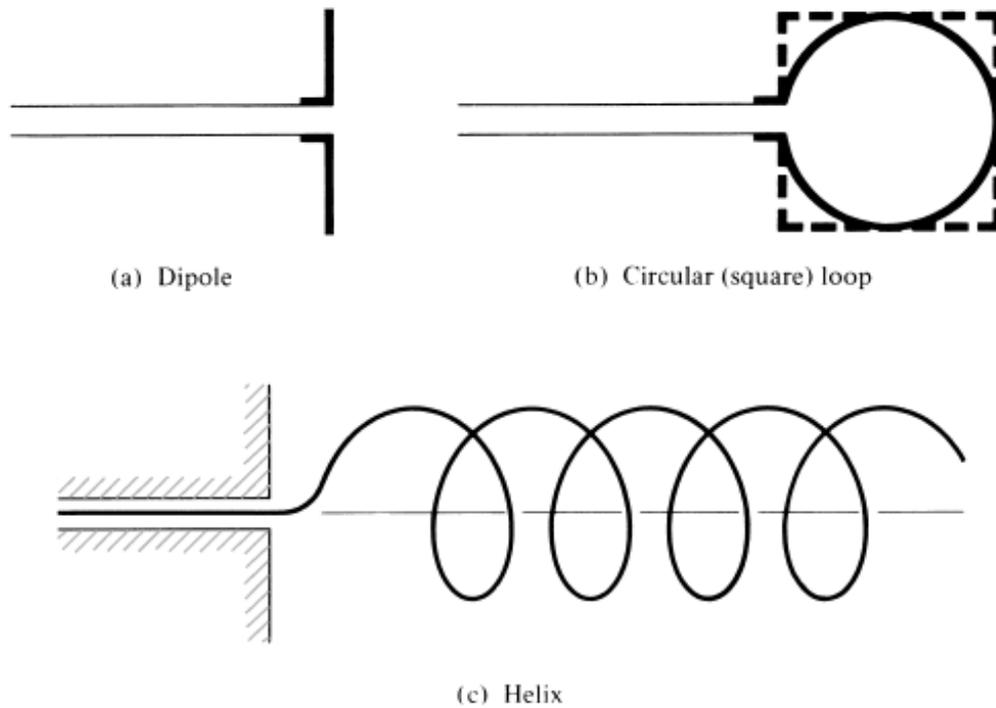


Fig. I.1 – configuration d'antenne filaire.[1]

I.2.2.2 Les antennes à ouverture

Les antennes à ouverture peuvent être plus familières au profane aujourd'hui que par le passé en raison de la demande croissante de formes plus sophistiquées d'antennes et de l'utilisation de fréquences plus élevées. La figure I.2 présente quelques formes d'antennes à ouverture. Les antennes de ce type sont très utiles pour les applications aéronautiques et spatiales, car elles peuvent être montées de manière très pratique sur le revêtement de l'avion ou du vaisseau spatial. En outre, elles peuvent être recouvertes d'un matériau diélectrique pour les protéger des conditions dangereuses de l'environnement.

I.2.2.3 Antennes en réseau

De nombreuses applications exigent des caractéristiques de rayonnement qui ne peuvent pas être obtenues avec un seul élément. Il est toutefois possible qu'un ensemble d'éléments rayonnants disposés électriquement et géométriquement (un réseau) permette d'obtenir les caractéristiques de rayonnement souhaitées. La disposition du réseau peut être telle que le rayonnement des éléments s'additionne pour donner un maximum de rayonnement dans une ou plusieurs directions particulières, un minimum dans d'autres, ou toute autre caractéristique souhaitée. En général, le terme réseau est réservé à un arrangement dans lequel les radiateurs individuels sont séparés. Toutefois, le même terme est également utilisé pour décrire un ensemble de radiateurs montés sur une structure continue.

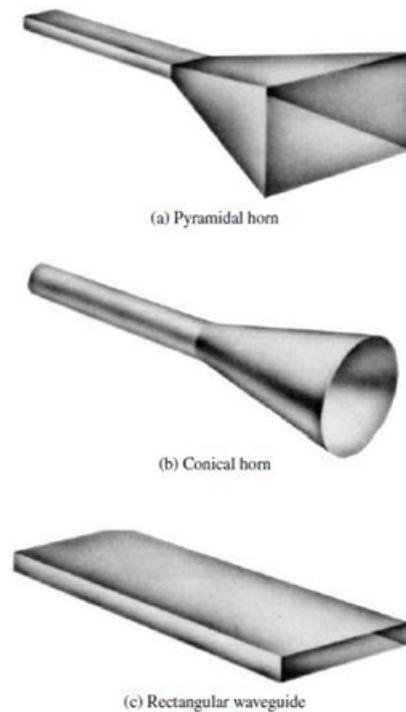


Fig. I.2 – antenne a ouverture. [1]

I.2.3 Caractéristiques d'antennes

I.2.3.1 Polarisation :

La polarisation d'une antenne correspond à celle du champ électrique E de l'onde électromagnétique qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit au travers de son lobe principal. La polarisation est de type linéaire si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne est toujours dans la même direction. Une polarisation linéaire peut être horizontale ou verticale. Dans les cas contraires, la polarisation est dite elliptique : le champ électrique décrivant une ellipse [2].

I.2.3.2 La directivité :

La directivité (dBi) d'une antenne $D(\theta, \phi)$, présente le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans une direction donnée et la densité de puissance rayonnée par une source isotrope. La directivité donne des informations sur les propriétés directionnelles d'une antenne sans tenir compte de son efficacité. L'efficacité traduit le rendement de l'antenne et dépend de la résistance de rayonnement et de la résistance de pertes. Les pertes dans les antennes peuvent être de plusieurs natures : pertes ohmiques des conducteurs, pertes capacitatives, pertes diélectriques, excitation d'ondes de surface/modes de substrat, rayonnement non désiré des lignes d'accès ou fuite de courants dans les lignes de contrôle/polarisation [3].

I.2.3.3 Le gain :

Le gain de l'antenne, $G(\theta, \phi)$, est un paramètre proche de la directivité mais qui prend en compte l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Il est défini comme le ratio de l'intensité de

rayonnement dans une direction donnée si la puissance acceptée dans l'antenne était rayonnée de manière isotrope. Dans cette définition, il faut remarquer que les pertes liées à la désadaptation et la polarisation ne sont pas prises en compte. Le gain est rattaché à l'efficacité en rayonnement et à la directivité de l'antenne par la relation suivante :

$$G(\theta, \phi) = \mu \cdot D(\theta, \phi) \quad (\text{I.1})$$

I.2.3.4 Le diagramme de rayonnement :

Les diagrammes de rayonnements sont des représentations graphiques des propriétés de rayonnement de l'antenne en champ lointain et quantifient la capacité d'une antenne à transmettre/recevoir le signal dans une direction particulière. Les diagrammes de rayonnement sont généralement présentés comme l'intensité du rayonnement (égale à la puissance rayonnée pour une unité d'angle solide) normalisée (en dBi) en fonction de la direction. A partir des diagrammes de rayonnement, l'ouverture à -3 dB est définie ; c'est la plage angulaire pour laquelle la puissance rayonnée est supérieure à la moitié de la puissance rayonnée maximale.

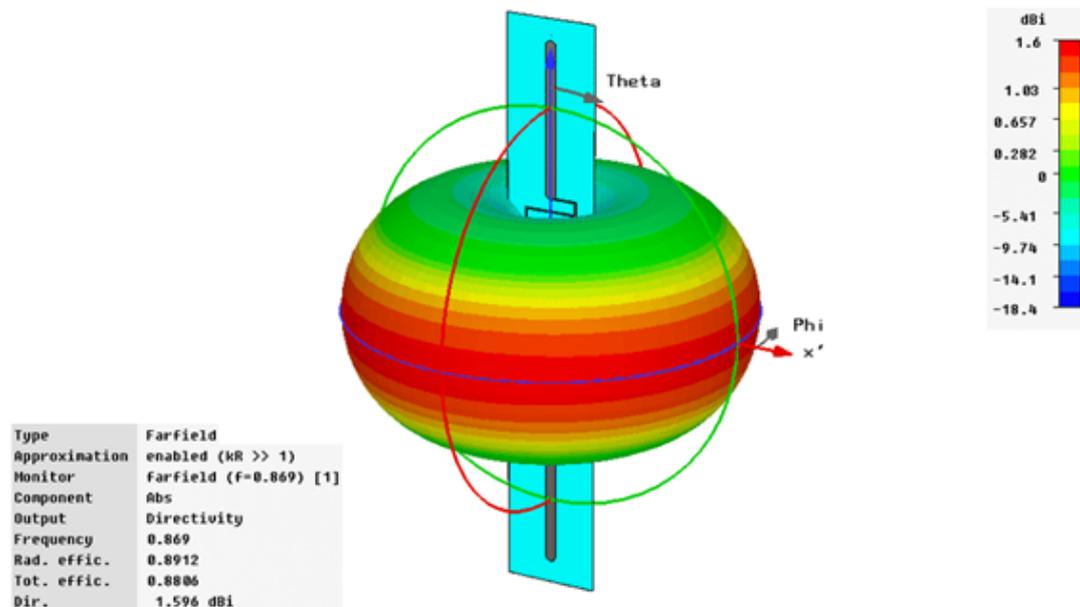


Fig. I.3 – Exemple de diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne dipole.

I.2.3.5 Impédance d'entrée :

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Elle est représentée par :

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (\text{I.2})$$

L'impédance de l'antenne est influencée par les objets environnants, en particulier par des objets ou des plans métalliques proches ou par d'autres antennes. Dans ce dernier cas, on parle d'impédances mutuelles entre éléments rayonnants [4].

I.2.4 Les réseaux d'antennes

I.2.4.1 Introduction

Un réseau d'antennes est par définition l'association régulière d'antennes identiques pour créer un rayonnement de forme particulière. La puissance rayonnée est donc plus grande puisqu'on multiplie le nombre d'éléments rayonnants. Le rayonnement résulte de l'addition en phase des champs provenant de chaque élément. Les combinaisons possibles sont donc nombreuses et entraînent une grande souplesse dans la conception de réseaux [4].

I.2.4.2 Types de réseau d'antennes

Il existe différents types de réseaux d'antennes uniformes, c'est-à-dire des réseaux dans lesquels les coefficients de pondération entre les excitations d'amplitude et/ou de phase sont les mêmes pour tous les éléments élémentaires du réseau.

I.2.4.2.a Réseau d'antennes linéaire : il s'agit d'un réseau d'antennes disposées en ligne droite, avec une distance égale entre elles. Ce type de réseau est souvent utilisé pour les applications de radiocommunication pour transmettre et recevoir des signaux dans une direction spécifique.

I.2.4.2.b Réseau d'antennes circulaire : il s'agit d'un réseau d'antennes disposées en cercle, avec une distance égale entre elles. Ce type de réseau est souvent utilisé pour les applications de radar et de surveillance aérienne, car il permet la détection d'objets à partir de plusieurs angles.

I.2.4.2.c Réseau d'antennes planaire : c'est un type de réseau d'antennes où les antennes sont disposées sur un plan. Ce type de réseau est souvent utilisé dans les applications de télécommunications sans fil, car il permet d'obtenir une directivité élevée, une bande passante large et une faible perte d'insertion.

Notre étude, telle que présentée dans ce mémoire, se concentrera uniquement sur les réseaux d'antennes linéaires uniformes.

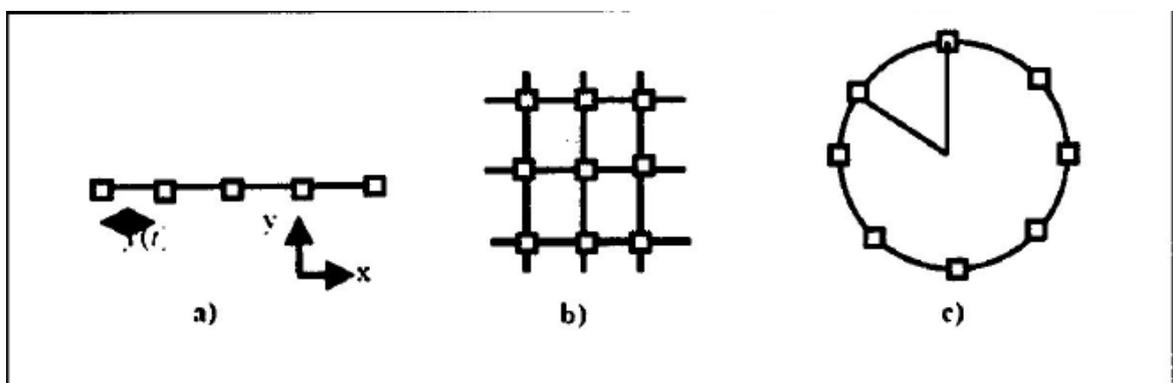


Fig. I.4 – différentes configurations géométriques des réseaux : linéaire(a) planaire(b) et circulaire (c) .

I.2.4.3 Etude du réseau linéaire Uniforme (ULA) :

I.2.4.3.a Définition : Un réseau d'antenne linéaire consiste à une série d'antennes alignées en ligne droite dont l'espacement (d) entre les éléments est uniforme (équidistant), les éléments de réseau sont connectés électriquement pour fonctionner ensemble dans la transmission ou la réception d'ondes électromagnétiques. Le réseau est conçu pour améliorer les performances individuelles des antennes, en utilisant l'interaction entre les antennes et la distribution du courant électrique dans le réseau pour renforcer ou modifier les caractéristiques de rayonnement. Les réseaux d'antennes linéaires peuvent être utilisés pour améliorer la portée, la directivité, la sensibilité et la bande passante des antennes, et peuvent également réduire les interférences et le bruit dans les systèmes de communication sans fil.

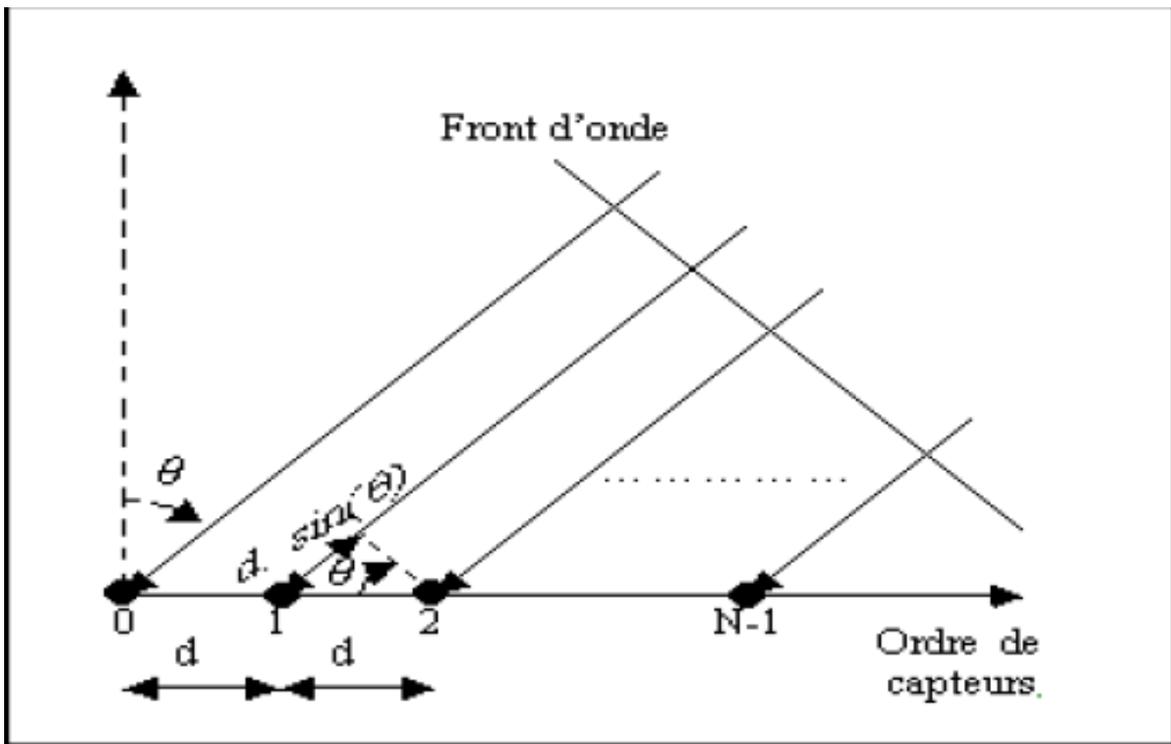


Fig. I.5 – Schéma d'un réseau linéaire. [5]

I.2.4.3.b Equations du réseau : Considérons un réseau linéaire composé de N éléments équidistants (comme illustré dans la figure I.5), sur lequel une onde plane est dirigée depuis une certaine direction (représentée par l'angle θ par rapport au plan vertical). Cette direction (θ) est appelée la Direction d'arrivée (DOA) ou l'angle d'arrivée (AOA) du signal reçu. Le signal reçu par le premier élément s'écrit :

$$x_1(t) = u(t) \cdot \exp[j\gamma(t) + \beta] \quad (\text{I.3})$$

Où :

$\gamma(t)$: est le composant porteur de l'information.

$u(t)$: est l'amplitude du signal.

β : est une phase aléatoire.

Le premier élément dans le réseau est pris en tant que point de référence. Alors, le signal de

n'importe quel élément du réseau peut être représenté par un temps d'avance ou de retard par rapport au signal du premier élément. A partir de la figure I.5, nous voyons que le front d'ondes plane au niveau du premier élément est en retard d'une distance $d \cdot \sin(\theta)$ par rapport au deuxième élément. Ce retard est exprimé par :

$$\tau = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (\text{I.4})$$

Où :

c : est la vitesse de la lumière.

Donc, le signal reçu par le deuxième élément est :

$$x_2(t) = u(t) \cdot \exp[(j(-2\pi \cdot f_p \tau + \gamma(t) + \beta))] = x_1(t) \cdot \exp[-j(2\pi \cdot f_p \cdot \tau)] \quad (\text{I.5})$$

où : f_p est la fréquence de porteuse du signal modulé.

En remplaçant τ par son expression dans l'équation (I.5) nous aurons :

$$x_2(t) = x_1(t) \cdot \exp(-j(2\pi \cdot f_p \cdot \frac{d \sin \theta}{c})) = x_1(t) \cdot \exp(-j(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \sin \theta)) \quad (\text{I.6})$$

Où λ représente la longueur d'onde de la porteuse. Il en est de même pour chaque élément i du réseau et l'on peut écrire :

$$x_i(t) = x_1(t) \cdot \exp(-j(\frac{2\pi}{\lambda} (i-1) \cdot d \sin \theta)) \quad i = 1 \dots N \quad (\text{I.7})$$

Le retard ($\tau \cdot i$) de l'onde arrivant sur le $i^{\text{ème}}$ élément par rapport au premier élément est donné par :

$$\tau \cdot i = (i-1) \frac{d}{c} \sin(\theta) \quad (\text{I.8})$$

Donc, Le signal total reçu par le réseau s'écrit :

$$x(t) = x_1(t) \cdot \sum_{i=1}^N \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot (i-1) \cdot d \cdot \sin(\theta))] \quad (\text{I.9})$$

I.2.4.3.c Introduction du bruit et d'interférence à l'équation du réseau : Le cas précédent peut être étendu à celui en présence de bruit et d'interférence. On suppose que les signaux $s_1(t), \dots, s_k(t)$ sont à bande étroite, tous concentré sur une fréquence connue, f_c , et sont interceptés par le réseau à partir DOA ($\theta_1 \dots \theta_k$).

Ces signaux peuvent être non-corrélés (cas de signaux venant de différentes sources indépendantes), ou peuvent être entièrement corrélés comme cela se produit dans la propagation par trajets multiples, où chaque chemin correspond à une réplique retardée en temps par rapport au signal utile transmis. Ces signaux peuvent aussi être partiellement corrélés [6].

Le signal reçu par le réseau est une superposition de tous les signaux et du bruit. Par conséquent, le vecteur d'entrée de réseau va être exprimé comme suit :

$$x(t) = x_1(t) \cdot a(t) + n(t) + i(t) \quad (\text{I.10})$$

avec :

$n(t)$ est un bruit gaussien (vecteur de $N \times 1$).

$i(t) = \sum_{i=1}^n s_i(t) \cdot a(\theta_i)$: est le signal d'interférence

Où : n est le nombre de brouilleurs, il doit être inférieur au nombre de capteurs (N).

$s_i(t)$ Les signaux d'interférences.

$a(\theta_i)$ Le vecteur directionnel des signaux d'interférence.

θ_i Les DOA de ces signaux.

La forme matricielle de l'équation (II.14) s'écrit :

$$X(t) = X_1(t) \cdot A(\theta) + I(t) + N(t) \quad (\text{I.11})$$

Donc, le vecteur de sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = w^T (x_1(t) \cdot a(\theta) + i(t) + n(t)) = Y_{x_1}(t) + Y_{IN}(t) \quad (\text{I.12})$$

Où : Y_{x_1} est la réponse de signal désiré à la sortie de réseau.

Y_{x_1} est la réponse de signal d'interférence plus bruit à la sortie de réseau.

Par conséquent, la puissance du signal désiré de réseau s'écrit :

$$E(|Y_{x_1}|^2) = w^T \cdot E(x \cdot x^T) \cdot w = w^T \cdot R_{xx} \cdot w \quad (\text{I.13})$$

Où : R_{xx} est la matrice d'auto-corrélation du vecteur x . La puissance des signaux d'interférences plus bruit de réseau s'écrit :

$$E(|Y_{IN}|^2) = w^T \cdot E(|i + N|^2) \cdot w = w^T \cdot R_{IN} \cdot w \quad (\text{I.14})$$

Où : R_{IN} est la matrice d'auto-corrélation du vecteur $n + i$. Donc, le rapport signal sur bruit plus interférence (SINR) s'écrit :

$$SINR = \frac{w^T \cdot R_{xx} \cdot w}{w^T \cdot R_{IN} \cdot w} \quad (\text{I.15})$$

I.2.4.3.d Facteur de réseau : Le facteur réseau est un outil qui nous sert à caractériser le retard successive pour chaque antenne par rapport à l'origine. Chaque réseaux peut être caractérisé par ce qu'on appelle « facteur réseau », qui est fonction de la géométrie du réseau, nombre d'élément et leurs phases relative et espacement, En supposant que toutes les antennes sont des sources ponctuelles isotropiques, le facteur réseau, dans notre cas linéaire, est la somme de tout les sorties des éléments qui constituent le réseau.

$$AF(\theta) = \sum_{i=1}^N \exp(-j\omega \cdot (\tau_i - \delta\tau_i)) = \sum_{i=1}^N \exp(-j(i-1) \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))) \quad (\text{I.16})$$

Le développement de l'expression (I.16) donne :

$$AF(\theta) = \frac{\sin(\frac{N \cdot \omega \cdot (\tau_i - \delta\tau_i)}{2})}{\sin(\frac{\omega \cdot (\tau_i - \delta\tau_i)}{2})} = \frac{\sin(\frac{N \pi \cdot d}{\lambda} \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta)))}{\sin(\frac{N \pi \cdot d}{\lambda} \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta)))} \quad (\text{I.17})$$

Alors l'équation (I.7) aura la forme vectorielle suivante :

$$x(t) = a(\theta).x_1(t) \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ x_M(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

M : représente le nombre d'éléments du réseau d'antennes. et :

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}.d\sin(\theta)) \\ \cdot \\ \cdot \\ \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}.d(M-1)\sin(\theta)) \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

X(t) est souvent appelé vecteur de données d'entrée de réseau. a(0) s'appelle le vecteur de direction d'arrivée.

On voit que le vecteur de direction a(θ) est fonction de l'angle d'arrivée θ, de la réponse individuelle des éléments, de l'espace inter-éléments d du réseau et de la fréquence du signal λ.

Le diagramme de rayonnement G(θ) d'un réseau linéaire uniforme est donnée par le produit du facteur du réseau AF(θ) par le diagramme de rayonnement de l'antenne g(θ).

$$G(\theta) = g(\theta).AF(\theta) \quad (\text{I.21})$$

Le diagramme de rayonnement est constitué :

*D'un lobe principal dans lequel est concentrée 80% de l'énergie.

*De plusieurs lobes secondaires.

Donc nous pouvons modifier la forme de diagramme de rayonnement en jouant sur les paramètres de la fonction de réseau à savoir $N.\frac{d}{\lambda}$ et $\delta\theta$.

Pour améliorer la directivité, réduire le nombre et le niveau des lobes secondaires. La méthode la plus répandue est celle qui consiste à utiliser des pondérations. Ces distributions des amplitudes pondérations vont intervenir dans la fonction de d'alimentation de chaque élément du réseau. La fonction du réseau s'écrira alors sous la forme suivante :

$$F = W.AF(\theta) \quad (\text{I.22})$$

* AF représente la fonction du réseau avec pondération.

* W le vecteur de pondération (le poids) des éléments constituant le réseau.

* $AF(\theta)$ la fonction de réseau sans pondération (appelé aussi ‘‘Facteur de Réseau’’).

I.2.4.4 Rapport signal sur bruit (avantage de réseaux d'antennes)

Soit d_1, d_2, \dots, d_M représentant les distances normalisées de ces capteurs respectivement au point de référence et $X(t)$ enveloppe complexe du signal à ce point. D'autre part, soit $N_1(t), N_2(t), \dots, N_M(t)$ représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques. Avec $U_i(t)$ représente l'enveloppe complexe du signal total reçu au i ème capteur, et on voit que :

$$U_i(t) = x(t) \cdot e^{-j\pi \cdot d_i \cdot \cos\theta} + N_i(t) \quad (I.23)$$

Et le rapport signal à bruit (SNR) de l'entrée est :

$$SNR_i = \frac{E[|X(t)|^2]}{E[|N_i(t)|^2]} = \frac{P}{\sigma^2} \quad (I.24)$$

Dont :

$P = E[|X(t)|^2]$ Par définition, représente la puissance du signal.

σ^2 : Représente la puissance commune de bruit à tous les capteurs.

