



**UNIVERSITE DE REIMS  
CHAMPAGNE-ARDENNE**

**THÈSE**

Présentée à

**L'U.F.R SCIENCES EXACTES ET NATURELLES**

Pour l'obtention du titre de

**DOCTEUR**

**DE L'UNIVERSITÉ DE REIMS CHAMPAGNE-ARDENNE**

**SPECIALITE : GENIE INFORMATIQUE, AUTOMATIQUE ET TRAITEMENT DU SIGNAL.**

Par

**Adel ZITOUNI**

**Modélisation et Conception d'un Capteur à Courants de Foucault  
Intelligent pour l'Identification de Canalisations Enterrées**

Soutenue publiquement le 17 Novembre 2006.

Composition du jury:

Président :	Pr. Janan ZAYTOON	Université de Reims Champagne-Ardenne
Rapporteurs :	Pr. Alain NICOLAS	Ecole Centrale de Lyon
	Pr. Michel ROBERT	Université Henri Poincaré Nancy 1 et ESSTIN
Examineur :	Dr. Lionel MERLAT	Institut de Recherches Saint Louis
Directrice de thèse :	Pr. Danielle NUZILLARD	Université de Reims Champagne-Ardenne
Codirecteurs de thèse :	Pr. Dominique PLACKO	Ecole Normale Supérieure de Cachan
	Dr. Fabien BELLOIR	Université de Reims Champagne-Ardenne
Membre invité :	Mr. Jean Jacques Marsaud	Plymouth Française SA



## Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été effectué au Centre de Recherche en Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (CReSTIC) à l'Université de Reims Champagne-Ardenne. Je tiens à remercier vivement monsieur le professeur J. Zaytoon, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et d'avoir accepté d'examiner ce travail de thèse.

Mes vifs remerciements à tous les membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu accorder à ce travail : Messieurs A, Nicolas et M. Robert pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail en qualité de rapporteurs, ceci en dépit de leurs multiples activités. Leurs avis et leurs remarques constructives m'ont été précieux.

Je remercie vivement monsieur L. Merlat pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de recherche et pour avoir accepté de les évaluer.

Je tiens à remercier monsieur J. J. Marsaud, directeur des activités plastiques chez Plymouth Française SA, pour son soutien, sa confiance et la fructueuse collaboration que nous avons menés ensemble.

J'adresse également mes remerciements à madame le professeur D. Nuzillard, pour m'avoir accueilli dans son équipe, pour l'encadrement et la confiance qu'elle m'a accordée, pour mener bien ce travail.

Je tiens à remercier monsieur le professeur D. Placko pour son encadrement, ses discussions riches d'idées innovantes et ses remarques judicieuses qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à :

Monsieur F. Belloir, pour son encadrement dynamique, son aide précieuse et son soutien permanent ainsi que les nombreuses heures qu'il m'a consacré pour mener à bien ce travail. Ces compétences et sa rigueur ont beaucoup contribué à l'achèvement de cette recherche. Je suis content d'avoir rencontré quelqu'un comme lui dans ma vie, qu'il trouve ici l'expression de toute ma reconnaissance.

Je désire présenter tous mes remerciements à :

Monsieur L. Beheim, qui m'a très largement aidé, que ce soit lors des conversations passionnées ou plus simplement dans la vie quotidienne où nous partageons le même bureau depuis plus que deux ans, et dont le travail a très largement contribué au développement du classifieur basé sur les réseaux RBF.

Monsieur J.L. Nicolas, pour sa disponibilité et son engagement pour la réussite des essais et expériences sur le capteur et la sympathie qu'il dégage.

J'exprime toute ma reconnaissance à l'ensemble des membres du CReSTIC-LAM avec lesquels j'ai trouvé toute la sympathie et le climat amical, et plus particulièrement mes camarades de promotion.

*À ma famille*

## Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	11
CHAPITRE I : Détecteur et système de codage de première génération.....	15
I.1. Position du problème.....	16
I.2. Quel détecteur choisir?.....	17
I.2.1 Eléments de physique.....	18
I.2.2 Magnétomètre.....	18
I.2.3 Identification par radiofréquence RFID .....	18
I.2.4 Détecteur à battement de fréquence BFO .....	19
I.2.5 Détecteur à induction pulsée PI.....	20
I.2.6 Détecteur à balance d'induction IB .....	20
I.2.7 Notre choix .....	21
I.3. Capteur à Courants de Foucault première génération .....	22
I.4. Premier système de codage et prétraitement .....	26
I.4.1. Système de codage première génération .....	26
I.4.2. Prétraitement et séparation de sources .....	30
I.5. Conclusion.....	33
CHAPITRE II : Modélisation par la Méthodes des Sources Ponctuelles Réparties .....	35
II.1. Principe.....	37
II.1.1. Les sources ponctuelles .....	38
II.1.2. Conditions aux limites.....	39
II.1.2.1. Conditions sur le potentiel magnétique scalaire $\theta$ .....	39
II.1.2.2. Résolution du problème .....	41
II.1.3. Prise en compte d'une interface .....	42
II.1.4. Notions de triplet.....	42
II.1.5. Calcul des matrices de couplage : réflexion et transmission.....	43
II.2. Modélisation du capteur à bobines plates .....	46
II.2.1. Géométrie du capteur .....	46
II.2.2. Les coefficients de réflexion .....	48
II.2.3. Les champs émis et réfléchi .....	49
II.2.3.1 Dans le plan de réception ( $z=-5\text{mm}$ ) .....	50
II.2.3.2 Dans le plan de la cible ( $z =-1\text{m}$ ) .....	52
II.2.3.3 Champ émis en plan de coupe ( $1\text{m} > z > -5\text{mm}$ ) .....	52

II.3.	Modélisation du capteur à bobines « bobinée » .....	53
II.3.1.	Champs émis et réfléchi .....	56
II.3.1.1.	Dans le plan de réception (-5mm) .....	57
II.3.1.2.	Dans le plan de la cible (-1m) .....	58
II.3.2.	Conditions aux limites côté cible .....	60
II.4.	Optimisation des bobines .....	60
II.5.	Modélisation du système de codage .....	62
II.6.	La directivité .....	63
II.6.1.	Couvercle plat .....	63
II.6.1.1.	Dans le plan de la réception (à -5 mm) .....	65
II.6.1.2.	Dans le plan de la cible (à -1 m).....	67
II.6.1.3.	Conditions aux limites côté blindage .....	68
II.6.2.	Couvercle hémisphérique .....	69
II.6.2.1.	Dans le plan de la réception (à -5 mm) .....	71
II.6.2.2.	Dans le plan de la cible (à -1 m).....	73
II.6.2.3.	Conditions aux limites côté couvercle .....	74
II.6.3.	Couvercle conique .....	75
II.6.3.1.	Dans le plan de la réception (à -5 mm) .....	78
II.6.3.2.	Dans le plan de la cible (à -1 m).....	80
II.6.3.3.	Conditions aux limites côté couvercle .....	81
II.6.4.	Comparaison entre couvercles .....	82
II.7.	Conclusion.....	83
CHAPITRE III :	Réalisation du capteur à courants de Foucault Seconde génération.....	85
III.1.	Introduction .....	86
III.2.	Caractéristiques des bobines .....	87
III.2.1.	Caractéristiques de la bobine d'émission .....	88
III.2.2.	Caractéristiques de la bobine de réception .....	89
III.3.	Système d'acquisition .....	91
III.4.	Amplification .....	94
III.4.1.	Amplification à l'émission .....	94
III.4.2.	Amplification à la réception .....	96
III.5.	Détection synchrone .....	97
III.6.	Mesure expérimentale du coefficient de réflexion .....	99
III.7.	Comparaison entre simulations et signaux acquis.....	103

III.8	Conclusion.....	105
CHAPITRE IV : Reconnaissance de Formes.....		107
IV.1.	Introduction .....	108
IV.2.	Approches de sélection des paramètres pertinents .....	108
IV.2.1	Première approche.....	110
IV.2.1.1	Critère de Fisher .....	110
IV.2.1.2	Critère à base de la matrice de covariance .....	113
IV.2.2	Deuxième approche.....	115
IV.2.3	Comparaison entre les deux approches .....	120
IV.3	Classifieurs à fonctions de base radiale.....	120
IV.3.1	Description de l’algorithme.....	124
IV.3.2	Discussion .....	126
IV.3.3	Illustration du fonctionnement .....	127
IV.3.4	Propriétés.....	130
IV.3.4.1	Influence du nombre d’attributs utilisés.....	131
IV.3.4.2	Etude de la robustesse vis-à-vis du jeu d’apprentissage .....	133
IV.3.4.3	Etude des performances selon la taille du jeu d’apprentissage .....	134
IV.3.4.4	Choix de la matrice de covariance .....	135
IV.3.4.5	Benchmarks .....	135
IV.4	Résultats globaux du premier système de codage.....	137
IV.5	Méthodes de reconnaissance associées au nouveau système de codage.....	138
IV.5.1	Reconnaissance de formes structurelle .....	139
IV.5.2	La distance transformée .....	140
IV.5.3	La méthode DTW (Dynamic Time Warping).....	141
VI.6	Résultats globaux du 2 <sup>nd</sup> système de codage.....	142
IV.7	Conclusion.....	144
CHAPITRE V : Conclusion et Perspectives .....		147
V.1	BILAN.....	148
V.1.1	Capteur développé.....	148
V.1.2	Performances et limitations du capteur développé.....	150
V.2	Perspectives de développement.....	152
V.2.1	Cibles magnétiques .....	153
V.2.2	Modélisation d’une cible magnétique .....	155
V.3	Conclusion.....	158

ANNEXES .....	159
Annexe I. Le modèle électrique du capteur .....	160
Annexe II. Méthodes de reconnaissances première génération.....	163
Annexe III. Choix du montage d'émission.....	168
Annexe IV. Nouveau système de codage .....	172
Références bibliographiques .....	175



---

***INTRODUCTION GENERALE***

L'évolution de l'urbanisme dans les dernières décennies a engendré un encombrement au niveau des sous-sols, urbains et ruraux, par des canalisations diverses, telles que les lignes électriques, les conduites d'eau et de gaz, les lignes téléphoniques...etc. Il est évidemment important de connaître le tracé et la nature exacte de ces canalisations, lorsque des travaux sont réalisés, afin de ne pas abîmer les ouvrages déjà installés et d'observer les règles de sécurité (une conduite d'eau ne doit pas être trop proche d'une ligne électrique, risques de danger : explosion, électrocution...etc.).

La difficulté d'obtenir des informations sur les réseaux souterrains provient du fait que les plans, quand ils existent, peuvent être imprécis, incomplets (mal mis à jour), voir erronés. La législation impose la présence d'un grillage avertisseur en plastique coloré pour signaler la présence de canalisations enterrées dans le sous-sol. Ce grillage est placé à un minimum de 20 cm au-dessus de la canalisation et sa couleur permet l'identification du type de celle-ci.

Notre contribution vient suite à d'autres travaux au sein de notre laboratoire dans le but de développer un système « intelligent » et fiable d'identification de canalisations enterrées sans faire de fouille. Ce projet est réalisé dans le cadre d'un partenariat industriel avec la société Plymouth Française spécialisée dans la fabrication de grillage avertisseur pour canalisations enterrées. Le système développé permet la localisation et l'identification de motifs conducteurs formant différents codes, intégrés dans le grillage avertisseur actuel afin d'assurer la compatibilité avec les normes existantes.

Ce système est basé sur un capteur à courants de Foucault de type balance d'induction qui permet d'obtenir une très bonne sensibilité pour la détection à grande profondeur. La multiplicité des codes et la nécessité d'obtenir une grande fiabilité d'identification nous ont amené à développer, dans le système de détection, une partie traitement du signal importante et assez sophistiquée. En effet, pour minimiser les risques de mauvaise identification, nous avons intégré plusieurs méthodes de classification. Cette redondance d'informations fournie par les différents classifieurs est utilisée pour augmenter la fiabilité de la réponse finale.

Dans le premier chapitre, nous allons définir la problématique de détection et d'identification des canalisations enterrées sans fouille. Nous présenterons les différents choix qui existent sur le marché et les raisons pour lesquelles nous avons choisi ce type de capteur. Le système que nous allons décrire est composé essentiellement de deux parties : une matérielle et une logicielle. Avant de présenter la nouvelle version du capteur dans le second chapitre, nous rappellerons l'ancienne version et les principes physiques sur lesquels elle se base. Parmi ces principes, nous citerons : le capteur à courants de Foucault et le détecteur de type balance d'induction. Le modèle électrique de ce capteur est présenté en annexe 1.

Nous décrivons la partie matérielle et le fonctionnement des différents étages qui la compose. Avant de passer à la partie logicielle, nous présenterons le système de codage qui accompagne ce détecteur. Ce système comprend neuf codes dont nous expliquerons la conception. Chaque code correspond à un type de canalisation, et la reconnaissance du code permet d'identifier ce type. C'est la

partie logicielle du capteur qui assure l'identification. Cette partie est constituée de méthodes de reconnaissance diverses présentées succinctement en annexe 2.

Les travaux présentés dans le second chapitre sont issus d'un contrat de collaboration CNRS avec le laboratoire SATIE de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan. Nous avons utilisé une méthode de modélisation originale développée par le Pr. Placko et son équipe. Celle-ci s'appelle : Méthode de Sources Ponctuelles Réparties (MSPR). Nous présenterons tout d'abord les principes de la MSPR à travers un exemple simple d'une grandeur scalaire (potentiel), puis nous étendrons cet exemple à une grandeur vectorielle (champ magnétique). Concernant notre application, dans une première partie, nous expliquerons la modélisation du capteur à bobines plates par la MSPR, et nous analyserons les données de ce modèle, notamment en les comparant à des données réelles. Dans la seconde partie, nous aborderons le modèle à bobines « bobinées », et nous étudierons comparativement les réponses des deux modèles [BEL 04] [ZIT 04 a] [ZIT 06 a]. Par la suite, nous verrons la modélisation des codes enfouis et l'optimisation du codage [ZIT 06 b] [ZIT 06 c]. Finalement, dans le but d'orienter au mieux le champ émis vers la cible, nous présenterons une approche originale d'apport d'un couvercle magnétique, ce dernier doit aussi permettre d'éliminer l'influence de l'entourage du capteur. Nous avons modélisé plusieurs formes de couvercle et nous présenterons la réponse en simulation du capteur avec chacun d'entre eux.

Dans le troisième chapitre, nous décrirons la nouvelle version du capteur que nous avons réalisé. Cette version s'appuie essentiellement sur les simulations du modèle MSPR du capteur afin de confirmer les résultats présentés dans le chapitre précédent.

Ce détecteur se compose de trois étages : celui d'émission, de réception et d'acquisition. Ce dernier comprend deux parties : la partie matérielle, comprenant la carte d'acquisition et son interface, et la partie logicielle (Labview ou Matlab) qui permet de gérer l'acquisition de données ainsi que le pilotage de l'émission et de la réception du détecteur. L'étage d'émission doit permettre de générer un champ électromagnétique dont l'intensité est suffisamment importante pour atteindre la cible (voir une étude détaillée en annexe 3). L'étage de réception quant à lui mesure le champ éventuellement modifié par la présence de la cible, ce signal sera évidemment filtré avant qu'il ne soit transmis à l'étage d'acquisition.

Nous détaillerons les caractéristiques des bobines d'émission et de réception d'après les simulations du second chapitre. Puis, nous décrirons l'amplification au niveau des étages d'émission et de réception. Nous présenterons ensuite la détection numérique synchrone qui nous permet d'obtenir nos signaux, en phase et en gain. Nous réaliserons une comparaison entre les signaux acquis par l'ancienne et la nouvelle version du détecteur, et nous montrerons l'augmentation sensible que nous avons apporté.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés à deux points importants de l'étude réalisée par [BEL 99 b] dans le but d'améliorer le système de reconnaissance associé au premier codage. Ces deux points sont : l'approche du choix des paramètres pertinents et le classifieur neuronal

RBF-1. Nous présentons brièvement les critères qui ont été utilisés dans cette approche, nous présentons également une seconde approche basée sur un principe différent [BEH 03] que nous avons menés. Nous détaillerons chacune des approches avec leurs résultats et nous les comparerons afin de mettre en évidence le choix retenu.

D'autres classifieurs ont été testés pour compléter le premier système de reconnaissance. Ils sont basés sur différents principes : distance euclidienne, distance de Mahalanobis, les k plus proches voisins et un classifieur neuronal que nous avons appelé RBF-2. Ces classifieurs ont été ajoutés afin d'enrichir le premier système de reconnaissance. Le second point que nous avons voulu traiter concerne le classifieur neuronal RBF-1. Nous nous sommes basés sur cet algorithme original développé par [BEL 99 a] afin d'améliorer ses performances globales, notamment en ce qui concerne les temps de calcul pour développer le classifieur RBF-2. Nous reviendrons en détail sur chacun des algorithmes et les différences qui les caractérisent [BEH 04] [BEH 05] [BEH 06].

Les contraintes industrielles ayant évoluées, notre application exige maintenant un nombre de code plus élevé que précédemment. Or de part sa définition, le premier système de codage ne permet pas une augmentation du nombre de codes sans dégradation de la fiabilité d'identification. Pour remédier à ce problème, nous avons créé un nouveau système de codage appelé « système de codage seconde génération » présenté en annexe 4. Nous détaillerons les différentes méthodes de reconnaissances associées à ce système de codage et les résultats obtenus [ZIT 04 b] [ZIT 04 c] [ZIT 05].

Nous présenterons dans le dernier chapitre la synthèse du travail effectué dans le cadre du projet industriel dont l'objectif était de développer un appareillage performant et fiable pour la localisation et la reconnaissance des canalisations enfouies dans le sol. Dans un premier temps, nous effectuerons le bilan complet de notre travail. Nous discuterons ensuite les forces et faiblesses de l'outil que nous avons développé. Suite à cette discussion concernant les défauts inhérents à la technologie employée ainsi qu'à ceux inhérents aux techniques de traitement du signal que nous avons utilisé, nous présenterons quelques perspectives de développement que nous avons commencé à mettre en œuvre pour tenter de remédier à ces défauts. Nous décrirons aussi des perspectives à plus long terme, relatives à une amélioration globale de l'ensemble du système pour la définition d'une seconde génération d'appareillage.

---

***CHAPITRE I : Détecteur et système de codage de  
première génération***

Des travaux de recherche sur les courants de Foucault et leurs applications ont été menés au sein de notre laboratoire [BIL 86] [HAR 89] [GUI 92] [FEN 94] [VAS 94] [BOU 95] [BOU 96] [FEN 97]. Afin de répondre à nos partenaires industriels, plusieurs versions de détecteurs basés sur ce principe ont été mises au point dans le but d'atteindre des performances permettant la commercialisation du capteur.

Ce travail vient suite à ces travaux dans le but d'aboutir à une version finale qui remplit les conditions exigées dans le cahier des charges. La dernière version du capteur, réalisée pour une utilisation au sein du laboratoire, a servi de base à nos travaux.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le problème de localisation et de reconnaissance des canalisations enterrées sans fouille et les choix existant sur le marché ainsi que les raisons pour lesquelles nous avons choisi ce type de capteur. Le système de détection comprend essentiellement deux parties : matérielle et logicielle. Nous rappellerons l'ancienne version qui nous a servi de base et les principes physiques qu'elle utilise avant de présenter la nouvelle version du capteur dans le chapitre suivant. Parmi ces principes, nous citerons : le capteur à courants de Foucault, le détecteur de type balance d'induction et le modèle électrique de la tête de détection. Nous décrirons la partie matérielle et le fonctionnement des différents étages qui la composent.

Le capteur est accompagné par un système de codage nécessaire pour l'identification des canalisations enterrées. Nous présenterons la conception de ce système de codage qui comprend neuf codes différents. Chaque code correspond à un type de canalisation.

C'est la partie logicielle du capteur qui assure l'identification. Cette partie est constituée de méthodes de reconnaissance basées sur la logique floue, les réseaux de neurones et d'autres méthodes conventionnelles qui forment ensemble un système de reconnaissance assez fiable. Nous allons décrire succinctement ces méthodes et les résultats obtenus par ces dernières. Nous finissons ce chapitre par une conclusion sur les différentes parties traitées afin d'éclaircir le travail qui a été réalisé.

## **I.1. Position du problème**

La législation impose la présence d'un grillage avertisseur en plastique coloré (norme française NF T 54-080) pour signaler la présence de canalisations enterrées dans le sous-sol. Ce grillage est placé à un minimum de 20 cm au-dessus de la canalisation et sa couleur permet l'identification du type de celle-ci. Le rouge représente les conduites électriques, le jaune est caractéristique des conduites de gaz.

De plus, même si la législation oblige les différents opérateurs, désirant effectuer une fouille, à déposer une demande auprès d'un organisme de centralisation pour éviter tout risque d'accident, dans la réalité, les fouilles commencent souvent avant la vérification et l'autorisation de cet organisme. Ceci génère souvent des accidents le plus souvent sont sans gravités mais qui peuvent être quelques fois dramatiques.

Il existe donc un besoin important à la fois d'une signalisation et d'une détection ne nécessitant pas de fouilles pour localiser la présence éventuelle d'une canalisation dans le sous-sol et permettant d'en déterminer la nature. Il existe plusieurs systèmes qui sont commercialisés, mais qui présentent plusieurs limitations notamment en profondeur. Différentes voies de recherches sont encore actuellement en développement, mais aucun système ne s'est pour l'instant imposé véritablement sur ce marché.

L'idée de base de notre partenaire industriel, qui produit le type de grillage avertisseur "passif" actuellement utilisé, est d'insérer à l'intérieur de ce grillage un code détectable à distance permettant ainsi la localisation et l'identification sans aucune fouille. Le suivi de la canalisation ainsi détectée doit également être assuré. Une simple analyse en surface doit permettre grâce à un appareillage adapté de déterminer le type de canalisation, sa direction ainsi que sa profondeur d'enfouissement.

L'appareillage que nous devons développer doit être portable, facile d'emploi et avoir une autonomie en utilisation continue d'au moins huit heures. Il doit pouvoir localiser et identifier parfaitement un nombre important de codes différents enterrés jusqu'à un mètre de profondeur. Et ceci quelque soit la nature géologique du sol. Le positionnement des différentes canalisations tel que leur enchevêtrement, la présence en parallèle de deux codes différents espacés de seulement 20 cm ne doit pas diminuer la fiabilité de l'identification. De même, la présence d'éléments perturbateurs comme des objets métalliques ou des champs électromagnétiques générés par les câbles de moyenne et haute tension ne doit pas empêcher la reconnaissance des codes. Au niveau des spécifications techniques, le détecteur ne doit pas excéder un diamètre total de 35 cm pour un poids inférieur à 3kg. Enfin, le coût du système doit être inférieur à 500 euros pour une série d'une centaine d'unités et le prix de revient du consommable (code) doit se situer aux alentours de 30 centimes d'euro par mètre linéaire.

## **I.2. Quel détecteur choisir?**

Actuellement, aucun appareil seul ne permet de localiser, d'identifier, de définir la profondeur et d'assurer le suivi d'une canalisation. Néanmoins, plusieurs méthodes de localisation ou de détection existent [FEE 90]. [DAS 90] [CHA 95] [THO 95] [SIL 95] [SIL 96] [TAN 01] [ZHA 04 A] [ZHA 04 B] [NOR 05]. Nous pouvons citer en premier lieu les radars de sous-sol qui sont très puissants et précis mais dont le coût particulièrement important, la difficulté de mise en œuvre et l'interprétation aléatoire des signaux acquis ne conviennent absolument pas au problème posé.

Les familles de détecteurs les plus répandues sont essentiellement les systèmes actifs et passifs. Les systèmes actifs produisent pendant leur phase d'émission un champ électromagnétique qui induit des courants de Foucault dans les métaux. Les systèmes passifs, comme les magnétomètres, captent et évaluent les déformations du champ magnétique terrestre. Nous allons lister les différents types de détecteurs qui existent dans le commerce, et les raisons sur lesquelles s'est basé notre choix. Mais avant, j'aimerais faire un rappel de quelques éléments de physique nécessaires pour la suite.

### **I.2.1 Eléments de physique**

L'une des propriétés essentielles du métal est sa faculté de conduire l'électricité. C'est cette propriété sur laquelle se fondent les détecteurs de métaux en détectant la circulation d'un courant électrique dans les éléments métalliques des objets recherchés. Cette détection s'appuie sur le champ magnétique induit par la circulation du courant (loi de Biot-Savart). Il faut donc mesurer la présence d'un champ magnétique induit par un courant circulant dans un conducteur métallique. Comme le capteur d'un détecteur de métal est une bobine, il n'est sensible qu'aux variations temporelles du flux magnétique embrassant la bobine (loi de Lenz).

Toutefois, un courant électrique ne circule pas naturellement dans un conducteur au repos. Le système de détection doit donc au préalable tenter de forcer le passage d'un courant pour pouvoir en mesurer les effets. Pour cela, on utilise les mêmes propriétés que celles décrites précédemment. La bobine du détecteur, ou l'une des bobines si il y en a plusieurs, sert de bobine d'excitation en générant un champ magnétique. Il est important que ce champ varie dans le temps, ainsi, le circuit électrique alimentant la bobine génère un courant alternatif et périodique dont la forme est soit sinusoïdale, soit pulsée. Tout élément métallique baignant dans ce champ est le siège de courants de Foucault. Ces courants s'établissent en fonction des propriétés électriques du conducteur et des caractéristiques spatiales et temporelles du champ d'excitation et des propriétés électriques et géométriques de la cible.

### **I.2.2 Magnétomètre**

Ce détecteur n'émet aucun signal, il détecte les accidents d'homogénéité car le champ magnétique terrestre est homogène par nature. Toute particule métallique, magnétisée par le champ terrestre, perturbe plus ou moins intensément cette homogénéité, en fonction de sa taille, de sa position et de ses propriétés métallurgiques. Le principe de base repose sur deux bobinages sensibles aux champs magnétiques montés en opposition de phase, de façon à donner du champ magnétique une mesure électrique nulle. Si l'une des bobines rencontre un champ perturbateur, la différence cesse d'être nulle, ce qui fait naître une tension. La condition impérative est le parallélisme parfait et l'orientation exacte dans un espace libre, il faut noter que ce réglage est délicat en pratique. Ce système est attrayant par sa sensibilité, mais il reste toutefois limité aux métaux ferreux et aux éléments magnétiques. Nous trouvons ce type de détecteur dans les applications suivantes : Nettoyage de plans d'eau jusqu'à 30m de profondeur pour 1m x 1m de dimensions, exploration de puits, nettoyage de champ de bataille, la recherche de bombe, de grenade et toutes sortes de munitions [MIL 97] [FIS 00] [BOU 05].

### **I.2.3 Identification par radiofréquence RFID**

Parmi les technologies récentes utilisées pour la reconnaissance d'objets à distance, nous citons l'identification par radiofréquence RFID (*Radio Frequency IDentification*). C'est une méthode pour stocker et récupérer des données à distance en utilisant des étiquettes appelées *Tags RFID*. Cette étiquette se compose principalement d'une puce électronique et d'une antenne bobinée

ou imprimée. La taille de la puce peut désormais être réduite à celle d'un point. L'antenne, souvent composée de cuivre, est déposée sur l'étiquette grâce à des ultrasons (systèmes de vibrations). Le signal radio émet dans un rayon de quelques centaines de mètres, selon la puissance de l'installation, et surtout selon la fréquence utilisée :

- 100 à 500 kHz avec une distance de lecture de quelques centimètres;
- 10 à 15 MHz avec une distance de 50 à 80 cm;
- 850 -950 MHz à 2,4 -5,8 GHz pour une distance de lecture de plusieurs mètres (sachant que la distance peut être réduite par la présence du métal).

L'ensemble de l'étiquette est activé par un signal radio fréquence variable, émis par un lecteur composé lui-même d'une carte électronique et d'une antenne. Le lecteur peut être fixe ou mobile, et son antenne peut prendre plusieurs formes, et par exemple s'intégrer dans le cadre d'une porte, pour une application de contrôle d'accès. Le lecteur ou interrogateur transmet un signal selon une fréquence donnée vers une ou plusieurs étiquettes radio situées dans son champ de lecture. Celles-ci transmettent un signal en retour. Lorsque les étiquettes sont "éveillées" par le lecteur, un dialogue s'établit selon un protocole de communication prédéfini, et les données sont échangées.

Les tags RFID fonctionnant à basses ou moyennes fréquences utilisent un champ électromagnétique créé par l'antenne du lecteur et l'antenne de l'étiquette pour communiquer. Le champ électromagnétique alimente l'étiquette et active la puce. Cette dernière va exécuter les programmes pour lesquels elle a été conçue. Pour transmettre les informations qu'elle contient, elle va créer une modulation d'amplitude ou de phase sur la fréquence porteuse. Le lecteur reçoit ces informations et les transforme en code binaire. Dans le sens lecteur vers étiquette, l'opération est symétrique, le lecteur émet des informations par modulation sur la porteuse. Les modulations sont analysées par la puce et numérisées. En plus de son utilisation dans les produits des hyper et supermarchés, cette technologie s'étend à beaucoup de domaines d'applications tels que : élevage des animaux, librairies, opérateur aéroportuaire, et sous la peau humaine pour des raisons médicales et de sécurité !! [FIN 03] [SOM 06] [LAN 05] [FLO 05] [NIK 05] [GAR 05].

#### **I.2.4 Détecteur à battement de fréquence BFO**

La technique BFO (*Beat Frequency Oscillator*) est très connue en radio puisqu'elle est mise en œuvre pour la démodulation des ondes AM. Les signaux de deux oscillateurs travaillant à des fréquences très voisines sont mélangés et le produit de ce mélange est filtré pour ne conserver que les composantes basses fréquences. Le signal basse fréquence alimente directement un amplificateur audio et un haut parleur. Les oscillateurs sont des circuits résonnants, dont l'un utilise la bobine du capteur comme inductance.

La tonalité du haut parleur varie en présence du métal en donnant une note plus aigue. En revanche, un élément ferreux provoque le phénomène inverse, la tonalité est plus grave. Cette technique présente deux problèmes majeurs : les circuits résonnants (oscillateurs) ne sont pas stables en fréquence, ils sont en particulier sensibles à la température et à l'humidité de l'air et du sol. De plus, la bobine étant sensible aux corps ferreux, elles interagissent avec les sols minéralisés et la réponse du détecteur varie avec la profondeur. Ces deux problèmes occasionnent des variations de tonalité sans rapport avec une détection. Pour ces raisons, il a été progressivement abandonné, remplacé par d'autres types plus sensibles comme l'induction pulsée ou la balance d'induction [PET 94] [MIL 97] [SON 06].

### **I.2.5 Détecteur à induction pulsée PI**

Le détecteur PI (*Pulse Induction*) est composé d'une seule bobine qui joue le rôle d'émission et réception en synchronisation. L'induction pulsée fonctionne en deux temps. Un champ magnétique impulsionnel est d'abord induit. En fait d'une véritable impulsion (Dirac), il s'agit d'un triangle (croissance lente du champ, décroissance rapide). Les pièces métalliques embrassées par le champ sont le siège de courants de Foucault. Dès que l'excitation prend fin, les courants de Foucault relaxent (décroissent dans le temps pour atteindre une valeur nulle). Ces courants de Foucault induisent un champ magnétique, le champ secondaire ou rétro induit, qui est mesuré par le détecteur pendant la phase d'écoute. La tension induite aux bornes de la bobine est extrêmement faible pendant cette phase, typiquement de quelques mV à moins de 1  $\mu$ V. Compte tenu de la dynamique du signal mesuré sur la bobine d'une part, et du rapport signal à bruit défavorable d'autre part, les détecteurs mettent en oeuvre un mécanisme d'intégration qui cumule le signal sur plusieurs impulsions. Il s'agit alors d'une forme de moyennage. Le détecteur transcrit cette valeur moyenne par un signal audio.

Ce détecteur est caractérisé par une très faible sensibilité aux corps ferromagnétiques (dès lors qu'ils sont faiblement conducteurs, comme les oxydes de fer), et une meilleure sensibilité aux autres, mais il dépend beaucoup de la nature géologique du milieu et reste impuissant face à la présence de défaut. La complexité accrue du circuit périphérique de lecture et d'interprétation du signal rend le coût de ce capteur plus important. Parmi les applications de ce détecteur on cite : l'archéologie, la sécurité (contrôle de personnes et marchandises) et le déminage [COL 99] [SKL 05] [ZOU 02].

### **I.2.6 Détecteur à balance d'induction IB**

La technique de balance d'induction (Induction Balance) utilise au moins deux bobines. L'une est appelée émettrice et est alimentée par le générateur électrique sinusoïdal, l'autre est le récepteur. Les deux bobines sont agencées de telle sorte que leur couplage mutuel (leur induction mutuelle) soit nul (ou le plus faible possible). Contrairement à un transformateur électrique, pour lequel on s'arrange pour que le couplage entre les deux bobines (primaire et secondaire) soit maximum, la bobine de réception ne délivre aucun signal lorsque la bobine d'émission est en fonction.

La construction de la balance d'induction repose sur les propriétés de symétrie du champ magnétique induit par les bobines. Un ajustement précis des bobines est indispensable pour maintenir un équilibre de couplage proche de zéro. Dès qu'un objet métallique baigne dans le champ magnétique, l'équilibre est rompu et la bobine de réception délivre un signal. Ce signal est déphasé par rapport au champ d'excitation. L'analyse de sa phase et/ou de son gain permet de mettre en évidence des objets peu ou fortement conducteurs.

Ces détecteurs sont moins sensibles à la minéralisation du sol. Le détecteur est alors équipé de filtres très sélectifs permettant de ne détecter que certains types de métaux et réduit ainsi les mauvaises détections. Ce détecteur est très répandu pour son coût assez raisonnable et ses caractéristiques intéressantes, on le trouve souvent chez les chercheurs de métal précieux, ratissage de plage à haute fréquentation et en bâtiment pour recherche de canalisations ou de chemins de câbles enfouis. [THO 96] [GEN 99] [YU 00] [BEL 01].

### **I.2.7 Notre choix**

Après avoir donné une idée générale sur les types de détecteurs qui existent sur le marché, nous allons présenter les arguments sur lesquels nous nous sommes basés pour faire le choix du détecteur qui fera l'objet de cette étude, et qui permettra de répondre à notre problématique. Parmi les critères du choix du détecteur on cite le coût, l'encombrement, la facilité de manipulation et une identification de canalisations à une profondeur qui dépasse un mètre avec fiabilité.

Le magnétomètre est un détecteur intéressant, mais le fait qu'il soit encombrant (cadre de 1m carré) et qu'il se limite aux métaux magnétiques et ferromagnétique, ne s'adapte pas bien à notre type d'application. Mais on s'intéresse quand même à ce type de détecteur dans les perspectives de notre étude pour une possibilité d'utiliser des cibles magnétiques. En ce qui concerne la technologie RFID, elle reste très sensible à la présence d'objets métalliques à son voisinage, ou à la présence d'autres étiquettes (autres canalisations), ce qui brouille les communications par l'activité simultanée des étiquettes. Sans oublier l'effet du sol et la présence de l'eau qui atténue les performances des RFID. La législation française et européenne limitent la puissance utilisée avec les RFID sur certaines fréquences pour des raisons de santé, ce qui empêche d'atteindre une distance de lecture de 1mètre.

Les détecteurs BFO ne peuvent pas assurer la fiabilité nécessaire exigée pour les raisons que nous avons détaillées auparavant. Les détecteurs PI qui sont largement répandus, présentent une limitation vis-à-vis de la nature géologique du milieu, leur sensibilité est nettement atténuée avec les sols minéralisés. Le fait que ces détecteurs utilisent uniquement une seule bobine pour l'émission et la réception, les rend impuissants en cas de présence de défauts.

Une étude détaillée, effectuée par [GUI 92], a abouti au choix du détecteur à balance d'induction. Ce choix a été maintenu par les travaux qui ont suivi sur le capteur et que nous avons aussi maintenus. Parmi les raisons pour lesquelles ce choix a été pris, notons essentiellement que les appareils utilisant ce type de technologie sont moins sensibles aux sols minéralisés et à la présence de

défaut. Leurs perfectionnements permettent, pour la plupart, de déterminer la nature du métal détecté. Leur conception est simple, ils sont portables, faciles d'emploi, d'un prix raisonnable et leurs performances restent assez correctes. Mais aucun d'entre eux n'a été étudié pour incorporer un système d'aide au diagnostic des signaux recueillis. Ils présentent cependant un attrait non négligeable pour le type de développement que nous entendons réaliser. Nous rappelons que notre objectif est d'avoir une reconnaissance fiable à une profondeur qui dépasse le mètre, pour un capteur de taille raisonnable. Or à ce jour aucun détecteur du commerce ne possède une sensibilité pour détecter à plus de 50 à 60 cm (en conservant une taille raisonnable). Nous allons voir d'une façon plus détaillée les capteurs à courants de Foucault et le principe de la balance d'induction.

### **I.3. Capteur à Courants de Foucault première génération**

Les techniques de contrôle non destructif utilisent beaucoup de principes physiques différents parmi lesquels les procédés basés sur les courants de Foucault occupent une place importante [STO 88] [PLA 89] [DAS 91] [SCH 91] [DAS 90]. Notre laboratoire en a fait un de ses principaux axes de recherche [BEL 98 a] [BEL 98 b] [BEL 99] [BEL00] [HUE 02] avec l'utilisation de capteurs plats à spires gravées sur plaques époxy. C'est donc ce type de capteur qui a été retenu comme base du système d'identification de l'ancien capteur.

Ces courants trouvent de très nombreux domaines d'application comme dans le chauffage par induction, les ralentisseurs électriques et la détection de fissures ouvertes en contrôle non destructif entre autres [OUK 97] [DUR 02] [SMI 03] [KLI 05] [TIA 05] [RIP 05] [BAG 05].

L'appareillage que nous allons décrire utilise un type particulier de capteur à courants de Foucault basé sur la balance d'induction. Les détecteurs électromagnétiques génèrent leur propre champ magnétique qui sera ensuite mesuré par une bobine de réception. Toute présence d'objet métallique ou conducteur dans la zone d'intérêt entraîne une variation de la répartition des lignes de champ, donc une modification du coefficient de couplage entre les bobines d'émission et de réception. Différentes configurations quant au nombre et à la forme des bobines existent, chacune d'elle ayant un champ d'application plus spécifique, compte tenu de la forme du champ électromagnétique émis.

Le choix s'est donc porté sur un détecteur électromagnétique de type balance d'induction pour la sensibilité particulièrement importante qu'il fournit, contrairement aux autres configurations. Nous allons présenter ce capteur qui représente le point de départ de nos travaux de recherche.

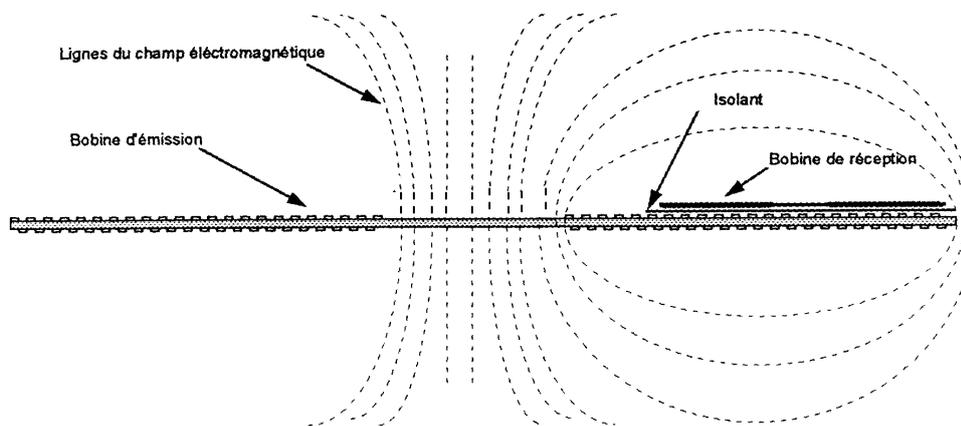
Ce type de capteur est également appelé détecteur à déséquilibre d'induction mutuelle. Il est caractérisé par une tête d'émission-détection constituée de deux enroulements. L'un permet le rayonnement du champ électromagnétique émetteur et fait partie intégrante d'un oscillateur. L'autre enroulement qui lui est couplé est le récepteur. Il a pour rôle de déceler les variations du champ électromagnétique émis, en présence d'éléments métalliques au voisinage de la tête.

Cet appareil est assez efficace dans la détection de cibles métalliques pour des gammes de distances définies dans notre cahier des charges. On peut facilement le mettre en œuvre à partir de

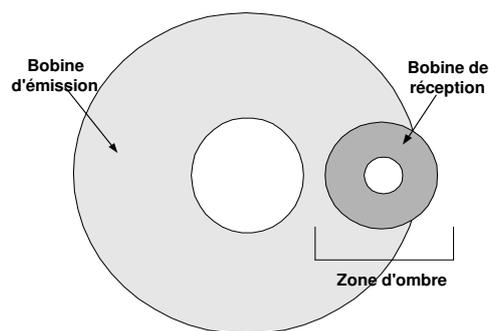
bobines plates gravées sur des supports époxy. De plus, son coût de réalisation est très raisonnable et il est facile à industrialiser.

Les figures I.1 et I.2 présentent la disposition relative, vue de profil et par le dessus, des deux bobines. L'élément sensible est constitué de deux bobines plates doubles faces accordées en l'absence de cible métallique. La bobine de réception est positionnée sur la bobine d'émission de manière à ce qu'elle soit traversée par un minimum de lignes de champ lors de l'activation de cette dernière. Elle se trouve donc placée dans la zone d'ombre du champ émis. La réduction du couplage direct est très néfaste à la sensibilité.

La première bobine génère un champ électromagnétique tandis que la seconde mesure toute variation de ce champ, due à la présence d'objets métalliques. Si l'on approche une cible métallique dans la zone de rayonnement du champ électromagnétique émis, un courant induit circule dans la bobine de réception. Son module et sa phase seront fonction de la position, de la nature, de la forme et de l'épaisseur de la cible.



**Figure I.1.** Vue de profil du positionnement des bobines



**Figure I.2.** Vue de dessus du positionnement des bobines

Les résultats des études précédentes [GUI 92] ont prouvé que la mesure de la phase permet d'obtenir un maximum de sensibilité du capteur, le signal généré par la bobine d'émission servant de référence. En effet, pour une distance capteur cible de plus de 50 cm, la variation d'amplitude devient quasiment nulle. La variation de phase, quant à elle, devient très faible lorsque la distance capteur-

cible est supérieure à 80 cm. Cette variation est obtenue à partir d'un montage de type détection synchrone.

Nous présentons un modèle électrique simple de la tête de détection en l'absence, puis en présence de cible métallique dans l'annexe I. Ce modèle permet de montrer que le déphasage entre l'intensité dans la bobine d'émission et la tension dans la bobine de réception est lié à la distance capteur/cible. Dans le cas d'une cible bien définie et examinée de façon répétitive comme ce sera le cas dans l'étude qui va suivre, le déphasage est effectivement une image de la distance capteur/cible.

L'alimentation nécessaire au fonctionnement de l'électronique est assurée par un générateur externe. Le système est alimenté sous une tension continue de  $+24/-24$  Volts. Cette tension permet la génération d'un champ électromagnétique important, tout en assurant une consommation raisonnable. La figure I.5 présente la description générale de ce système expérimental.

Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant de ce chapitre, la définition des codes à identifier nécessite une mesure précise du déplacement relatif de la tête de détection. L'acquisition du signal sera réalisée par un opérateur se déplaçant au dessus de la canalisation enterrée. Or pour obtenir une réponse identique du détecteur en présence des cibles métalliques, ce déplacement devrait être effectué à une vitesse constante et toujours identique.

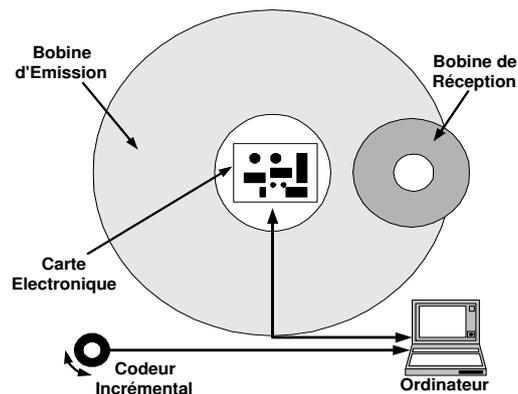


Figure I.5. Description générale du système de détection

Ceci n'est pas rigoureusement réalisable par un opérateur dans la pratique. Il a été décidé d'asservir l'échantillonnage du signal au déplacement relatif de la tête de détection par l'intermédiaire d'un codeur incrémental. Ce codeur est relié à l'axe d'une roue qui est solidaire de la partie mobile du capteur. Ce dispositif permet de s'affranchir de la vitesse de déplacement de l'opérateur. En effet, grâce aux impulsions fournies par le codeur incrémental, on peut échantillonner le signal de réponse du capteur. La période d'échantillonnage correspond à un déplacement relatif du détecteur de 4 millimètres.

La bobine d'émission doit être parcourue par un courant alternatif sinusoïdal qui crée le champ électromagnétique. Un circuit  $L-C$ , accordé à la fréquence de travail, est alimenté par un signal de commande qui délivre un courant périodique d'amplitude constante  $I_C$ . Ceci fournit le courant sinusoïdal nécessaire à la génération du champ électromagnétique.

La fréquence de travail est approximativement la fréquence optimale pour la détection d'aluminium. Les métaux précieux diamagnétiques ( $\mu_r < 1$ ) se détectent plus facilement avec une fréquence plus élevée, de l'ordre de quelques centaines de *KHz*. Tandis que les matériaux ferromagnétiques ( $\mu_r \gg 1$ ) obtiennent une réponse optimale pour les basses fréquences de l'ordre du *KHz*. Pour l'aluminium que nous utilisons, matériau paramagnétique ( $\mu_r = 1$ ) la sensibilité maximale se situe à une fréquence intermédiaire. La fréquence de travail a été déterminée de manière expérimentale vu l'épaisseur de la plaque d'aluminium utilisée ( $150 \mu m$ ). Cette fréquence est de  $9600 \text{ Hz}$ , elle a une faible dispersion dans la terre et reste moins sensible à la nature géologique des terrains.

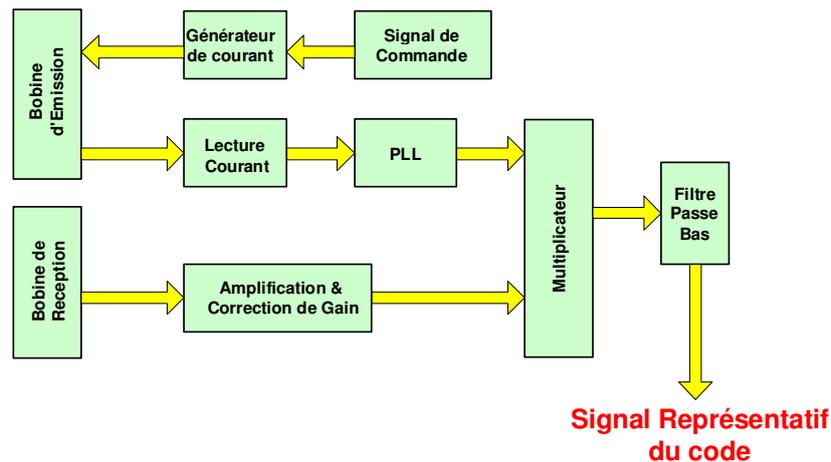


Figure I.7. Schéma de fonctionnement du capteur

Le signal de référence utilisé pour la détection synchrone doit être en phase avec le signal émis par la bobine. Pour éviter toute fluctuation entre le signal de commande et le courant circulant dans la bobine d'émission, nous utilisons un transformateur d'intensité dont l'enroulement primaire est en série avec cette bobine. Le faible nombre de spires au primaire ne perturbe pas l'impédance du circuit. L'image du courant est donc disponible au secondaire pour effectuer la détection synchrone.

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que pour obtenir une sensibilité maximum lors de la mesure de la phase par la détection synchrone, les signaux devaient être en quadrature. Or, quand la bobine de réception est placée dans la zone d'ombre de celle d'émission, le signal qu'elle fournit, bien que minimal en module, n'est pas forcément en quadrature avec celui de la bobine émettrice. Nous devons donc ajuster l'angle existant entre ces deux signaux pour les mettre en quadrature de phase. Pour ce faire nous utilisons un circuit à verrouillage de phase (Phase Locked Loop) qui nous permet de modifier la phase du signal de la bobine d'émission pris à la sortie du transformateur d'intensité. Grâce à cette manipulation nous nous assurons un niveau de performance élevé.

Le signal de la bobine de réception est d'abord mis en forme avant d'être traité par l'étage de détection synchrone. Ce signal est premièrement rendu sinusoïdal par une capacité qui accorde le circuit à la fréquence de travail. Il est ensuite amplifié et filtré par un filtre actif passe-bande centré sur cette fréquence de travail. Finalement son amplitude est maintenue constante par un montage de type correction automatique de gain (CAG). En effet, l'amplitude du signal aux bornes de cette bobine de

réception peut varier fortement lorsqu'une cible est très proche du détecteur. Pour éviter toute saturation qui fausserait la mesure du déphasage, une correction automatique du gain a été mise en place.

La détection synchrone est effectuée entre l'image du signal émis et celui de la bobine de réception et fournit leur déphasage. Celui-ci est représentatif de la présence de cible métallique. Nous obtenons donc un signal caractéristique du code à identifier.

#### I.4. Premier système de codage et prétraitement

Avant de présenter le principe de construction des différents codes à reconnaître, nous allons nous intéresser au choix du matériau métallique qui servira dans la fabrication de ces codes. Les matériaux utilisés pour la réalisation des codes doivent avoir obligatoirement une excellente conductivité électrique ( $\sigma$ ) pour être le siège de courants de Foucault. Mais ce choix doit aussi répondre à un critère supplémentaire qui est très important, à savoir, l'aspect économique. Une étude par [GUI 92] a montré que le choix de l'Aluminium comme matériau de fabrication des codes est optimal du point de vue conductivité électrique et coût de fabrication.

Il faut également tenir compte d'un autre facteur dans la fabrication des codes. L'épaisseur doit être déterminée en fonction de l'effet de peau. En effet, les courants de Foucault sont des courants de surface (cf. § III.1). Par définition, la profondeur de pénétration standard, notée  $\delta$ , est définie comme étant le point où l'intensité des courants de Foucault a diminué de 37% par rapport à la valeur en surface.

La valeur de  $\delta$  nous est donnée par la formule suivante :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma \cdot f}}$$

avec  $\mu_0$  : Constante magnétique ( $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ ),  $\mu_r$  : Perméabilité relative (1 pour les matériaux paramagnétiques), où  $\sigma$  est la conductivité électrique ( $\sigma = 1/\rho$ ) et  $f$  : fréquence (Hz).

A notre fréquence de travail de 9600 Hz, correspond une épaisseur de peau pour l'aluminium d'environ 1 mm. Malheureusement, pour des raisons évidentes de poids et de rigidité, il est illusoire d'utiliser une telle épaisseur dans la réalisation des codes. L'épaisseur maximum pouvant être intégrée dans le système de codage a été fixée à 150  $\mu\text{m}$ . Elle est compatible avec une fabrication industrielle des codes, notamment en ce qui concerne le poids du grillage obtenu, tout en assurant un niveau de performance suffisant quant à la génération des courants de Foucault.

Après avoir défini la nature du matériau constituant les codes, nous pouvons étudier leur conception.