À partir de (1.29) les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sortie du réseau sont déplacés en phase par $e^{j\pi \cdot d_i \cdot \cos\theta}$; $i=1, 2, \dots, M$ et les Signaux résultants sont sommés. Ceci donne le signal de sortie $y(t)$ qui est de la forme [7].

$$y(t) = \sum_{i=1}^M U_i(t) \cdot e^{j\pi \cdot d_i \cdot \cos\theta} = MX(t) + \sum_{i=1}^M N_i(t) \cdot e^{j\pi \cdot d_i \cdot \cos\theta} = MX(t) + N(t) \quad (I.25)$$

Le SNR en sortie dans ce cas est donné par :

$$SNR_0 = \frac{E[|MX(t)|^2]}{E[|N(t)|^2]} = \frac{M^2 p}{\sum_i \sum_j E[|N_i(t)N_j^*(t)|^2]} = \frac{M^2 p}{M \sigma^2} = MSNR_i \quad (I.26)$$

I.2.5 Influence des paramètres du réseau sur le diagramme de rayonnement

I.2.5.1 L'influence de l'espacement inter-élément :

Considérons un réseau linéaire uniforme de 8 éléments, les éléments de la figure ci-dessous montrent l'effet d'espacement inter-éléments 'd' sur le diagramme de rayonnement du réseau pour différentes valeurs

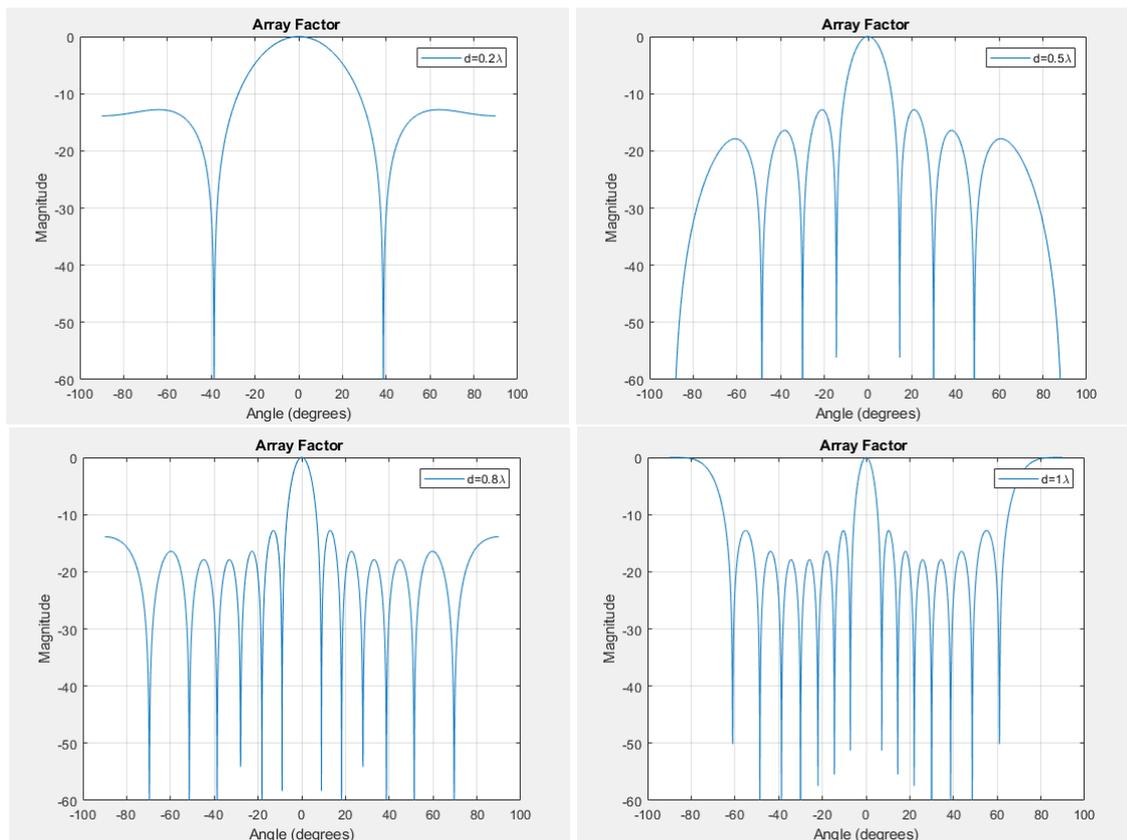


Fig. I.6 – Influence de l'espacement inter-éléments sur le diagramme de rayonnement en dB

l'augmentation de l'espacement inter-éléments conduit à la formation de faisceaux étroits, mais cela entraîne également une augmentation du nombre de lobes latéraux. Lorsque l'espacement $d \geq 0.5\lambda$, il apparaît des lobes appelés lobes de réseau ou « Grating lobes ». ces lobes introduit des erreurs dans le signal reçu en raison des interférences et de la perte de puissance la distance optimale inter-éléments est proche à la moitié de la longueur d'onde

I.2.5.2 L'influence du nombre de capteurs :

Considérons un réseau linéaire uniforme avec un espacement inter-éléments $d = 0.5\lambda$ la figure ci-dessous montrent l'effet de nombre de capteurs 'N' sur le diagramme de rayonnement du réseau pour différentes valeurs

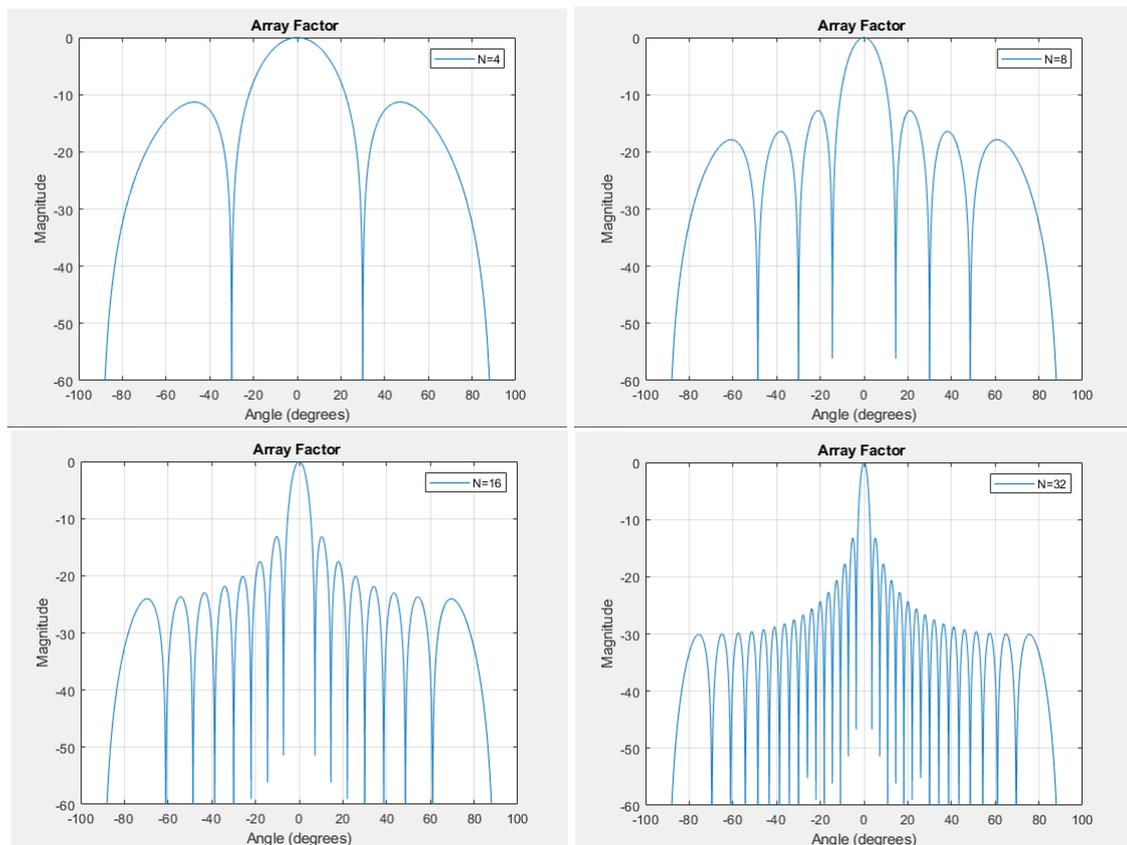


Fig. I.7 – Influence du nombre de capteurs sur le diagramme de rayonnement en dB

L'augmentant de nombre des éléments N du réseau induit à l'augmentation de nombre des lobes secondaires, En même temps le lobe principal devient plus étroit.

I.2.5.3 La Formation de voies (Beamforming)

La formation de voies est un type de traitement utilisé simultanément pour la formation de lobes en direction des signaux de réception provenant de positions spécifiques et en même temps atténuer ceux provenant d'autres directions. Les systèmes conçus pour recevoir les signaux se propageant dans l'espace rencontrent souvent des signaux interférents. Si le signal utile et le signal d'interférence occupent la même bande de fréquence, alors un filtrage temporel ne peut les séparer. Comme le signal désiré et le signal information peut être exploitée pour faire la séparation entre les deux sources en interférence ne sont pas générés par la même source, en utilisant un filtrage spatial à la réception. L'implémentation du filtre temporel nécessite un traitement sur les données temporelles, de même l'implémentation du filtre spatial nécessite un traitement sur les données spatiales. Le capteur du réseau d'antennes collecte les échantillons des ondes qui se propagent, qui seront traités par le «beamformer» La formation de voies combine les échantillons séparés spatialement de la même manière qu'un filtre RIF pour les échantillons temporels. Il y a deux types de formation de voies, le système de formation de voies à bande étroite et celui à large bande.

I.2.5.3.a Formation de voies en bande étroite : Si la bande passante Δf des sources est très faible vis à vis de l'inverse du temps de propagation de l'onde à travers le réseau ($\Delta f \ll c(N-1)/d$), on dira alors que les sources sont à bande étroite et dans le cas contraire

qu'elles sont à large bande. Le principe de la formation de voies à bande étroite est montré sur la figure I.2.

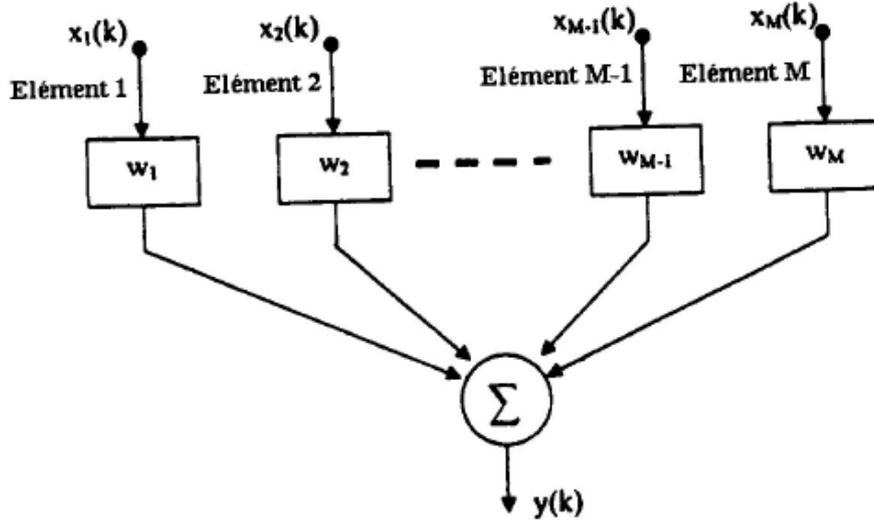


Fig. I.8 – Principe de la formation de voie en bande étroite.[8]

La sortie $y(k)$, à l'instant k , est donnée par la combinaison linéaire des données issues des M capteurs à l'instant k :

$$y(k) = \sum_{i=1}^M W_i^* x_i(k) \tag{I.27}$$

Où $*$ exprime le conjugué d'un nombre complexe. Notons que $x(k)$ et W sont complexes. Les poids W_i sont appelés les poids complexes.

Les poids complexes de la sortie de la rangée sont choisis comme étant des facteurs de phase requis pour diriger la rangée le long d'une direction spécifique θ

$$W_i = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\pi d_i \sin(\theta)} \tag{I.28}$$

L'équation (I.25) peut aussi s'écrire sous forme vectorielle, comme suit :

$$y(k) = W^H x(k) \tag{I.29}$$

On définit comme notation conventionnelle $\omega = \pi \sin(\theta)$

D'où on peut écrire :

$$y(k) = W^H x(k) = a^H(\omega) x(k) \tag{I.30}$$

Et $(\cdot)^H$ exprime le conjugué transposé d'un vecteur (ou d'une matrice) complexe. Le vecteur w est appelé vecteur de pondération complexe. La puissance en sortie sera :

$$p(\omega) = E[|y(k)|^2] = a^H(\omega) R a^H(\omega) \tag{I.31}$$

Où R est la matrice M*M représentant la matrice de covariance de la sortie de la rangée.

I.2.5.3.b Formation de voies en large bande : Différente de la formation de voies à bande étroite, la formation de voies à large bande échantillonne le signal reçu en deux parties, l'espace et le temps. Elle est souvent utilisée quand il s'agit de traiter des signaux dont la bande de fréquence est grande. Le système de formation de voies en large bande est montré sur la figure (I.9).

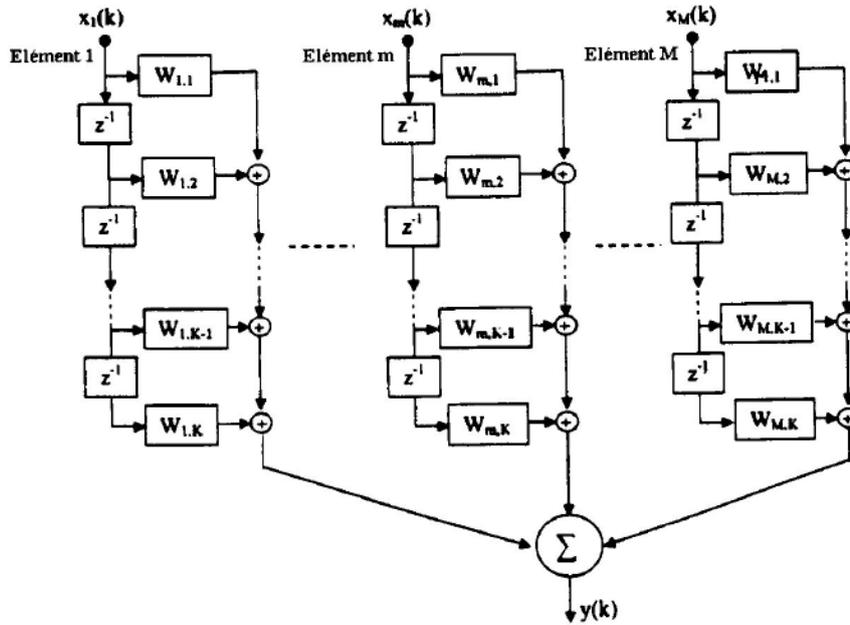


Fig. I.9 – Principe de la formation de voie en large bande. [8]

dans ce cas la sortie est exprimé par :

$$y(k) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{K-1} W_{i,l}^*(k-1)x(k) \tag{I.32}$$

où (K-1) est le nombre de retards dans chacun des M capteurs. soit :

$$W = [W_{1,0}, \dots, W_{1,k-1}, \dots, W_{M,0}, \dots, W_{M,k-1}]^T \tag{I.33}$$

L'équation (I.27) peut aussi être exprimée par la forme vectorielle comme dans l'équation (I.32) Dans ce cas, w et x(k) sont des vecteurs colonnes MKx1. En comparant les deux figures I.8et I.9, nous constatons que la formation de voies en large bande est plus complexe qu'en bande étroite.

Mais dans les deux cas précédents nous avons discuter la formation de voies classique et dans ce qui suit nous allons voir le cas de l'adaptation ou les vecteurs de pesée sont calculés à partir d'un algorithme d'adaptation LMS (least mean square).

I.3 Conclusion :

Ce chapitre aborde différents aspects liés aux antennes et aux réseaux d'antennes, en se concentrant sur les réseaux d'antennes linéaires. Nous avons commencé par définir ce qu'est une antenne, en mettant en évidence les différents types d'antennes qui existent. Ensuite, nous avons exploré les propriétés de base des antennes, telles que leur gain, leur directivité et leur impédance.

Une partie importante du chapitre est consacrée aux réseaux d'antennes, avec un accent sur le fonctionnement des réseaux linéaires. Nous passons en revue les équations de réseau et introduisons le concept de facteurs de réseau, qui sont essentiels pour évaluer les performances des réseaux d'antennes. En outre, nous étudions la formation de faisceaux à bande étroite et à large bande pour comprendre comment les réseaux d'antennes peuvent être utilisés pour orienter et focaliser les faisceaux d'émission.

En conclusion, ce chapitre nous donne une solide compréhension des antennes et des réseaux d'antennes, soulignant leur importance dans les systèmes de communication et leur capacité à améliorer les performances des transmissions sans fil. La formation de voies en particulier offre des opportunités prometteuses pour un meilleur traitement du signal et une capacité accrue du système. Une bonne compréhension de ces concepts est essentielle à la conception et à l'optimisation des systèmes de communication modernes.

Chapitre II

Filtrage et algorithmes adaptatifs

II.1 Introduction

Les réseaux d'antennes sont désormais le jalon de la communication moderne systèmes. De nombreuses études sur les réseaux d'antennes ont été largement appliquées dans les radars à réseau de phase, les communications par satellite et d'autres domaines. L'une des tâches les plus importantes des systèmes de surveillance radar est un fonctionnement stable sous l'influence d'interférences actives.

La méthode habituelle d'estimation d'un signal corrompu par bruit additif est de le faire passer à travers un filtre qui tend à supprimer le bruit tout en laissant le signal relativement inchangé. La technique de suppression adaptative du bruit basée sur la théorie de Wiener a été largement utilisée dans de nombreuses applications de traitement du signal [9].

Il existe de nombreux algorithmes de filtrage adaptatif associés à la structure transverse RIF, qui ont été largement étudiés dans la littérature. Dans ce chapitre, nous passons en revue les principaux et ceux que nous jugeons les plus intéressants. Les algorithmes qui ont suscité le plus de travaux sont sans aucun doute le LMS (least mean square) et le RLS (recursive least square). Cette attention particulière s'explique par le fait que le premier est facile à implémenter, tandis que le second offre une vitesse de convergence optimale. La plupart des autres algorithmes sont dérivés de ces deux derniers, comme nous allons essayer de démontrer.

II.2 Filtrage adaptatif

Le filtrage adaptatif est une technique de traitement du signal qui implique l'utilisation de filtres dont les caractéristiques peuvent être modifiées en fonction des signaux d'entrée. Ce type de filtrage est particulièrement utile dans les situations où les conditions du signal ou de l'environnement peuvent varier avec le temps, rendant inefficaces les filtres fixes traditionnels.

La particularité d'un filtre adaptatif réside dans sa capacité à s'ajuster dynamiquement et en temps réel pour minimiser l'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie. Le processus d'adaptation se base sur un algorithme d'optimisation qui ajuste les coefficients du filtre pour minimiser une fonction de coût, généralement la différence entre la sortie du filtre et une référence souhaitée [10].

II.3 Le filtre de wiener

Dans de nombreuses applications, les signaux peuvent être affectés par des interférences ou des bruits indésirables. Il faut alors trouver des solutions pour éliminer ou au moins réduire ces composants parasites. Le filtre de wiener apporte une solution à ce problème, les filtres de wiener sont dits optimum au sens de critère de l'erreur quadratique moyenne entre leur sortie et la sortie désiré. Le filtre de Wiener consiste à concevoir un filtre permettant de récupérer le signal original $d(n)$ lorsqu'il est corrompu par un signal de bruit $e(n)$.

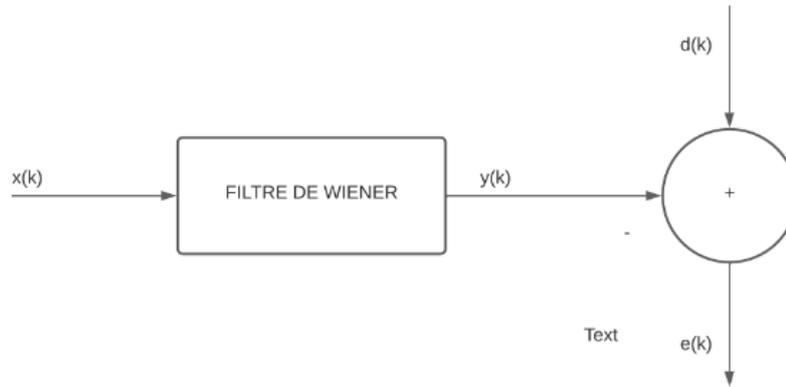


Fig. II.1 – schéma explicatif de filtre de wiener

Wiener souhaite concevoir un filtre qui produirait l'erreur quadratique moyenne [EQM] minimale pour le signal désiré. L'erreur quadratique moyenne minimale $[\xi]$ est donnée ci-dessous[11].

$$\xi(k) = E[e(k)^2] \tag{II.1}$$

$$e(k) = d(k) - y(k) \tag{II.2}$$

$y(n)$: Le signal estimé en sortie
 $d(k)$: Le signal de reference (signal désiré)

$$y(x) = \sum_{k=0}^n w_i(k)x(k) = w^T(k)x(k) \tag{II.3}$$

où la notation «T» désigne la transposition de matrice

$x(k)$: Le signal d'entrée

et

$w(k)$: Les coefficients du filtre (pondérations)

$$x(k) = [x_0(k)x_1(k).....x_n(k)]^T \tag{II.4}$$

$$\xi(k) = E[e^2(k)] = E[d^2(k) - 2d(k)y(k) + y^2(k)] \tag{II.5}$$

On simplifier l'equation

$$\xi(k) = E[d^2(k) - d(k)w^T(k)x(k) + w^T(k)x(k)x^T(k)w(k)] \tag{II.6}$$

Pour un filtre à coefficients fixes, la fonction MSE dans un environnement stationnaire est donné par :

$$\xi(k) = E[d^2(k)] - w^T E[d^2(k)x(k)] + w^T E[x(k)x^T(k)]w \quad (\text{II.7})$$

$$\xi(k) = E[d^2(k)] - w^T P + w^T R w \quad (\text{II.8})$$

avec

$$R = E[x(k)x^T(k)] \quad (\text{II.9})$$

et

$$P = E[d^2(k)x(k)] \quad (\text{II.10})$$

P est le vecteur de corrélation entre le signal souhaité et le signal d'entrée, et R La matrice de corrélation de signal d'entrée.

Le vecteur gradient de la fonction MSE lié aux coefficients de pondération du filtre est donné par la formule suivante :

$$g_w = \frac{\partial \xi}{\partial w} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_n} \right] \quad (\text{II.11})$$

$$g_w = -2P + 2Rw \quad (\text{II.12})$$

En assimilant le vecteur gradient à zéro, les valeurs optimales des coefficients de poids de prise qui minimisent la fonction objective peuvent être déterminées par la méthode de l'équation.

$$-2P + 2Rw = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$w_0 = R^{-1}P \quad (\text{II.14})$$

Cette solution est appelée solution de Wiener.

En pratique, il est rare d'avoir des estimations précises de R et p. Toutefois, si les signaux d'entrée et les signaux désirés sont ergodiques, il est possible d'estimer R et p en utilisant des moyennes temporelles. Cette méthode est implicitement utilisée par la plupart des algorithmes adaptatifs [12].

II.4 Le gradient stochastique

Plutôt que de chercher à minimiser l'erreur quadratique moyenne, comme dans le cas du filtrage de Wiener, l'approche de l'algorithme du gradient consiste à minimiser l'erreur quadratique instantanée $e^2(k)$ en ajustant le choix de $w(k)$. En considérant $e^2(k)$ comme une fonction de $w(k)$ à l'instant k, l'objectif de l'algorithme du gradient est de choisir une valeur $w(k+1)$ à l'instant k+1 qui permet de réduire cette erreur de manière aussi rapide que possible[13].

$$w(k+1) = w(k) - \frac{\mu}{2} \text{grad}[e^2(k, w(k))] \quad (\text{II.15})$$

Le coefficient μ offre la possibilité d'établir un compromis entre la vitesse de convergence de l'algorithme et sa capacité à s'adapter à des situations non stationnaires.

II.5 Algorithmes d'adaptation

Le filtrage adaptatif est une technique de traitement du signal qui ajuste dynamiquement les paramètres du filtre en fonction des caractéristiques du signal d'entrée. Le filtrage adaptatif vise à extraire les composantes souhaitées du signal d'entrée tout en atténuant les interférences ou le bruit indésirables. Les filtres adaptatifs sont considérés comme des systèmes non linéaires, leur analyse de comportement est donc plus compliquée que pour les filtres fixes [10]. Les algorithmes LMS et RLS constituent deux algorithmes de base, autour desquels une famille d'algorithmes est formulée. Au sein de chaque famille, les algorithmes de filtrage adaptatif diffèrent les uns des autres par la manière dont la structure de filtrage est configurée. Cependant, quelle que soit la structure de filtrage utilisée autour de laquelle s'effectue l'adaptation des paramètres effectués, les algorithmes au sein de chaque famille héritent de certaines propriétés enracinées dans Algorithmes LMS et RLS. Spécifiquement Les algorithmes de filtrage adaptatif sont basés sur des techniques d'estimation des paramètres du filtre, telles que l'algorithme de LMS (Least Mean Squares), l'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Squares), l'algorithme de RLS (Recursive Least Squares).