##### I.4.1. Système de codage première génération

Ce principe a été développé initialement pour permettre la reconnaissance d'un nombre de codes relativement faible (4). Pour assurer la viabilité du système, il est impératif d'avoir un nombre

important de codes. Parallèlement à l'utilisation de ce système de codage, nous présenterons dans le dernier chapitre un nouveau concept, pour augmenter le nombre de codes et faciliter leur identification, qui est compatible et complémentaire à celui décrit ici. Les deux systèmes de codages sont utilisés ensemble mais chacun d'entre eux a ses propres méthodes de reconnaissance. Cela est logique puisque même s'ils se ressemblent dans la forme, ils restent différents dans le fond.

L'idée générale consiste à intégrer deux motifs métalliques, dont un est de longueurs variables, séparés par un espace vide qui est lui aussi de longueur variable. Les variations de ces différents éléments définissent plusieurs codes.

Un motif élémentaire du code se définit donc comme suit :

- Une bande métallique de longueur fixe sert de référence. Elle est désignée *étalon* et est caractérisée par la longueur unitaire.
- Un espace de longueur supérieure ou égale à celle de la bande étalon nommé  $X$  est un multiple de la moitié de la longueur étalon.
- Une deuxième bande, également de dimension variable dont la longueur suit la même loi que celle de la bande  $X$ , est dénommée  $Y$ .
- Un deuxième espace identique à celui défini précédemment est noté  $X$ .

Les codes sont constitués d'une succession de ces motifs élémentaires. Ils possèdent donc une symétrie par rapport au milieu de la bande  $Y$ , ce qui permet une lecture dans les deux sens de déplacement du capteur. L'élément étalon permet également l'estimation, par l'extraction de divers paramètres (aire du signal, longueur du code entier, longueur des pics à mi-hauteur...), de la distance capteur/cible, i.e. de la profondeur d'enfouissement. On a donc par ce principe défini un système de codes avec deux propriétés très importantes :

- ① Détermination de la profondeur d'enfouissement (tous les codes ont un élément identique).
- ② Lecture dans les deux sens, ceci est impératif sur le terrain.

La figure I.10 représente la définition d'un motif élémentaire ainsi que la réponse théorique idéale du détecteur en présence de ce code.

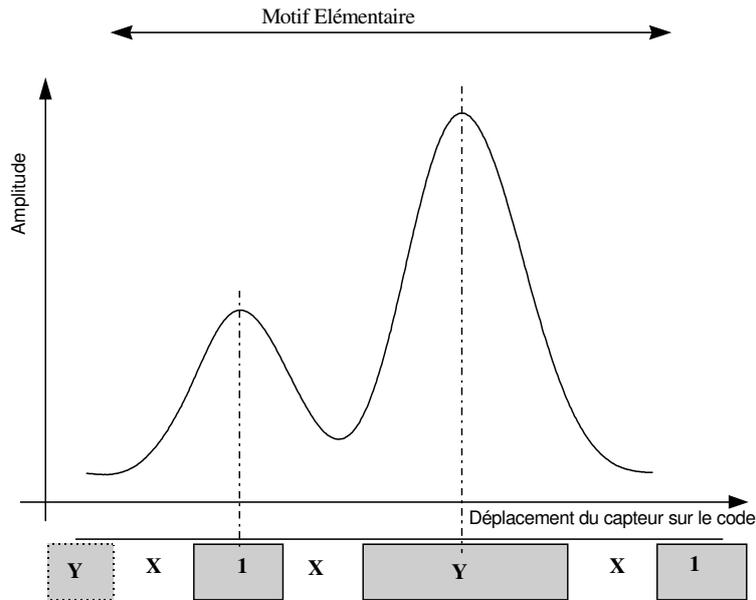


Figure I.10. Motif élémentaire d'un code et réponse idéale du capteur à la présence de ce code

Le concept de la variation des dimensions des éléments du code est illustré sur la figure I.11 qui montre un exemple de trois codes différents.

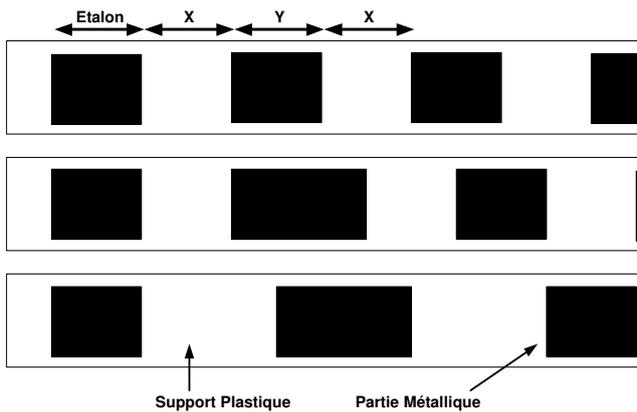


Figure I.11. Exemple du principe de codage

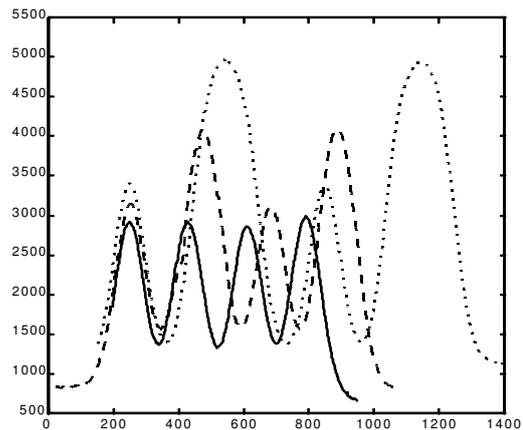


Figure I.12. Réponses mesurées aux codes de la figure I.11.

Sur la figure I.12 sont présentées les réponses du détecteur pour l'exemple explicatif de la figure I.11.

Ce principe de construction nous permet d'obtenir dans la pratique neuf codes différents. La figure I.13 présente la synthèse des neuf codes différents obtenus à partir du principe de variation de dimensions. Le choix de ce nombre de codes se justifie par le bon compromis qu'il réalise entre la longueur raisonnable des codes pour et la difficulté de les discriminer. En effet, pour des raisons pratiques nous ne pouvons pas augmenter indéfiniment la longueur des codes et de même nous ne pouvons pas créer des codes se ressemblant trop fortement.

Le motif de base constituant tous ces codes est l'élément étalon en aluminium d'épaisseur 150  $\mu\text{m}$ , de largeur 160 mm et de longueur 360 mm.

La largeur de la bande métallique du code a été définie pour être compatible avec la dimension des tranchées. La longueur quant à elle, a été déterminée par rapport aux performances du détecteur afin d'obtenir une réponse suffisante pour une profondeur d'enfouissement de  $1m$ .

Représentation des codes	Numéro code	Longueur en mm
	Code 1	1440
	Code 2	1620
	Code 3	1800
	Code 4	1980
	Code 5	2160
	Code 6	2160
	Code 7	2340
	Code 8	2520
	Code 9	2340

Figure I.13. Synthèse des neuf codes

Nous présentons donc maintenant sur la figure I.14 l'ensemble des réponses du capteur pour les neuf codes.

L'augmentation du nombre de codes initialement prévu entraîne une certaine similarité des différents codes qui nous oblige à étudier parfaitement la sensibilité du détecteur. En effet, la profondeur d'enfouissement modifie la forme des signaux obtenus ce qui compliquera la phase d'identification comme nous le verrons dans le chapitre IV.

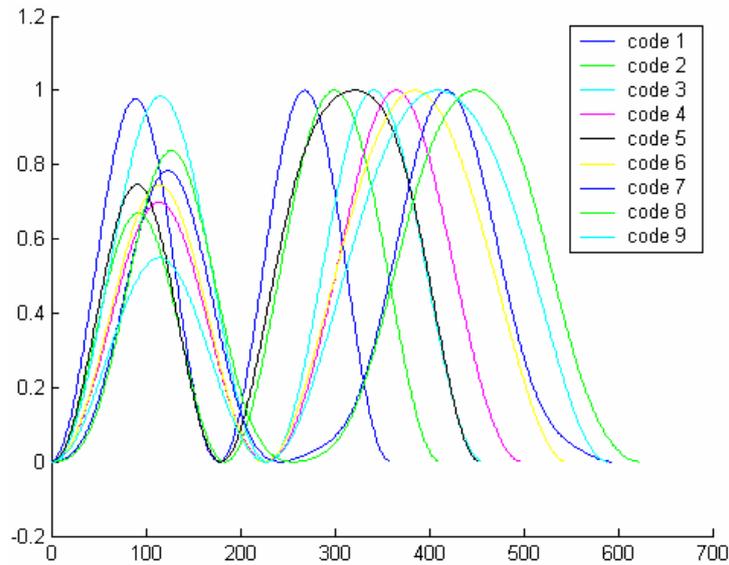


Figure I.14. Réponse du détecteur aux neuf codes

#### I.4.2. Prétraitement et séparation de sources

La phase de conditionnement des signaux est importante pour obtenir le meilleur résultat lors de l'utilisation des méthodes de reconnaissance. Les acquisitions réalisées sont entachées par un bruit parasite. Nous avons deux types de bruits : un bruit haute fréquence et un autre dans la même bande de fréquence que le signal.

Le bruit haute fréquence correspond à la présence continue, sur l'ensemble du signal, d'une perturbation d'amplitude et de fréquence pratiquement constantes. Le choix d'un filtre de type passe bas s'est imposé pour éliminer ce bruit, et sachant qu'il faut identifier les réponses fournies par le capteur grâce aux méthodes de reconnaissance de formes, son application ne doit pas modifier la forme de la réponse originelle non bruitée. Après plusieurs essais, le choix s'est porté sur un filtre numérique de Chebyshev passe-bas d'ordre 5, ayant un très faible taux d'ondulation dans la bande passante afin de minimiser la déformation du signal. Celui-ci fournit un très bon compromis entre l'élimination du bruit parasite et la conservation de la forme du signal.

Le bruit situé dans la même bande de fréquence que le signal utile est dû à la présence d'objet conducteur au voisinage du code enterré. L'élimination de ce type de bruit exige l'utilisation d'un outil spécifique à ce genre de problèmes: les techniques de Séparation Aveugle de Sources (SAS).

Ces techniques consistent à restituer des signaux indépendants, appelés sources, à partir d'un mélange linéaire de ces sources reçues sur plusieurs capteurs. La version initiale du capteur (figure I-5) a été étendue comme le montre la figure I-15.

L'intérêt d'utiliser les trois bobines ensemble est de pouvoir appliquer la SAS. Le positionnement des bobines (capteurs) est réalisé de façon à donner des observations complémentaires sur le code et un environnement proche.

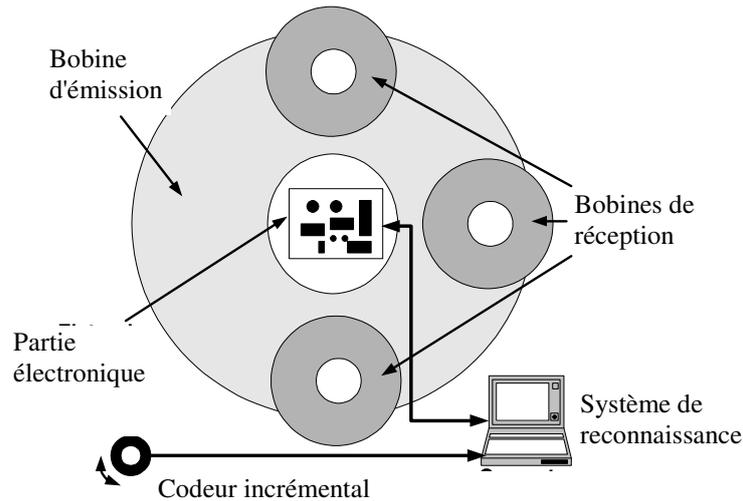


Figure 15 Capteur intégrant la SAS

L'application de la SAS nécessite certaines conditions :

- Le nombre de capteurs doit être supérieur ou égal au nombre de sources.
- Les sources doivent être statistiquement indépendantes.
- Le mélange des sources doit être linéaire.

La SAS est définie par le modèle suivant :  $X = A.S + N$

avec :  $X$  les signaux acquis par les capteurs.

$A$  la matrice de mélange des sources.

$S$  les signaux sources.

$N$  le bruit.

Les signaux observés  $X$  sont un mélange linéaire de sources inconnues, et la SAS consiste à déterminer la matrice de séparation  $\underline{B}$ , celle-ci étant une estimée de l'inverse de la matrice de mélange  $A$ .

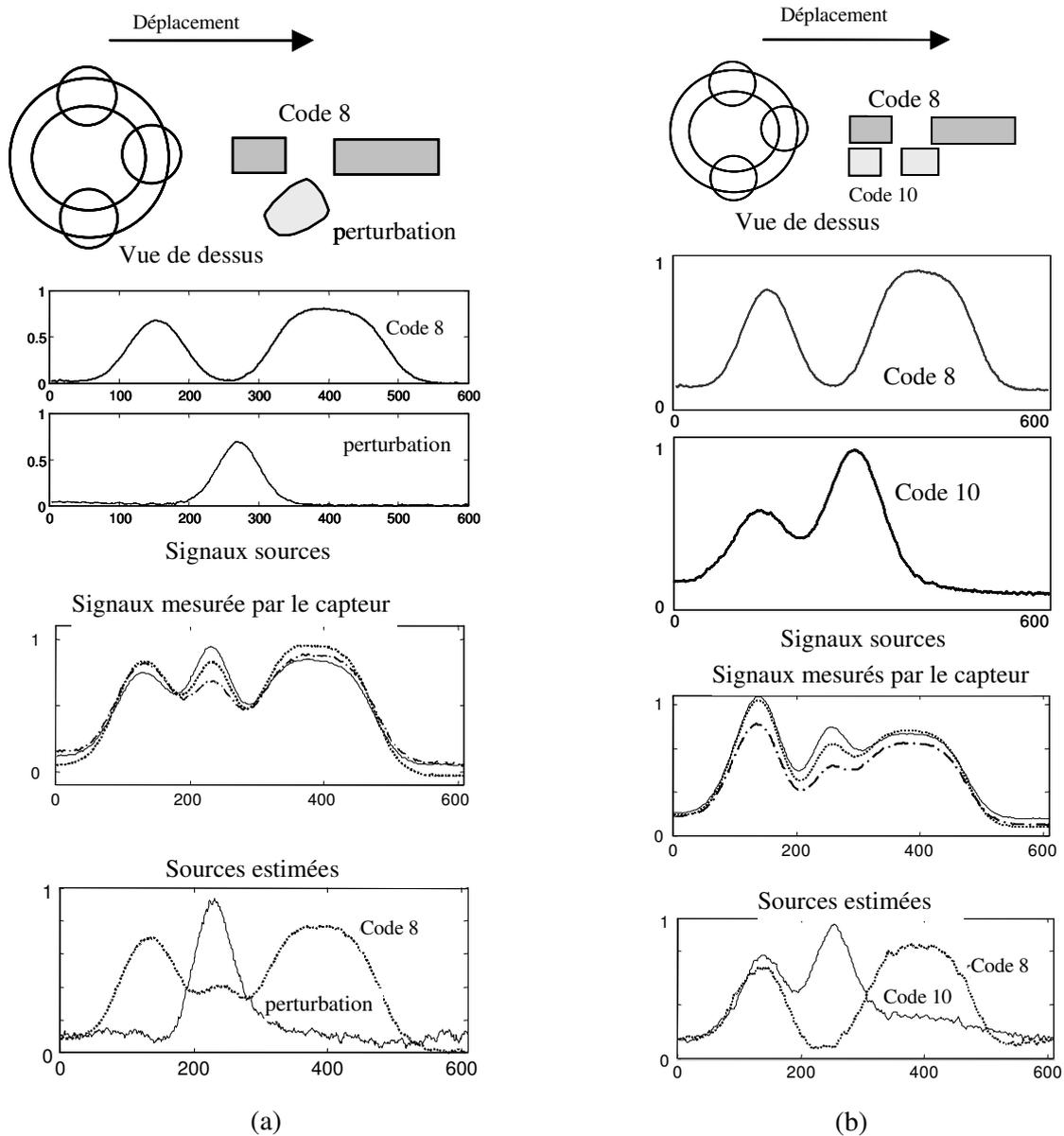
$$\underline{Y} = \underline{B}.X = \underline{B}.A.S + \underline{B}.N$$

$$\Rightarrow \underline{Y} = \Lambda.\Pi.S + \underline{B}.N$$

avec :  $\underline{Y}$  les sources estimées. On note que les variables estimées sont soulignées.

$\Pi$  est la matrice de permutations et  $\Lambda$  est la matrice des coefficients. Ces deux matrices sont calculées à partir de l'estimation de  $\underline{B}$ . Dans cette estimation nous considérons que les sources sont statistiquement indépendantes, ce critère sera cependant maximisé. L'estimation de la matrice de mélange peut être obtenue par :  $\underline{A} = \underline{B}^{-1}$ .

Il existe plusieurs algorithmes de SAS permettant d'estimer la matrice de séparation  $B$ , parmi ces algorithmes, on cite : JADE (Joint Approximate Diagonalization of Eigen matrices) [CAR 93] [CAR 98], ICA (Independent Components Analysis) [COM 94], SOBI (Second Order Blind Identification) [BEL 97 a] [BEL 00] et d'autres [ZIT 02]. Une comparaison de ces différents algorithmes a été réalisée par [GAL 98] [BED 03].



**Figure 16.** Exemples d'utilisation de SAS : (a) avec perturbation, (b) code au voisinage

Une étude réalisée par [HUE 02] a permis de démontrer que les conditions nécessaires pour appliquer les techniques de SAS sont réunies, notamment l'indépendance des sources et la linéarité du mélange. Cette étude s'est limitée au cas le plus fréquent, avec trois capteurs et deux sources. La figure I-16 représente deux exemples nécessitant l'usage de la SAS : la présence d'une perturbation au voisinage d'un code (figure I-16 (a)), et le cas de deux codes voisins (figure I-16 (b)). La SAS a permis un débruitage efficace et une estimation cohérente des sources reconstituées, ce qui permet une reconnaissance de formes performante.

Nous présentons brièvement les méthodes de reconnaissance utilisées pour l'identification du système de codage de première génération en annexe II.

## **I.5. Conclusion**

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté l'emploi d'un capteur à courants de Foucault associé à un système de codes conducteurs pour répondre au besoin d'identification des canalisations enterrées. Le capteur à balance d'induction qui a été développé, a été réalisé grâce à deux bobines plates doubles faces gravées sur des supports époxy, une technologie maîtrisée dans notre laboratoire. Ceci permet d'obtenir une très bonne sensibilité comme il a été montré, mais encore insuffisante par rapport au cahier des charges de notre partenaire industriel. Le système de codage de première génération associé à ce détecteur doit permettre grâce à la partie traitement du signal qui sera abordée dans les chapitres suivants, d'obtenir une identification des canalisations enterrées à grande profondeur.

Afin d'atteindre les performances désirées, une étude approfondie du capteur était une étape primordiale. Cette étude, par le passage par la modélisation, nous a permis de faire beaucoup de simulations dans l'objectif de trouver le modèle du capteur qui répond à nos exigences. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter cette modélisation en utilisant une méthode très prometteuse : la méthode des sources ponctuelles réparties.



---

***CHAPITRE II : Modélisation par la Méthodes des  
Sources Ponctuelles Réparties***

Les performances du capteur, sur lequel nous avons entamé nos travaux, ne satisfont pas entièrement les objectifs souhaités par nos partenaires industriels. C'est donc pour cette raison que l'optimisation du capteur et l'amélioration de ses caractéristiques, afin d'atteindre la reconnaissance des codes à 1 mètre de profondeur, était primordiale.

Le travail que nous allons présenter dans ce chapitre est issu d'un contrat de collaboration CNRS avec le laboratoire SATIE de l'École Normale Supérieure de Cachan.

Les lois du magnétisme et d'électromagnétisme tels que les équations de Maxwell sont complètes mais délicates en résolution analytique, que ce soit avec une géométrie simple ou complexe. Il semble donc plus intéressant de rechercher un modèle de capteur par des méthodes numériques de simulation du champ électromagnétique. Leur précision dépendra de la qualité de modélisation par rapport au cas réel, et la finesse du maillage qui détermine le nombre de points de calculs. Les méthodes à base d'éléments finis (EF) sont les plus utilisées pour ce genre de problématique, mais la description de la géométrie est longue et fastidieuse, surtout pour les géométries 3D les plus répandues [BUS 05] [NGU 05] [POL 06]. De surcroît, le temps de calcul est parfois rédhibitoire, ce qui oblige l'utilisateur à reformuler son problème en le simplifiant. Dans notre application, avec une distance entre le capteur et la cible de 1 mètre, une modélisation fine de l'espace est nécessaire et le temps de calcul serait énorme ainsi que la programmation des différentes simulations qui serait plus lourde à réaliser.

En ce qui nous concerne, nous étions prêts à faire toutes les modifications nécessaires sur le capteur afin d'obtenir une structure optimale, et avec une méthode EF, la phase d'optimisation reste compliquée. Une alternative existe avec une méthode de modélisation originale, qui ne possède pas ces inconvénients, à savoir la Méthode des Sources Ponctuelles Réparties (MSPR ou DPSM pour Distributed Point Source Method), développée au laboratoire SATIE par le Pr. D. Placko et son équipe [PLA01] [PLA02] [LIE 02 a] [LIE 02 b] [LEM 03]. Elle s'applique pour l'instant aux systèmes régis par les lois acoustiques ou électromagnétiques (équations de Maxwell statiques). Son avantage vient du fait qu'elle ne requiert que le maillage des interfaces, et les objets en volume sont traités par leurs interfaces extérieures. Tout le reste de l'espace d'étude n'a pas besoin d'être maillé, ce qui "allège" très sensiblement le "poids" des données à traiter. Il existe aussi d'autres méthodes exploitant les conditions aux limites telle que la méthode des éléments frontières, connue aussi par BEM Boundaries Elements Method [NGU 05].

Dans ce chapitre, nous présenterons tout d'abord les principes de la MSPR à travers un exemple simple d'une grandeur scalaire (potentiel), puis nous étendrons cet exemple à une grandeur vectorielle (champ magnétique). Concernant notre application, dans une première partie, nous allons modéliser le capteur à bobines plates par la MSPR, et nous analyserons les données de ce modèle notamment en les comparant à des données réelles.

Dans la seconde partie, nous aborderons le modèle à bobines « bobinées », et nous étudions comparativement les réponses des deux modèles. Par la suite, nous verrons la modélisation des codes enfouis et l'optimisation du codage. Finalement, dans le but d'orienter au mieux le champ émis vers la

cible, nous avons eu l'idée d'ajouter un couvercle magnétique. Ce dernier doit aussi permettre d'éliminer l'influence de l'environnement immédiat du capteur. Nous avons imaginé trois types de couvercles : plat, hémisphérique et conique, et nous avons modélisé le capteur avec chacune des trois structures. Nous présenterons la réponse en simulation du capteur avec les deux types de couvercle.

Nous terminerons par une conclusion sur les différents changements apportés par la modélisation et les perspectives envisagées dans le domaine magnétique avec des codes en nanocristallin.

## II.1. Principe

La Méthode des Sources Ponctuelles Réparties se fonde sur une distribution spatiale homogène de sources ponctuelles réparties au niveau des interfaces entre les différents milieux, voire des surfaces actives du capteur, comme l'exemple du potentiel scalaire illustré par la figure II.1 :

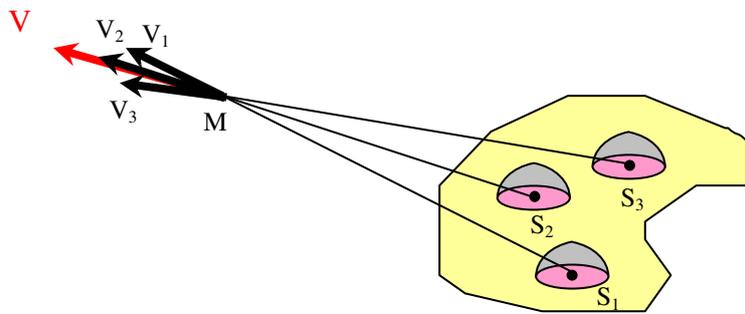


Figure II.1. Discrétisation de la surface active du capteur

La surface active  $s$  (en minuscule) est divisée en un nombre fini  $N$  de surfaces élémentaires  $\Delta s$ . Pour exemple, la figure II.1 montre la discrétisation d'une surface active associée à trois éléments hémisphériques. Le rayon  $r$  de ces hémisphères est calculé de façon à vérifier l'équation suivante :

*Surface totale =  $\Sigma$  surfaces des hémisphères*

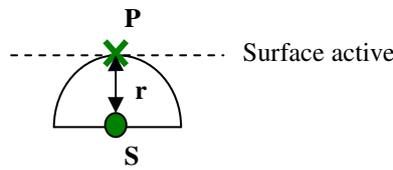
$$\text{Soit, dans ce cas : } S = \sum_{i=1}^3 \Delta S_i = N \times \Delta S_i = N \cdot 2\pi r^2 = 3(2\pi r^2) \quad (\text{II-1})$$

Au centre de ces hémisphères sont placées respectivement trois sources ponctuelles  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  (en majuscule). On s'intéresse à l'action de ces sources en un point  $M$ . En vertu du théorème de superposition, l'additivité des actions des sources crée en  $M$  le vecteur  $V$ , somme vectorielle des actions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$ .

Il est intéressant de noter que l'énergie (respectivement la puissance) émise par un tel système est le produit d'une quantité scalaire par le flux d'un vecteur (resp. par la dérivée temporelle du flux du vecteur). La grandeur scalaire est appelée potentiel scalaire  $\theta$ , la grandeur vectorielle est appelée champ  $V$ , et le flux de  $V$  à travers l'élément de surface  $dS$  est appelé  $\phi$ .

**II.1.1. Les sources ponctuelles**

Une source ponctuelle est représentée par la figure II.2 :



**Figure II.2.** Construction de la source ponctuelle<sup>1</sup>

Cette source est composée :

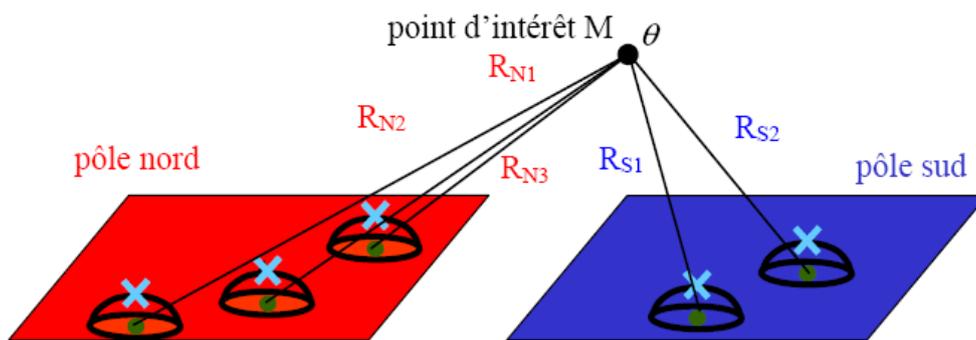
- D'un point  $P$  : c'est le point de calcul, dénommé point de collocation. C'est en ce point que les grandeurs sont calculées, ou fixées pour vérifier les conditions aux limites.
- D'un point  $S$  : c'est le point où la source est placée.

Ces deux points sont alignés selon la normale à la surface, et distants d'une valeur  $r$  définie selon l'équation II.1 comme l'indique la formule suivante :

$$r = \sqrt{\frac{s}{2\pi \cdot N}} \tag{II-2}$$

Cette valeur permet de remonter sans calcul supplémentaire à la valeur du flux total émis par l'ensemble des sources en ajoutant la contribution de chacune des sources ponctuelles. Cette distance qui sépare le point de la source du point de collocation, dépend de la densité du maillage et doit être suffisamment faible pour permettre une bonne résolution dans les calculs et assurer la convergence de la méthode. Nous reviendrons sur ce point dans le paragraphe II.1.2.2.

La figure II.3 représente un système magnétostatique très simplifié composé de deux surfaces actives, décomposé en un très petit nombre de surfaces élémentaires (respectivement 3 et 2).



**Figure II.3.** Ensemble es surfaces actives désignées par le pôle nord et le pôle sud.

Sur cet exemple, les pôles nord et sud comportent respectivement 3 et 2 surfaces élémentaires, les charges étant respectivement positives et négatives. Le fait que les deux pôles soient sur le même plan n'est pas une condition nécessaire pour l'utilisation de la MSPR. Les grandeurs  $\theta$ ,  $V$  et  $\varphi$  sont calculées en un point  $M$  de l'espace. Nous rappelons le potentiel scalaire défini par l'équation suivante :

<sup>1</sup> [LIE 02 b]

$$\theta = \frac{1}{4\pi\mu_0} \cdot \frac{q}{R} \tag{II-3}$$

où  $q$  a la dimension d'un flux magnétique élémentaire.

Le champ magnétique  $H$  créé par ces sources représente la grandeur vectorielle de notre système

selon :  $\vec{V} = -\overrightarrow{\text{grad}} \theta = -\frac{d\theta}{dR} \Rightarrow V = \frac{-1}{4\pi\mu_0} \cdot \frac{q}{R^2}$

Le potentiel scalaire au point  $M$  peut être obtenu par la superposition des contributions de chaque source :

$$\theta(M) = K \left( \sum_{i=1}^5 \frac{q_{Ni}}{R_{Ni}} - \sum_{j=1}^3 \frac{q_{Sj}}{R_{Sj}} \right) \tag{II-4}$$

Où  $q_{Ni}$  (resp  $q_{Sj}$ ) représente la  $i^{\text{ème}}$  (resp  $j^{\text{ème}}$ ) source du pôle nord (resp du pôle sud),  $R_{Ni}$  (resp  $R_{Sj}$ ) la distance entre la la  $i^{\text{ème}}$  (resp  $j^{\text{ème}}$ ) source et le point M.

**II.1.2. Conditions aux limites**

La méthode ici présentée a pour objectif de retrouver la valeur des  $N$  sources, en imposant  $N$  conditions aux limites, et en ne considérant que deux surfaces actives, celles des pôles Nord et Sud précédemment définis. A ce stade, la MSPR permet de calculer les trois grandeurs  $\theta$ ,  $V$  et  $\varphi$ , à partir de la connaissance de chacune des sources  $q_{Ni}$  ou  $q_{Sj}$ .

**II.1.2.1. Conditions sur le potentiel magnétique scalaire  $\theta$**

On suppose que les valeurs des potentiels Nord et Sud sont respectivement fixées à :

$\theta_{\text{pôle Nord}} = \theta_N$  et  $\theta_{\text{pôle Sud}} = \theta_S$ . On rappelle que les sources ponctuelles sont placées au centre des hémisphères. Les points de calcul M sont fixés au sommet des hémisphères. Cette configuration est représentée figure II.4 :

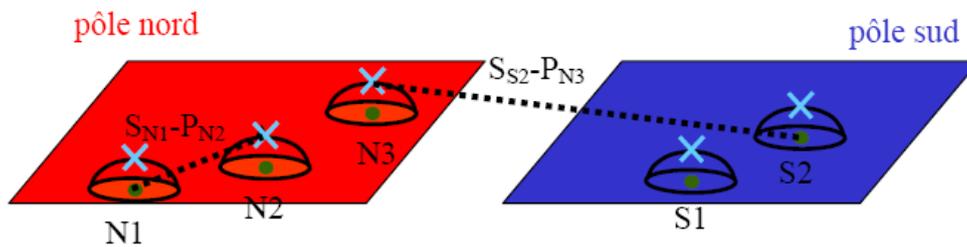


Figure II.4. Exemple de configuration à deux pôles<sup>2</sup>

Les deux tracés en pointillés gras représentent les distances de la 1<sup>ère</sup> source du pôle nord au point de collocation de la 2<sup>ème</sup> source du pôle nord, et de la 2<sup>ème</sup> source du pôle sud au point de la troisième source du pôle nord. Ce sont deux distances parmi les  $5 \times 5 = 25$  distances intervenant dans le calcul

<sup>2</sup> [LIE 02 b]

des grandeurs  $\theta$ ,  $V$  et  $\varphi$ . La contribution de chacune des sources en un point  $M_{Ni}$  s'exprime comme la somme vectorielle ou scalaire de l'action des 5 sources présentes dans cette géométrie.

On peut présenter cette propriété sous forme vectorielle :

$$\begin{pmatrix} \theta_{N1} \\ \theta_{N2} \\ \theta_{N3} \\ \theta_{S1} \\ \theta_{S1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_N \\ \theta_N \\ \theta_N \\ \theta_S \\ \theta_S \end{pmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} F_{N1N1} & F_{N1N2} & F_{N1N3} \\ F_{N2N1} & F_{N2N2} & F_{N2N3} \\ F_{N3N1} & F_{N3N2} & F_{N3N3} \\ F_{S1N1} & F_{S1N2} & F_{S1N3} \\ F_{S2N1} & F_{S2N2} & F_{S3N3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{N1S1} & F_{N1S2} \\ F_{N2S1} & F_{N2S2} \\ F_{N3S1} & F_{N3S2} \\ F_{S1S1} & F_{S1S2} \\ F_{S2S1} & F_{S2S2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} q_{N1} \\ q_{N2} \\ q_{N3} \\ q_{N4} \\ q_{N5} \end{pmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Où la fonction  $F$  représente l'inverse de la distance considérée, c'est-à-dire :

- $F_{NiNj} = 1/R_{NiNj}$  pour l'action de la  $j^{\text{ème}}$  source du pôle nord sur le sommet de la  $i^{\text{ème}}$  source du pôle nord.
- $F_{NiSj} = 1/R_{NiSj}$  pour l'action de la  $j^{\text{ème}}$  source du pôle sud sur le sommet de la  $i^{\text{ème}}$  source du pôle nord.
- $F_{SiNj} = 1/R_{SiNj}$  pour l'action de la  $j^{\text{ème}}$  source du pôle nord sur le sommet de la  $i^{\text{ème}}$  source du pôle sud.
- $F_{SiSj} = 1/R_{SiSj}$  pour l'action de la  $j^{\text{ème}}$  source du pôle sud sur le sommet de la  $i^{\text{ème}}$  source du pôle sud.
- $K = \frac{1}{4\pi\mu_0}$

L'équation (II-5) peut être étendue à un système de  $N_N$  sources sur le pôle nord et  $N_S$  sources sur le pôle sud, conduisant alors au système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} \theta_{N1} \\ \vdots \\ \theta_{N_{N_N}} \\ \theta_{S1} \\ \vdots \\ \theta_{S_{S_S}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_N \\ \vdots \\ \theta_N \\ \theta_S \\ \vdots \\ \theta_S \end{pmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} F_{N1N1} & \cdots & F_{N1N_{N_N}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{N_{N_N}N1} & \cdots & F_{N_{N_N}N_{N_N}} \\ F_{S1N1} & \cdots & F_{S1N_{N_N}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{S_S}N1} & \cdots & F_{S_{S_S}N_{N_N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{N1S1} & \cdots & F_{N1S_{S_S}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{N_{N_N}S1} & \cdots & F_{N_{N_N}S_{S_S}} \\ F_{S1S1} & \cdots & F_{S1S_{S_S}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{S_S}S1} & \cdots & F_{S_{S_S}S_{S_S}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} q_{N1} \\ \vdots \\ q_{N_{N_N}} \\ q_{S1} \\ \vdots \\ q_{S_{S_S}} \end{pmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Soit en notation concaténée :

$$\begin{pmatrix} \theta_{N1} \\ \vdots \\ \theta_{N_{N_N}} \\ \theta_{S1} \\ \vdots \\ \theta_{S_{S_S}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [\theta_N] \\ [\theta_S] \end{pmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} [F_{NN}] & [F_{NS}] \\ [F_{SN}] & [F_{SS}] \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} [q_N] \\ [q_S] \end{pmatrix} = K \cdot [F] \cdot \begin{pmatrix} [q_N] \\ [q_S] \end{pmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Avec  $F_{NN}$  matrice de dimensions  $N_N \times N_N$ ,  $F_{NS}$  matrice de dimensions  $N_N \times N_S$ ,  $F_{SN}$  matrice de dimensions  $N_S \times N_N$ ,  $F_{SS}$  matrice de dimensions  $N_S \times N_S$ ,  $\theta_N$  et  $q_N$  vecteurs de dimension  $N_N \times 1$ , et  $\theta_S$  et  $q_S$  vecteurs de dimension  $N_S \times 1$ .

### II.1.2.2. Résolution du problème

A ce stade du calcul, la MSPR établit la relation matricielle liant le potentiel scalaire aux sources ponctuelles placées au centre des surfaces actives. Soit, d'après (II-7) :

$$\underbrace{[\theta]}_{\text{Connu}} = \underbrace{K \cdot [F]}_{\text{Connu}} \cdot [q] \quad (\text{II-8})$$

Dès lors, la matrice  $F$  étant inversible (voir le paragraphe suivant), on obtient :

$$[q] = K^{-1} \cdot [F]^{-1} \cdot [\theta] = K^{-1} \cdot [G] \cdot [\theta] \quad (\text{II-9})$$

où la matrice  $G$  est introduite comme l'inverse de  $F$ .

De par sa construction, la matrice  $F$  possède les propriétés suivantes :

- matrice définie positive : tous les termes de la matrice sont des inverses de distances, voire de distances au carré. Ils sont donc strictement positifs.
- matrice non creuse : c'est un corollaire du point précédent, puisque qu'aucun terme de la matrice ne peut être nul.
- matrice bien conditionnée: la matrice  $F$  n'est constituée que de termes  $1/R_{ij}$ , et on a systématiquement  $R_{ij} \geq r$ , ce qui revient à dire que la distance de la source  $S_j$  au point de calcul  $P_i$  est supérieure ou égale au rayon de l'hémisphère  $r$ . Il y a égalité lorsque  $j=i$ .
- matrice carrée : les dimensions des matrices  $F_{NN}$ ,  $F_{SN}$ ,  $F_{NS}$  et  $F_{SS}$  imposent que la dimension de la matrice  $F$  est  $(N_N+N_S) \times (N_N+N_S)$ . Les deux points précédents autorisent donc l'inversion de  $F$  [GOL 89], aucune valeur propre ne pouvant être nulle.
- la diagonale de  $F$  est constituée des diagonales de  $F_{NN}$  et  $F_{SS}$ . Cette diagonale a pour longueur  $(N_N+N_S)$ , et possède tous ses termes égaux à  $1/r$ , rayon des hémisphères élémentaires de surface  $ds$ .

Après avoir montré que la matrice  $F$  est inversible, ce qui est nécessaire par la suite pour obtenir une solution au problème. A partir de (II-9), on obtient :

$$\begin{pmatrix} q_{N_1} \\ \vdots \\ q_{N_N} \\ q_{S_1} \\ \vdots \\ q_{S_S} \end{pmatrix} = K^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{N_1 N_1} & \cdots & G_{N_1 N_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N_N N_1} & \cdots & G_{N_N N_N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} G_{N_1 S_1} & \cdots & G_{N_1 S_S} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N_N S_1} & \cdots & G_{N_N S_S} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} G_{S_1 N_1} & \cdots & G_{S_1 N_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{S_S N_1} & \cdots & G_{S_S N_N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} G_{S_1 S_1} & \cdots & G_{S_1 S_S} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{S_S S_1} & \cdots & G_{S_S S_S} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \theta_N \\ \vdots \\ \theta_N \\ \theta_S \\ \vdots \\ \theta_S \end{pmatrix} \quad (\text{II-10})$$

Avec l'équation de conservation du flux total qui impose :

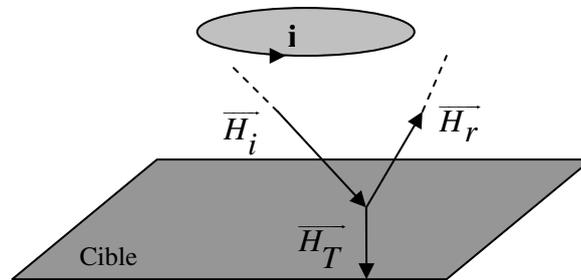
$$[q]_{\text{pôle nord}} = -[q]_{\text{pôle sud}} \Rightarrow [q]_{\text{totale}} = 0 \quad (\text{II-11})$$

L'équation (II.10) nous permet donc de remonter aux valeurs des sources  $q_N$  et  $q_S$ , dès que  $(N_N+N_S)$  conditions aux limites sont posées sur les  $N_N$  valeurs de  $\theta_N$  et  $N_S$  valeurs de  $\theta_S$ . Dès lors, connaissant la valeur des flux élémentaires de chacune des sources ponctuelles, il nous est possible de calculer les grandeurs scalaires et vectorielles dans tout l'espace.

### II.1.3. Prise en compte d'une interface

Dans l'exemple ci-dessous, nous voulons introduire la notion d'interface par l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques dans le vide mais aussi dans un milieu homogène isotrope (la cible). Nous avons un champ électromagnétique généré par une bobine traversée par un courant. Le champ total  $H_T$  est la somme du champ incident  $H_i$  et le champ réfléchi  $H_r$ :

$$\vec{H}_T = \vec{H}_i + \vec{H}_r$$



Le coefficient de réflexion  $\rho$  est défini comme le rapport de l'amplitude de l'onde réfléchi sur celle de l'onde incidente :  $\rho = \frac{\vec{H}_r}{\vec{H}_i}$

Dans le cas d'une cible en aluminium:  $\rho \approx 1$ .

Pour une cible magnétique:  $\rho \approx -1$ .

Nous revenons d'une manière plus détaillée sur les coefficients de réflexion dans le paragraphe (cf. § II.2.2).

### II.1.4. Notions de triplet

Au lieu de poser des conditions aux limites sur les grandeurs scalaires, on peut imposer des conditions aux limites vectorielles, ce qui multiplie par 3 le nombre de degrés de liberté du problème. A valeur d'exemple, dans le cas des systèmes magnétostatiques, la grandeur vectorielle du champ magnétique  $H$  est tel que :

$$H = -\text{grad } \theta.$$

Où  $\theta$  est le potentiel scalaire magnétique. Mais une source ponctuelle induit en un sommet trois composantes de champ. Donc, une source seule ne peut vérifier qu'une seule condition sur l'une de ces trois composantes : la condition sur la valeur, voire l'orientation, de la composante radiale seulement. Il est maintenant proposé de travailler non pas avec des sources ponctuelles mais avec des

triplets, les points de collocation des sphères restant toujours disposés dans le plan de la cible, comme indiqué sur la figure II-5<sup>3</sup>. Donc en chaque sommet, par addition vectorielle, les trois sources du triplet permettent d'ajuster les trois composantes du champ  $H$ . Le corollaire de ce choix est de conserver une matrice  $F$  carrée.

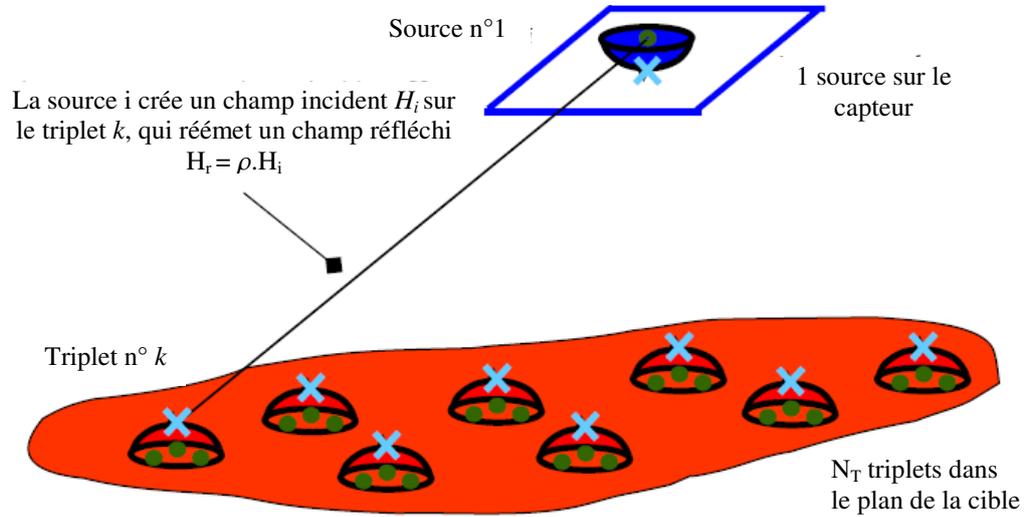


Figure II.5. Surfaces actives, présence des triplets<sup>4</sup>

Toujours à titre d'exemple, dans le cas des courants de Foucault pour un produit  $\sigma.f$  élevé ( $\sigma$  est la conductivité du matériau,  $f$  est la fréquence), le champ magnétique ne pénètre pas dans la cible ( $\rho \approx 1$ ). A proximité de la cible, le champ magnétique résultant est donc tangent à celle-ci. Avec un triplet, une telle condition s'obtiendrait, par exemple, en pondérant deux des sources à  $-\varphi$  et la troisième à  $+2\varphi$ .

### II.1.5. Calcul des matrices de couplage : réflexion et transmission

Le champ magnétique incident sur la cible créé par le capteur,  $\vec{H}_i$  est relié aux sources de flux du capteur  $\varphi_S$  par :

$$\vec{H}_i = M_{TS} \cdot \varphi_S \quad \text{II-12}$$

Où  $M_{TS}$  est la matrice de couplage entre le capteur  $S$  (Source) et la cible  $T$  (Target).

Le champ magnétique réfléchi, synthétisé par les triplets de la cible,  $\vec{H}_r$ , est relié aux sources du flux de la cible  $\varphi_T$ , par :

$$\vec{H}_r = M_{TT} \cdot \varphi_T \quad \text{II-13}$$

Où  $M_{TT}$  est la matrice de couplage entre les sources de la cible elle même.

Le champ émis par le capteur peut être comparé au champ théorique réfléchi par la cible, en introduisant la matrice  $RHO_T$  calculée à partir des coefficients de réflexion de la cible:

$$\vec{H}_r = M_{TT} \cdot \varphi_T = RHO_T \cdot \vec{H}_i = RHO_T \cdot M_{TS} \cdot \varphi_S \quad \text{II-14}$$

<sup>3</sup> Le maillage de la cible par des triplets revient à suréchantillonner le maillage de la cible par des sources simples d'un facteur 3.

<sup>4</sup> [LIE 02 b]

$$\Rightarrow \overline{\varphi}_T = C.\overline{\varphi}_S = M_{TT}^{-1}.RHO_T.M_{TS}.\overline{\varphi}_S \quad \text{II-15}$$

Par rapport au cas précédent, résolu sur une condition portant sur le potentiel, la matrice  $M_{TT}$  reste carrée, mais au lieu de comporter  $N_T * N_T$  points<sup>5</sup>, elle est de dimensions  $3N_T * 3N_T$ . La matrice  $M_{TS}$  est de dimensions  $3N_T * N_S$ .

Nous allons décrire la construction d'un triplet, elle est représentée par la figure II.6.a :

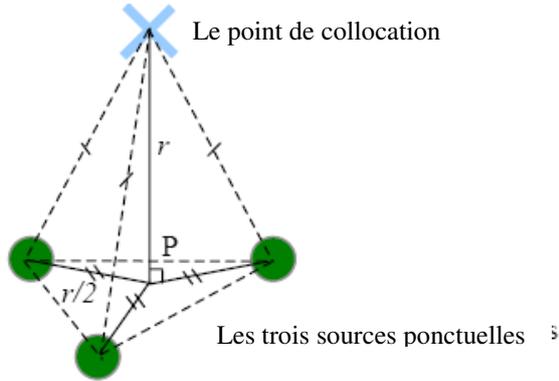


Figure II.6.a. Représentation d'un triplet

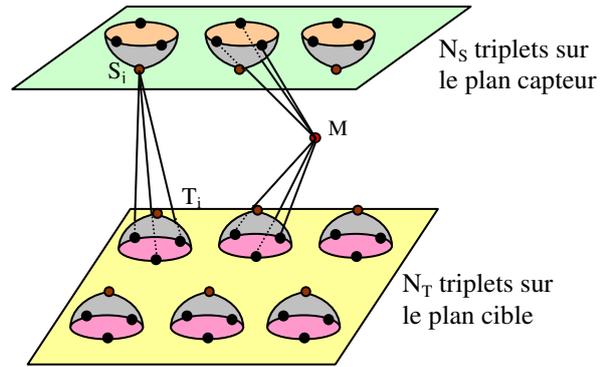
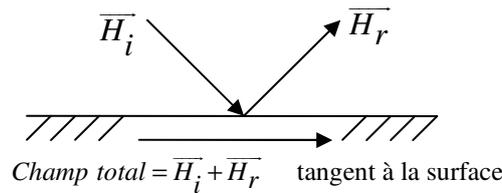


Figure II.6.b. Répartition des triplets sur les surfaces actives.

Sur cette dernière, on vérifie que les trois sources ponctuelles sont placées dans un même plan, ce

dernier étant situé à la distance  $r$  du point de collocation, où :  $r = \sqrt{\frac{S}{2\pi.N}}$

Les trois sources ponctuelles sont placées de manière à former le triangle équilatéral inscrit dans le cercle de rayon  $r/2$ . C'est par conséquent la distance qui sépare une source de la projection P du point de collocation dans le plan des sources.



La figure II.6.b nous montre un cas général de deux surfaces, capteur et cible. Les équations II-12, II-13 et II-14, restent valables, mais d'une manière plus large, on peut écrire :

$$\overline{H}_i = \begin{pmatrix} h_{ix} \\ h_{iy} \\ h_{iz} \end{pmatrix}, \quad RHO_T = \begin{pmatrix} \rho_T & 0 & 0 \\ 0 & \rho_T & 0 \\ 0 & 0 & -\rho_T \end{pmatrix}, \quad \overline{H}_r = \begin{pmatrix} \rho.h_{ix} \\ \rho.h_{iy} \\ -\rho.h_{iz} \end{pmatrix}$$

$\rho_T \approx 1$  (cible en aluminium et fréquence de travail élevée)

<sup>5</sup> Le nombre total de sources sur le capteur étant égal à N, et le nombre total de sources tripolaires sur la cible égal à  $N_T$ .

$$\vec{H}_r = RHO_T \vec{H}_i \hat{=} (M)(\Phi)$$

$\Phi$ : Contient les flux  $\varphi_i$  des  $N_s$  sources

$$\begin{pmatrix} M_{11} & \dots & \dots \\ \dots & M_{ij} & \dots \end{pmatrix} M_{ij} : \text{Matrice de couplage créé au point } i \text{ par la source } j.$$

Nous allons prendre l'exemple de la figure II.6.b, et nous allons calculer la matrice  $M_{TS}$  qui représente le champ créé par la source  $S_j (x_j, y_j, z_j)$  sur le triplet  $(a_i, b_i \text{ et } c_i)$  de la cible  $T_i (x_i, y_i, z_i)$ . Nous allons commencer par le calcul de la composante x du champ  $H_{TSx}$ .

Soit R la distance entre les points i et j, alors :

$$R_{i,j} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2}$$

$$\left. \begin{aligned} M_{TSax} &= \frac{F}{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot R_{i,j}^3} \cdot (ax_i - Sx_j) \\ M_{TSbx} &= \frac{F}{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot R_{i,j}^3} \cdot (bx_i - Sx_j) \\ M_{TScx} &= \frac{F}{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot R_{i,j}^3} \cdot (cx_i - Sx_j) \end{aligned} \right\} \Rightarrow M_{TSx} = \begin{bmatrix} M_{TSax} \\ M_{TSbx} \\ M_{TScx} \end{bmatrix} \quad \text{II-16}$$

F est le flux émis par la source dans un demi espace.