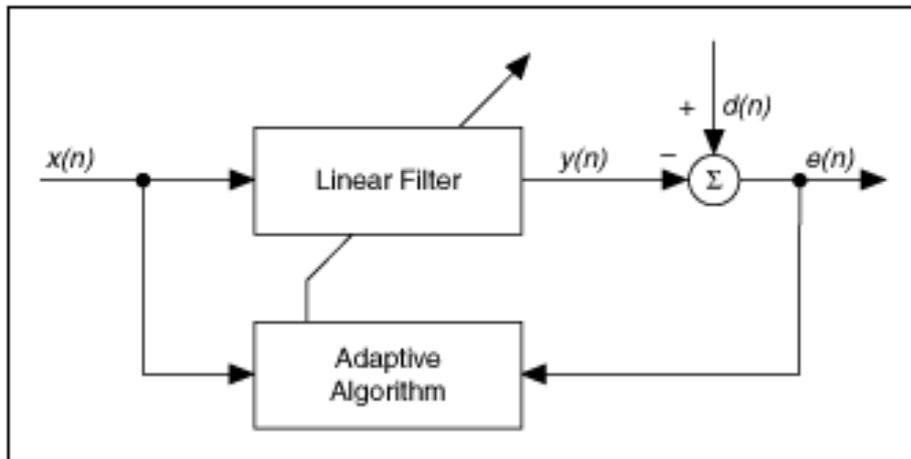


Fig. II.2 – Algorithme d'adaptation

II.6 L'Algorithme LMS (Least Mean Square)

L'une des techniques de filtrage les plus fondamentales et les plus importantes est l'algorithme LMS (least mean square). Il est utilisé en raison de sa simplicité, de ses petits calculs et de sa plus grande stabilité [14].

L'algorithme LMS a été identifié comme une technique appropriée qui optimise le SNR du signal désiré dans une direction particulière.

Le L.M.S a été introduit par Widrow et Hoffin en 1959. Ce type d'algorithme est généralement basé sur le gradient stochastique car il utilise le vecteur gradient des poids des filtres pour converger vers la solution optimale de Wiener [15].

Un processus itératif est utilisé pour mettre à jour le vecteur de poids. Cela permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal souhaité et la sortie du réseau, de sorte que la sortie du réseau soit une bonne approximation du signal désiré [16] Le schéma explicatif de cet algorithme est représenté par la figure ci-dessous :

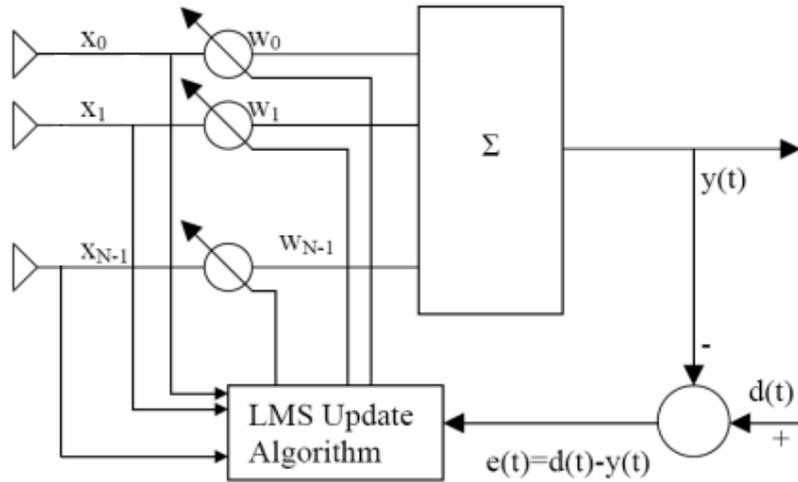


Fig. II.3 – schéma explicatif de l’algorithme LMS

II.6.1 Principe de l’algorithme LMS

L’algorithme LMS évite l’opération inverse de la matrice et utilise le vecteur de gradient instantané $\nabla \xi(k)$ pour l’augmentation du vecteur de poids. le vecteur de poids $w(n+1)$ au temps $(n + 1)$ peut s’écrire :

$$w(k + 1) = w(k) + \frac{1}{2}[-\nabla \xi(k)] \tag{II.16}$$

Où μ est le paramètre de taille de pas qui contrôle le taux de convergence. Sa valeur est comprise entre 0 et 1 telle que

$$\xi(k) = E[d^2(k)] - 2w^T P + w^T R w \tag{II.17}$$

L’algorithme basé sur l’estimation du gradient réduit au minimum l’erreur quadratique moyenne, dont l’équation est :

$$w(k + 1) = w(k) + \mu x(k)e(k) \tag{II.18}$$

C’est l’équation de l’algorithme LMS

II.6.2 Convergence de l’algorithme LMS

La convergence de l’algorithme LMS dans l’équation II.18 est directement proportionnelle au paramètre de taille de pas μ . La taille du pas μ a un grand effet sur la convergence du filtre L.M.S. Une valeur trop élevée entraîne la divergence et une valeur trop faible dégrade la convergence longue. Il est donc préférable de choisir la valeur de la taille du pas μ dans des conditions limitées telles que définies dans l’équation suivante ci-dessous :

$$1 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \tag{II.19}$$

λ_{max} : est la plus grande valeur propre de lamatrice d'autocorrélation R.

$$1 < \mu < \frac{1}{Tr(R)} \quad (II.20)$$

Où $Tr(R)$ est obtenu simplement par la somme des valeurs diagonales de la matrice R.

II.7 L'algorithme LMS normalisé(NLMS)

L'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Squares) est un variant de l'algorithme LMS, Il converge plus rapidement que l'algorithme LMS puisqu'il fournit un ajustement automatique de la taille de pas. Il est basé sur des critères de choix de la meilleure taille de pas pour une itération donnée. Le terme meilleur est expliqué comme suit. Si l'erreur pendant l'itération est importante, la taille du pas est maintenue grande afin que l'algorithme puisse rapidement rattraper la vraie solution. Si l'erreur diminue, la taille du pas est réduite pour permettre à l'algorithme de zoomer sur la vraie solution. Par conséquent, le NLMS essaie de sélectionner une taille de pas qui minimise l'erreur à chaque itération [17].

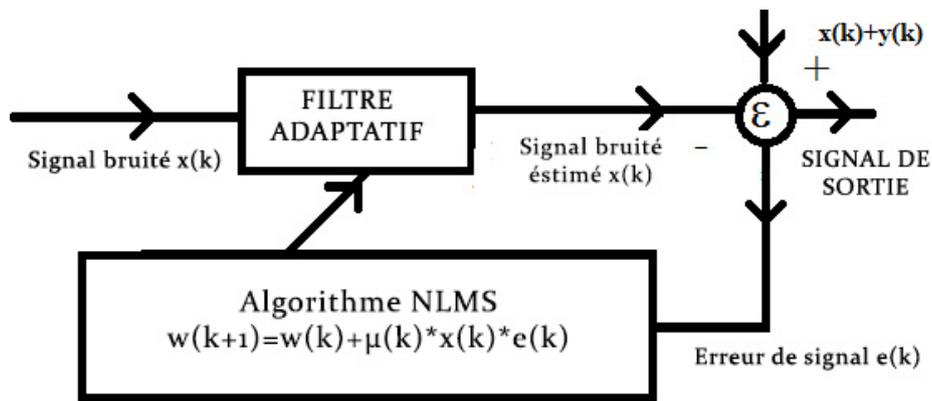


Fig. II.4 – Schéma explicatif de l'algorithme NLMS

II.7.1 Principe de l'algorithme NLMS

le NLMS est une extension de l'algorithme LMS standard, la mise en œuvre pratique de l'algorithme NLMS est très similaire à celle de l'algorithme LMS standard [15], Pour exprimer ce principe en termes mathématiques, soit $w(k)$ l'ancien vecteur de poids du filtre à la période d'adaptation k , et $w(k+1)$ son vecteur de poids mis à jour à la période d'adaptation $k+1$. L'algorithme NLMS est obtenu comme la solution de problème d'optimisation suivant [18] :

$$w(k+1) = argmin \|w - w_k\| \quad (II.21)$$

sous la contrainte :

$$d(k) - w^T(k)x(k) = 0 \quad (II.22)$$

L'équation de mise à jour peut exprimée comme :

$$w(k+1) = w(k) + \mu \frac{e(k)x(k)}{x(k)x^T(k) + \gamma} \quad (II.23)$$

$$w(k+1) = w(k) + \mu_k e(k)x(k) \quad (\text{II.24})$$

et

$$\mu_k = \frac{\mu}{x^T(k)x(k) + \gamma} \quad (\text{II.25})$$

II.7.2 Convergence de l'algorithme NLMS

μ_k est le pas positif fixe et γ est une petite constante positive appelée paramètre de régularisation. La plage de valeurs de μ_k pour garantir la stabilité peut être déduite en premier considérant que [12] :

$$E[x(k)x^T(k)] = \text{Tr}(R) \text{ et } E\left[\frac{[e(k)x(k)]}{[x(k)x^T(k) + \gamma]}\right] \approx \frac{E[e(k)x(k)]}{E[(x(k)x^T(k) + \gamma)]} \quad (\text{II.26})$$

$$1 < \mu_k < \frac{1}{(\text{Tr}(R))} \quad (\text{II.27})$$

Ou $0 < \mu_k < 2$. En pratique, le facteur de convergence est choisi dans la plage $0 < \mu_k < 1$.

II.8 L'algorithme RLS (Recursive Least Squares)

L'algorithme RLS a une importance significative en tant qu'algorithme adaptatif de formation de faisceau utilisé dans les systèmes d'antennes intelligentes. Elle est connue pour ses excellentes performances dans des environnements variables dans le temps. Elle offre une convergence plus rapide, une erreur asymptotique plus faible, les étapes de sa mise en œuvre sont similaires à celles du LMS, mais avec certaines différences majeures, notamment la mise à jour des poids et la présence d'un facteur de gain [19].

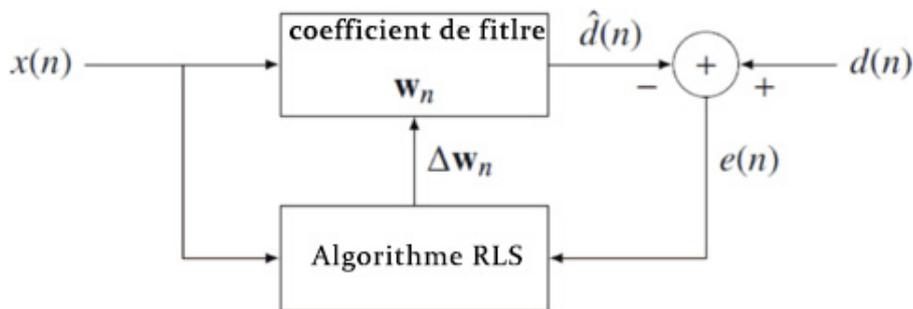


Fig. II.5 – Schéma explicatif de l'algorithme RLS

II.8.1 Principe de l'algorithme RLS

L'algorithme RLS détermine les coefficients qui minimisent l'erreur quadratique additionnée dans le temps

$$j(k) = \sum_{i=0}^k \lambda^{(k-i)} |e(k)|^2 \quad (\text{II.28})$$

Où λ est une constante positive appelée facteur d'oubli a la propriété que

$$0 \ll \lambda \leq 1. \quad (\text{II.29})$$

La valeur optimale du vecteur poids de la prise est définie par les équations normales

$$\Phi(k)w(k) = Z(k) \quad (\text{II.30})$$

$$\Phi^{-1}(k)w(k) = Z(k) \quad (\text{II.31})$$

$$\Phi(k) = \lambda\Phi(k-1) + x^H(k)x(k) \quad (\text{II.32})$$

$$Z(k) = \lambda Z(k-1) + x(k)d^*(k) \quad (\text{II.33})$$

On Appliquant le lemme d'inversion de la matrice, nous obtenons les équations suivantes :

$$p(k) = \Phi^{-1}(k) \quad (\text{II.34})$$

$$K(k) = \frac{\lambda^{-1}P(k-1)x(k)}{1 + \lambda^{-1}x^H(k)p(k-1)x(k)} = p(k)x(k) \quad (\text{II.35})$$

$K(k)$ est le vecteur de gain.

$$p(k) = \lambda^{-1}p(k-1) - \lambda^{-1}k(k)x^H(k)p(k-1) \quad (\text{II.36})$$

l'équation de mise a jours de vecteur de poids du filtre est :

$$w(k) = \Phi^{-1}(k)Z(k) \quad (\text{II.37})$$

$$w(k) = \lambda P(k)Z(k-1) - p(k)x(k)d^*(k) \quad (\text{II.38})$$

$$w(k) = w(k-1) + K(k)e^*(k) \quad (\text{II.39})$$

C'est l'équation de l'algorithme RLS.

II.8.2 Convergence de l'algorithme RLS

La condition de convergence de cet algorithme dépend du facteur d'oubli λ comme tel :
 $0 < \lambda \leq 1$

II.9 L'algorithme APA (Affine Projection Algorithm)

L'algorithme de projection affine (APA) est une généralisation de l'algorithme NLMS. À l'origine, l'algorithme APA est apparu pour améliorer la vitesse de convergence des algorithmes basés sur le gradient lorsque les signaux d'entrée ne présentaient pas un spectre plat. l'algorithme apa est basé sur le LMS. La différence est que l'AP utilise plusieurs vecteurs d'entrée dans chaque échantillon. Le nombre de vecteurs est appelé ordre de projection. Dans cette implémentation, les vecteurs d'entrée historiques de la matrice d'entrée sont utilisés comme vecteurs d'entrée supplémentaires dans chaque échantillon [20]

II.9.1 Principe de l'algorithme APA

L'algorithme APA est obtenu comme la solution de problème d'optimisation suivant :

$$e_p(k) - [I - \mu x(k)x^T(k)(\delta I + x^T(k)x(k))]^{-1}e(k) = 0 \quad (\text{II.40})$$

$e_p(k)$ et $e(k)$ sont des vecteurs d'erreur a posteriori et a priori définis par :

$$e(k) = d(k) - x(k)w(k)$$

$$e_p(k) = d(k) - x(k)w(k+1)$$

En utilisant les définitions de $e(k)$ et $e_p(k)$, le problème d'optimisation sous contrainte de (II.40) peut être écrit sous la forme d'un problème de moindres carrés sous-déterminé :

$$w(k+1) = w(k) + \mu x^T(k)(x(k)x^T(k) + \delta I)^{-1}e(k) \quad (\text{II.41})$$

Il s'agit de l'algorithme APA, où δ est un petit nombre normal et I une matrice d'identité $N \times N$. δ est introduit pour éviter que $x(k)^{-1}x(k)$ ne soit irréversible.

II.9.2 Convergence de l'algorithme APA

L'algorithme APA résout le problème de la vitesse de convergence rencontré dans l'algorithme NLMS, mais la simplicité qui existe dans l'algorithme NLMS est perdue parce que l'algorithme a des complexités de calcul plus importantes qui ne peuvent pas être facilement surmontées. La plage de valeurs de μ pour garantir la stabilité est $0 < \mu < 2$

II.10 Critères de Comparaison des Algorithmes Adaptatifs

L'objectif est d'atteindre un filtrage adaptatif qui présente à la fois une simplicité de calcul et une robustesse numérique, tout en offrant un taux de convergence élevé et une faible erreur d'ajustement. De plus, il est essentiel que ce filtrage puisse être facilement programmé pour permettre des applications de traitement numérique du signal de manière efficace. On peut citer quelques critères de choix des algorithmes adaptatifs :

-Vitesse de convergence :

Nombre d'itérations pour converger le plus près et le plus rapidement possibles vers la solution optimale.

-Précision de la convergence :

La précision de la convergence se réfère à la mesure de l'exactitude avec laquelle un algorithme adaptatif atteint la solution souhaitée. Plus précisément, il s'agit de quantifier l'écart entre la solution obtenue par l'algorithme et la solution optimale ou la solution de référence.

-Robustesse aux variations de paramètres :

résistance de chaque algorithme à s'adapter aux changements dans l'environnement ou les paramètres du système.

II.11 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a introduit les algorithmes adaptatifs qui se distinguent par leur capacité à suivre les variations des signaux reçus en ajustant les pondérations. Cette fonctionnalité est particulièrement importante dans les réseaux d'antennes où les interférences sont variables dans le temps. Les algorithmes LMS et NLMS se démarquent en raison de leur simplicité de mise en œuvre, de leur robustesse aux erreurs de calcul, de leur utilisation polyvalente et de leur convergence dans des environnements stationnaires. Ces algorithmes offrent également une stabilité une fois mis en application.

En résumé, ce chapitre a examiné en détail les algorithmes LMS, NLMS, RLS et APA. Ces techniques sont des outils précieux pour améliorer la qualité du signal, réduire le bruit et atténuer les interférences.

Le chapitre suivant se concentrera sur les résultats obtenus lors de l'implémentation de ces algorithmes. Ces résultats permettront d'évaluer les performances des algorithmes adaptatifs dans des contextes spécifiques. En analysant les résultats, il sera possible de mieux comprendre l'efficacité et les limites de chaque algorithme.

Chapitre III

Simulations et résultats

III.1 Introduction

Les interférences représentent l'un des principaux défis en matière de qualité et de fiabilité des transmissions dans le domaine des communications sans fil. Elles peuvent avoir différentes origines, telles que d'autres signaux de communication, des dispositifs électroniques ou des phénomènes environnementaux. Lorsque des réseaux d'antenne sont utilisés, il devient essentiel de développer des techniques efficaces pour supprimer ces interférences et améliorer les performances du système.

Au cours de cette étude, nous allons examiner de manière approfondie quatre algorithmes couramment utilisés pour la suppression d'interférences : l'algorithme LMS (Least Mean Squares), l'algorithme LMS normalisé (Normalized Least Mean Squares), l'algorithme RLS (Recursive Least Squares), et l'algorithme APA (Affine Projection Algorithm). Ces algorithmes sont basés sur des techniques d'adaptation des poids des antennes en utilisant des données d'entrée pour atténuer les interférences dans des directions spécifiques. Nous allons analyser leurs performances en termes de suppression d'interférences et de rapidité de convergence.

Pour mener à bien cette étude, nous allons utiliser des simulations MATLAB pour simuler un réseau linéaire uniforme d'antenne, générer des signaux d'interférences et des signaux de cible, et évaluer les performances des algorithmes. Les métriques d'évaluation telles que le facteur de réseau, l'erreur quadratique moyenne et le rapport signal sur bruit seront utilisées pour quantifier les performances des algorithmes.

III.2 Contexte et importance de la suppression d'interférences dans les systèmes de communication sans fil

La suppression des interférences est cruciale pour le fonctionnement fiable et efficace des réseaux de communication sans fil. Les interférences sont des signaux indésirables qui perturbent la transmission et la réception des informations entre les dispositifs de communication sans fil. ce qui peut entraîner des dégradations du signal, des erreurs de transmission et une diminution des performances globales du système.

Ces interférences peuvent être causées par différents facteurs, tels que d'autres dispositifs émettant dans la même bande de fréquence, des obstacles physiques, des réflexions des signaux ou encore des sources de bruit électromagnétique.

La suppression des interférences revêt une grande importance car elle permet d'améliorer la qualité du signal, augmenter la capacité du réseau, réduire les collisions de signal et assurer une communication sans fil fiable et sécurisée. Cela permet d'offrir la meilleure expérience utilisateur possible et de répondre à la demande croissante de connectivité sans fil.

III.3 Application des algorithmes adaptatifs à la suppression des interférences

Les algorithmes LMS, NLMS, RLS et APA sont utilisés dans notre étude pour atténuer l'impact des interférences.

III.3.1 Mise en oeuvre de l'algorithme LMS

Pour implémenter et écrire l'algorithme LMS, il est nécessaire de définir les éléments suivants :

- $d(k)$ le signal désiré.

- $i(k)$ le signal interférent.

- $x(k)$ le signal arrivé a l'entrer de réseau d'antenne telle que $x(k) = d(k) + i(k)$.

μ est le pas d'apprentissage (facteur de convergence), ou $0 < \mu < \frac{1}{R}$

$Tr(R)$ est dite trace de R, elle est obtenue simplement par la somme des valeurs diagonales de la matrice R.

La mise en oeuvre de l'algorithme LMS (Least Mean Square) peut être réalisée en suivant les étapes suivantes :

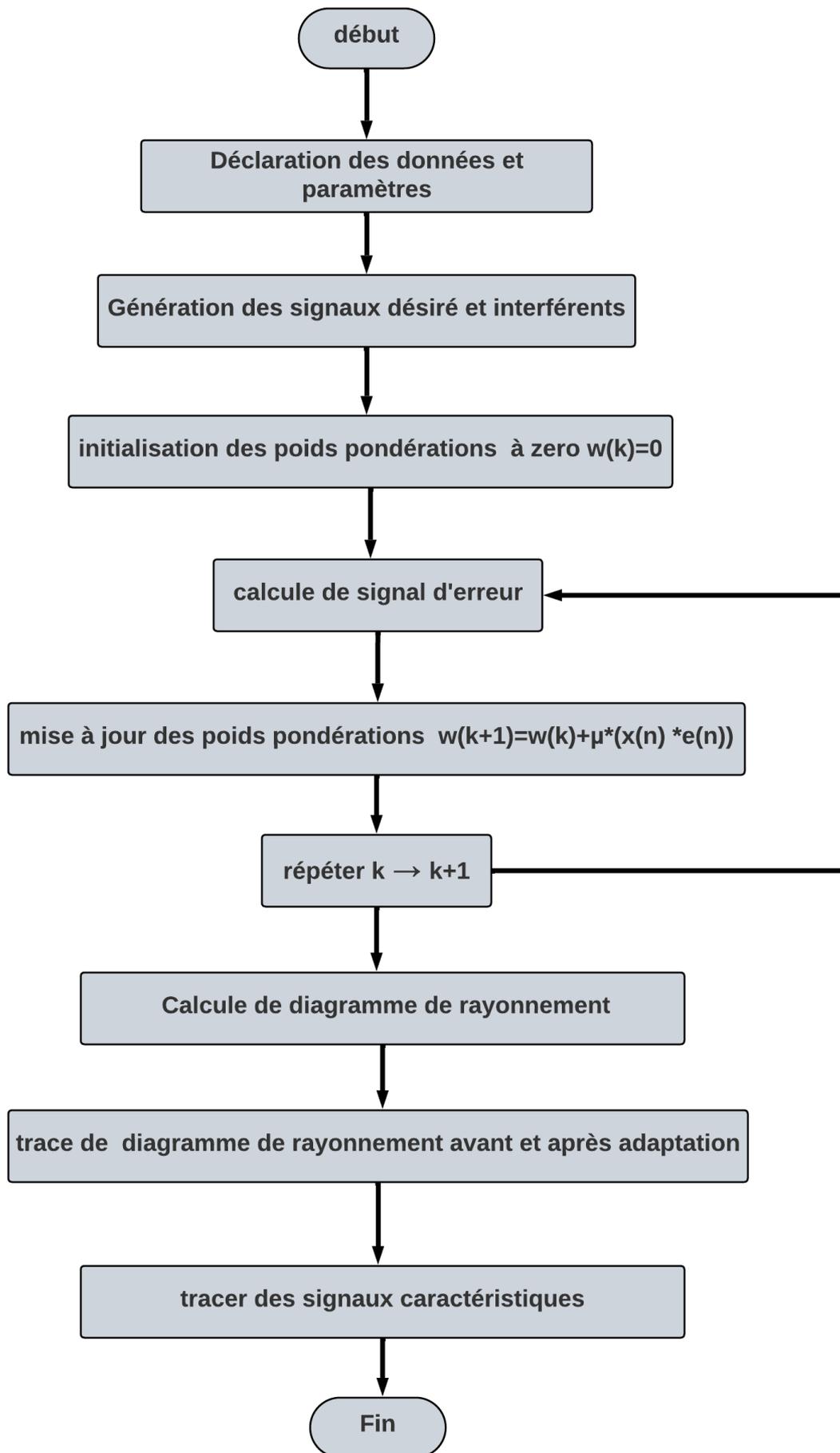


Fig. III.1 – Organigramme de l'algorithme LMS

III.3.2 Mise en oeuvre de l'algorithme NLMS

L'algorithme NLMS ajuste automatiquement le pas d'adaptation en fonction de la puissance du signal d'entrée.

Les étapes de base de l'implémentation restent les mêmes avec LMS, mais avec une modification dans le calcul de la mise à jour des poids.