Et de la même façon, on calcule  $M_{TSy}$  et  $M_{TSz}$

$$\left. \begin{aligned} M_{TSx} &= \begin{bmatrix} M_{TSax} \\ M_{TSbx} \\ M_{TScx} \end{bmatrix} \\ M_{TSy} &= \begin{bmatrix} M_{TSay} \\ M_{TSby} \\ M_{TScy} \end{bmatrix} \\ M_{TSz} &= \begin{bmatrix} M_{TSaz} \\ M_{TSbz} \\ M_{TScz} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \Rightarrow M_{TS} = \begin{bmatrix} M_{TSx} \\ M_{TSy} \\ M_{TSz} \end{bmatrix} \quad \text{II-17}$$

Nous procédons au calcul de  $M_{TT}$ , de la même manière précédente, entre les points sources de la cible  $T_i$ . En connaissant tous les paramètres de l'équation II-15, nous pouvons calculer  $\varphi_T$ .

Le champ du point M (figure II.6.b) représente la somme du champ émis par le capteur S et le champ réfléchi par la cible T.

$$\vec{H}_M = \vec{H}_i + \vec{H}_r \quad \text{II-18}$$

Avant de terminer ce bref rappel sur la MSPR, je tiens à souligner que notre objectif était de donner un bref aperçu sur cette méthode avec des exemples qui se rapprochent de notre structure avant de traiter la problématique de notre application. Donc, pour approfondir ces notions, je recommande les documents suivants [LIE 02 b] [CRU 05] [PLA 03].

## II.2. Modélisation du capteur à bobines plates

Cette étude est consacrée à la modélisation d'un capteur à courants de Foucault à bobines plates, et son objectif est d'avoir une estimation des grandeurs physiques liées à ce capteur tel que le champ émis par la bobine d'émission, et le champ réfléchi par la cible.

Nous commençons cette étude par une description globale de la géométrie du capteur, dans laquelle nous détaillons les différentes dimensions de bobines d'émission et de réception ainsi que la cible. On se limite au cas d'une seule bobine de réception car le cas étendu de trois bobines de réception, présenté précédemment, n'a pas beaucoup d'intérêt à ce stade de l'étude. L'estimation des champs, essentiellement le champ émis et le champ réfléchi, sera réalisée au niveau du capteur à une profondeur de -5 mm, en prenant le sol comme une référence zéro, et Dans le plan de la cible à une profondeur de -1 mètre.

Un plan de coupe sera présenté ( $-5\text{mm} < z < -1\text{m}$ ) afin d'avoir une idée sur l'atténuation du champ émis avant d'atteindre la cible.

### II.2.1. Géométrie du capteur

Le capteur est constitué d'une bobine plate (bobine d'émission) de rayon intérieur de 5 cm et de rayon extérieur de 15 cm (2\*28 spires en spirale), d'une plaque d'aluminium de dimensions 30 cm×30 cm et d'une bobine de réception de rayon intérieur de 2 cm et de rayon extérieur de 5 cm (2\*28 spires en spirale). Il faut bien noter que le courant traversant la bobine d'émission est d'amplitude unitaire. Nous allons revenir sur les raisons de ce choix dans le chapitre suivant.

La figure II.7.a représente la géométrie de la bobine d'émission de ce capteur. La distance entre les deux bobines correspond à l'épaisseur de la plaque d'époxy, soit environ 1mm. La géométrie du capteur est présentée dans la figure II.7.b, et les résultats issus de ce modèle seront les champs magnétiques  $H$  émis et réfléchi dans un repère cylindrique  $(r, \theta, z)$ .

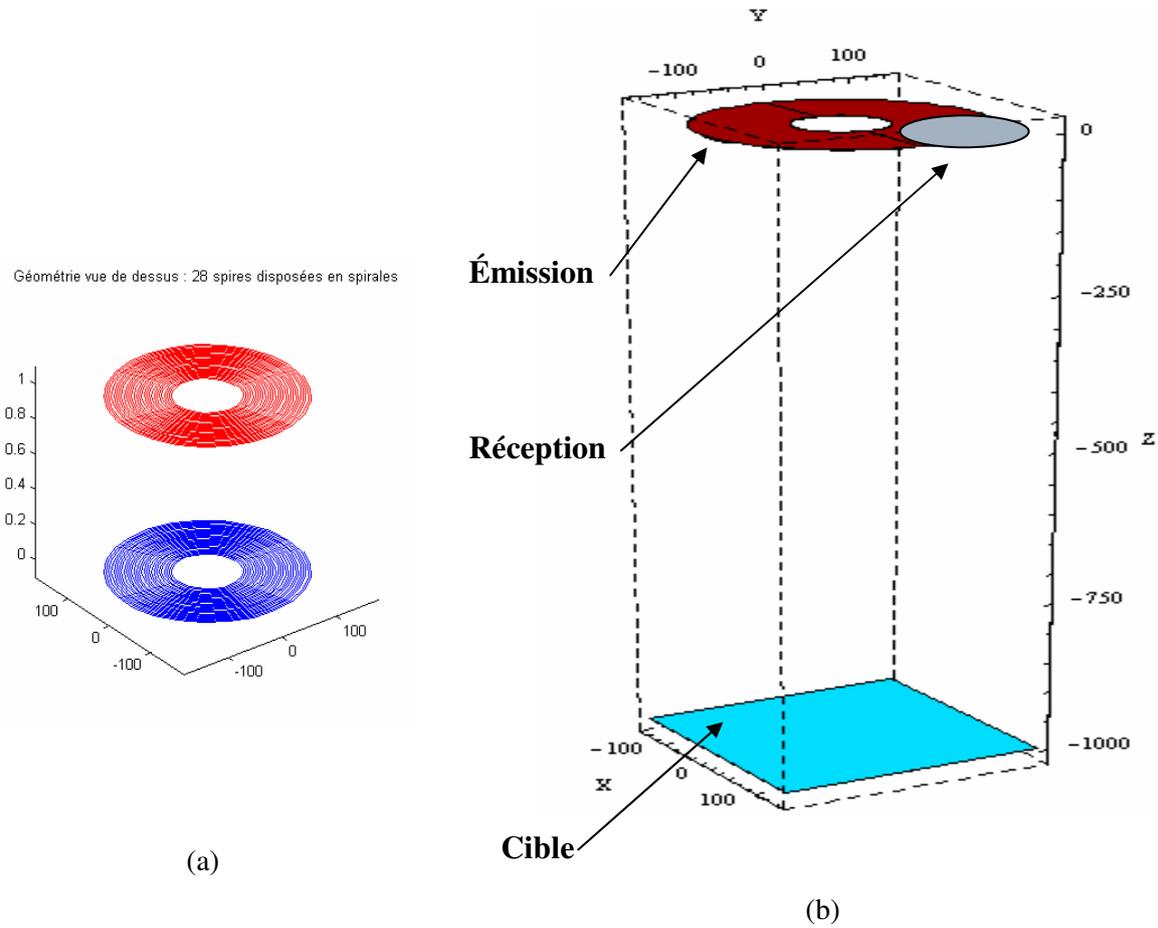


Figure II.7. (a) Géométrie de la bobine d'émission (en mm), (b) Géométrie du capteur (en mm)

[BIL 86] a montré que la bobine en spirale peut être assimilée à une distribution plate de courant si la distance séparant le plan des spires du point de mesure du champ est au moins supérieure à 10 fois la largeur entre deux spires.

En tenant compte de l'approximation précédente, la formule de Biot et Savart donne, pour le modèle présenté par la figure II.8, les expressions suivantes :

$$B_r(r, z) = -\frac{\mu_0}{2\pi} \frac{z}{R_2 - R_1} \int_0^\pi \int_{R_1}^{R_2} \frac{R_e \cos \alpha}{(r^2 + z^2 + R_e^2 - 2rR_e \cos \alpha)^{\frac{3}{2}}} dR d\alpha \quad \text{II-19}$$

$$B_z(r, z) = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{1}{R_2 - R_1} \int_0^\pi \int_{R_1}^{R_2} \frac{R_e^2 - rR_e \cos \alpha}{(r^2 + z^2 + R_e^2 - 2rR_e \cos \alpha)^{\frac{3}{2}}} dR d\alpha \quad \text{II-20}$$

Pour des raisons de symétrie  $B_\theta = 0$ .

Les systèmes de coordonnées cartésiennes et cylindriques du modèle sont présentées sur la figure II-8 :

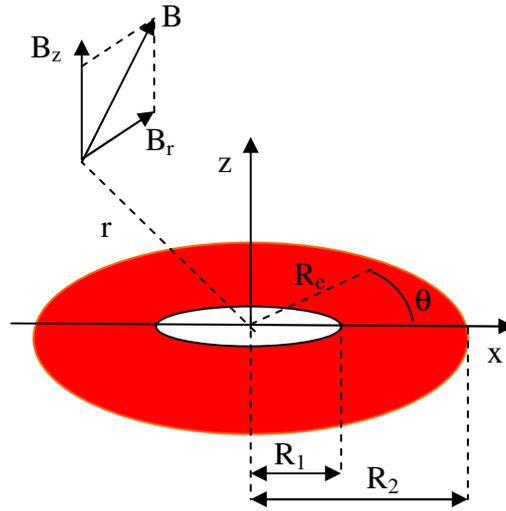


Figure II.8 Coordonnées cartésiennes et cylindrique du capteur

### II.2.2. Les coefficients de réflexion

L'étude de réflexion et de la transmission d'une onde à l'interface entre deux milieux peut conduire en utilisant comme modèle la ligne de transmission. Les phénomènes sur la ligne sont déterminés par les discontinuités d'impédance. Cette impédance d'onde en un point est le rapport de l'amplitude du champ électrique sur l'amplitude du champ magnétique en ce point:  $Z=E/H$ .

A partir des équations de Maxwell, Le coefficient de réflexion (appelé  $\rho$ ) peut s'écrire sous la forme [ASC 03] [ROS 02] [TEC]:

$$\rho = \frac{Z_{milieu1} - Z_{milieu2}}{Z_{milieu1} + Z_{milieu2}} \quad \text{II-21}$$

Où  $Z_i$ : L'impédance d'onde dans le milieu  $i$ .

Le fait que notre cible se trouve à 1m de profondeur dans le sol implique que le sol est le milieu 1 et la cible est le milieu 2. On peut écrire l'équation précédente sous la forme:

$$\rho = \frac{Z_{sol} - Z_{cible}}{Z_{sol} + Z_{cible}}$$

En prenant comme approximation la perméabilité et la permittivité du sol égales à celles de l'air:

$$Z_{sol} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120.\pi = 377\Omega, \text{ et } Z_{cible} = \sqrt{\frac{\mu_0\mu_r}{\epsilon_0\epsilon_r}} = Z_{sol}\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$$

Nous nous intéressons respectivement aux cas d'une cible paramagnétique (aluminium) et d'une cible magnétique:

Dans le premier cas, la permittivité électrique  $\epsilon_r$  est très élevée [POP 05] ( $\mu_r = 1$ )  $\Rightarrow \rho_{aluminium} \approx 1$ .

Dans le second cas, c'est la perméabilité relative  $\mu_r$  qui est très élevée ( $10^3$  à  $10^4$ )  $\Rightarrow \rho_{magnétique} \approx 1$ .

Nous allons utiliser le principe des images électriques pour expliquer le comportement physique d'une cible (paramagnétique et magnétique) présente dans un champ électromagnétique [DUF 93] [DUF 94].

Cible paramagnétique:

En hautes fréquences et avec une cible très conductrice ( $\sigma \rightarrow \infty$ ), les lignes du champ sont parallèles à la surface du matériau comme le montre la figure suivante:

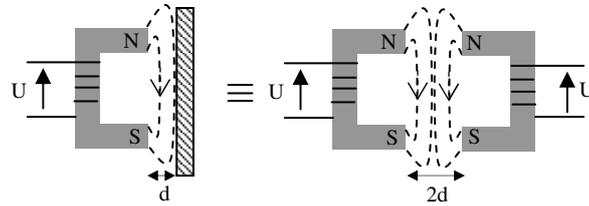


Figure 8.a. Principe de l'image électrique pour un matériau très conducteur en hautes fréquences

La cible se comporte comme une image électrique qui génère un flux magnétique identique à celui de la source réelle, et le champ résultant est tangentiel à la surface de la cible.

Cible magnétique:

[DUF 94] confirme que le coefficient de réflexion d'une cible magnétique peut s'écrire sous la forme:

$$\rho_{Magnétique} = \frac{1 - \mu_r}{1 + \mu_r} \approx -1 \quad \text{II-22}$$

En basses fréquences et avec une cible très magnétique ( $\mu_r \rightarrow \infty$ ), les lignes du champ sont perpendiculaires à la surface du matériau (figure 8.b).

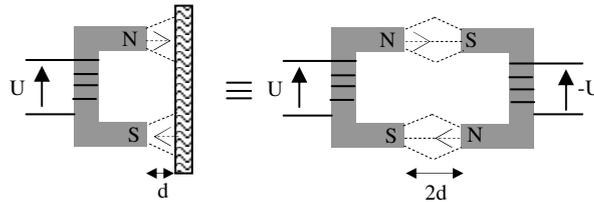


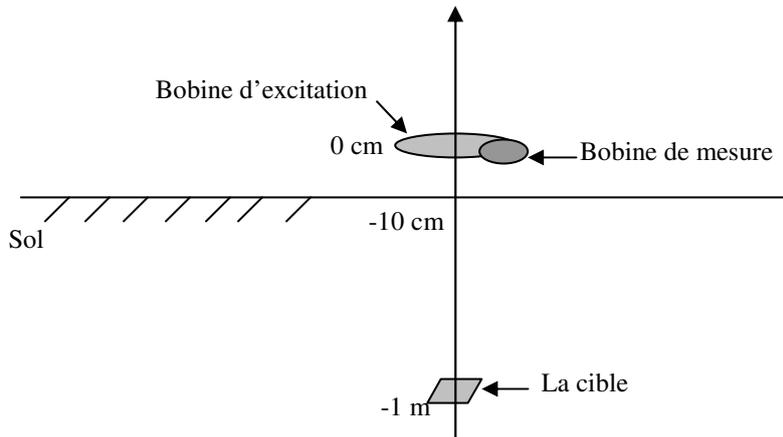
Figure 8.b. Principe de l'image électrique pour un matériau très magnétique en basses fréquences

La cible se comporte comme une image électrique qui génère un flux magnétique opposé à celui de la source réelle, et le champ résultant est perpendiculaire à la surface de la cible.

L'épaisseur de la cible qui est  $150 \mu\text{m}$  ainsi que l'effet de peau entre en jeu pour déterminer si le champ est entièrement réfléchi ou pas, et dans notre cas, nous savons que le champ émis n'est pas totalement réfléchi, sans pouvoir estimer les pertes du champ qui traverse la cible. Il faut noter que la valeur de  $\rho$  influe seulement sur l'amplitude du signal sans que sa forme ne change. Et nous considérons que  $\rho = +1$  tout au long des simulations qui vont suivre dans cette étude.

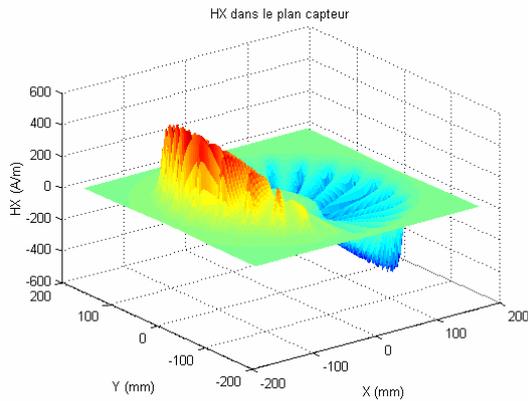
**II.2.3. Les champs émis et réfléchi**

Nous allons présenter la topographie du champ créé par la bobine d'excitation et de réception, et cela à deux niveaux : au niveau du capteur lui-même ( $z = -5\text{mm}$ ), et Dans le plan de la cible ( $z = -1\text{m}$ ).

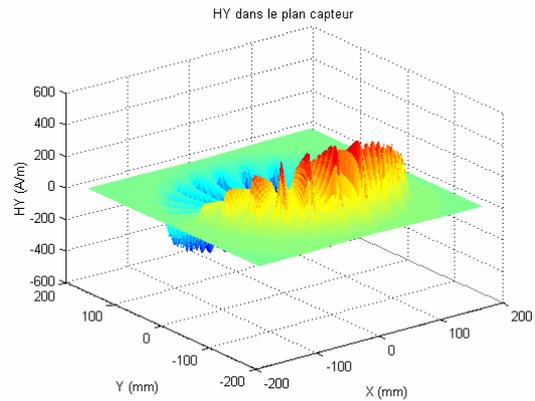


**II.2.3.1 Dans le plan de réception ( $z=-5\text{mm}$ )**

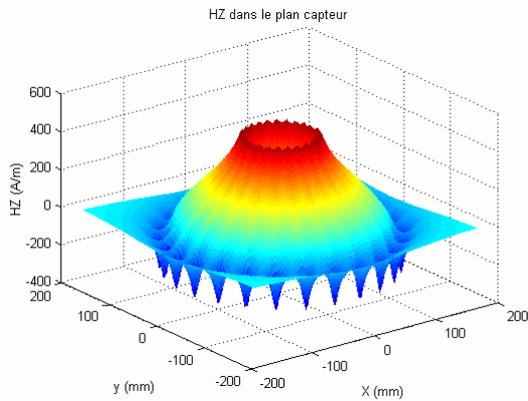
Les figures présentées ci-dessous représentent le module et les différentes composantes du champ émis  $H$ . L'aspect « crénelé » des courbes est dû au maillage (faible) pour afficher les résultats : chaque spire de la spirale étant découpée en 50 éléments de déplacement  $dl$ . Ces résultats sont en accord avec l'allure du champ magnétique  $H$ , qui n'a pas de composante en  $\theta$ .



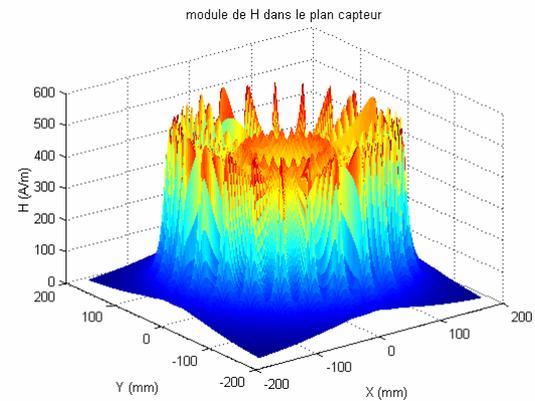
**Figure II.9.a : Composante Hx**



**Figure II.9.b : Composante Hy**



**Figure II.9.c : Composante Hz**



**Figure II.9.d : Module de H**

Le paragraphe précédent permet d'obtenir un ordre de grandeur de l'amplitude du champ magnétique incident  $H$ . La nouvelle simulation consiste à ajouter une cible, dont les dimensions et propriétés ont été rappelées auparavant, à une profondeur de 1 mètre. Examinons le champ réfléchi par les cibles dans un plan parallèle à celui du capteur, à une profondeur de 5 mm.

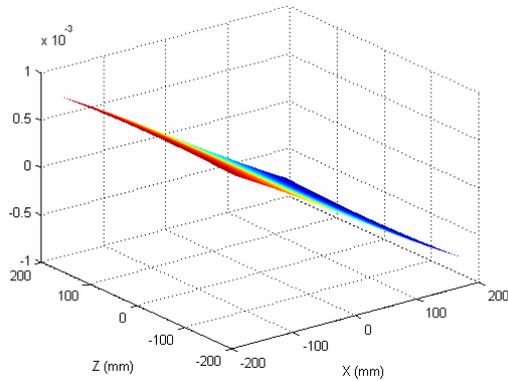


Figure II.10.a : composante Hx

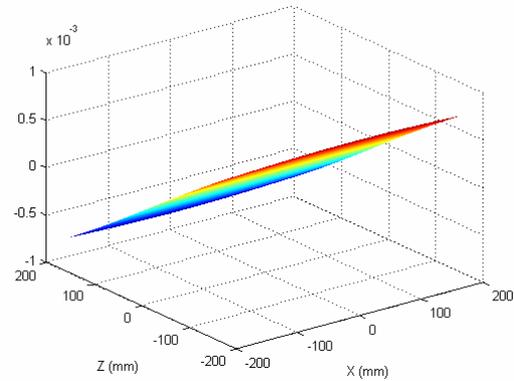


Figure II.10.b : composante Hy

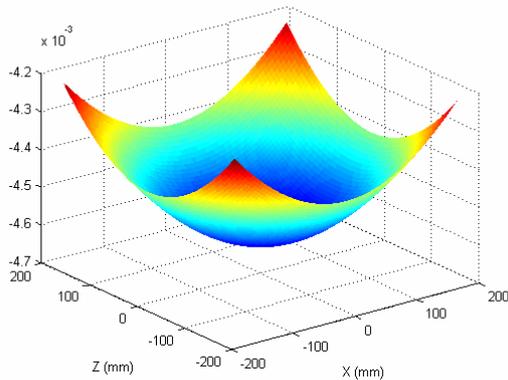
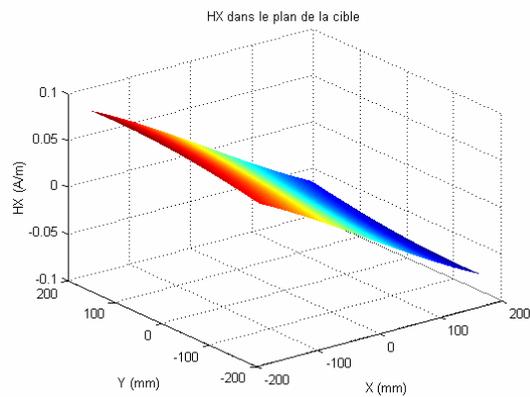


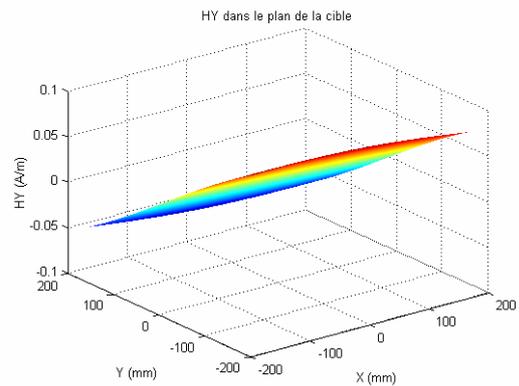
Figure II.10.c : Composante Hz

Les figures II.10.a-b-c montrent le résultat de cette simulation, elle permet de donner une estimation du champ réfléchi par la cible. Nous remarquons qu'il y a un grand écart entre les champs (émis-réfléchi), et cela est dû essentiellement à l'éloignement de la cible. Dans la pratique, l'effet du sol s'ajoutera en plus pour atténuer l'amplitude des champs.

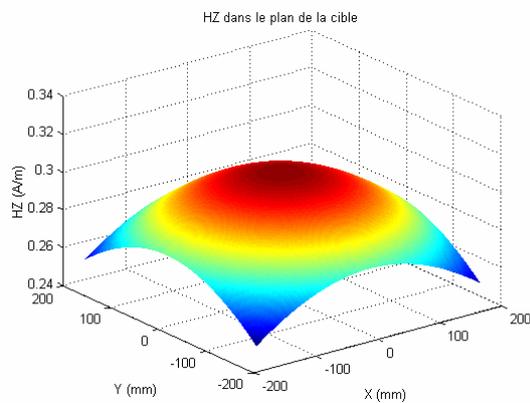
**II.2.3.2 Dans le plan de la cible (z =-1m)**



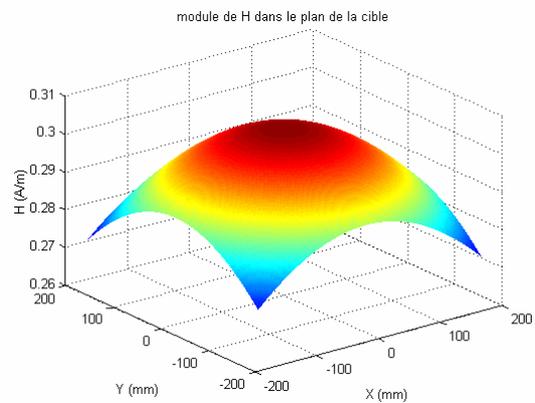
**Figure II.11.a :** Composante Hx



**Figure II.11.b :** Composante Hy



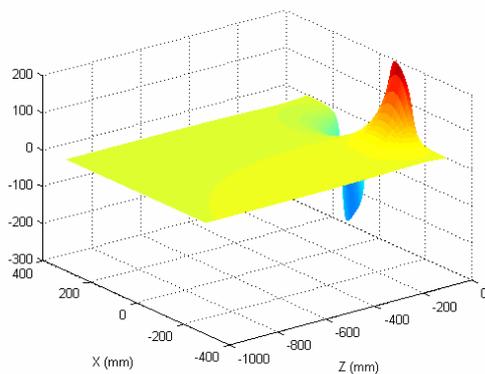
**Figure II.11.c :** Composante Hz



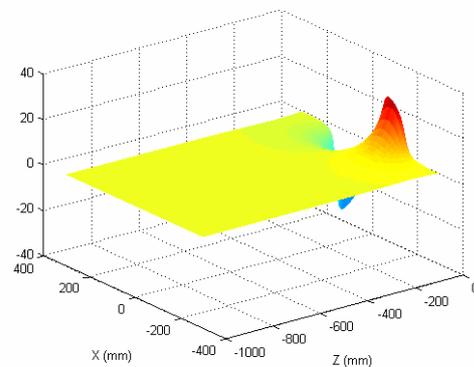
**Figure II.11.d :** Module de H

Il apparaît clairement que le champ inducteur possède une très faible amplitude à une profondeur de 1 mètre. Ce résultat attendu est confirmé par les simulations qui suivent. Il faut juste noter que le champ réfléchi à 1 mètre est presque le même que le champ émis (avec un signe près) puisque on considère qu'il y a une réflexion totale.