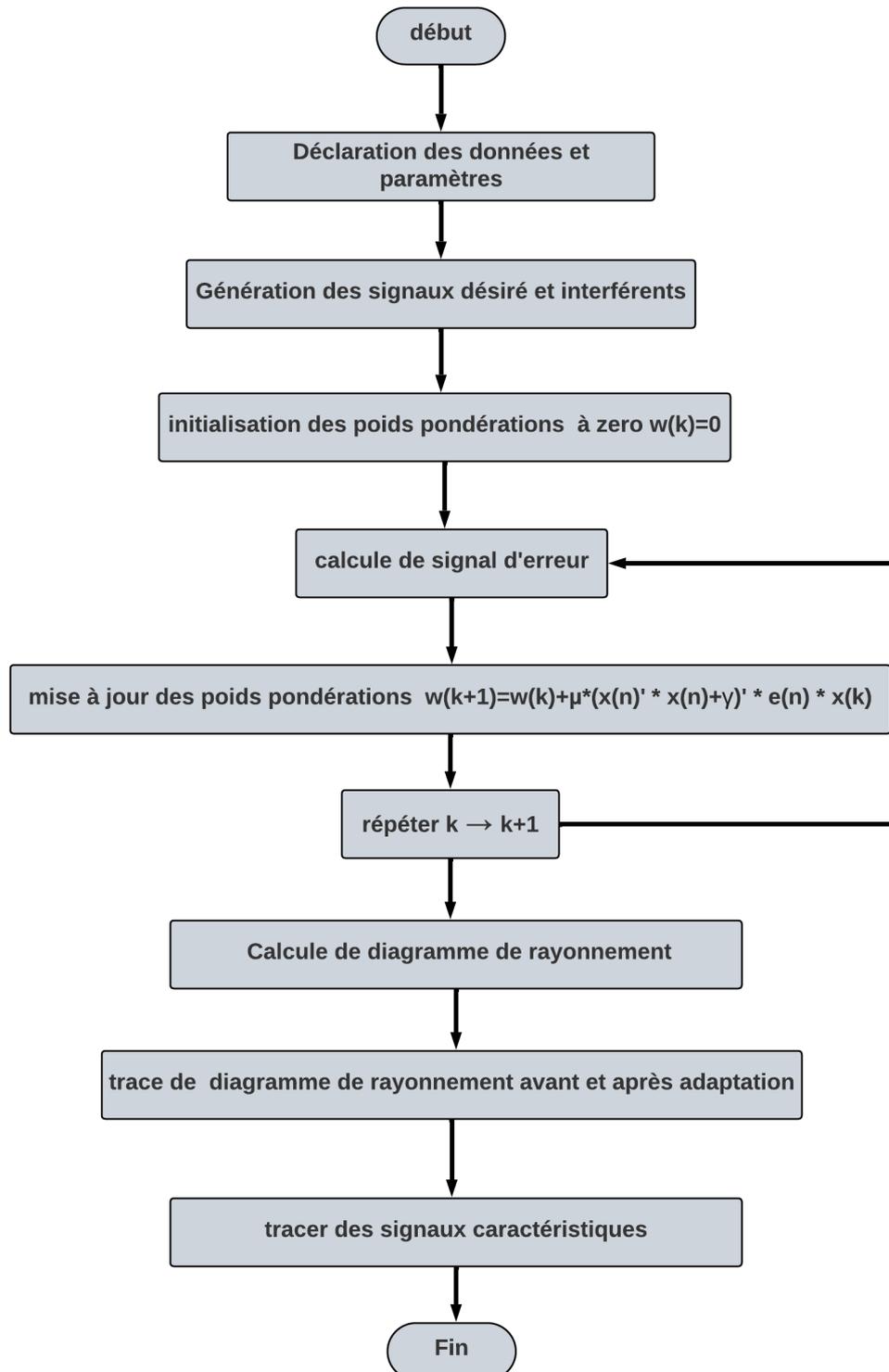


Fig. III.2 – Organigramme de l'algorithme NLMS

$$w(k+1) = w(k) + \mu_k * x(k) * e(k)$$

μ_k est le facteur de convergences de l'algorithme nlms

$$\mu_k = \frac{\mu}{x^T(k)x(k)+\gamma}$$

III.3.3 Mise en oeuvre de l'algorithme APA

La mise en oeuvre de l'algorithme APA (Affine Projection Algorithm) implique plusieurs étapes clés. Voici une description générale des étapes

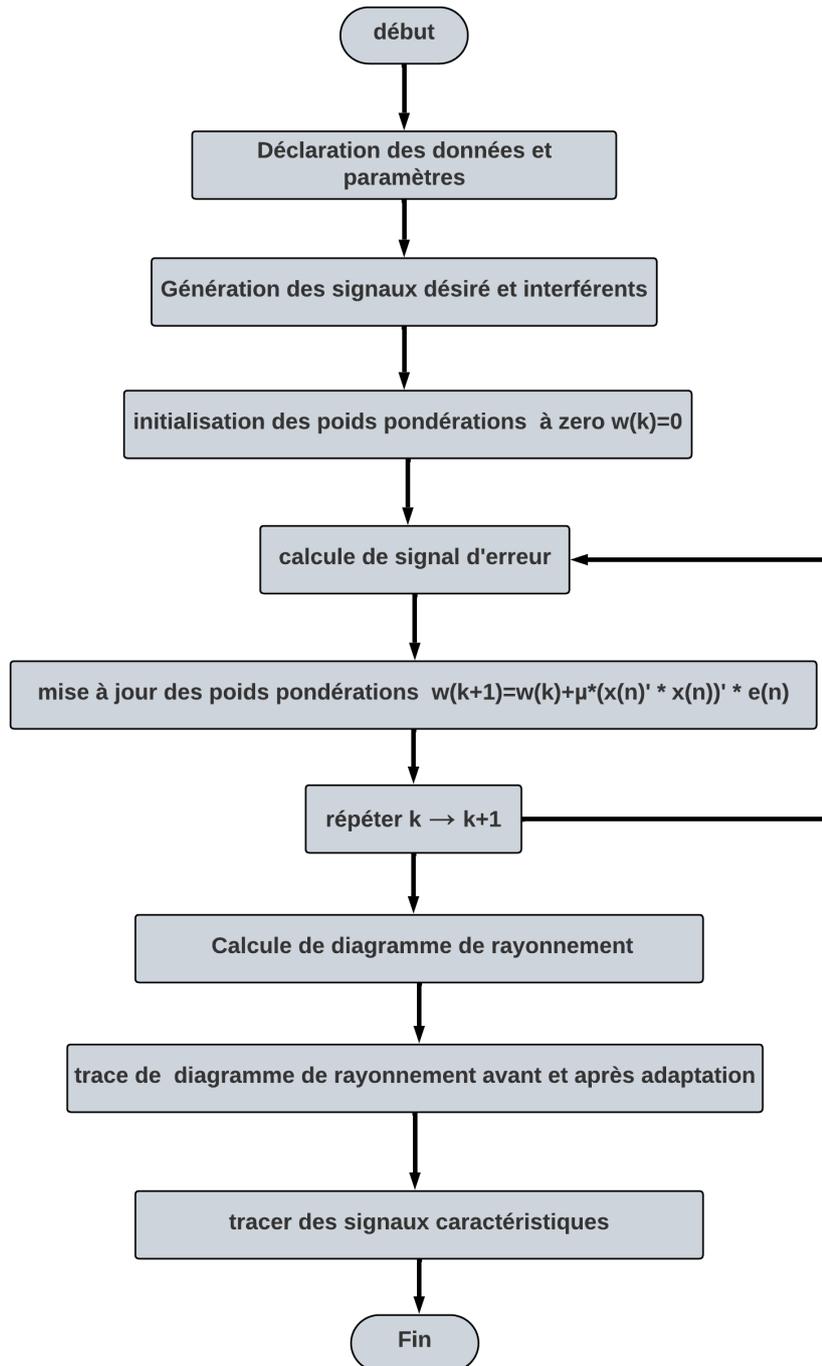


Fig. III.3 – Organigramme de l'algorithme APA

III.3.4 Mise en oeuvre de l'algorithme RLS

L'algorithme RLS présente une complexité supérieure à celle de l'algorithme LMS. Il utilise une approche récursive qui met à jour les poids du filtre en utilisant toutes les observations passées du signal d'entrée.

Les étapes de mise en oeuvre de l'algorithme RLS sont similaires à celles mentionnées précédemment pour l'algorithme LMS.

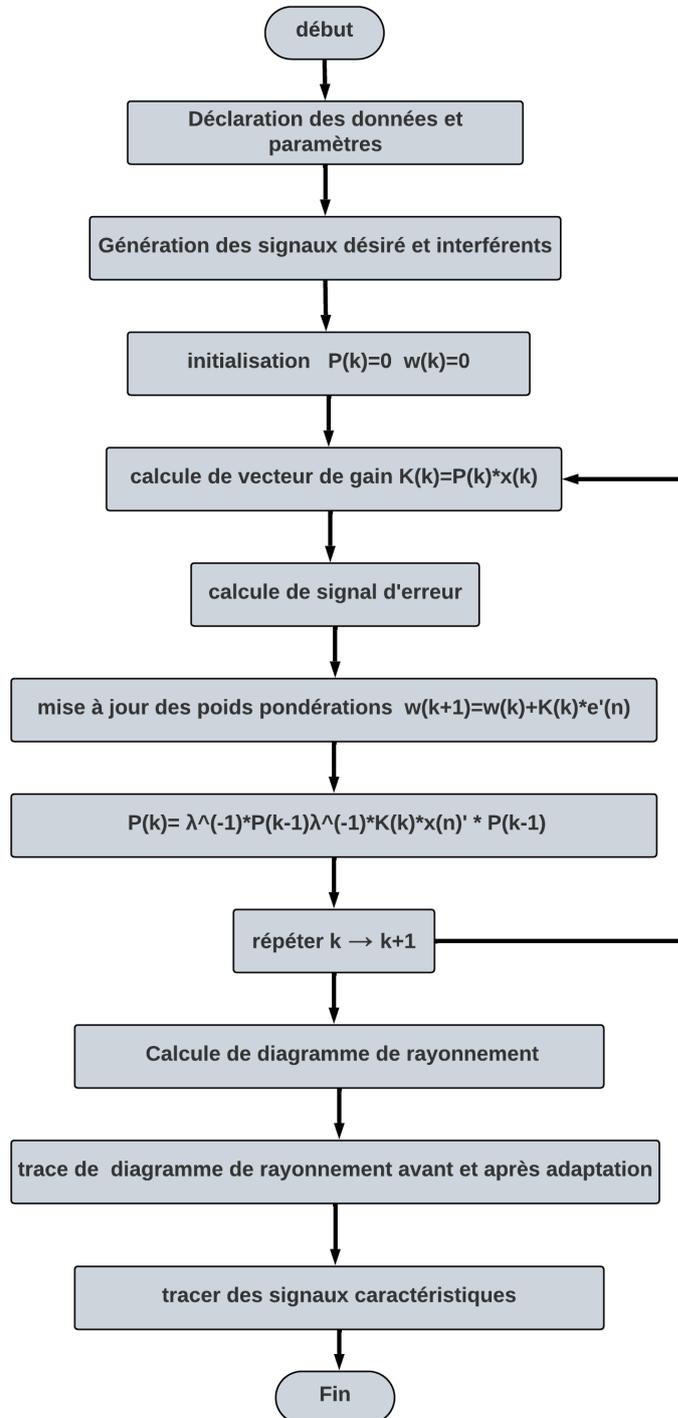


Fig. III.4 – organigramme de l'algorithme RLS

III.4 Implémentation des algorithmes

Dans ce qui suit nous allons implémenter les algorithmes suivantes sur un réseau d'antenne linéaire uniforme (ULA) pour analyser ces performances

III.4.1 Utilisation de l'algorithme LMS

Dans l'analyse de cet algorithme nous avons pris en compte les paramètres suivants :

- Le nombre d'éléments du réseau d'antenne $N = 4$.
- L'espacement inter-éléments est $d = 0.5\lambda$.
- Le pas de convergence $\mu = 0.03$.
- Le rapport signal/bruit $SNR=5$ dB.

III.4.1.1 Cas d'une seule interférence

- L'angle d'arrivée du signal $\theta_s = 0^\circ$ et l'angle d'interférence $\theta_i = 60^\circ$.

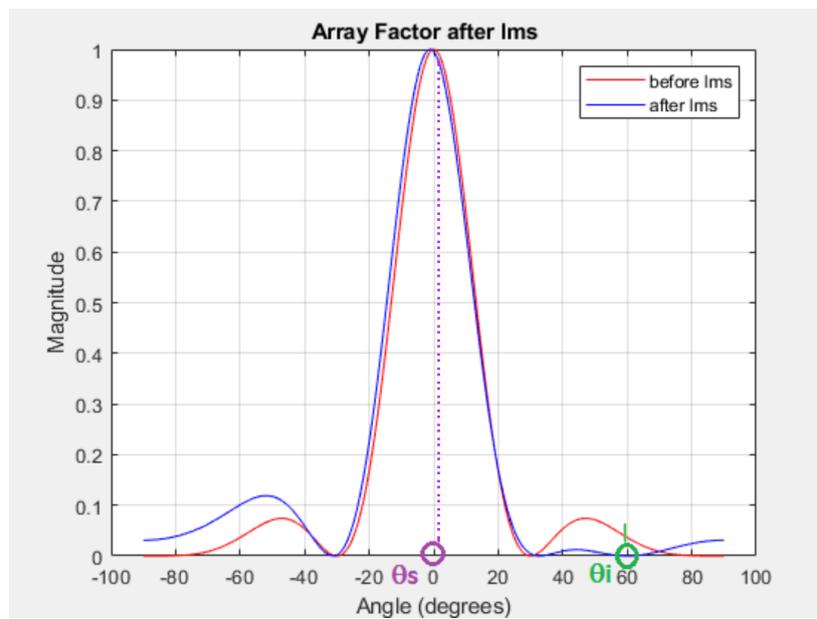


Fig. III.5 – Diagramme de rayonnement adapté par LMS

En utilisant l'échelle logarithmique Pour illustrer de manière efficace l'atténuation des interférences

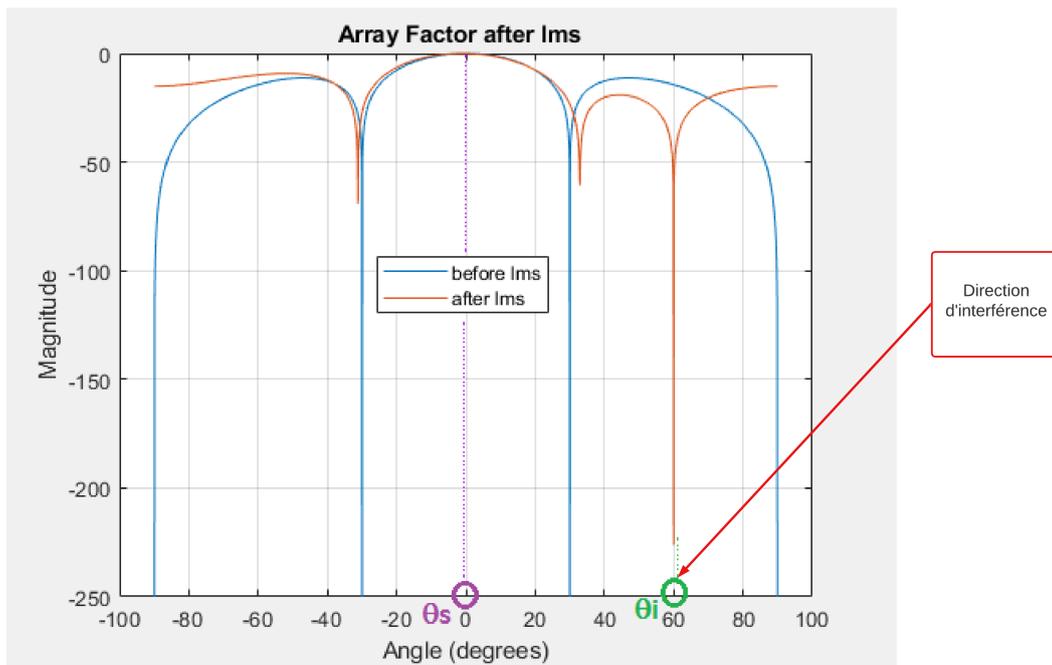


Fig. III.6 – Diagramme de rayonnement adapté par LMS en (dB)

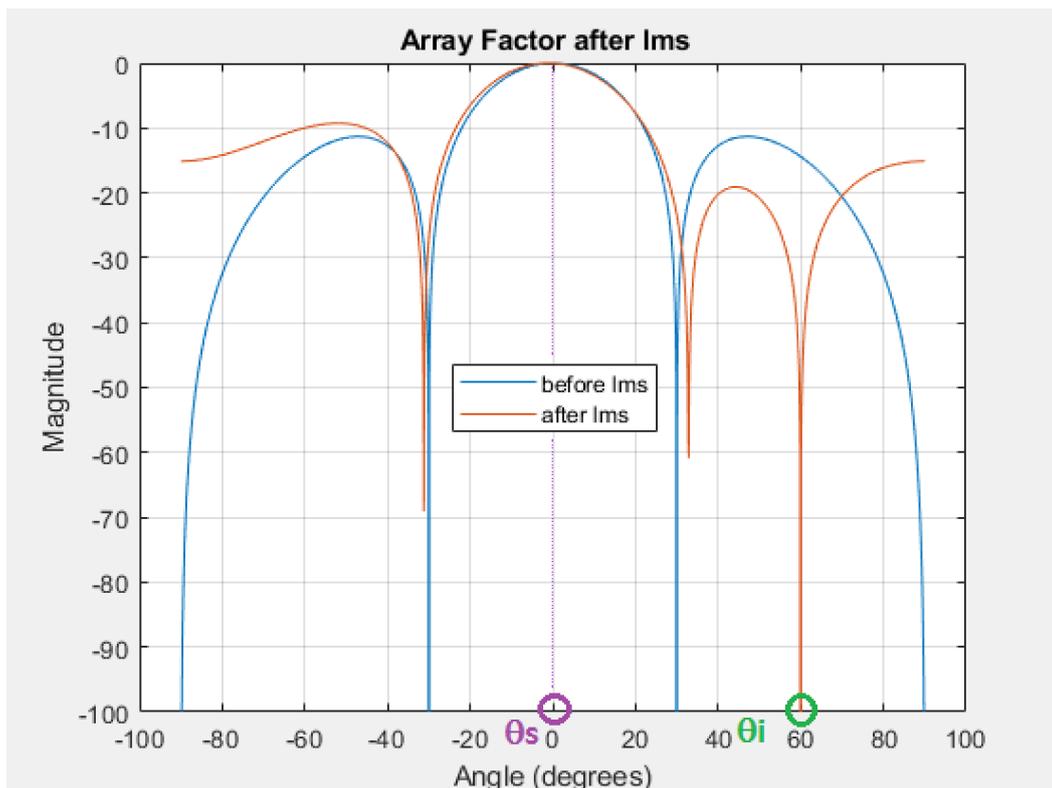
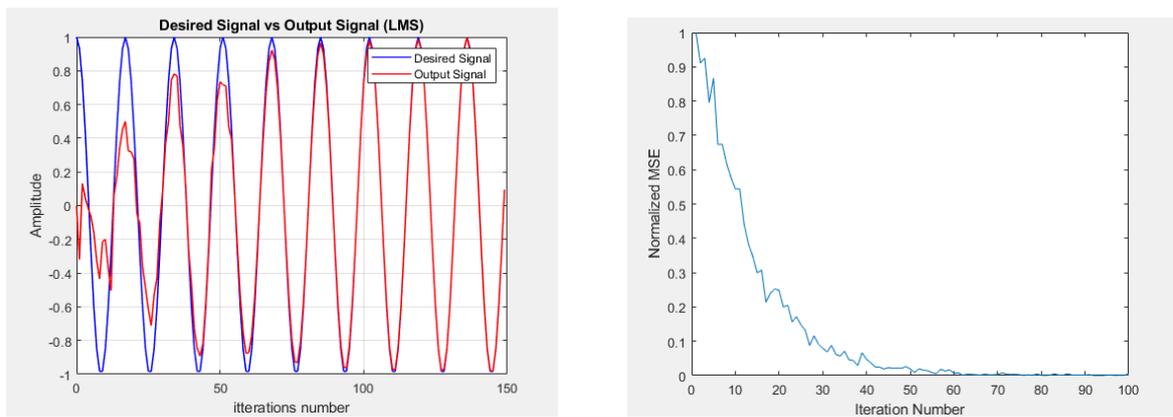


Fig. III.7 – Diagramme de rayonnement adapté par LMS

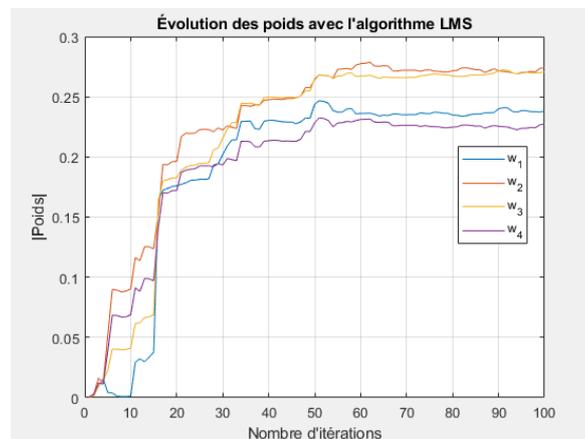
Les figures ci-dessus montrent un graphique de diagramme de rayonnement de réseau d'antenne avant et après l'adaptation par l'algorithme LMS, on remarque que l'adaptation a réduit le bruit d'interférence provenant de la direction $\theta_i = 60^\circ$ sans affecter le signal souhaité $\theta_s = 0^\circ$. En effet, le gain du réseau dans la direction θ_i passe de -15 dB à -225 dB,

Les signaux caractéristiques du traitement réalisé sont les suivants :



a-Signal de la sortie et celui désiré pour LMS

b-Erreur quadratique moyenne de LMS



c-Eléments de vecteurs de pondérations

Fig. III.8 – Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour LMS

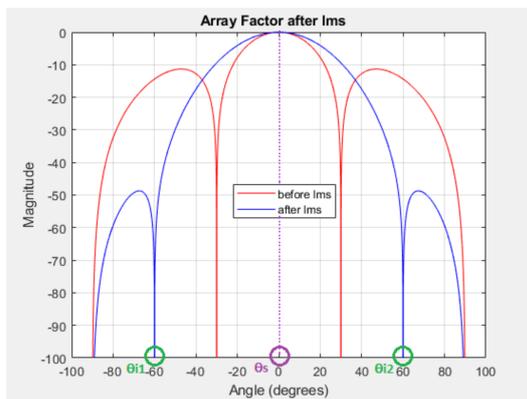
D'après la figure III.8 ci-dessus, on remarque que le signal estimé à la sortie devient identique à celui de référence après 65 itérations, et cela grâce à la diminution de l'erreur quadratique moyenne illustré par la figure III.8 qui prend des valeurs nulles au bout de 65 itérations (la convergence vers le signal désiré).

On peut observer également les ces poids convergent de manière progressive vers une valeur pratiquement constante après environ 65 itérations.

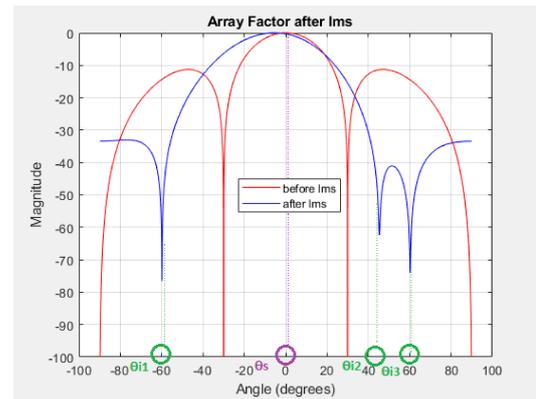
III.4.1.2 Cas de plusieurs interférences

Les analyses sont réalisées dans les cas de :

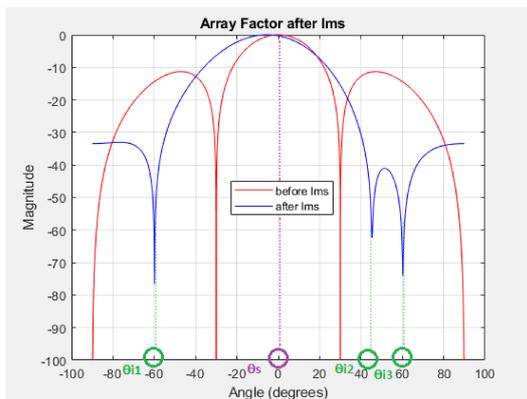
- Deux interférences -60° et 60°
- Trois interférences -60° , -45° et 60°
- Quatre interférences -60° , -45° , 45° , 60°
- Cinq interférences -60° , -45° , 45° , 60° , 70°



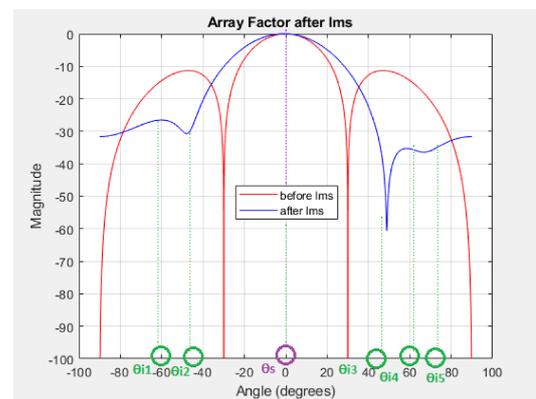
Deux interférences -60 et 60



Trois interférences -60,-45 et 60



Quatre interférences -60,-45,45 et 60



Cinq interférences -60,-45,45,60 et 70

Fig. III.9 – Influence du nombre des interférences sur l'adaptation par LMS

D'après les observations faites sur les figures précédentes, nous constatons que lorsque le nombre des interférences est égal ou supérieur au nombre de capteurs, la suppression des interférences n'est pas réalisée de manière correcte. Cela est illustré par les résultats obtenus pour quatre interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ$ et 60°) ainsi que pour cinq interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ et 70°). Par conséquent nous imposons que le nombre des interférences soit inférieur au nombre de capteurs ($n < N$) pour que l'algorithme peut éliminer les interférences..

III.4.2 Utilisation de l'algorithme NLMS

Lors de l'analyse de cet algorithme, plusieurs paramètres ont été pris en compte pour évaluer ses performances. Les paramètres suivants ont été considérés :

- Le nombre d'éléments du réseau linéaire uniforme $N = 4$.
- L'espacement inter-éléments est $d = 0.5\lambda$.
- Le pas de convergence $\mu = 0.1$,
- Le rapport signal/bruit $SNR = 5\text{dB}$

III.4.2.1 Cas d'une seule interférence

- L'angle d'arrivée du signal $\theta_s = 0^\circ$ et l'angle d'interférence $\theta_i = 60^\circ$

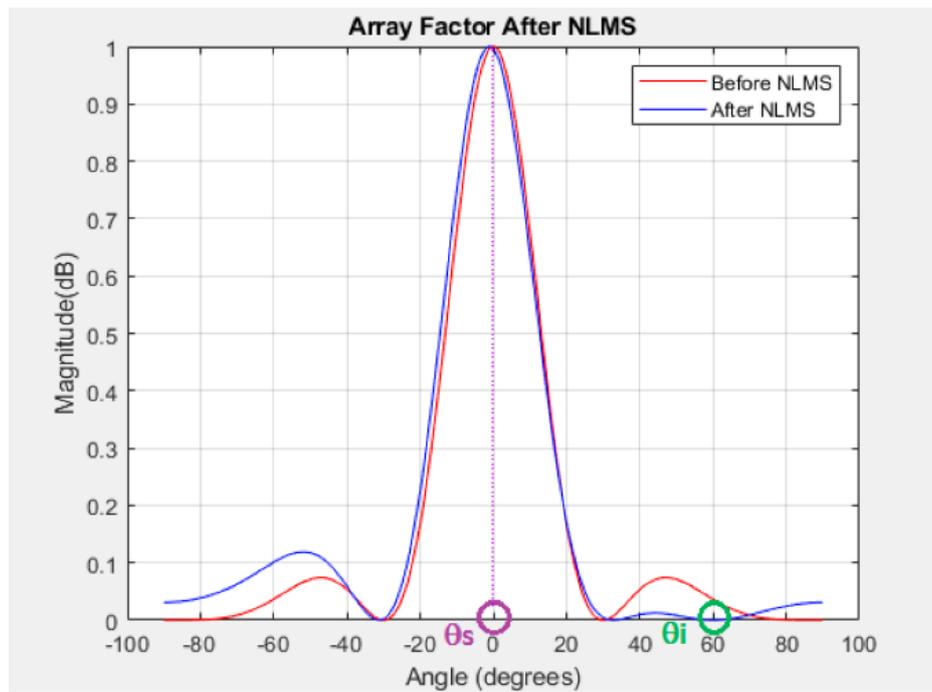


Fig. III.10 – Diagramme de rayonnement adapté par NLMS

On a représenté aussi ces diagrammes de rayonnement en échelle logarithmique, Cette représentation graphique permet d’observer de manière claire et visuelle l’atténuation du signal interférent

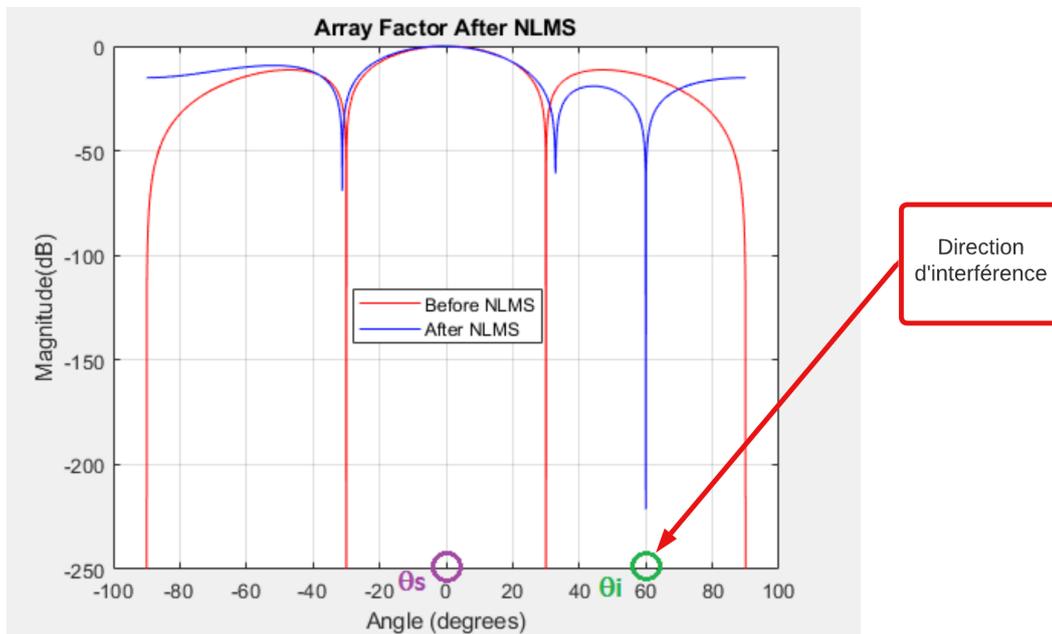


Fig. III.11 – Diagramme de rayonnement adapté par NLMS en dB

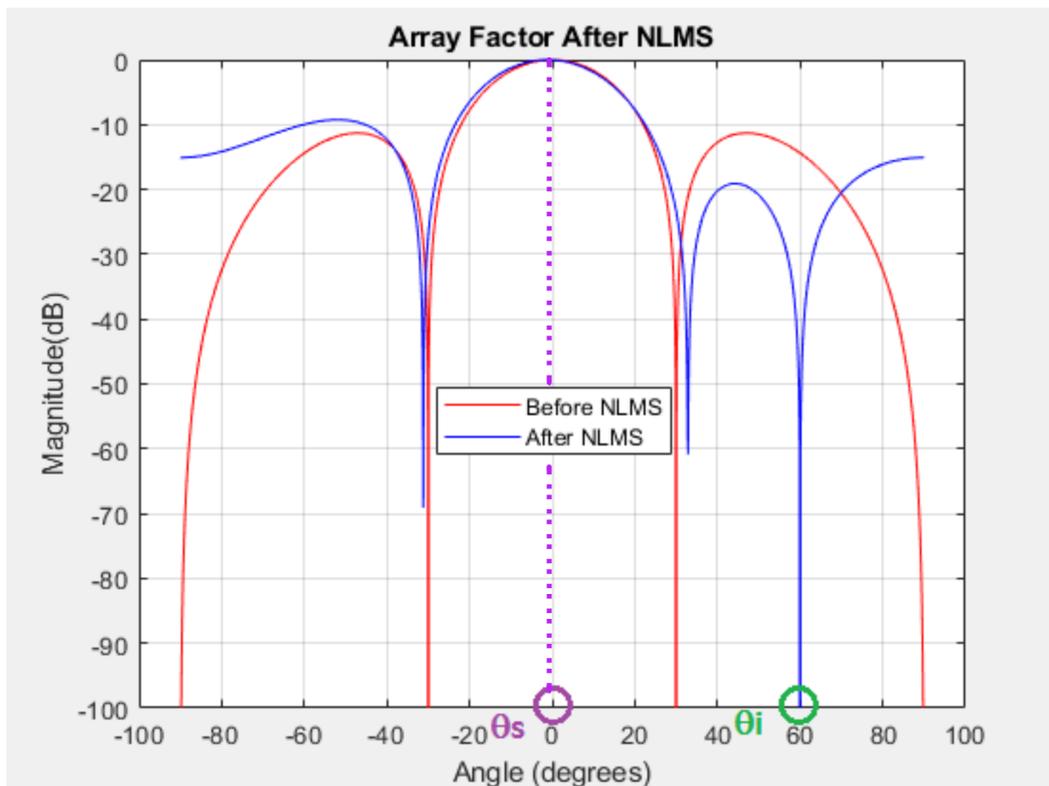
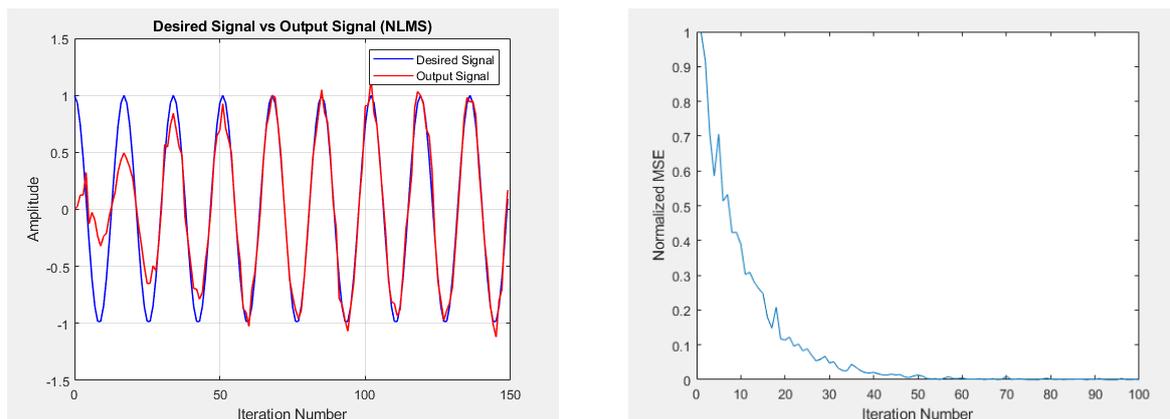


Fig. III.12 – Diagramme de rayonnement adapté par NLMS

Les figures ci-dessus montre un graphique de diagramme de rayonnement . le signal souhaité à $\theta_s = 0^\circ$ et de l'interférence à $\theta_i = 60^\circ$, on constate que l'adaptation a réduit le bruit d'interférence provenant de la direction $\theta_i = 0^\circ$ sans affecter le signal souhaité $\theta_s = 0^\circ$. En effet, le gain du réseau dans la direction θ_i passe de -15 dB à -220 dB.

Concernant les signaux caractéristiques du traitement réalisé, sont les suivants :



a-Signal de la sortie et celui désiré pour NLMS

b-Erreur quadratique moyenne de NLMS

Fig. III.13 – Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour NLMS

D'après la figure III.13 ci-dessus, on remarque que le signal estimé à la sortie s'approche de petite à petite à celui de référence, puis il prend les mêmes valeurs que lui au bout de 55 itérations (la convergence vers le signal désiré), et cela grâce à la diminution de l'erreur

quadratique moyenne illustré par la figure III.13 qui devient de plus en plus faible puis il prend des valeurs nulles au bout de 55 itérations.

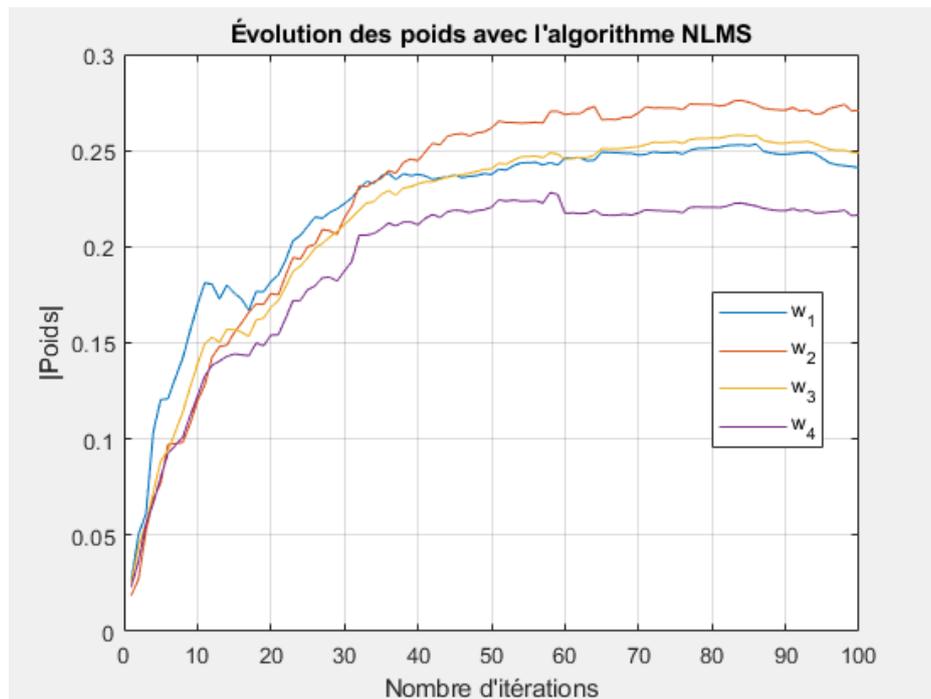


Fig. III.14 – Éléments de vecteurs de pondérations

La figure III.14 illustre l'évolution de la stabilité des éléments du vecteur de pondération. On peut observer que ces poids convergent de manière progressive vers une valeur pratiquement constante après environ 55 itérations. .

III.4.2.2 Cas de plusieurs interférences

Les analyses sont réalisées dans les cas de :

- Deux interférences : -60° et 60°
- Trois interférences : -60° , 60° et 45°
- Quatre interférences : -60° , -45° , 45° , 60°
- Cinq interférences : -60° , -45° , 45° , 60° , 70°

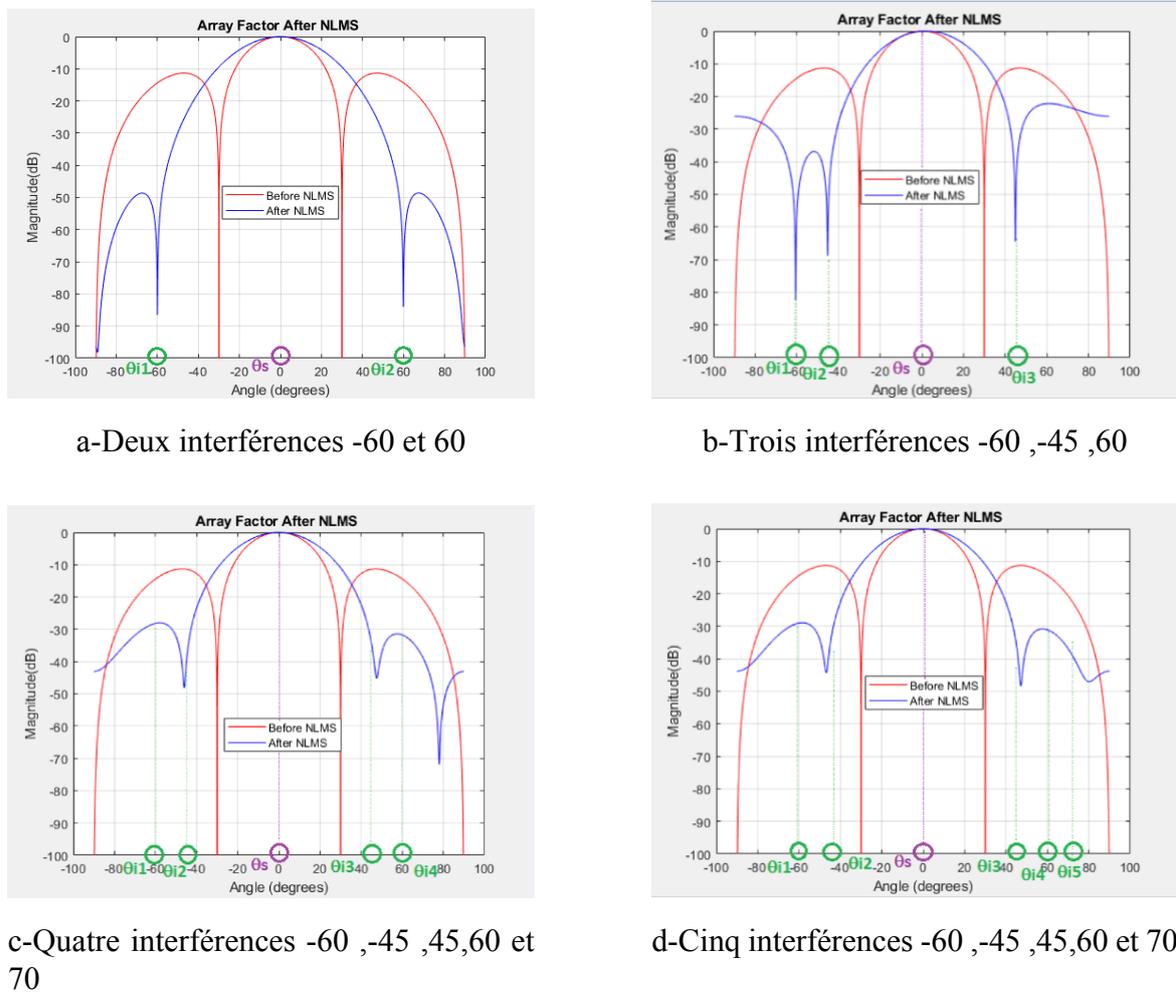


Fig. III.15 – Influence du nombre des interférences sur l’adaptation par l’algorithme NLMS

D’après les observations faites sur les figures ci-dessus, nous remarquons que lorsque le nombre d’interférences est égal ou supérieur au nombre de capteurs, la suppression des interférences n’est pas réalisée de manière satisfaisante. Cela est démontré par les résultats obtenus pour quatre interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ$ et 60°), ainsi que pour cinq interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ et 70°).il est important de prendre en compte les limitations du système afin d’assurer une suppression efficace des interférences,il est recommandé que le nombre d’interférences soit inférieur au nombre de capteurs ($n < N$).

III.4.3 Utilisation da l’algorithme APA

Les paramètres et les données utilisées dans l’analys de cet algorithme sont les suivants

- Le nombre d’éléments du réseau linéaire uniforme $N = 4$.
- L’espace entre les éléments du réseau d’antenne est $d = 0.5\lambda$,
- Le pas de convergence $\mu = 0.9$,
- Le raport signal sur bruit $SNR=5dB$.

III.4.3.1 Cas d’une seule interférence

L’angle d’arrivée du signal $\theta_s = 0^\circ$ et l’angle d’interférence $\theta_i = 60^\circ$ degrés.

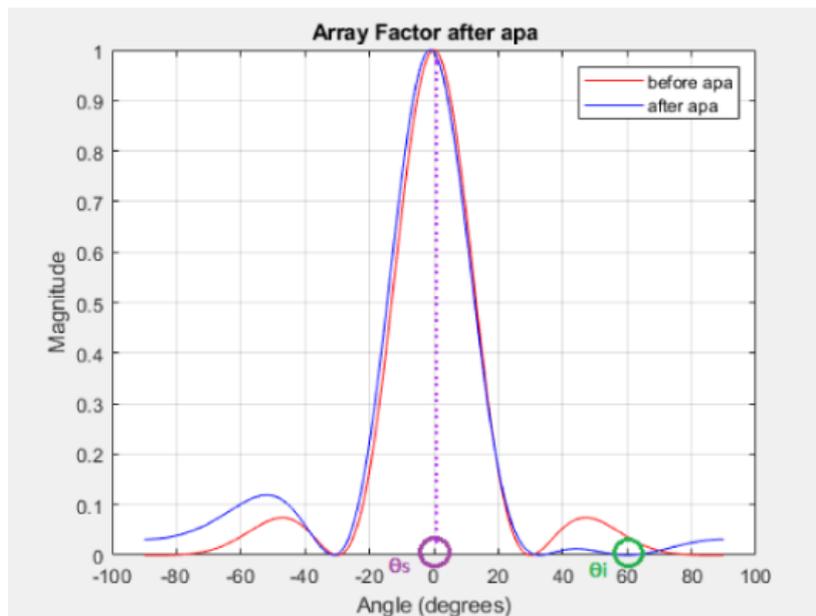


Fig. III.16 – Diagramme de rayonnement adapté par APA

On a représenté aussi ces diagrammes de rayonnement en échelle logarithmique, Cette représentation graphique permet d’observer de manière claire et visuelle l’atténuation du signal interférent

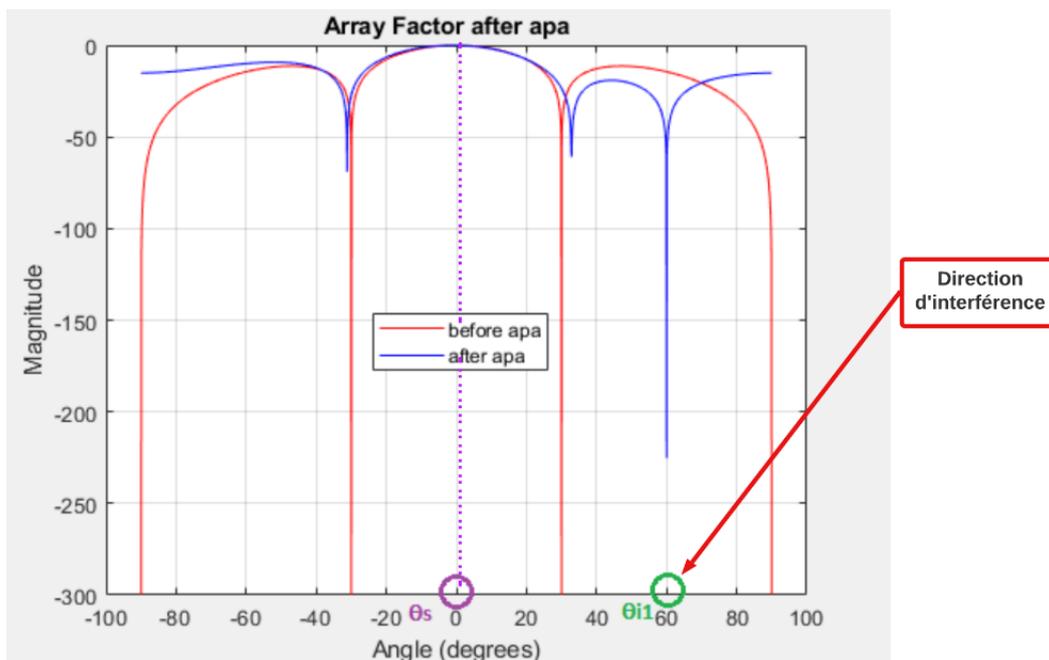


Fig. III.17 – Diagramme de rayonnement adapté par APA en (dB)

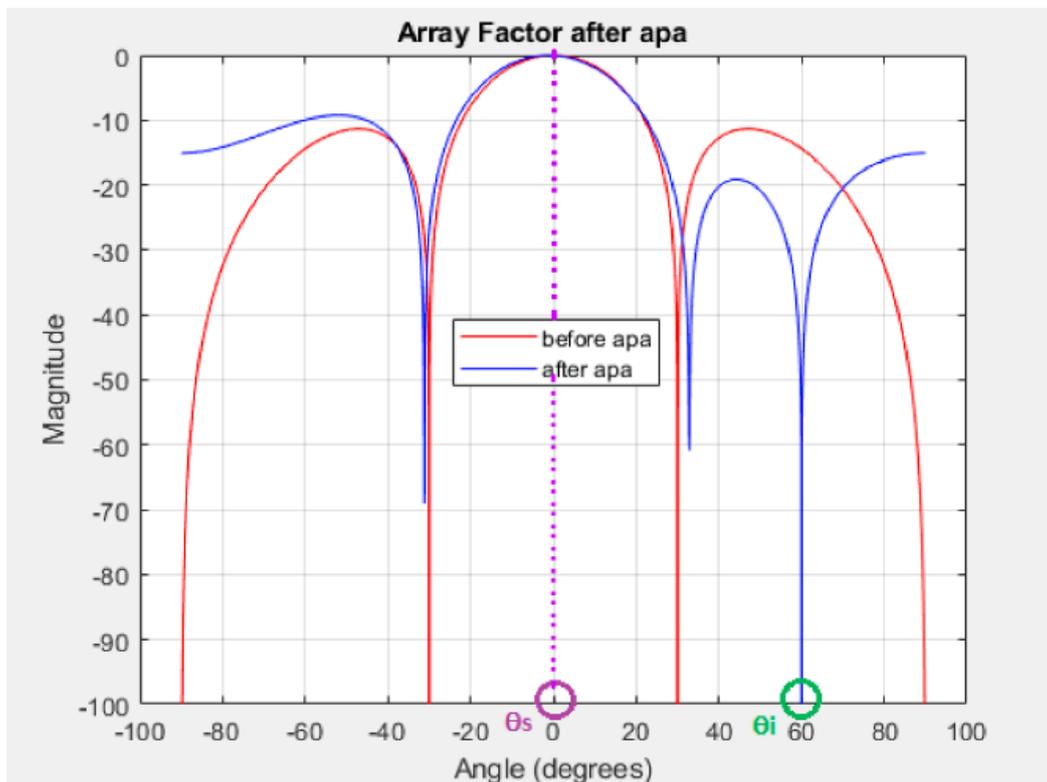
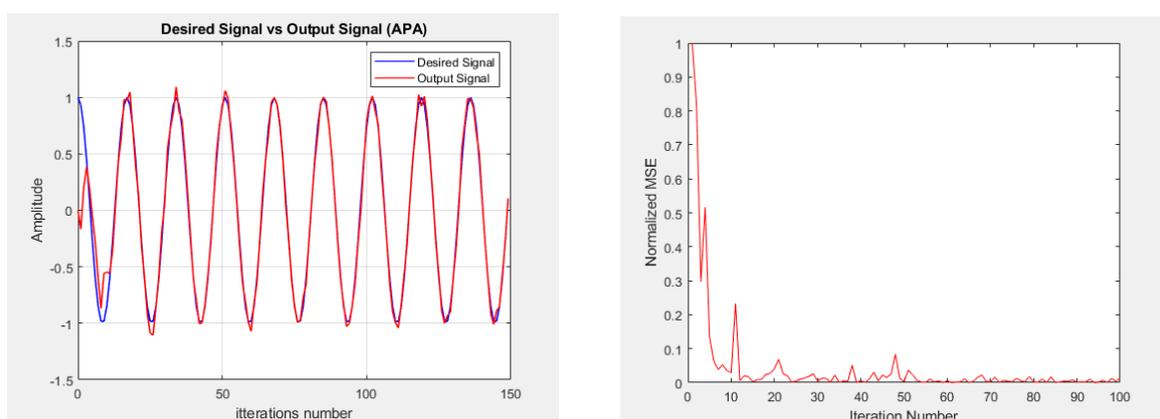


Fig. III.18 – Diagramme de rayonnement adapté par APA

Les figures ci-dessus montre un graphique de diagramme de rayonnement . le signal souhaité à $\theta_s = 0^\circ$ et de l'interférence à $\theta_i = 60^\circ$, on constate que l'adaptation a réduit le bruit d'interférence provenant de la direction $\theta_i = 0^\circ$ sans affecter le signal souhaité $\theta_s = 0^\circ$. En effet, le gain du réseau dans la direction θ_i passe de -15 dB à -225 dB.

Les signaux caractéristiques du traitement réalisé sont les suivants :



a-Signal de la sortie et celui désiré pour APA

b-MSE de APA

Fig. III.19 – Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour APA

Le graphique de la figure III.19 illustre une diminution de MSE au fur et à mesure des

itérations, atteignant une convergence après 10 itérations.