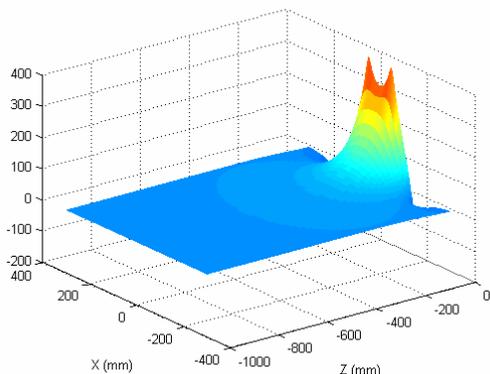
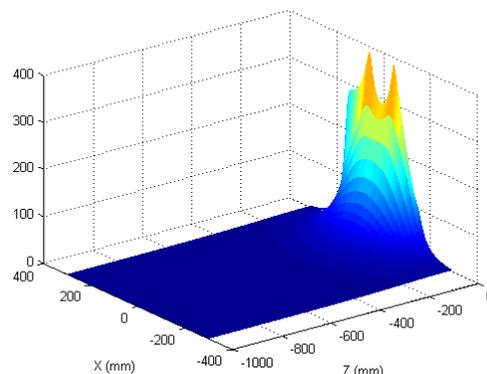
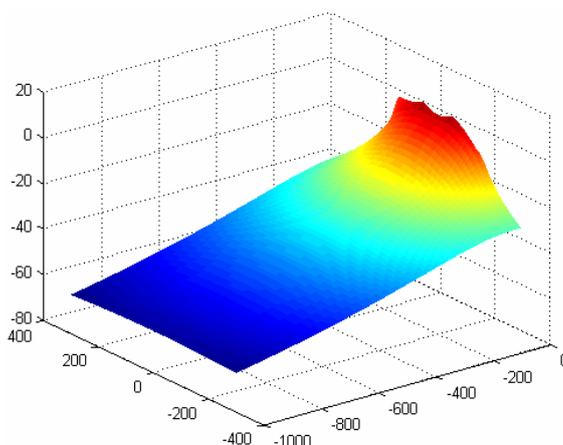
**II.2.3.3 Champ émis en plan de coupe (1m > z > -5mm)**



**Figure II.12.a :** Composante Hx



**Figure II.12.b :** Composante Hy

Figure II.12.c : Composante  $H_z$ Figure II.12.d : Module de  $H$ Figure II.13 : Module de  $H$  normé par sa valeur maximale (en dB)

L'atténuation du champ émis est en effet très importante à une profondeur de 1 mètre, et comme le montre la figure II.13, la valeur minimale est de  $-63$  dB. Donc, le champ réfléchi représente presque un millième ( $10^{-3}$ ) du champ émis.

Avec un faible champ réfléchi, il n'était pas possible de reconnaître un code à 1 mètre de profondeur, ce qui nous conduit à chercher un autre modèle de capteur plus performant, permettant de générer des champs plus importants et suffisants pour atteindre notre objectif.

### II.3. Modélisation du capteur à bobines « bobinée »

La configuration des bobines d'émission et de réception a été modifiée après plusieurs essais et réglages. La nouvelle version du capteur, avec tous ses changements, sera présentée en détail dans le chapitre suivant. Nos simulations dans cette partie tiendront compte de cette nouvelle configuration. La bobine d'émission est de diamètre 24 cm, et 85 spires alors que la bobine de réception est de 16 cm de diamètre, et de 75 spires. Nous revenons sur l'optimisation et positionnement des bobines dans le paragraphe II.4. La modélisation MSPR utilisait la formule de Biot et Savart pour modéliser les spires inductrices. Ces spires sont considérées comme des polygones dont les côtés constituent l'élément de

courant  $I \cdot dl$  de la formule de Biot et Savart. Par construction, ces spires sont immatérielles, l'inducteur à 85 spires est considéré dans la modélisation comme 85 fois une seule spire.

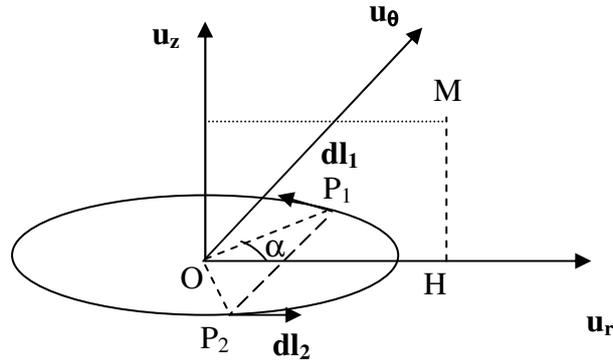


Figure II.14. Coordonnées cartésiennes du modèle

Le système présente une symétrie de révolution donc on peut bien choisir un système d'axes tel qu'il est représenté sur la figure II.14.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_{C_1} \left( \frac{d\vec{l}_1 \wedge \overline{MP}_1}{\|\overline{MP}_1\|^3} + \frac{d\vec{l}_2 \wedge \overline{MP}_2}{\|\overline{MP}_2\|^3} \right) \quad \text{II-26}$$

Calcul des coordonnées cylindriques :

$$\overline{MP}_1 = -\overline{OM} + \overline{OH} + \overline{HP}_1$$

$$\overline{MP}_2 = -\overline{OM} + \overline{OH} + \overline{HP}_2$$

donc :

$$d\vec{l}_1 = \begin{pmatrix} -R \sin \alpha \\ R \cos \alpha \\ 0 \end{pmatrix} d\alpha, \overline{MP}_1 = \begin{pmatrix} r - R \cos \alpha \\ -R \sin \alpha \\ z \end{pmatrix}$$

$$d\vec{l}_2 = \begin{pmatrix} R \sin \alpha \\ R \cos \alpha \\ 0 \end{pmatrix} d\alpha, \overline{MP}_2 = \begin{pmatrix} r - R \cos \alpha \\ R \sin \alpha \\ z \end{pmatrix}$$

et :

$$\|\overline{MP}_1\| = \|\overline{MP}_2\| = \sqrt{r^2 + R^2 + z^2 - 2Rr \cos \alpha}$$

d'où :

$$\vec{dl}_1 \wedge \vec{MP}_1 = \begin{pmatrix} Rz \cos \alpha \\ Rz \sin \alpha \\ R^2 - Rr \cos \alpha \end{pmatrix}$$

$$\vec{dl}_2 \wedge \vec{MP}_2 = \begin{pmatrix} Rz \cos \alpha \\ -Rz \sin \alpha \\ R^2 - Rr \cos \alpha \end{pmatrix}$$

donc :

$$B_r(r, z) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \int_0^\pi \frac{Rz \cos \alpha}{(r^2 + R^2 + z^2 - 2Rr \cos \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha$$

$$B_\theta(r, z) = 0$$

$$B_z(r, z) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \int_0^\pi \frac{R^2 - Rr \cos \alpha}{(r^2 + R^2 + z^2 - 2Rr \cos \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha$$

Calcul des coordonnées cartésiennes :

$$d\vec{l} = \begin{pmatrix} -R \sin \alpha \\ R \cos \alpha \\ 0 \end{pmatrix} d\alpha$$

$$\vec{r} = \vec{MP} = \vec{MO} + \vec{OP} = \begin{pmatrix} -R \sin \alpha \\ R \cos \alpha \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x - R \sin \alpha \\ y + R \cos \alpha \\ z \end{pmatrix}$$

$$\|\vec{r}\| = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2 + R^2 - 2xR \cos \alpha - 2yR \sin \alpha}$$

$$d\vec{l} \wedge \vec{r} = \begin{pmatrix} -R \sin \alpha d\alpha \\ R \cos \alpha d\alpha \\ 0 \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} x - R \sin \alpha d\alpha \\ y + R \cos \alpha d\alpha \\ z \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} -Rz \cos \alpha d\alpha \\ Rz \sin \alpha d\alpha \\ (-Ry \sin \alpha + R^2 \sin^2 \alpha - Rx \cos \alpha + R^2 \cos^2 \alpha) d\alpha \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -Rz \cos \alpha d\alpha \\ Rz \sin \alpha d\alpha \\ (R^2 - Ry \sin \alpha - Rx \cos \alpha) d\alpha \end{pmatrix}$$

$$B_x(x, y, z) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{Rz \cos \alpha}{(x^2 + y^2 + z^2 + R^2 - 2xR \cos \alpha - 2yR \sin \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha$$

$$B_y(x, y, z) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{Rz \sin \alpha}{(x^2 + y^2 + z^2 + R^2 - 2xR \cos \alpha - 2yR \sin \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha$$

$$B_z(x, y, z) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R^2 - Rx \cos \alpha - Ry \sin \alpha}{(x^2 + y^2 + z^2 + R^2 - 2xR \cos \alpha - 2yR \sin \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha$$

L'équation II-26 (formule de Biot et Savart) nous permet de calculer d'une façon analytique le champ émis par la bobine en absence de cible. Les résultats obtenus se rapprochent de ceux issus de la modélisation par MSPR. Nous allons utiliser cette dernière pour modéliser notre capteur, et calculer le champ réfléchi par la cible. L'équation II-14 devient

$$\vec{H}_r = M_{TT} \cdot \vec{\phi}_T = RHO_T \cdot \vec{H}_i = RHO_T \cdot M_{TS} \cdot \vec{I}_S \quad \text{II-27}$$

$$\Rightarrow \vec{\phi}_T = M_{TT}^{-1} \cdot RHO_T \cdot M_{TS} \cdot \vec{I}_S \quad \text{II-28}$$

Le champ émis par une source de courant i.dl, selon la loi de Biot et Savart, est comme suit :

$$H_{TS} = \frac{N \cdot I_s}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{d\vec{l} \wedge \vec{R}}{R^3} \quad \text{II-29}$$

On rappelle :  $R = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2}$

Avec  $N$  le nombre de spires de la bobine d'émission et  $I_s$  le courant qui la traverse.

D'une manière similaire aux calculs de l'exemple de la figure II.6.b, nous calculons  $M_{TSx}$ ,  $M_{TSy}$  et  $M_{TSz}$ , afin d'obtenir le champ créé par la bobine sur la cible.

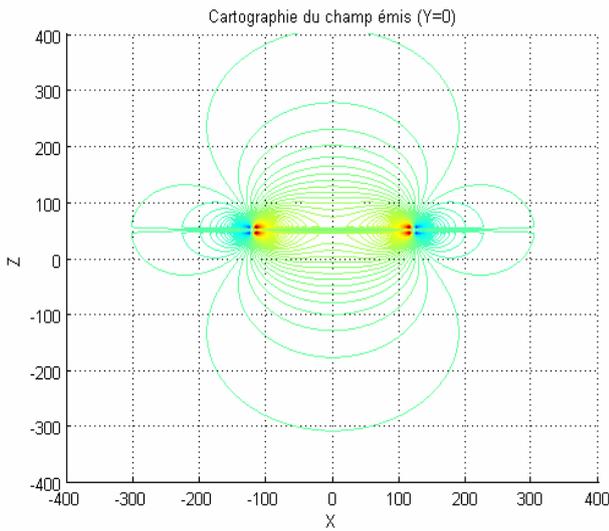
$$M_{TS} = \begin{bmatrix} M_{TSx} \\ M_{TSy} \\ M_{TSz} \end{bmatrix} \quad \text{II-30}$$

Pour calculer le champ créé par la cible sur elle-même  $M_{TT}$ , nous utilisons les équations II.16 et II.17. Après avoir calculé  $M_{TS}$  et  $M_{TT}$ , nous pouvons résoudre l'équation II.28 et obtenir le flux au niveau de la cible.

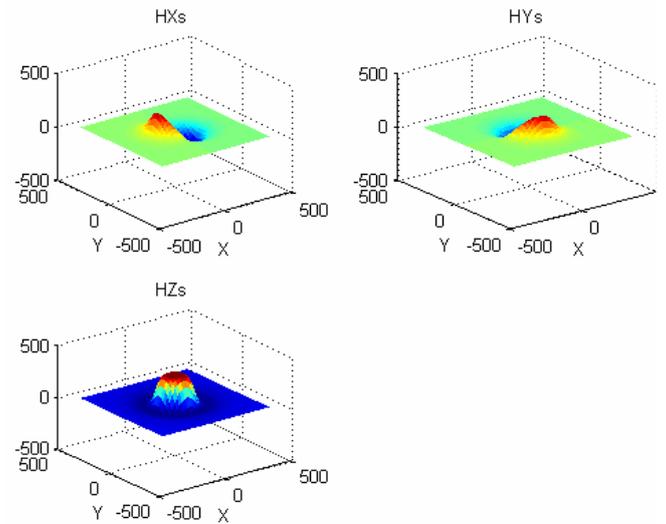
### II.3.1. Champs émis et réfléchi

En utilisant la nouvelle configuration du capteur, la cartographie du champ au niveau de la bobine d'émission (coupe sur  $y = 0$ ), nous permet de voir la distribution des lignes du champ sur le plan  $X-Z$  (figure II.15.a). Nous présentons ensuite, en 3 D, les différents champs, émis et réfléchi, et cela au niveau de la bobine de réception ( $z = -5\text{mm}$ ), et Dans le plan de la cible ( $z = -1\text{m}$ ).

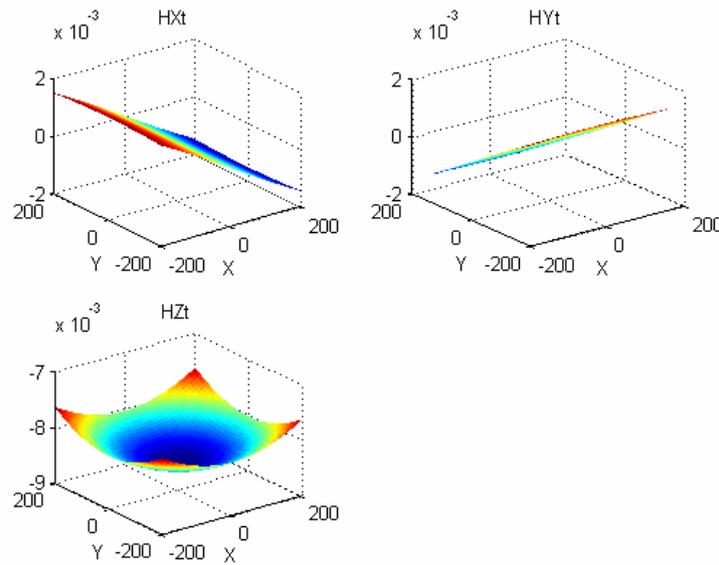
**II.3.1.1. Dans le plan de réception (-5mm)**



**Figure II.15.a :** Cartographie du champ émis (Y=0)



**Figure II.15.b :** Champ émis



**Figure II.16.** Champ réfléchi au niveau du capteur

Nous pouvons constater que le champ émis par le nouveau capteur (figure II.15.a) n'est pas plus intense que le précédant (figure II.9), mais il reste plus orienté vers la cible. Dans le capteur à bobines plates, les spires spirales proches du centre de la bobine d'excitation, avec un diamètre assez faible, ne jouent pas un rôle important en comparaison de celles proches de la périphérie, et le champ total est plus étalé et moins focalisé en direction de la cible. Nous montrons dans la figure II.15.b la cartographie du champ émis par le capteur, nous pouvons observer l'équipotentiel scalaire du champ normal  $H_z$  sur le plan X-Z (Y=0). Ces lignes sont condensées et intenses, autour des spires de la bobine d'émission, et elles perdent leur intensité et deviennent plus distancées en s'éloignant de cette dernière.

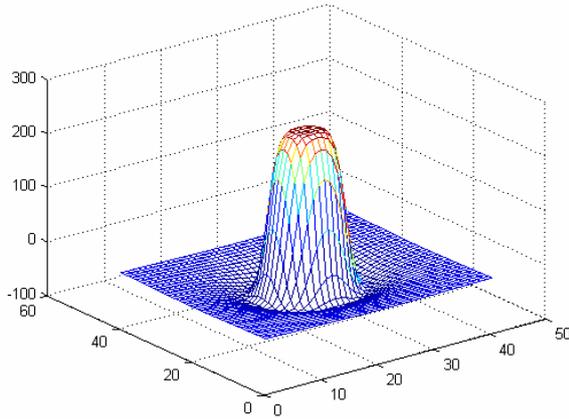


Figure II.17.(a) Champ émis (Hz<sub>s</sub>)

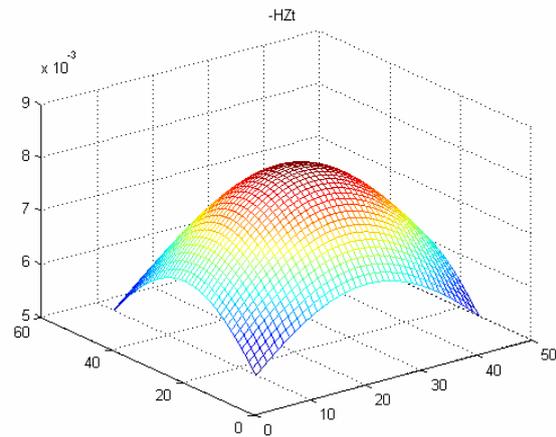


Figure II.17.(b) Champ réfléchi (-Hz<sub>r</sub>)

Cette orientation du champ dans le nouveau capteur était primordiale, et l'amplitude du champ réfléchi égale à 8,5 A/m (figure II.16) a presque doublé par rapport au précédente à 4,5 A/m (figure II.10). Mais cela ne veut pas dire qu'on a une amélioration à presque 100%, car ça dépend de la position de la bobine de réception par rapport à celle d'émission. Nous reviendrons le positionnement des bobines dans le paragraphe II.4. Nous avons agrandi les figures II.17.a-b pour montrer mieux la forme et l'amplitude des champs émis et réfléchi au niveau de la réception.

**II.3.1.2. Dans le plan de la cible (-1m)**

Nous pouvons remarquer qu'il y a une nette amélioration au niveau de l'amplitude des champs émis-réfléchi, et cela confirme les résultats précédents. Et le fait que toutes les spires sont à la périphérie a permis la génération d'un champ mieux orienté vers la cible.

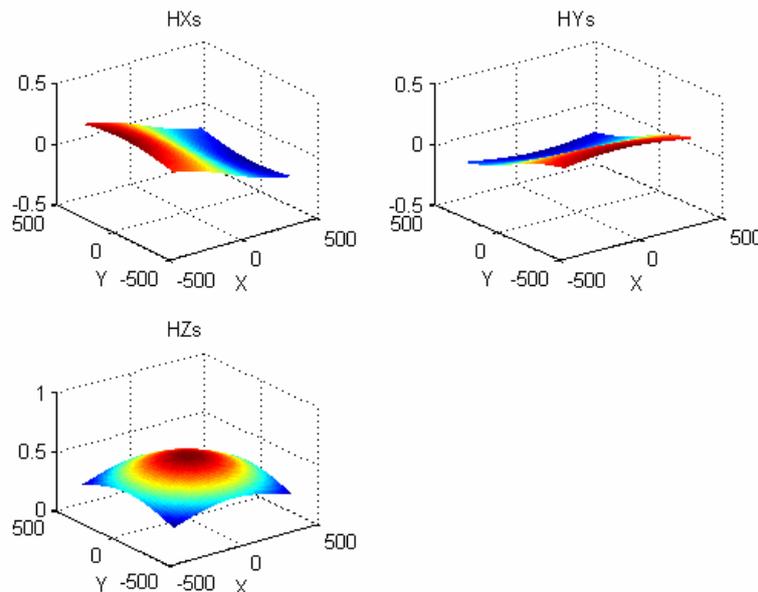


Figure II.18. Champ émis

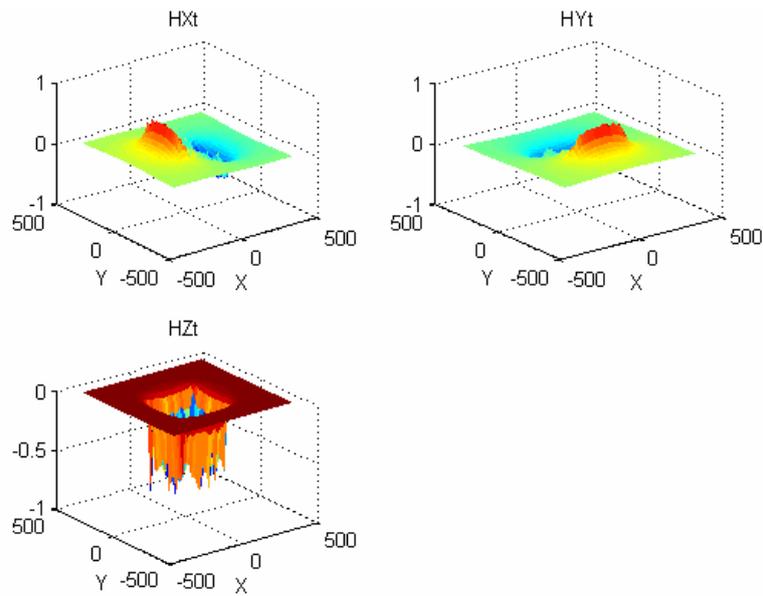


Figure II.19. Champ réfléchi

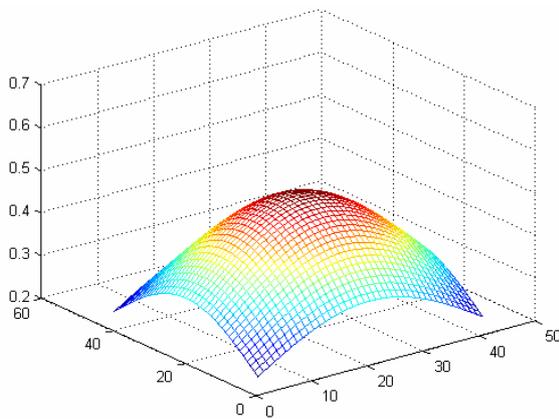


Figure II.20.(a) Champ émis ( $H_{zs}$ )

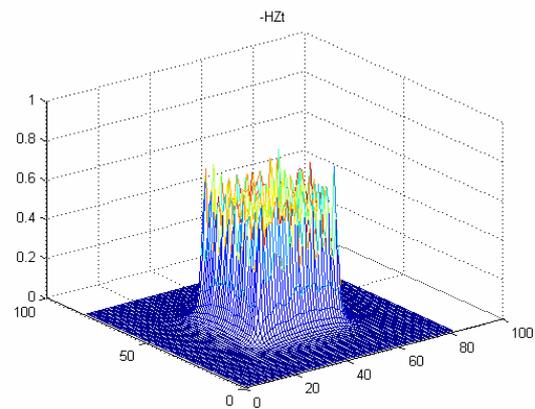
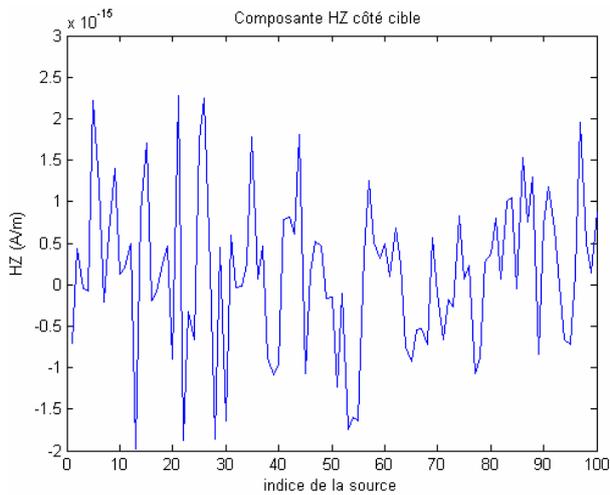


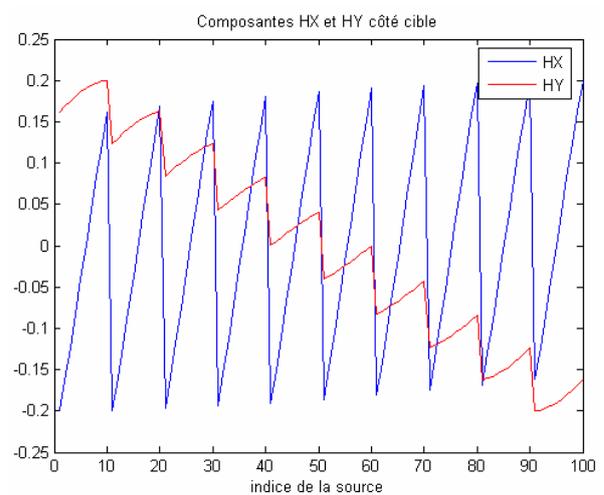
Figure II.20.(b) Champ réfléchi ( $H_{zt}$ )

Nous avons agrandi la composante en Z des figures II.18 et II.19 (voir les figures II.20.a-b) afin de montrer que le champ émis est mille fois plus faible dans le plan de la cible que celui du capteur. Cela confirme l'étude que nous avons menée sur le capteur à bobines plates (Figure II.13), et reste valable pour le capteur à bobines bobinées. La forme du champ réfléchi (figure II.20.b) dépend de la forme et la taille de la cible, même si son intensité est proche du champ émis, au signe près, car nous considérons qu'il y a une réflexion totale du champ émis par la cible.

**II.3.2 Conditions aux limites côté cible**



**Figure II.21.a** Composante  $H_z$  du champ émis

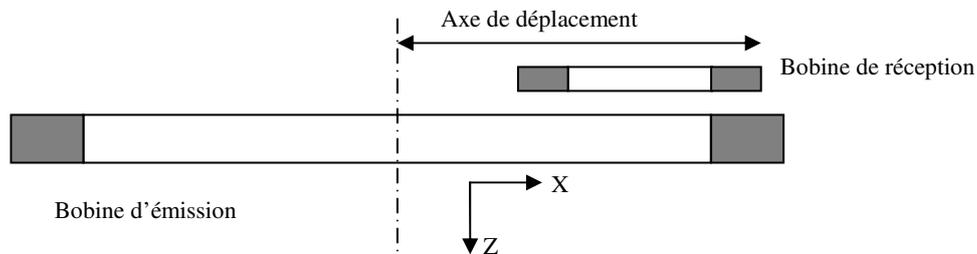


**Figure II.21.b** Composantes  $H_x$  et  $H_y$  du champ émis

Le champ émis est tangentiel à la cible, Comme le montre la figure II.21.a, la composante normale  $H_z$  est pratiquement nulle (à l'ordre de  $10^{-15}$ ), ce qui signifie que le champ ne traverse pas la cible. Alors que les composantes  $H_x$  et  $H_y$  varient entre -0,2 et 0,2 A/m (figure II.21.b), elles sont les composantes essentielles du champ réfléchi.

**II.4. Optimisation des bobines**

Grâce à la modélisation, nous pouvons aussi déterminer la position "idéale" de la bobine de réception par rapport à la zone d'ombre créée par celle d'émission (figure II.22):



**Figure II.22** : la bobine de mesure se déplace sur celle d'excitation

Pour chaque position sur l'axe de déplacement, le flux incident est mesuré. Nous avons utilisé ces mesures pour déterminer le rayon optimal de chaque bobine avant de chercher la position optimale des bobines. Cette position s'appelle la « zone d'ombre », c'est seulement dans cette position que la bobine de réception ne sera pas présentée au flux émis, et qu'on pourra avoir une réception optimale.

D'après les formules du champ, on peut remarquer que  $B_z \rightarrow 0$  quand  $R \rightarrow 0$  ou  $R \rightarrow +\infty$ . Donc il existe une valeur de  $R$  qui maximise  $B_z$ . Pour simplifier le problème on prend  $B_z$  pour  $r=0$  :

$$B_z(r = 0, z) = \frac{\mu_0 I}{2} \frac{R^2}{(R^2 + z^2)^{\frac{3}{2}}} \tag{II-31}$$

Cette fonction est maximum pour  $R = \sqrt{2} z$ , donc pour  $z = 1$  m il faut un rayon  $R = 1.414$  m (voir figure II.23). Ceci est impossible pour des raisons d'encombrement mais cette étude montre qu'il faut prendre le rayon le plus grand possible comme on peut voir sur la figure II.24. Il faut noter que cette remarque est valable aussi pour la bobine de réception, mais le capteur doit être mobile et facilement maniable, pour ces raisons nous avons choisi des dimensions raisonnables, sans que cela soit gênant à l'usage. Comme nous l'avons déjà présenté, la bobine d'émission est de rayon  $R = 120$  mm, et celui de bobine de réception  $R = 80$  mm.

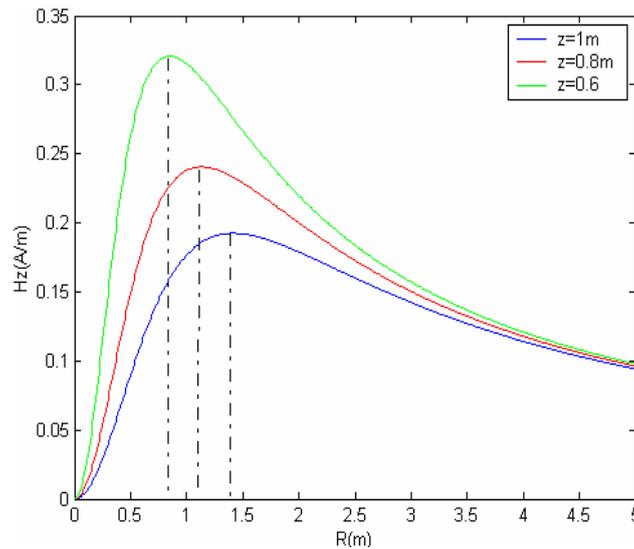


Figure II.23 Champ en fonction de la bobine d'émission

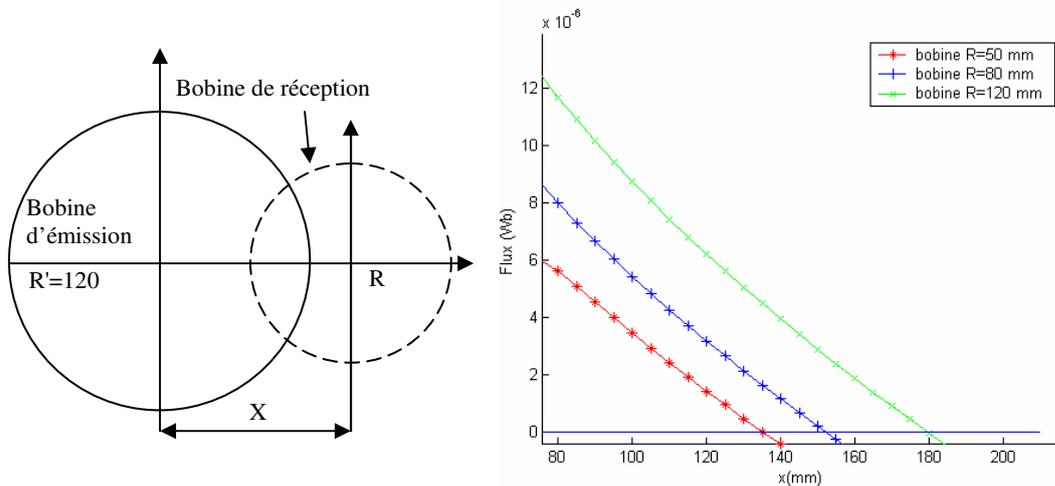
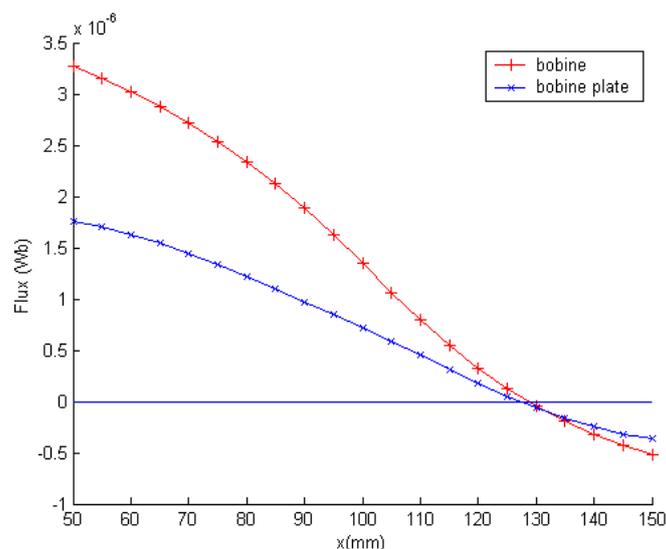


Figure II.24 Flux incident à travers la bobine de réception

Nous pouvons voir sur la figure II.24 que le flux généré par une bobine d'un rayon donné  $R$  s'annule à une distance  $X$  qui sépare les centres des deux bobines. C'est cette distance qui détermine la zone d'ombre, pour une bobine d'émission de rayon 120mm la zone d'ombre est à 180mm.



**Figure II.25.** Mesure du flux incident le long de l'axe  $x$

La figure II.25 confirme les résultats obtenus précédemment, le flux issu de la bobine bobinée est plus important de celui de la bobine plate, mais cela crée une perte de sensibilité par rapport au champ réfléchi (le couplage direct influence négativement sur la réception). Le champ réfléchi doit être supérieur au champ émis qui traverse la bobine de réception. Le fait que le champ émis est important rend la zone d'ombre plus difficile à obtenir, vu la pente raide du flux (figure II.25).

## II.5. Modélisation du système de codage

Nous avons introduit dans le modèle du capteur décrit précédemment, deux cibles conductrices à une profondeur de 1 mètre, de dimensions variables selon le système de codage. Nous avons pu obtenir par nos simulations un code du premier système de codage, déjà décrit dans le premier chapitre, identique à celui présenté par la figure I.10 (voir aussi les figures I.12 et I.14). Cela confirme la cohérence de nos résultats, et justifie le choix de notre modèle qui nous a permis d'obtenir la réponse attendue se rapprochant le plus des signaux réels.

Nous avons aussi réalisé des simulations avec des cibles de taille identique, qui seront à la base du second système de codage, sur lequel nous reviendrons dans le quatrième chapitre (voir figure II.26.a). En ce qui concerne les dimensions que nous avons pris pour chaque code, pour le premier système de codage, la première cible était de 300x300 mm et la seconde de 300x400 mm. Les dimensions des cibles du second système (identiques) sont de 300x300 mm.

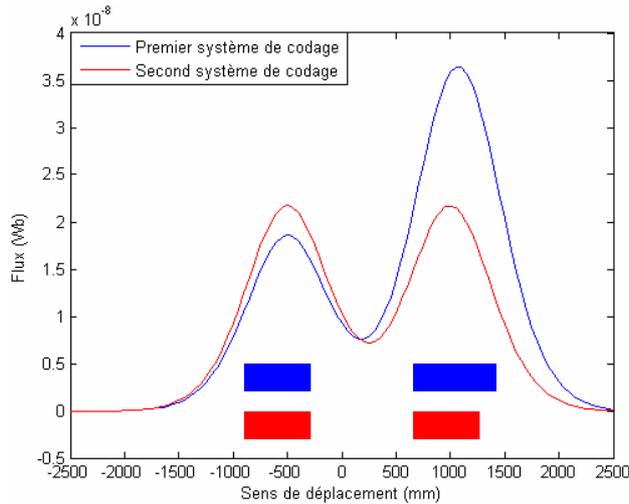


Figure II.26.a. Mesure du Flux réfléchi le long de l'axe  $x$

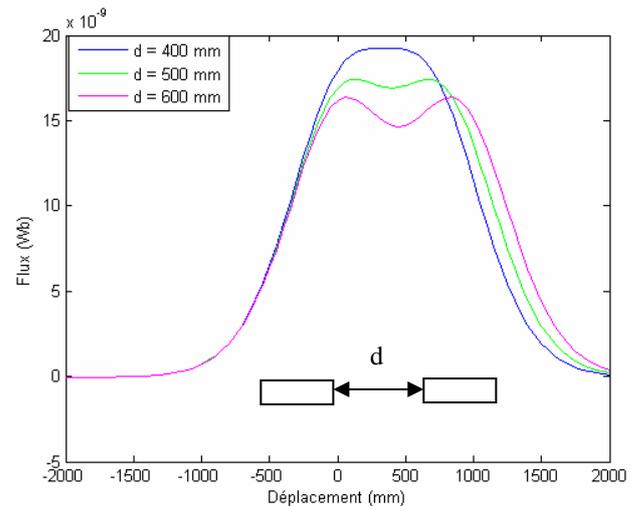


Figure II.26.b. Flux réfléchi par les deux cibles

Nous avons simulé le modèle MSPR de notre capteur afin de trouver la distance minimale qui peut séparer deux cibles, tout en gardant une bonne distinction du code. D'après la figure II.26.b, Nous pouvons conclure qu'à partir de 600 mm entre les cibles, nous pouvons distinguer d'une façon fiable chacune des deux bosses qui forment le code, même en présence d'un faible bruit.

## II.6. La directivité

Au cours des essais avec le prototype du capteur défini précédemment, que nous avons réalisé au laboratoire (voir chapitre 3), le champ émis important se propageant aux alentours du capteur nous permet de détecter tous les objets métalliques proches, même la partie électronique du capteur, ce qui nuit beaucoup au signal utile issu de la cible. Pour remédier à ce problème, nous avons pensé à ajouter un couvercle magnétique pour diriger le champ électromagnétique créé vers les cibles (dans le sol), et mettre un terme aux perturbations des objets conducteurs non désirés. Mais cette solution théorique exige une forme optimale de ce couvercle qui oriente mieux le champ créé. La forme la plus simple à modéliser était un couvercle plat, puis nous avons modélisé d'autres formes : hémisphérique et conique. Nous allons présenter les résultats de simulations de chacun des modèles, et on effectue une comparaison entre eux afin de justifier notre choix.

### II.6.1. Couvercle plat

Il est constitué d'une plaque en ferrite, et placé au dessus de l'inducteur. Dans l'étude qui suit, nous prenons le niveau du sol comme référence de 0 cm d'altitude.

Le modèle MSPR de notre capteur, en présence du couvercle, devient :

Équation côté cible

$$M_{TT} \cdot \overline{\Phi}_T = RHO_T \cdot M_{TS} \cdot \overline{I}_S + \rho_T \cdot M_{TC} \cdot \overline{\Phi}_C \tag{II-32}$$

$\overline{\Phi}_C$  : flux réfléchi par le couvercle

$M_{TC}$  : champ créé par le couvercle sur la cible

Équation côté couvercle

$$M_{CC} \cdot \overline{\Phi}_C = RHO_C \cdot M_{CS} \cdot \overline{I}_S + \rho_C \cdot M_{CT} \cdot \overline{\Phi}_T \tag{II-33}$$

$M_{CC}$  : champ créé par le couvercle sur lui meme

$M_{CS}$  : champ créé par la bobine sur le couvercle

$M_{CT}$  : champ créé par la cible sur le couvercle

$RHO_C$  : matrice des coefficients de réflexion du couvercle

$$\rho_C = \frac{1 - \mu_r}{1 + \mu_r} \approx -1 \text{ avec } \mu_r \gg 1 \text{ (couvercle magnétique)}$$

En général, RHO est écrite sous la forme :

$$RHO = \begin{bmatrix} [\rho] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & [\rho] \\ 0 & \dots & 0 & [-\rho] \end{bmatrix}$$

La solution des équations

$$\overline{\Phi}_T = (M_{TT} - RHO_T \cdot M_{TC} \cdot M_{CC}^{-1} \cdot RHO_C \cdot M_{CT})^{-1} \cdot (RHO_T \cdot M_{TS} + RHO_T \cdot M_{TC} \cdot M_{CC}^{-1} \cdot RHO_C \cdot M_{CS}) \cdot \overline{I}_S \tag{II-34}$$

$$\overline{\Phi}_C = (M_{CC} - RHO_C \cdot M_{CT} \cdot M_{TT}^{-1} \cdot RHO_T \cdot M_{TC})^{-1} \cdot (RHO_C \cdot M_{CS} + RHO_C \cdot M_{CT} \cdot M_{TT}^{-1} \cdot RHO_T \cdot M_{TS}) \cdot \overline{I}_S \tag{II-35}$$

Le nouveau modèle du capteur, avec la présence du couvercle, nous permet de calculer le champ dans divers endroits. Nous nous limitons au calcul des champs au niveau de la bobine d'émission, du couvercle et de la cible.

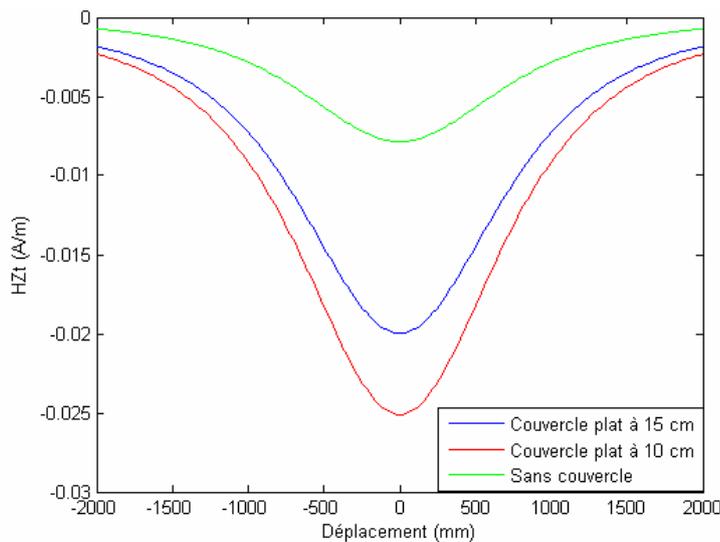


Figure II.27. Composante Hz du champ réfléchi par la cible

Nous avons fait une étude sur l'intérêt de l'ajout d'un couvercle plat, et éventuellement son positionnement par rapport à l'inducteur. Dans la réalisation du capteur, l'inducteur doit être le plus proche du sol, pour que le champ émis soit le plus intense possible au niveau de la cible. Pour cette raison, nous avons fixé la position de l'inducteur à 5 cm sur le sol, et nous avons simulé le champ réfléchi par la cible au niveau du capteur, et cela en l'absence du couvercle, et avec un couvercle à une hauteur de 10 cm et 15 cm. Comme le montre la figure II.27, la réponse de la cible est trois fois supérieure avec le couvercle à 5 cm de l'inducteur, et moins bonne avec le couvercle à 10 cm. Ce qui nous a conduit à conclure que l'intérêt du couvercle n'est intéressant que s'il est proche de l'inducteur.

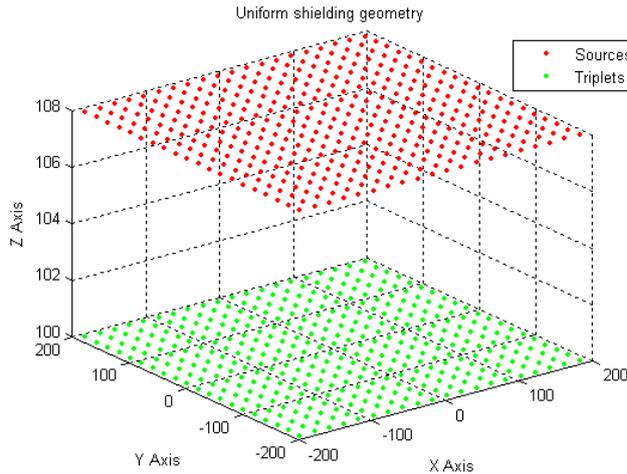


Figure II.28.a Géométrie du couvercle plat

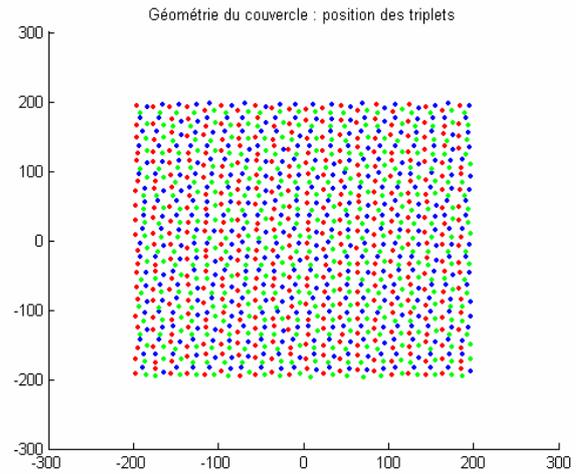


Figure II.28.b Positions des triplets dans le couvercle

Comme le montre les figures II.28.a et II.28.b, le blindage est maillé par  $20 \times 20 = 400$  triplets, et affecté d'un coefficient de réflexion  $\rho = -1$ .

**II.6.1.1. Dans le plan de la réception (à -5 mm)**

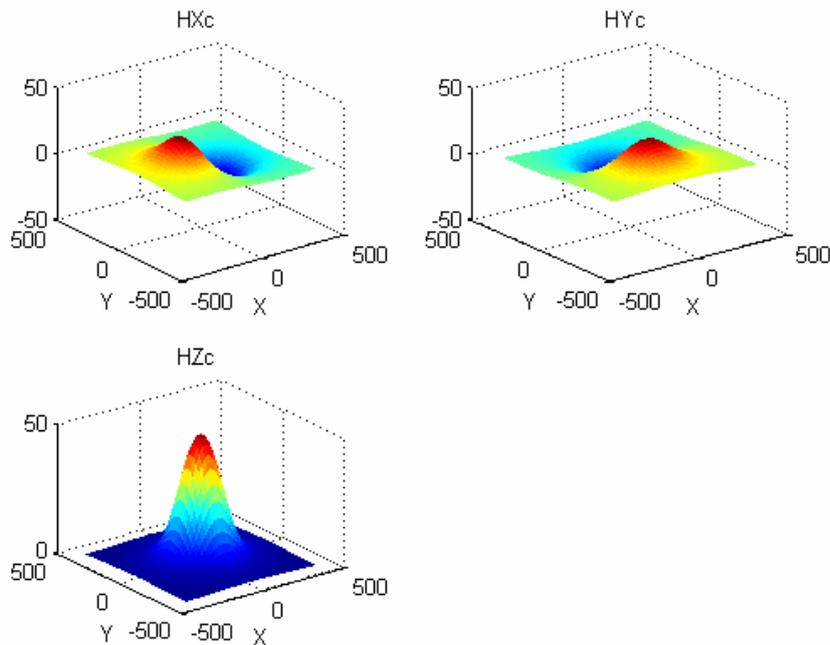


Figure II.29. Champ réfléchi par le couvercle

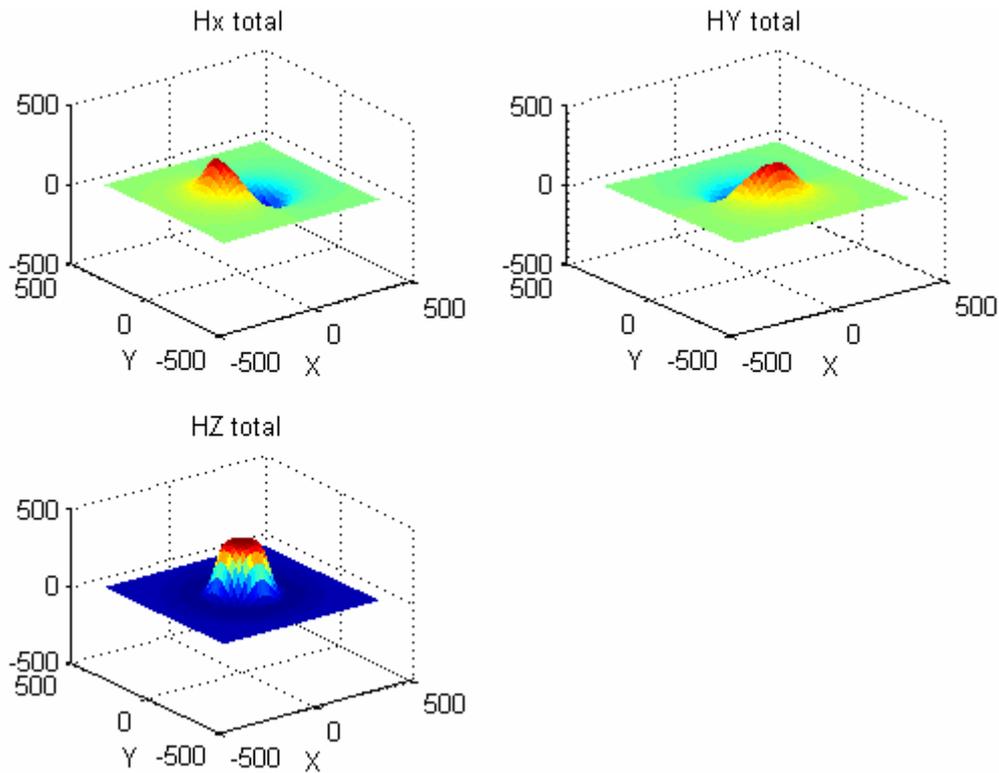


Figure II.30. Champ total incident

A partir de la figure II.29, nous pouvons voir la forme du champ réémis par le couvercle, comme attendu, il est plus intense au milieu, c'est-à-dire au dessus de la bobine d'excitation, que sur les côtés. Sa valeur s'ajoute au champ émis par la bobine d'émission pour générer le champ total (voir figure II.30).

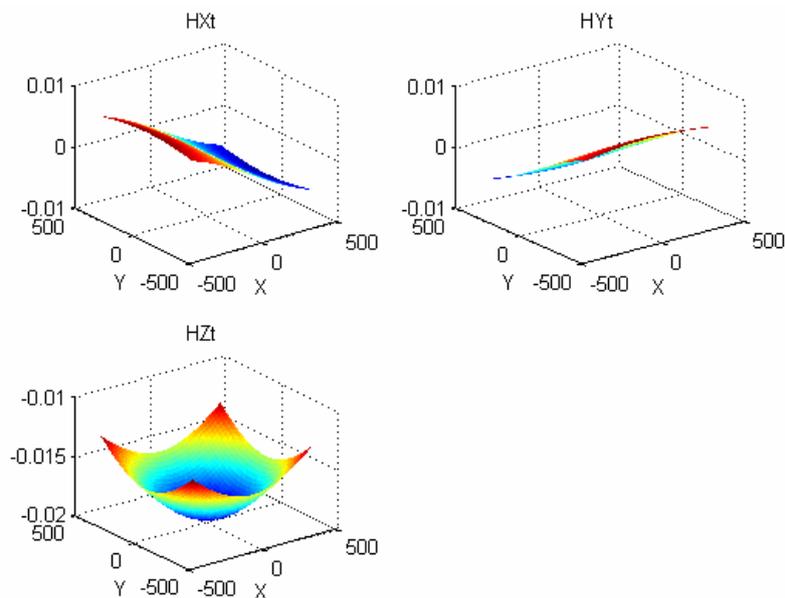
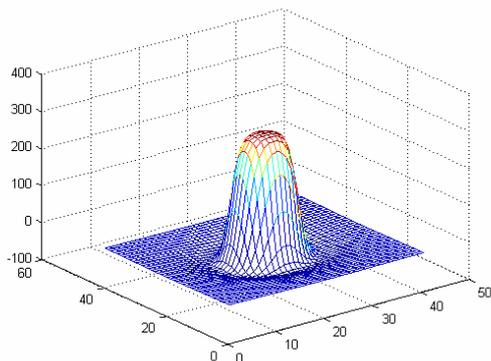
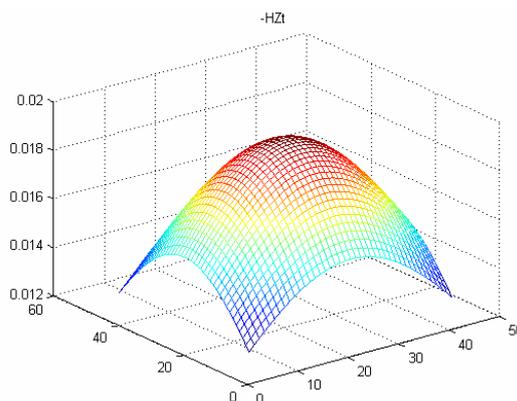


Figure II.31 Champ réfléchi

Le champ réfléchi par la cible (figure II.31) confirme cette amélioration. Nous avons ajouté les figures II.32.a et II.32.b afin que les champs émis-réfléchi apparaissent plus clairement.