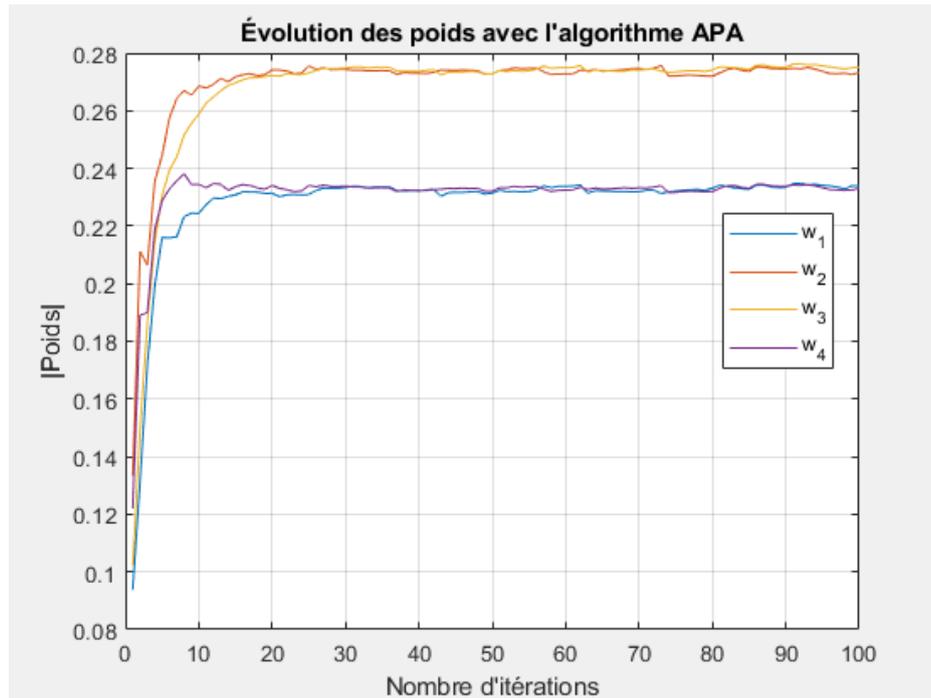


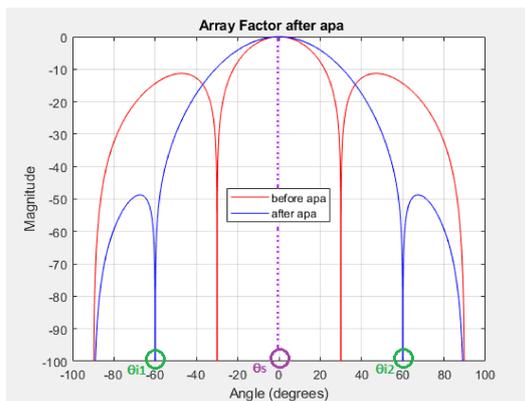
Fig. III.20 – Éléments de vecteurs de pondérations

La stabilité des éléments du vecteur de pondération est représentée dans la Figure III.14. On peut remarquer que ces poids convergent progressivement vers une valeur presque constante après environ 10 itérations.

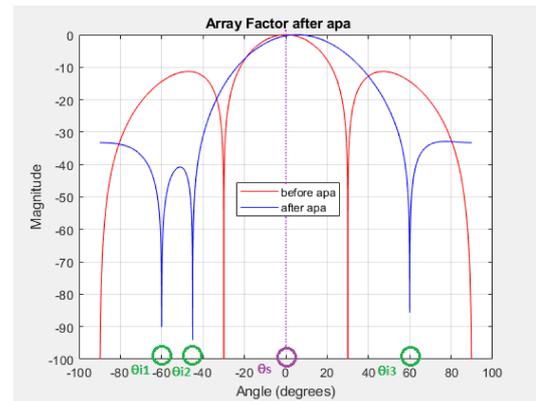
III.4.3.2 cas de plusieurs interférences

Les analyses sont réalisées dans les cas de :

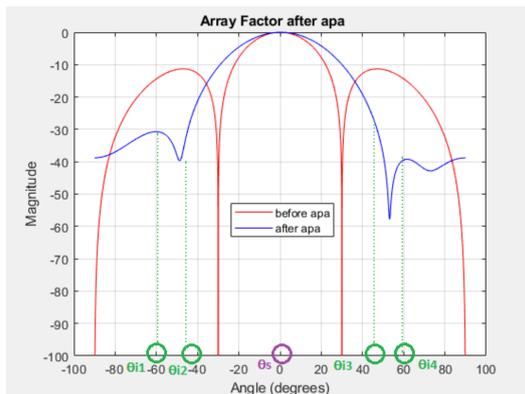
- Deux interférences -60° et 60°
- Trois interférences $-60^\circ, -45^\circ$ et 45°
- Quatre interférences $-60^\circ, -45^\circ, 45^\circ, 60^\circ$
- Cinq interférences $-60^\circ, -45^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 70^\circ$



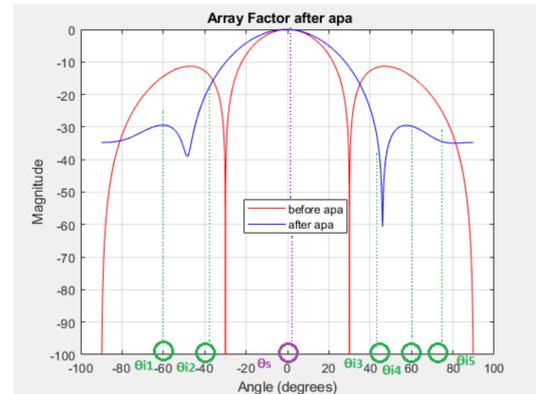
Deux interférences -60 et 60



Trois interférences -60,-45 et 60



Quatre interférences -60,-45,45 et 60



Cinq interférences -60,-45,45,60 et 70

Fig. III.21 – Influence du nombre des interférences sur l'adaptation par l'algorithme APA

D'après les observations faites sur les figures précédentes, nous constatons que lorsque le nombre des interférences est égal ou supérieur au nombre de capteurs, la suppression des interférences n'est pas réalisée de manière correcte. Cela est illustré par les résultats obtenus pour quatre interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ$ et 60°) ainsi que pour cinq interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ et 70°). Par conséquent nous imposons que le nombre des interférences soit inférieur au nombre de capteurs ($n < N$) pour que l'algorithme peut éliminer les interférences.

III.4.4 Utilisation de l'algorithme RLS

III.4.4.1 Cas d'une seule interférence

Dans l'analyse de cet algorithme nous avons pris en compte les paramètres suivants :

- Le nombre d'éléments de réseau linéaire uniforme $N = 4$.
- L'espacement entre les éléments d'antenne du réseau est $d = 0.5\lambda$,
- L'angle d'arrivée du signal $\theta_s = 0^\circ$ et l'angle d'interférence $\theta_i = 60^\circ$.
- Le facteur d'oubli $\lambda_{RLS} = 0.95$,
- Le rapport signal sur bruit $SNR = 5\text{dB}$.

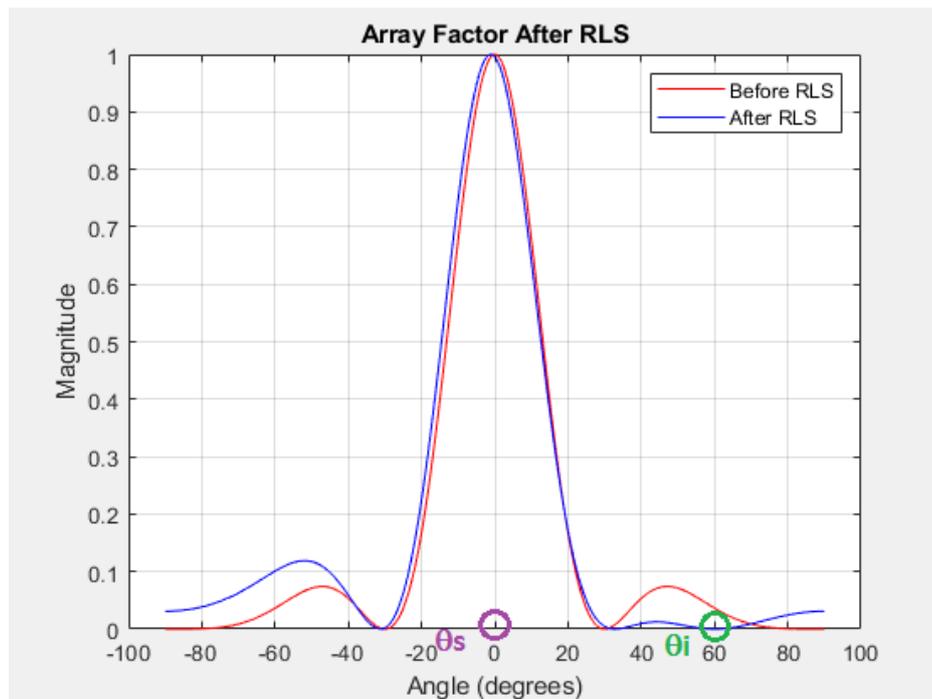


Fig. III.22 – Diagramme de rayonnement adapté par l'algorithme RLS

Pour bien montrer l'atténuation d'interférences on présente le diagramme de rayonnement en échelle logarithmique par la figure ci-dessous :

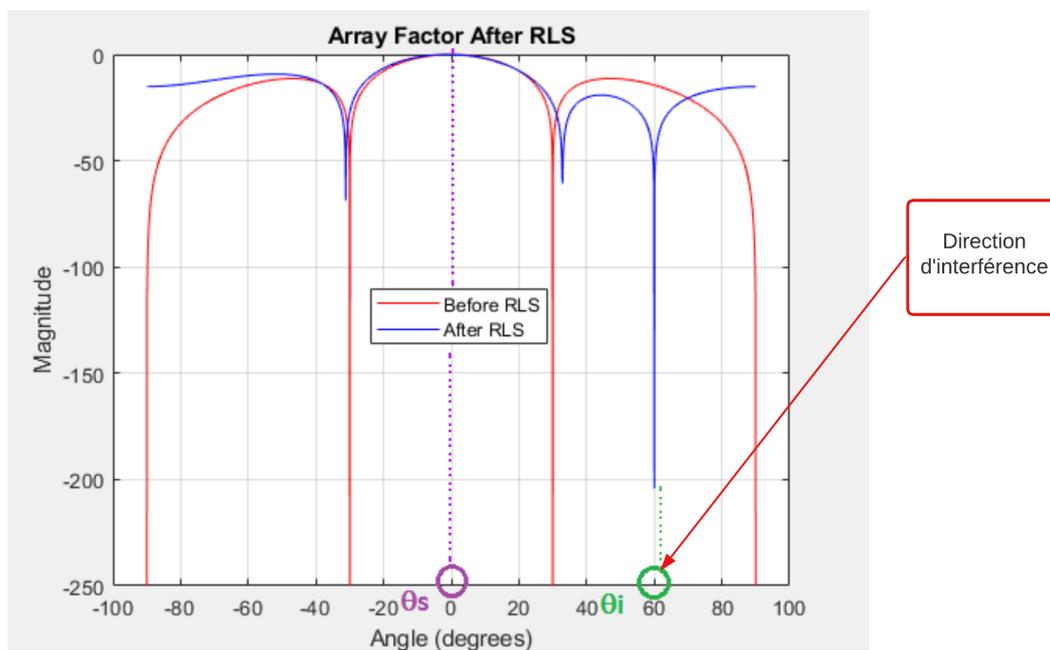


Fig. III.23 – Diagramme de rayonnement adapté par RLS en (dB)

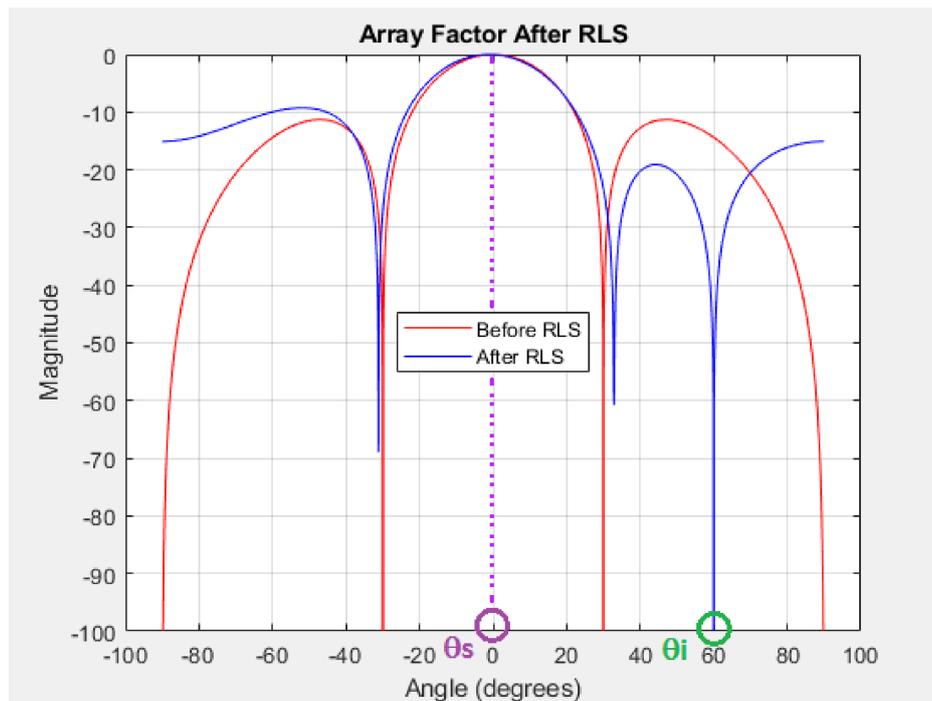
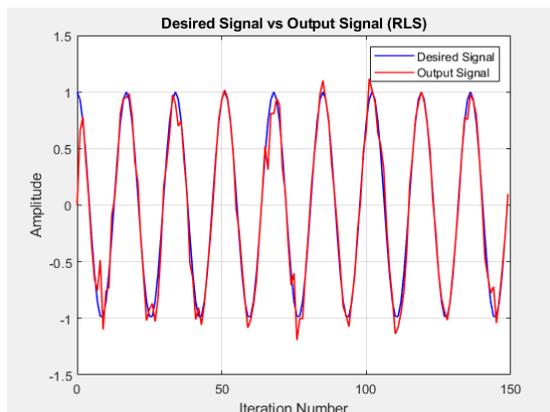


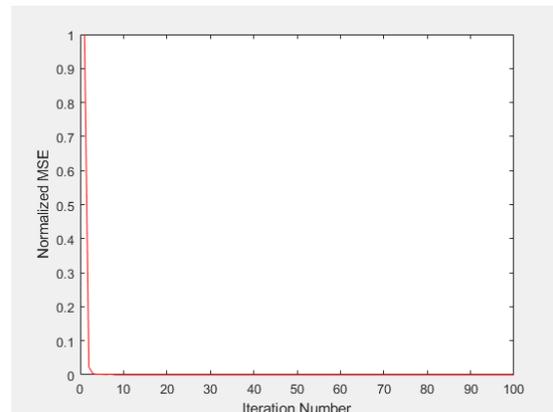
Fig. III.24 – Diagramme de rayonnement adapté par RLS

Les figures ci-dessus montrent un graphique de diagramme de rayonnement . le signal souhaité à $\theta_s = 0^\circ$ et de l'interférence à $\theta_i = 60^\circ$, on constate que l'adaptation a réduit le bruit d'interférence provenant de la direction $\theta_i = 0^\circ$ sans affecter le signal souhaité $\theta_s = 0^\circ$. En effet, le gain du réseau dans la direction θ_i passe de -15 dB à -205 dB.

Concernant les signaux caractéristiques du traitement réalisé, sont les suivants



a-Signal de la sortie et celui désiré pour RLS



b-Erreur quadratique moyenne de RLS

Fig. III.25 – Signaux caractéristiques du traitement réalisé pour RLS

Le graphique de la figure III.25 illustre une diminution de l'erreur quadratique moyen (MSE) au fur et à mesure des itérations, atteignant une convergence après 4 itérations.

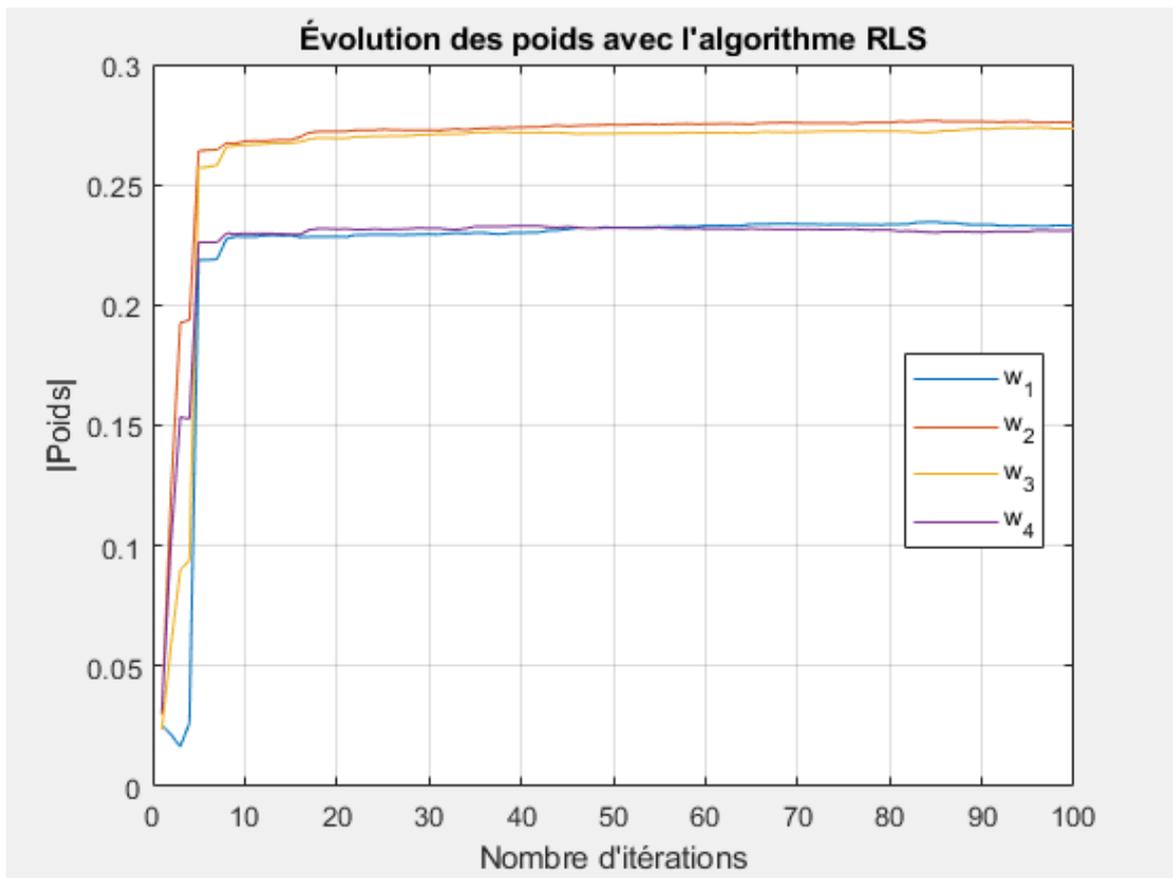


Fig. III.26 – Éléments de vecteurs de pondérations

la figure III.26 montre l'évolution des poids de pondération (RLS), on remarque que les poids se stabilisent de manière progressive après 4 itérations. cela montre que l'algorithme rls est le plus rapide que les autres algorithmes.

III.4.4.2 Cas de plusieurs interférences

Nous avons pris en compte les paramètres suivants :

Le nombre d'éléments d'antenne $N = 4$, L'espace entre les éléments est $d = 0,5\lambda$, où λ représente la longueur d'onde du signal, le facteur d'oubli $\lambda_{RLS} = 0.95$, le rapport signal/bruit $SNR=20dB$, l'angle d'arrivée du signal $\theta_s = 0^\circ$

- Deux interférences : -60° et 60°
- Trois interférences : -60° , -45° et 60°
- Quatre interférences : -60° , -45° , 45° , 60°
- Cinq interférences : -60° , -45° , 45° , 60° , 70°

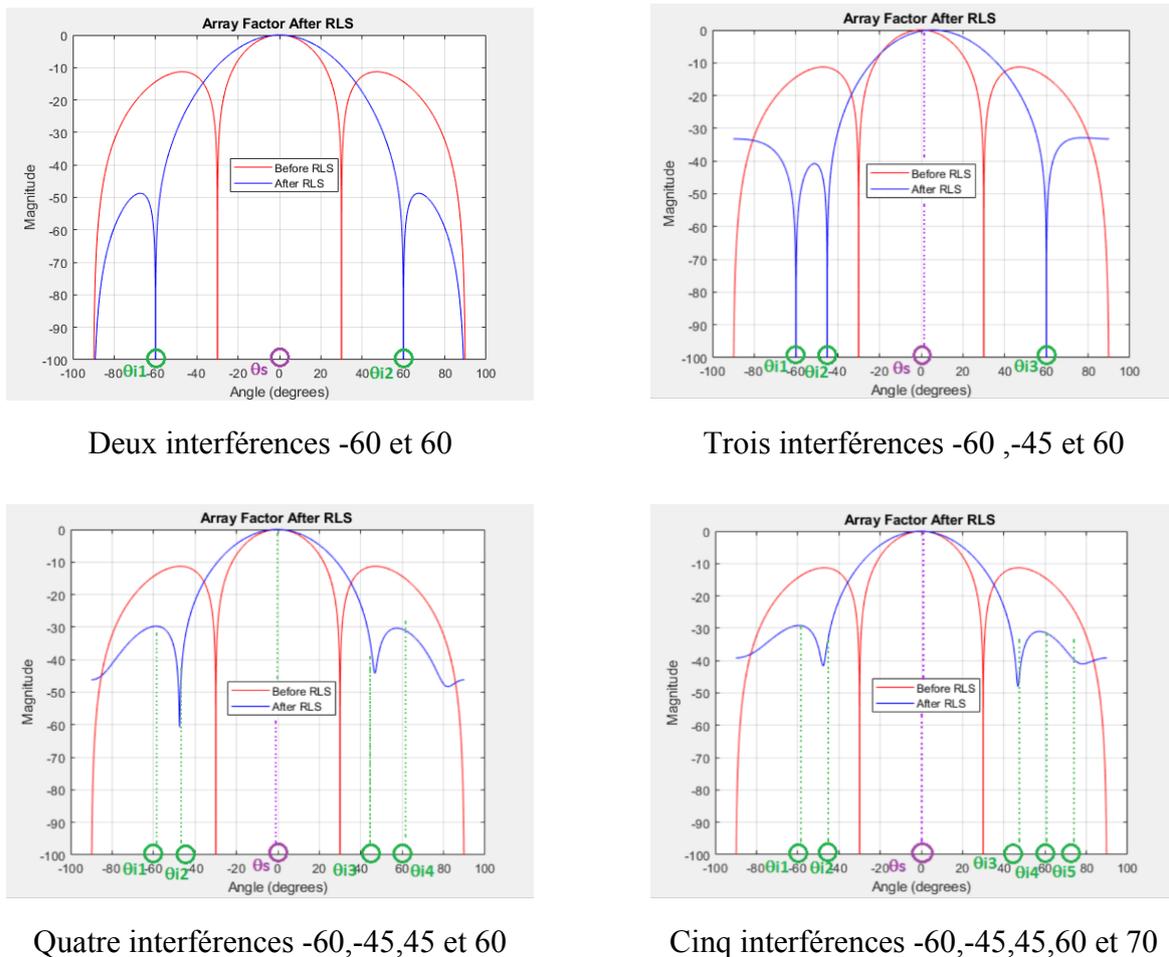


Fig. III.27 – Influence du nombre des interférences sur l’adaptation par RLS

D’après les observations faites sur la figure précédente, nous constatons que lorsque le nombre des interférences est égal ou supérieur au nombre de capteurs, la suppression des interférences n’est pas réalisée de manière correcte. Cela est illustré par les résultats obtenus pour quatre interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ$ et 60°) ainsi que pour cinq interférences ($\theta_i = -60^\circ, -45^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ et 70°). Par conséquent nous imposons que le nombre des interférences soit inférieur au nombre de capteurs ($n < N$).

III.5 Influence de facteur de convergence sur la rapidité d’adaptation

Nous étudions l’impact du facteur de convergence sur un réseau linéaire uniforme composé de 4 éléments espacés d’une demi-longueur d’onde ($d = \lambda/2$). Les paramètres et les données associés à cette étude sont les suivants : $\theta_s = 30^\circ$, $\theta_i = 60^\circ$ et un rapport signal/bruit (SNR) de 5 dB.

La figure ci-dessous illustre l’effet du facteur de convergence sur l’erreur quadratique moyenne pour un réseau linéaire uniforme adapté par :

III.5.1 L’algorithme LMS :

le pas de convergence : $\mu = [0.5 \ 0.8 \ 1 \ 3] * 10^{-3}$

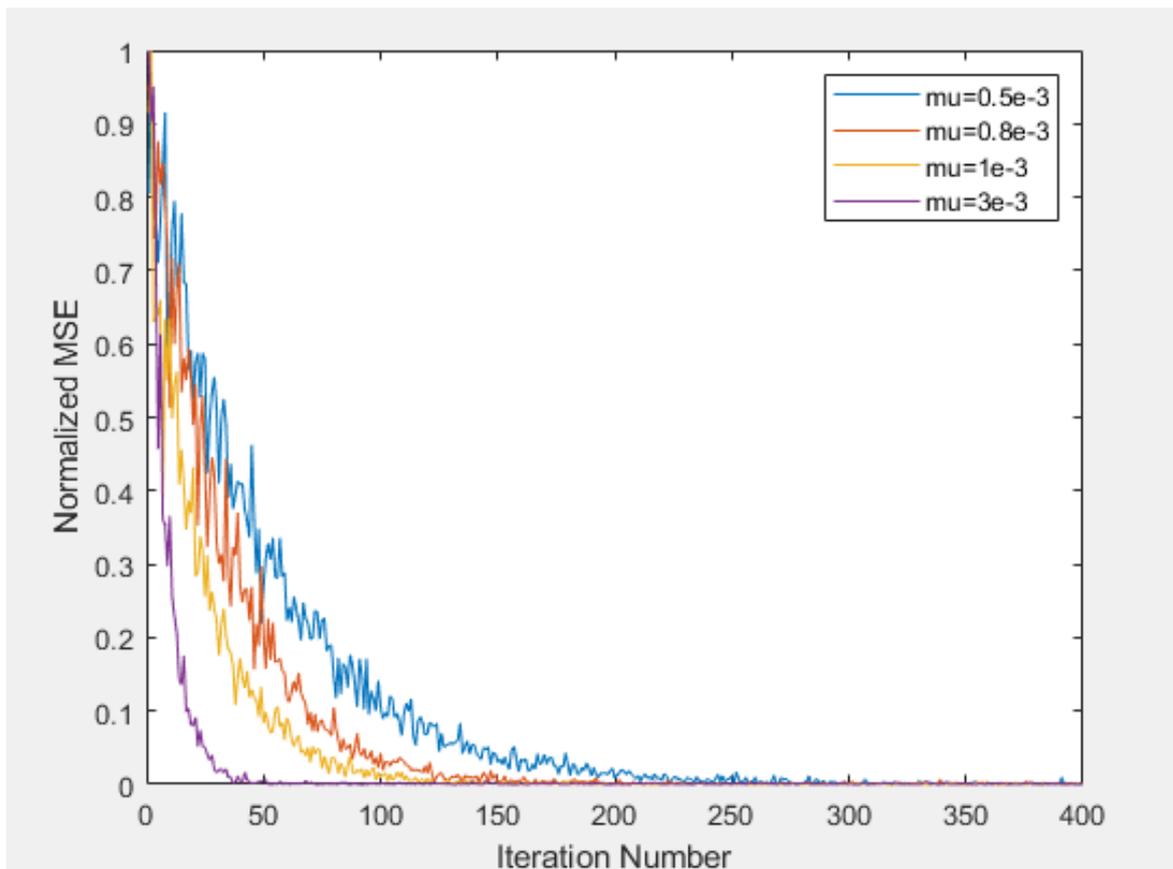


Fig. III.28 – l'influence de facteur de convergence sur l'adaptation de LMS

D'après la figure III.28 on remarque que :

- pour $\mu=0.5e-3$,le système converge après 250 itérations.
- pour $\mu=0.8e-3$,le système converge après 150 itérations.
- pour $\mu=1e-3$,le système converge après 110 itérations.
- pour $\mu=3e-3$,le système converge après 50 itérations.

Pour accélérer la convergence de l'algorithme LMS, qui représente le temps nécessaire pour que l'erreur quadratique se réduise et se rapproche de zéro , il faut utiliser la valeur maximale autorisée pour le pas d'adaptation, tout en respectant en permanence la condition suivante : $0 < \mu < \frac{1}{tr(R)}$. Cette condition assure que le pas d'adaptation reste dans une plage acceptable pour garantir une convergence stable du système.

III.5.2 L'algorithme NLMS

: le pas de convergence : $\mu = [0.005 \ 0.01 \ 0.05 \ 0.1]$

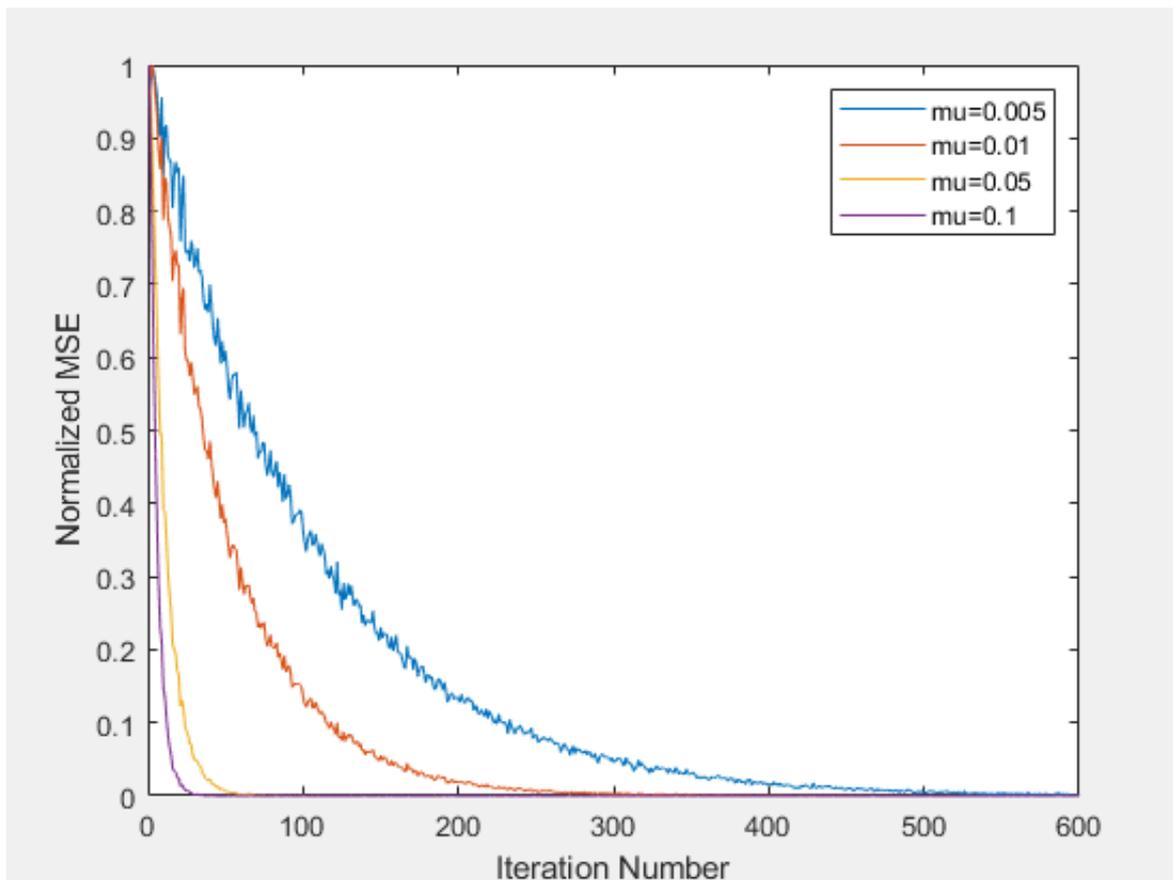


Fig. III.29 – influence de facteur de convergence sur l'adaptation de NLMS

D'après la figure III.29 on remarque que :

- pour $\mu=0.005$,le système converge après 500 itérations.
- pour $\mu=0.01$,le système converge après 250 itérations.
- pour $\mu=0.05$,le système converge après 80 itérations.
- pour $\mu=0.1$,le système converge après 40 itérations.

on remarque La convergence du système adapté par le NLMS est plus rapide lorsque le facteur d'adaptation μ est plus élevé. Cela nous indique l'importance de choisir le facteur de convergence pour obtenir de meilleures performances en termes de convergence du système adaptatif.

III.5.3 L'algorithme APA

: le pas de convergence : $\mu = [0.08 \ 0.2 \ 0.6 \ 1.3]$

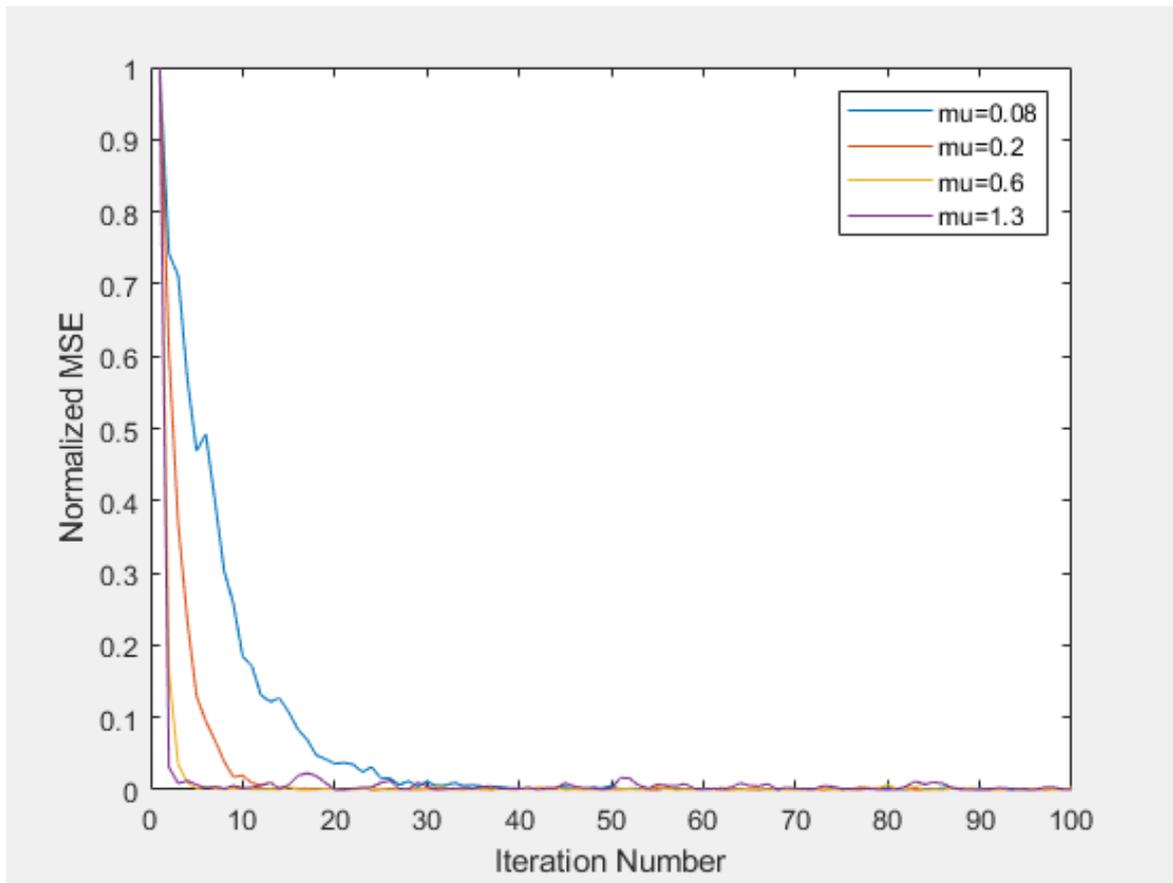


Fig. III.30 – influence de facteur de convergence sur l'adaptation de APA

D'après la figure III.30 on remarque que :

- pour $\mu=0.08$,le système converge après 500 itérations.
- pour $\mu=0.2$,le système converge après 250 itérations.
- pour $\mu=0.6$,le système converge après 80 itérations.
- pour $\mu=1.3$,le système converge après 5 itérations.

Il est remarquable que la convergence de l'algorithme APA est plus rapide que celle de l'algorithme LMS et NLMS pour les mêmes données et les mêmes paramètres de réseau.

III.6 Influence d'angle d'interférence sur le signal souhaité

L'expérience suivante est réalisée pour montrer l'effet d'un angle d'interférence trop proche de l'angle désiré sur la réception du signal désiré. L'angle souhaité est maintenu à 0, tandis que l'angle d'interférence varie de de -40° à 50° pour déterminer à quel angle le signal souhaité est impacté. L'expérience a été réalisée pour plusieurs angles d'interférence, notamment $-40^\circ, -20^\circ, 20^\circ, 40^\circ$ et 50° .

III.6.1 L'algorithme LMS

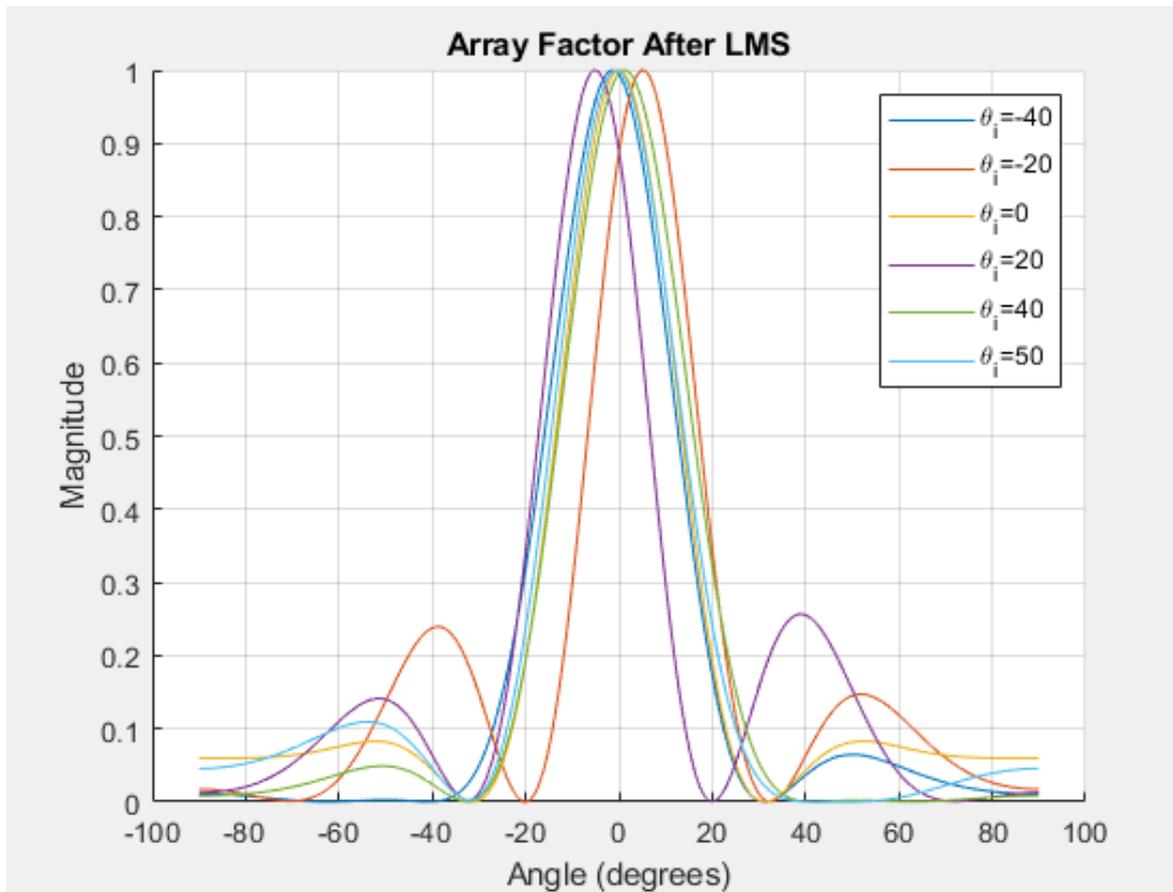


Fig. III.31 – Diagramme de rayonnement adapté par LMS pour différents angles d'interférences

La figure III.31 met en évidence que l'angle d'interférence à -60° , 40° et 50° n'a pas d'effet sur la réception du signal dans la direction souhaitée. L'antenne parvient à placer les zéros dans la direction indésirable. Cependant, pour les angles d'interférence à -20° et 20° , la réception du faisceau désiré dans la direction attendue est affectée.

Lorsque l'angle d'interférence est éloigné de la direction principale, l'antenne parvient à adapter son diagramme de rayonnement pour réduire l'interférence et maintenir une bonne réception du signal souhaité. Cependant, lorsque l'angle d'interférence se rapproche de la direction principale, l'antenne éprouve des difficultés à distinguer le signal désiré de l'interférence, ce qui affecte la qualité de la réception du faisceau attendu.

III.6.2 L'algorithme NLMS

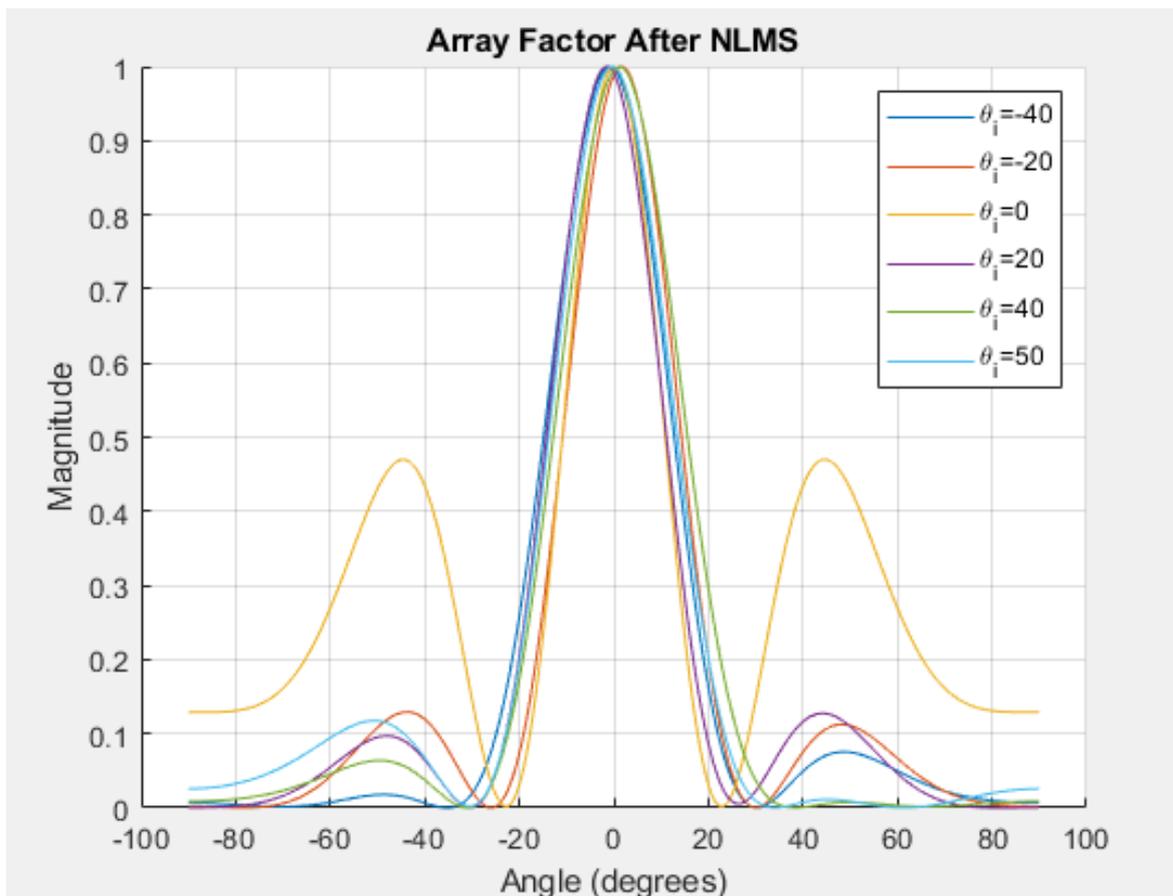


Fig. III.32 – Diagramme de rayonnement adapté par NLMS pour différents angles d'interférences

On observe sur la figure III.32 que, pour l'angle d'interférence tel que -40° , 40° et 50° , la réception du signal dans la direction souhaitée n'est pas affectée. L'antenne est capable de placer les zéros dans la direction indésirable. Mais pour l'angle d'interférence à -20° et 20° , la réception du faisceau désiré dans la direction attendue est affectée

lorsque l'angle d'interférence se rapproche de la direction principale du faisceau, l'antenne rencontre des difficultés à distinguer le signal désiré de l'interférence. Cela peut entraîner une dégradation de la qualité de la réception du faisceau attendu. En d'autres termes, lorsque l'angle d'interférence se situe dans la proximité de la direction principale, l'antenne peut avoir du mal à atténuer suffisamment l'interférence, ce qui entraîne une perturbation du faisceau souhaité.

III.6.3 L'algorithme RLS

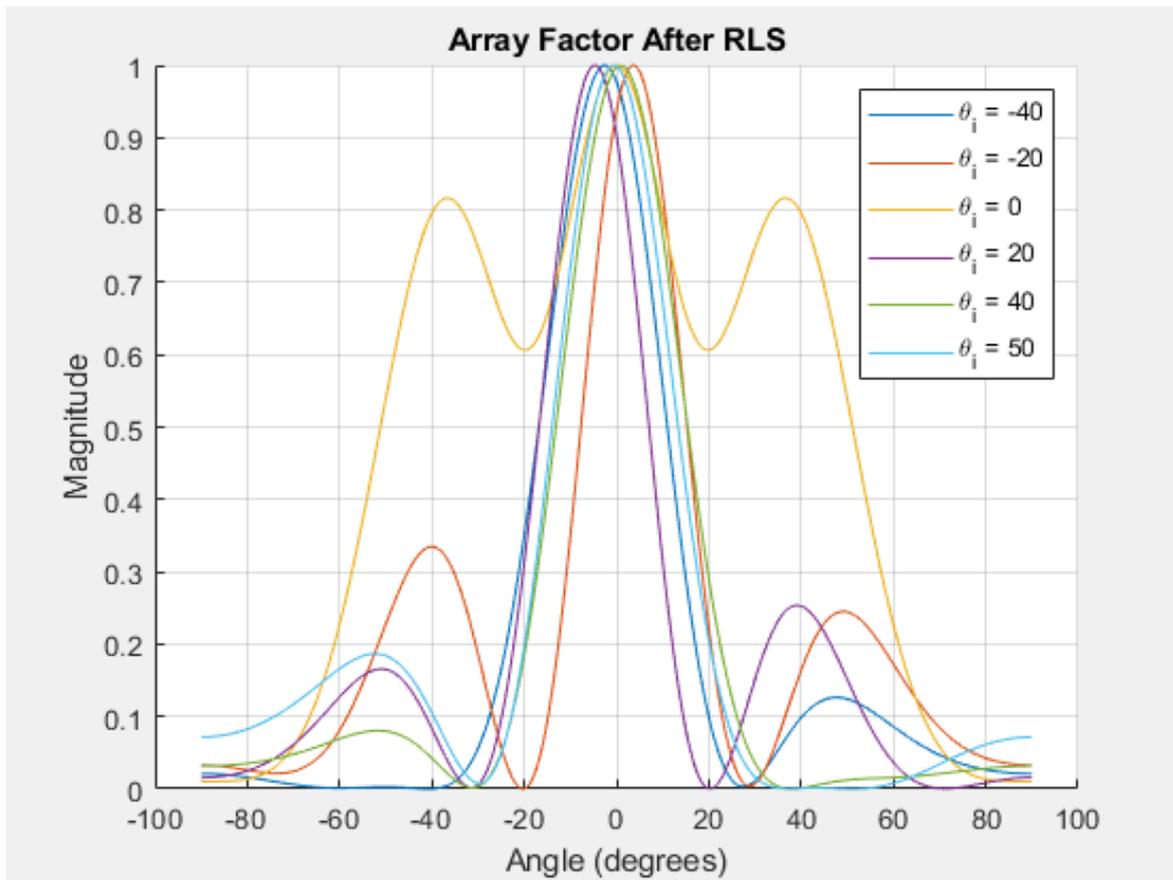


Fig. III.33 – Diagramme de rayonnement adapté par RLS pour différents angles d'interférences

On observe sur la figure III.33 que, pour l'angle d'interférence tel que -60° , 40° et 50° , la réception du signal dans la direction souhaitée n'est pas affectée. L'antenne est capable de placer les zéros dans la direction indésirable. Mais pour l'angle d'interférence à -20° et 20° , la réception du faisceau désiré dans la direction attendue est affectée,

Lorsque l'angle d'interférence se rapproche de la direction principale du faisceau, l'antenne éprouve des difficultés à différencier le signal désiré de l'interférence.

III.6.4 L'algorithme APA

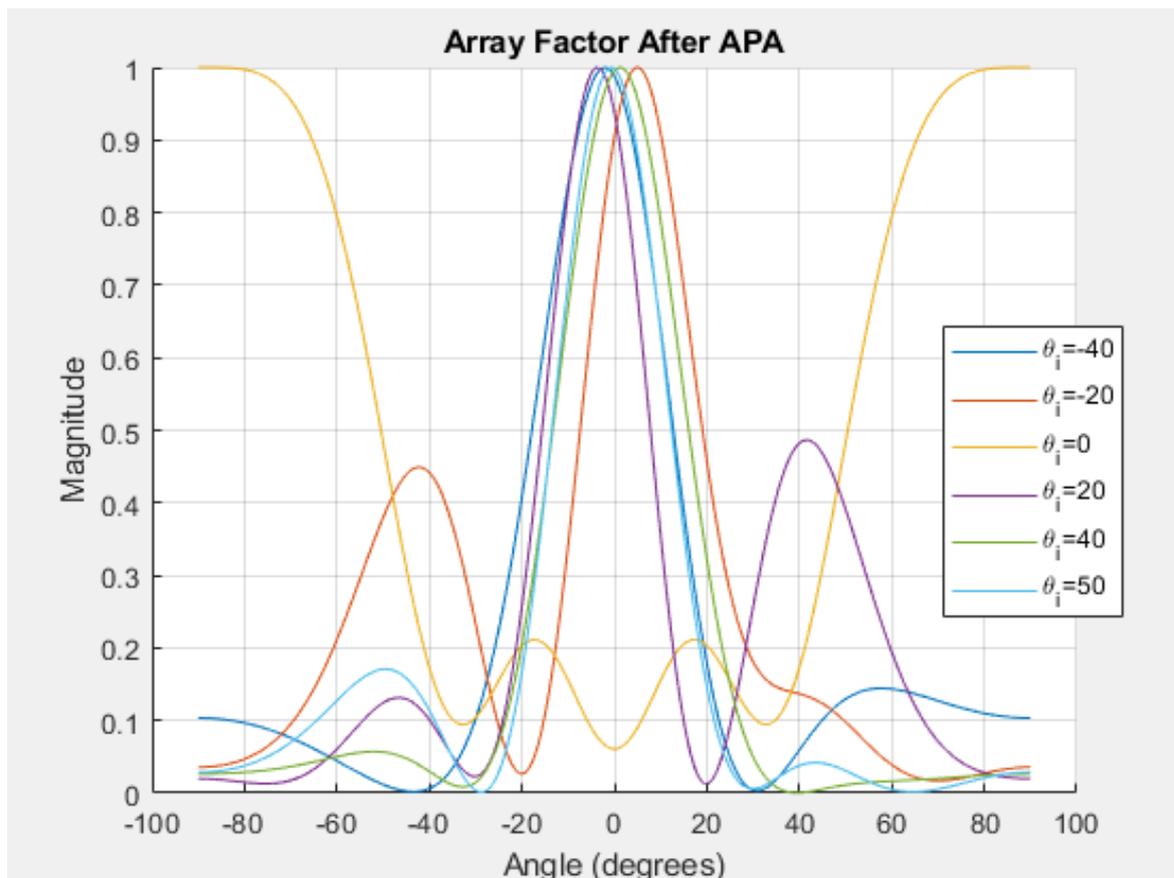


Fig. III.34 – Diagramme de rayonnement adapté par APA pour différents angles d'interférences

D'après la figure III.34 il est observé que l'angle d'interférence de -60° , 40° et 50° n'affecte pas la réception du signal dans la direction souhaitée. L'antenne parvient à placer les zéros dans la direction indésirable. Cependant, pour un angle d'interférence de -20° et 20° , la réception du faisceau désiré dans la direction attendue est affecté

III.7 Influence de SNR sur les performances de système

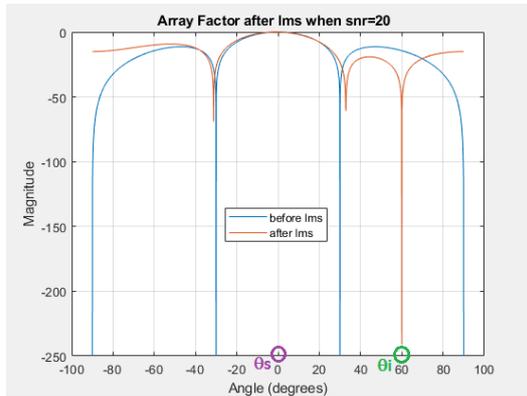
L'objectif des algorithmes d'adaptation dans un réseau d'antennes est d'éliminer les signaux indésirables provenant d'une direction spécifique (θ_i), tout en préservant le signal utile provenant d'une autre direction (θ_s). Cependant, l'efficacité de ces algorithmes dépend non seulement des paramètres du réseau, mais également de la valeur du rapport signal sur bruit (SNR) à l'entrée du système, qui joue un rôle crucial dans l'atténuation des signaux indésirables.

Afin d'illustrer l'influence du SNR sur l'atténuation des interférences, une analyse a été réalisée sur un réseau linéaire uniforme composé de 4 capteurs espacés d'une demi-longueur d'onde ($\lambda/2$), avec $\theta_i = 0^\circ$ et $(\theta_i) = 60^\circ$.

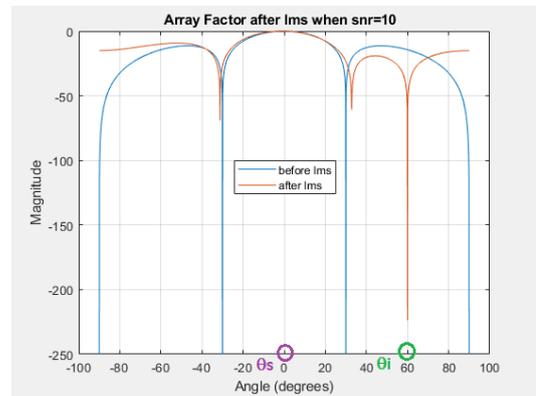
Les résultats obtenus sont présentés sous forme de courbes dans les figures suivantes, dans le cas d'un réseau linéaire uniforme adapté par un certain algorithme.

III.7.1 L'algorithme LMS

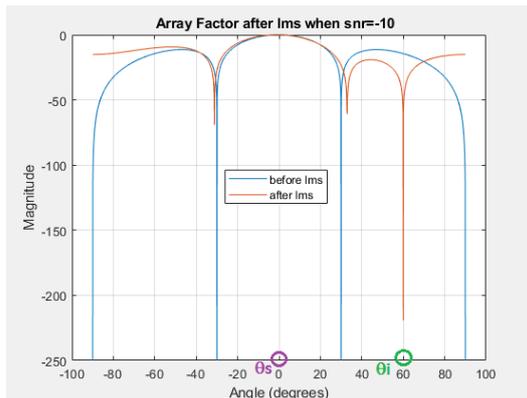
le pas de convergence $\mu = 0.03$



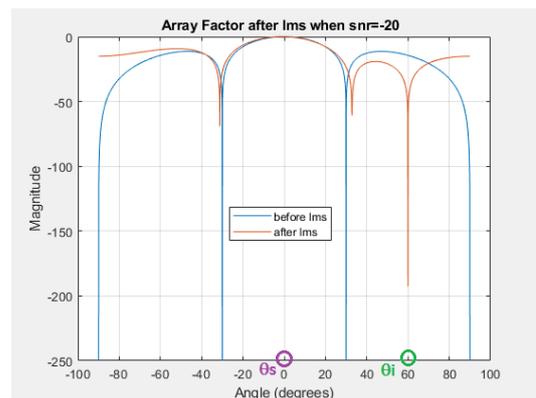
a-SNR=20



b-SNR=10



c-SNR=-10



d-SNR=-20

Fig. III.35 – Influence de SNR sur l'adaptation par LMS

Pour SNR = 20 dB l'interférence diminue jusqu'à -249 dB.

Pour SNR = 10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -220 dB.

Pour SNR = -10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -210 dB.

Pour SNR = -20 dB, l'interférence diminue jusqu'à -190 dB.

plus le rapport signal sur bruit (SNR) est élevé, plus l'atténuation de l'interférence provenant de la direction $\theta_i = 60^\circ$ est efficace.

III.7.2 L'algorithme NLMS

le pas de convergence $\mu = 0.1$

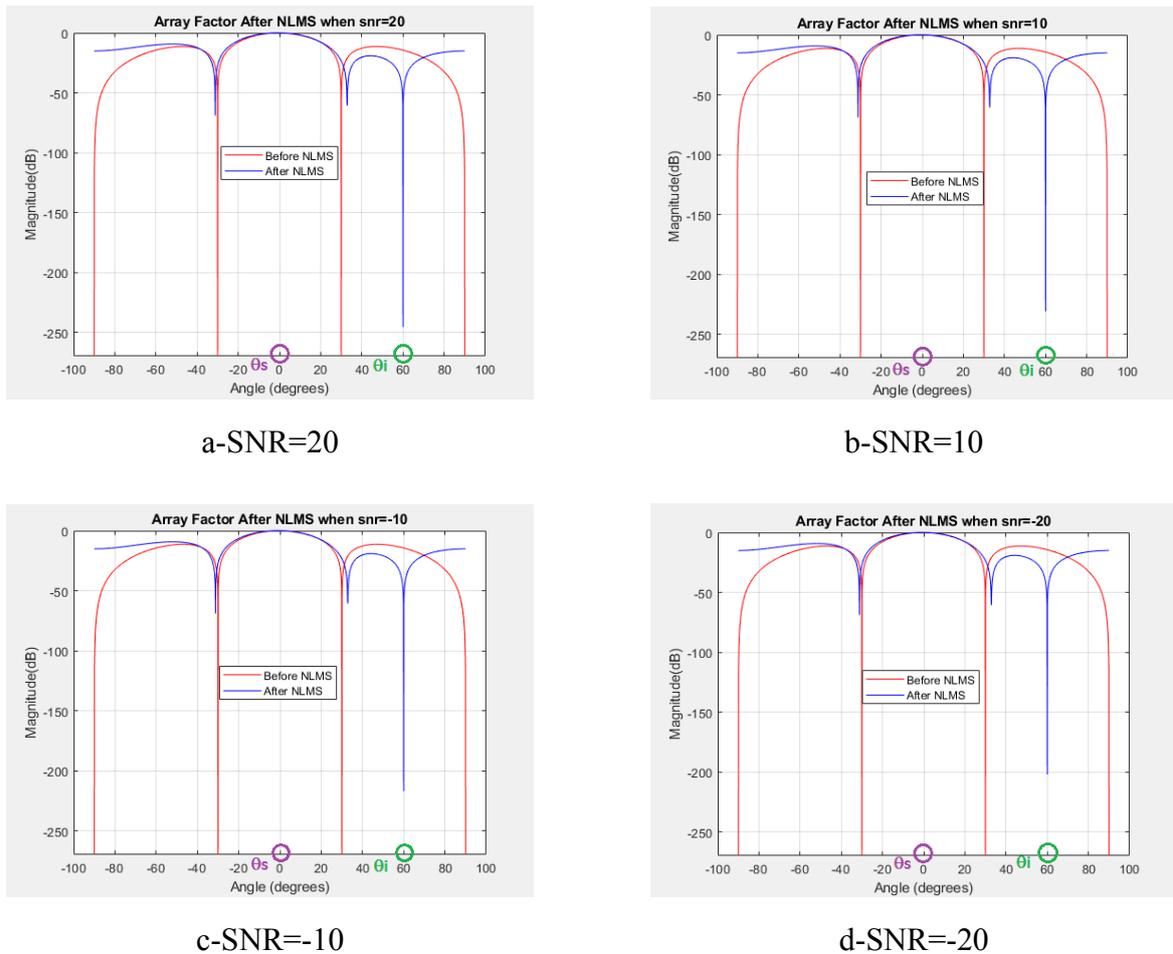


Fig. III.36 – Influence de SNR sur l'adaptation par NLMS

Pour SNR = 20 dB l'interférence diminue jusqu'à -245 dB.

Pour SNR = 10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -230 dB.

Pour SNR = -10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -220 dB.

Pour SNR = -20 dB, l'interférence diminue jusqu'à -200 dB.

plus le rapport signal sur bruit (SNR) est élevé, plus l'atténuation de l'interférence provenant de la direction $\theta_i = 60^\circ$ est efficace.

III.7.3 L'algorithme APA

le pas de convergence $\mu = 0.9$

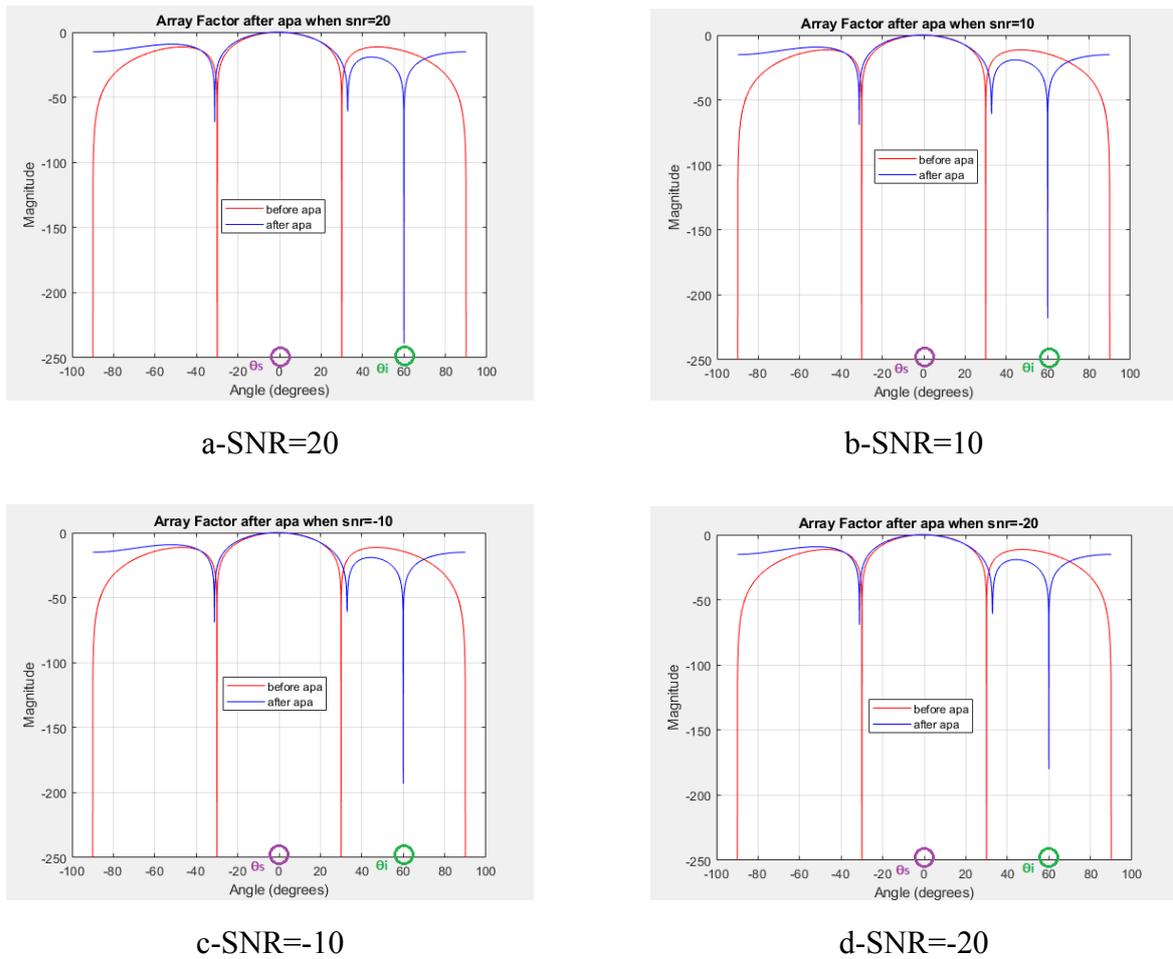


Fig. III.37 – Influence de SNR sur l'adaptation par APA

Pour SNR = 20 dB l'interférence diminue jusqu'à -249 dB.

Pour SNR = 10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -220 dB.

Pour SNR = -10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -190 dB.

Pour SNR = -20 dB, l'interférence diminue jusqu'à -180 dB.

plus le rapport signal sur bruit (SNR) est élevé, plus l'atténuation de l'interférence provenant de la direction $\theta_i = 60^\circ$ est efficace.

III.7.4 L'algorithme RLS

Le facteur d'oubli $\lambda = 0.95$

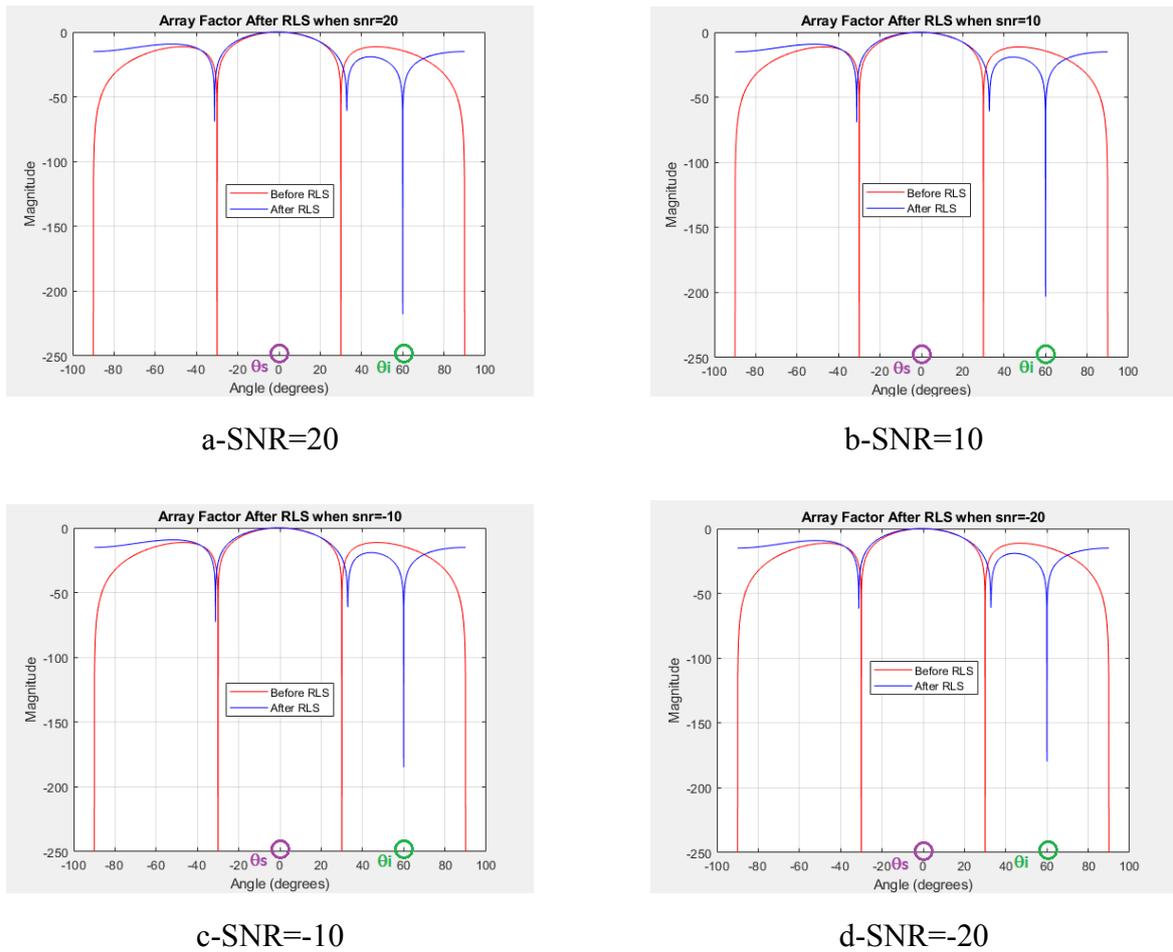


Fig. III.38 – Influence de SNR sur l'adaptation par RLS

Pour SNR = 20 dB l'interférence diminue jusqu'à -220 dB.
 Pour SNR = 10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -205 dB.
 Pour SNR = -10 dB, l'interférence diminue jusqu'à -190 dB.
 Pour SNR = -20 dB, l'interférence diminue jusqu'à -170 dB
 plus le rapport signal sur bruit (SNR) est élevé, plus l'atténuation de l'interférence provenant de la direction $\theta_i = 60^\circ$ est efficace.

III.8 comparaison

La comparaison entre les algorithmes LMS, RLS, NLMS et APA peut être réalisée en considérant plusieurs critères

la convergence des algorithmes est un aspect important. LMS est connu pour sa simplicité. RLS offre une convergence plus rapide que LMS et il est plus adapté aux environnements non stationnaires, mais il nécessite une complexité de calcul plus élevée. NLMS adapte automatiquement ses paramètres en fonction des variations du rapport signal/bruit, ce qui lui permet d'obtenir de bonnes performances dans des environnements non stationnaires, mais sa convergence est généralement plus lente que celle de RLS.

APA offre une convergence robuste même dans des environnements non stationnaires, avec des performances élevées en termes de précision et de rapidité de convergence, mais il est plus complexe en termes de calcul et nécessite plus de ressources. Ensuite, la capacité de

suppression des interférences est un autre critère important. LMS a une capacité limitée de suppression des interférences, tandis que RLS et NLMS offrent de meilleures performances dans ce domaine. APA est réputé pour sa capacité élevée de suppression des interférences, ce qui en fait un choix privilégié dans des scénarios où l'atténuation des interférences est primordiale.

En termes de complexité de calcul, LMS est le plus simple à implémenter et nécessite moins de ressources en termes de mémoire et de puissance de calcul. RLS et APA, en revanche, ont une complexité plus élevée,

En conclusion, le choix de l'algorithme dépend des exigences spécifiques de l'application, des contraintes du système et des compromis entre la convergence, la capacité de suppression des interférences et la complexité de calcul. Chaque algorithme présente ses propres avantages et inconvénients, et il est important de les évaluer en fonction du contexte d'utilisation pour déterminer le plus approprié.

Conclusion générale

Au terme de notre Projet de Fin d'Études axé sur l'étude des performances des algorithmes de suppression d'interférence - LMS, NLMS, RLS et APA - utilisés dans l'atténuation des interférences au sein d'un réseau d'antennes linéaires uniformes, nous avons pu tirer plusieurs conclusions importantes.

Après avoir analysé et comparé ces algorithmes en termes de rapidité de convergence et robustesse face aux variations de paramètres, il ressort que l'algorithme RLS offre la meilleure performance en matière de convergence. Mais il est plus complexe en termes de calculs et de mémoire requise, ce qui le rend moins adapté aux applications en temps réel et aux systèmes avec des contraintes de ressources.

En termes de robustesse, NLMS est démarqué comme étant le plus capable de maintenir sa performance malgré les variations des conditions de signal et des paramètres de l'environnement. Cette robustesse est un atout majeur dans les applications de communication sans fil où les conditions peuvent changer rapidement et de manière imprévisible.

LMS est simple à implémenter et nécessite moins de calculs, ce qui le rend adapté aux applications en temps réel. Cependant, il peut être sensible aux problèmes de convergence lente et peut avoir une performance inférieure en présence de signaux bruités ou de corrélations non stationnaires.

L'algorithme APA est une amélioration de l'algorithme LMS qui tente de surmonter les problèmes de convergence lente et de robustesse dans des environnements non stationnaires.

Cependant, il est plus complexe à mettre en œuvre et nécessite un effort de réglage des paramètres pour obtenir de bons résultats.

Il est à noter que bien que certains algorithmes aient mieux performé sur certains critères, le choix de l'algorithme optimal dépend en fin de compte des exigences spécifiques de chaque application. Ainsi, il convient de choisir l'algorithme de suppression d'interférence le plus adapté en fonction des critères prioritaires dans chaque contexte.

En conclusion, notre étude a permis d'approfondir la compréhension des performances des algorithmes de suppression d'interférence, d'apporter des éclairages précieux sur leurs forces et leurs limites, et de fournir des indications utiles pour le choix de l'algorithme le plus approprié dans le cadre des réseaux d'antennes linéaires uniformes. Les résultats obtenus soulignent l'importance de l'adaptation continue des techniques de suppression d'interférence face à l'évolution constante de la technologie et des conditions de signal.

Bibliographie

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 3rd. Hoboken, NJ : John Wiley, 2005.
- [2] T. D. Nguyen, «Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive», thèse de doct., Université de Grenoble, France, 2012, p. 9, 11, 12.
- [3] D. Grenier, *Antennes et Propagation radio*. Université Laval, Québec, Canada G1V 0A6, 2015, chap. 2,6, p. 14, 97.
- [4] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J.-F. Bercher et M. Villegas, *Les antennes : Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [5] B. Atrouz, «ETUDE DES RESEAUX D'ANTENNES», in.
- [6] S. U. Pillai, *Estimation of Multiple Signals : Array Signal Processing*. New York, 1989.
- [7] Z. Cheriet, *Annulation des cibles interférentes, en utilisant les algorithmes SMI, RLS, GSC à base du réseau ULA*. 2011.
- [8] D. M. Abid, «Etude des technique de supression des effets de lobes secondaires avec un reseau d'antennes linéaire.», in 2006.
- [9] B. Widrow et et al., «Adaptive noise cancelling : principles and applications», *Proceedings of the IEEE*, t. 63, n° 12, p. 1692, 1975.
- [10] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory : International Edition*. Pearson Higher Ed, 2014.
- [11] B. S. T. Reddy et V. Jayaraman, «Application of Wiener Filter Making Signals Orthogonal», in *2019 International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication and Networking (ViTECoN)*, Vellore, India : IEEE, 2019, p. 1-6. doi : [10.1109/ViTECoN.2019.8899689](https://doi.org/10.1109/ViTECoN.2019.8899689).
- [12] P. S. R. Diniz, *Adaptive Filtering : Algorithms and Practical Implementation*. Boston, MA : Springer US, 2013. doi : [10.1007/978-1-4614-4106-9](https://doi.org/10.1007/978-1-4614-4106-9).
- [13] P.-Y. Arquès, J.-M. Boucher, A. Hillion et C. Roux, «Méthodes en traitement du signal bruité», *Automatique et ingénierie système*, oct. 1994. doi : [10.51257/a-v1-r7031](https://doi.org/10.51257/a-v1-r7031).
- [14] M. Hu, W. Tang et C. Cai, «A New Variable Step-Size LMS Adaptive Filtering Algorithm for Beamforming Technology», *Nom du journal*, Année.
- [15] M. Teja, K. Meghashyam et A. Verma, «Comprehensive Analysis of LMS and NLMS Algorithms Using Adaptive Equalizers», in *2014 International Conference on Communication and Signal Processing*, Melmaruvathur, India : IEEE, 2014, p. 1101-1104. doi : [10.1109/ICCSP.2014.6950018](https://doi.org/10.1109/ICCSP.2014.6950018).
- [16] P. R. Jeripotula, C. A. Kumar et B. R. Naik, «A Novel Sign Variable Step Size LMS (SiVSS-LMS) Algorithm for Adaptive Beamforming», *CSI Transactions on ICT*, t. 8, n° 4, p. 377-384, déc. 2020. doi : [10.1007/s40012-020-00313-4](https://doi.org/10.1007/s40012-020-00313-4). adresse : <https://doi.org/10.1007/s40012-020-00313-4>.

- [17] S. A. K. Abd al-Aziz, M. A. R. Yass et H. J. Muhammad, «NLMS adaptive filter algorithm method for GPS data prediction», *Engineering and Technology Journal*, t. 34, n° 6A, p. 1058-1068, 2016.
- [18] F. Zhu, F. Gao, M. Yao et H. Zou, «Variable partial-update NLMS algorithms with data-selective updating», *Science China Information Sciences*, t. 57, n° 4, p. 1-11, avr. 2014. doi : [10.1007/s11432-014-5078-8](https://doi.org/10.1007/s11432-014-5078-8).
- [19] P. Thapa, J. Baek, H. Jeon, H. Lee, M. A. Jeong et S. R. Lee, «Performances of RLS algorithm for smart antennas in mobile communication system», in *2015 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, oct. 2015. doi : [10.1109/ictc.2015.7354691](https://doi.org/10.1109/ictc.2015.7354691). adresse : <http://dx.doi.org/10.1109/ictc.2015.7354691>.
- [20] S. L. Gay, «Affine projection algorithms», in *Least-Mean-Square Adaptive Filters*, John Wiley & Sons, Inc., 2005, p. 241-291. doi : [10.1002/0471461288.ch7](https://doi.org/10.1002/0471461288.ch7). adresse : <http://dx.doi.org/10.1002/0471461288.ch7>.