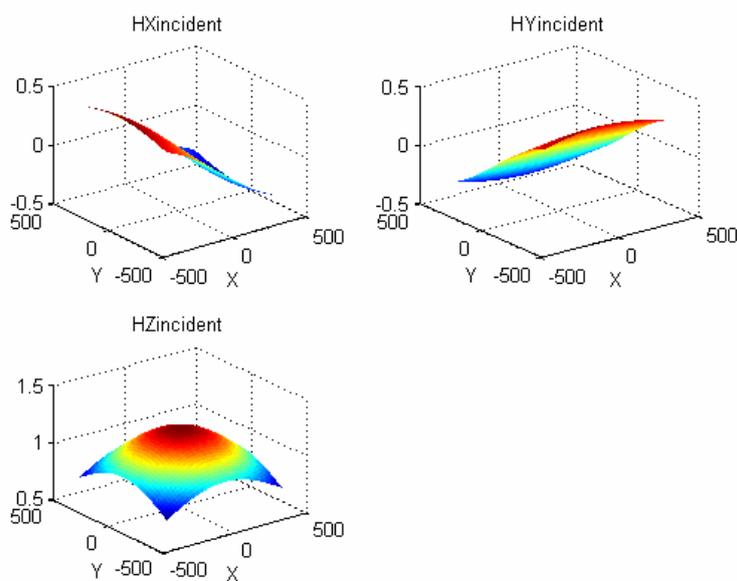
**Figure II.32.a.** Champ incident total (HZ total)



**Figure II.32.b.** Champ réfléchi par la cible (-HZt)

Le champ réfléchi atteint la valeur de  $-7.5$  mA/m dans le cas « sans couvercle » (voir figure II.17). On peut voir sur la figure II.32.b qu'il atteint  $-20$  mA/m en utilisant le couvercle plat. Nous avons une augmentation importante au niveau du champ émis avec l'ajout du couvercle plat. Cette augmentation a permis d'améliorer sensiblement le champ réfléchi au niveau de la bobine de réception.

### II.6.1.2. Dans le plan de la cible (à $-1$ m)



**Figure II.33.** Champ incident total

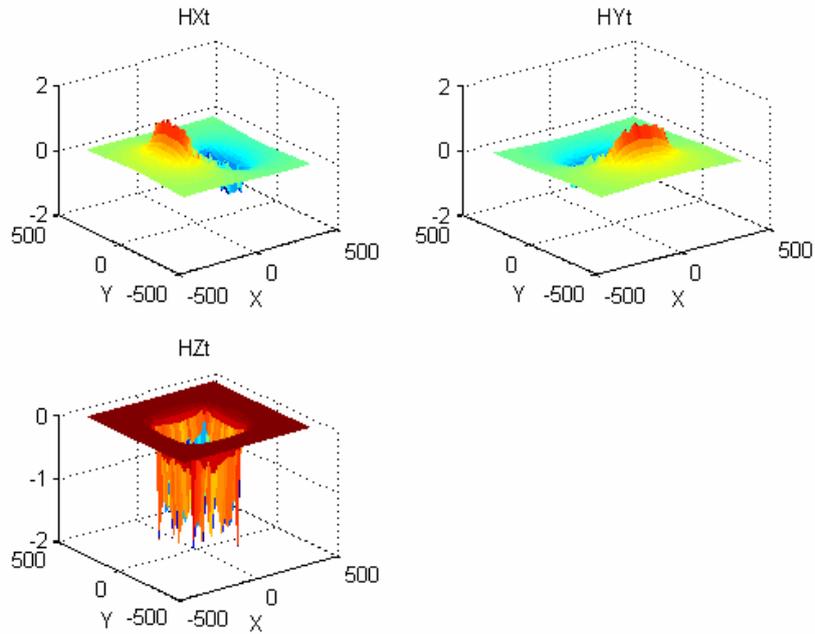


Figure II.34. Champ réfléchi

En comparant le champ incident (champ de la bobine + champ réfléchi par le couvercle) présenté par la figure II.33 avec le cas sans couvercle (figure II.19.a), nous pouvons remarquer que le nouveau champ total émis est de l'ordre de 1,1 A/m alors qu'avant il était de 0,5 A/m. Cette amélioration se traduit aussi par le champ réfléchi par la cible qui atteint la valeur de -1,5 A/m (figure II.34) au lieu de -0,8 A/m dans le cas "sans couvercle" (figure II.18).

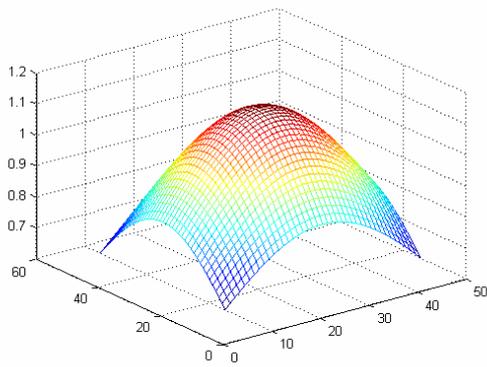


Figure II.35.a Champ émis total

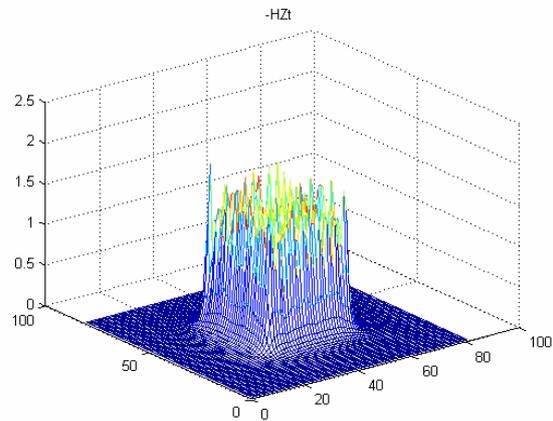


Figure II.35.b Champ émis total

Nous avons préféré ajouter les figures II.35.a-b, comme précédemment, afin de mieux présenter l'allure des champs qui sont les plus significatifs.

### II.6.1.3 Conditions aux limites côté blindage

Les conditions aux limites côté blindage sont parfaitement vérifiées, comme le montrent les figures II.32.a-b, permettant de vérifier l'effet d'image électrique apporté par le blindage magnétique.

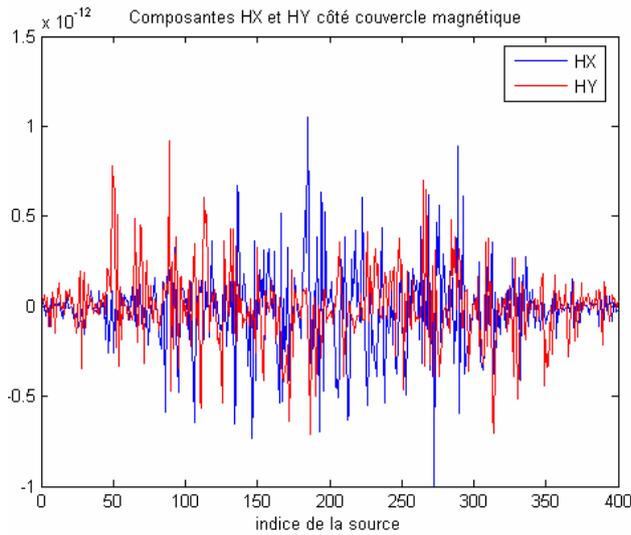


Figure II.36.a : Composantes Hx et Hy côté couvercle

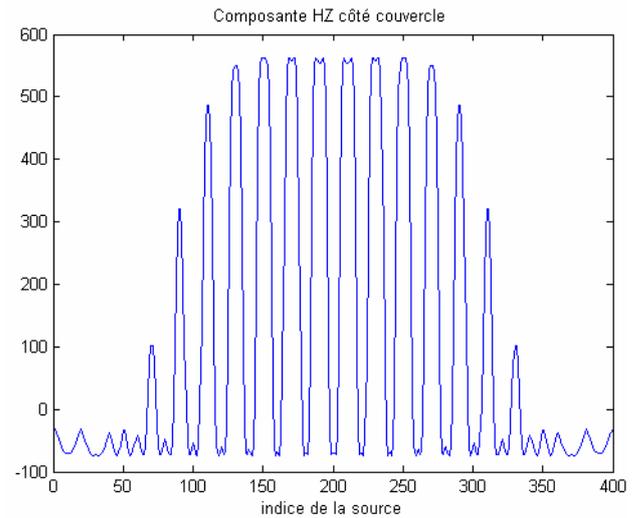


Figure II.36.b Composante Hz côté couvercle

Le champ réfléchi par le couvercle est bien vertical. Comme le montre la figure II.36.b, la composante normale Hz est importante (600 A/m), ce qui signifie que le champ ne traverse pas le blindage. Alors que les composantes Hx et Hy sont pratiquement nulles ( $10^{-12}$ ) (figure II.36.a).

### II.6.2. Couvercle hémisphérique

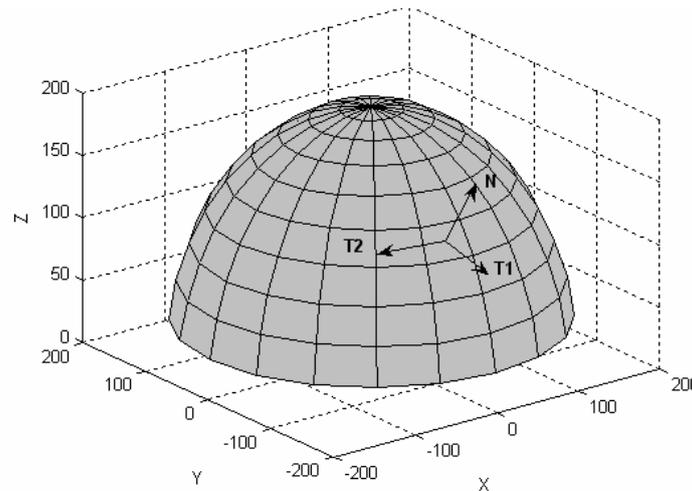


Figure II.37. Vecteurs normal et tangentiels

Après avoir obtenu des améliorations avec le couvercle plat, l'idée de chercher une forme de couvercle plus optimale était évidente. Le couvercle plat ne permet pas de réfléchir le champ sur les côtés de la bobine d'émission, ce qui nous a poussé à tester d'autres formes. Dans cette perspective, nous avons modélisé un couvercle de forme hémisphérique.

Il faut souligner que dans la modélisation des différents types de couvercle que nous allons présenter, les équations II-32 et II-33 restent valables. Il faut aussi noter que le champ réfléchi par le couvercle hémisphérique n'est pas vertical par rapport à la cible, pour cette raison, nous devons calculer la composante normale de ce dernier (figure II.37). Les coordonnées sont présentées par les équations suivantes :

$$x = R \cdot \cos \theta \cdot \sin \varphi$$

$$y = R \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi$$

$$z = R \cdot \cos \varphi$$

avec  $\theta \in [0, 2\pi]$ ,  $\varphi \in [0, \pi]$

Le vecteur normal est :

$$N = \begin{bmatrix} \cos \theta \cdot \sin \varphi \\ \sin \theta \cdot \sin \varphi \\ \cos \varphi \end{bmatrix} \tag{II-36}$$

et les vecteurs tangentiels  $T_1$  et  $T_2$  sont :

$$T_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) \\ \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) \\ -\sin(\varphi) \end{bmatrix} \tag{II-37}$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{II-38}$$

à partir des équations précédentes (II-36, II-37 et II-38), les coordonnées des sources et des triplets (a, b et c) du couvercle sont les suivants :

$$\overline{OS} = \overline{OP} + R \cdot \overline{N} \tag{II-39}$$

$$\left. \begin{aligned} \overline{Oa} &= \overline{OS} + R \cdot \overline{T_1} \\ \overline{Ob} &= \overline{OS} - \frac{R}{2} \cdot \overline{T_1} + R \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{T_2} \\ \overline{Oc} &= \overline{OS} - \frac{R}{2} \cdot \overline{T_1} - R \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{T_2} \end{aligned} \right\} \tag{II-40}$$

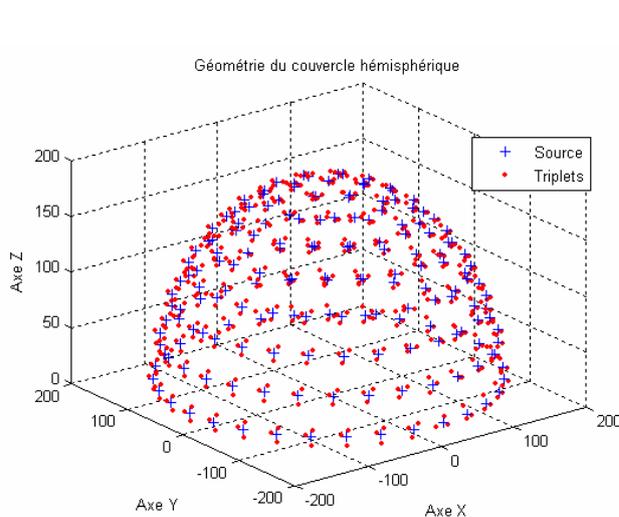


Figure II.38.a Position des triplets en 3 D

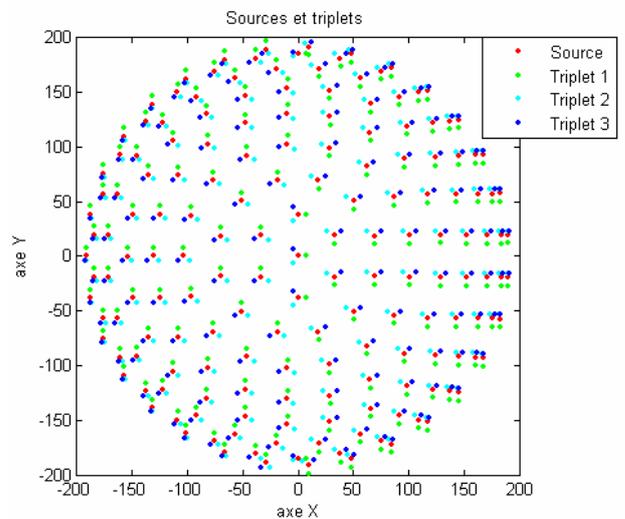


Figure II.38.b Position des triplets (vue de dessus)

La figure II.38.a montre le positionnement des sources et triplets sur la surface du couvercle en trois dimensions, alors que la figure II.33.b montre une vue de dessus de ces derniers. La surface du couvercle est divisée en petites surfaces (171) de même taille, comme nous l'avons déjà précisé dans le principe. Et pour le faire, nous avons divisé la surface globale en petites surfaces partielles sous formes de couches, et plus le rayon de la couche est important, plus il contient de sources.

L'hémisphère est de rayon de 200 mm, cette taille qui n'est pas encombrante reste suffisante pour contenir les différentes bobines du capteur. La configuration du couvercle qui nous a donnée les meilleurs résultats était celle où ce dernier était à la même altitude que la bobine d'excitation.

### II.6.2.1 Dans le plan de la réception (à -5 mm)

Il apparaît clairement que le champ total au niveau du capteur est plus faible que celui du couvercle plat (voir figure II.39). Cela est dû essentiellement au champ réémis par le couvercle qui est moins intense, mais son intensité est répartie sur une surface plus importante, contrairement au couvercle plat où le champ réfléchi par le couvercle est plus concentré sur le centre (figure II.29). Donc avec le couvercle hémisphérique, Le champ réfléchi est orienté orienter plus vers les bords du couvercle, comme le montre les figures II.40.a et b.

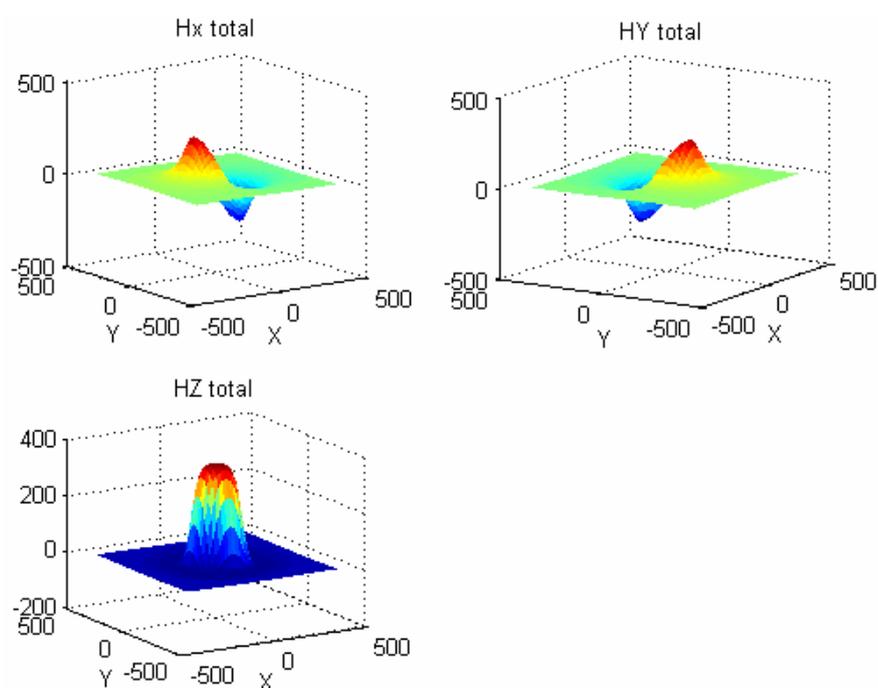


Figure II.39. Champ incident total

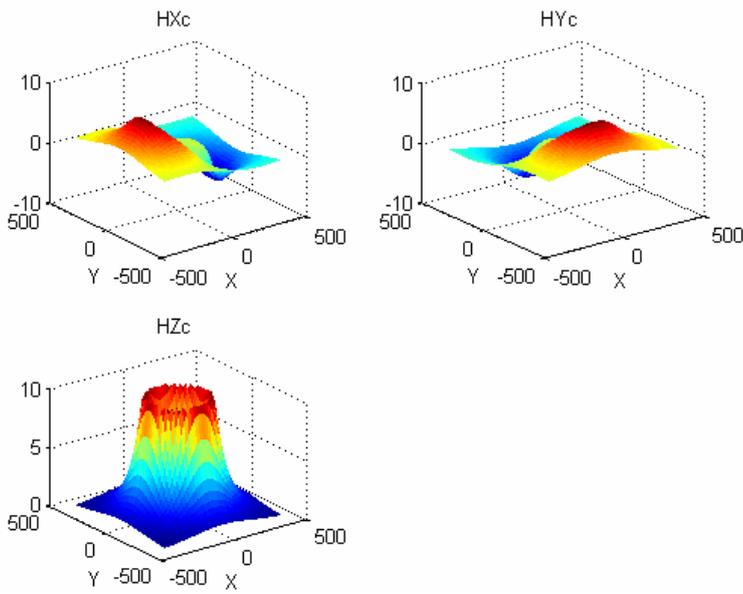


Figure II.40.a Champ réémis par le couvercle

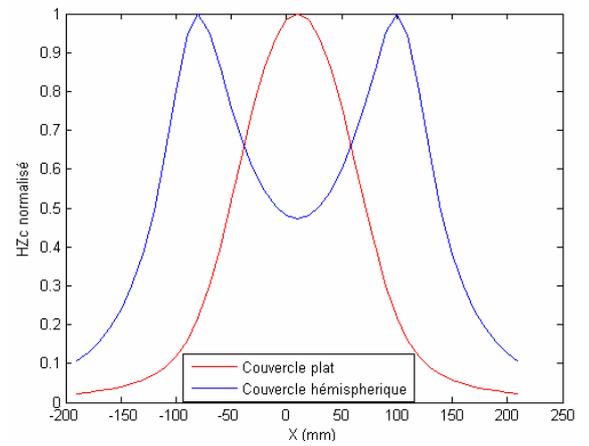


Figure II.40.b Réponse normalisée des champs réémis par les couvercles (plat et hémisphérique)

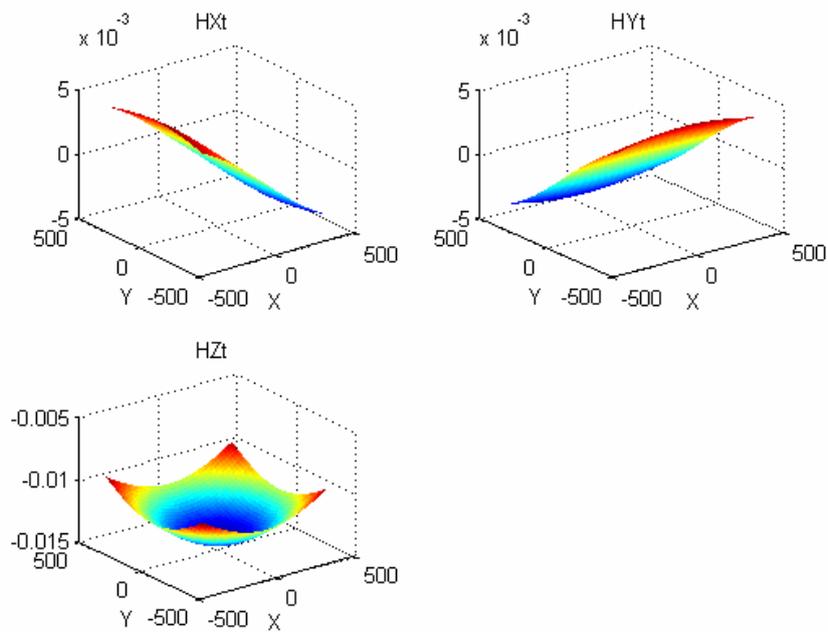


Figure II.41. Champ réfléchi par la cible

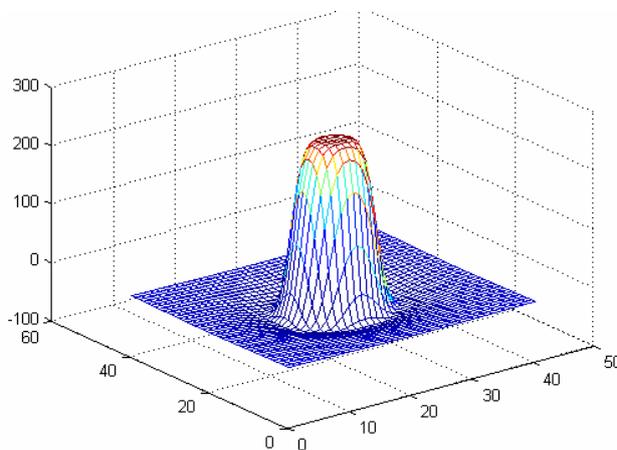


Figure II.42.a Champ émis total (HZ total)

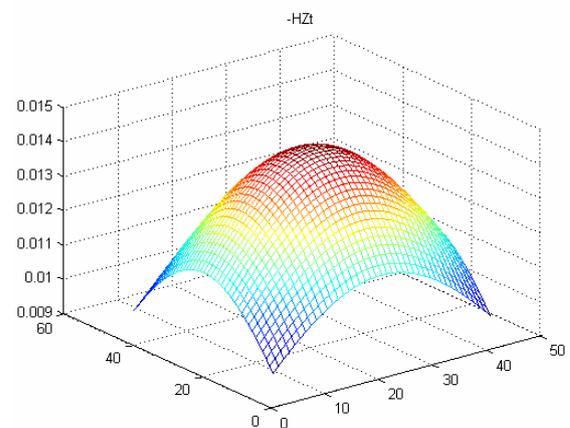


Figure II.42.b Champ réfléchi par la cible (-HZt)

En ce qui concerne le champ réfléchi, on voit sur les figure (II.41 et II.42.b) qu'il est à 16,5 mA/m, alors que celui du couvercle plat était à 20 mA/m (figure II.32.b). Nous pouvons donc en conclure que le couvercle hémisphérique focalise le champ vers la cible d'une manière moins performante que son précédent. Et comme précédemment, nous agrandissons deux figures (figure II.42.a et b) dans lesquelles nous montrons mieux les formes des champs incident et réfléchi.

### II.6.2.2 Dans le plan de la cible (à -1 m)

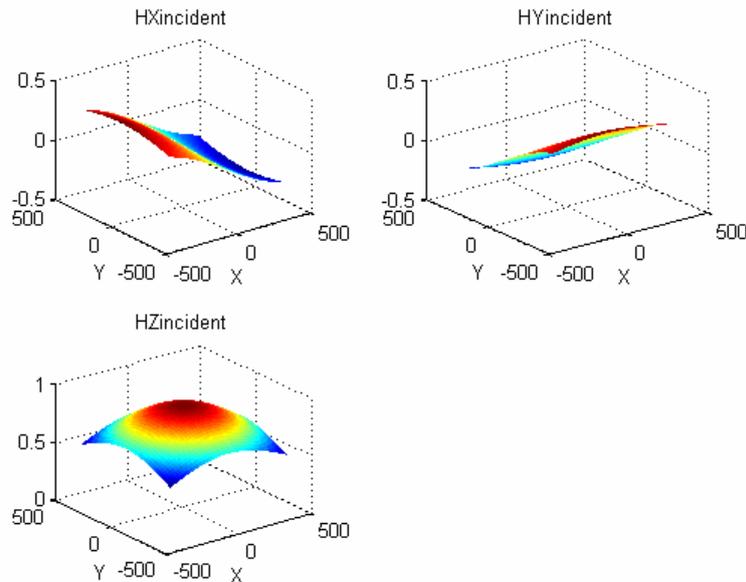


Figure II.43. Champ incident total

Comme attendu, le champ émis (figure II.43 et II.45.a) atteint 0,9 A/m et celui réfléchi (figure II.44 et II.45.b) atteint -1 A/m, alors qu'avec le couvercle plat et à la même distance, les champs incident et réfléchi atteignaient à 1,1 A/m et -1 A/m respectivement (figure II.33, II.34 et II.35.a-b), et cela confirme les résultats des simulations précédentes.

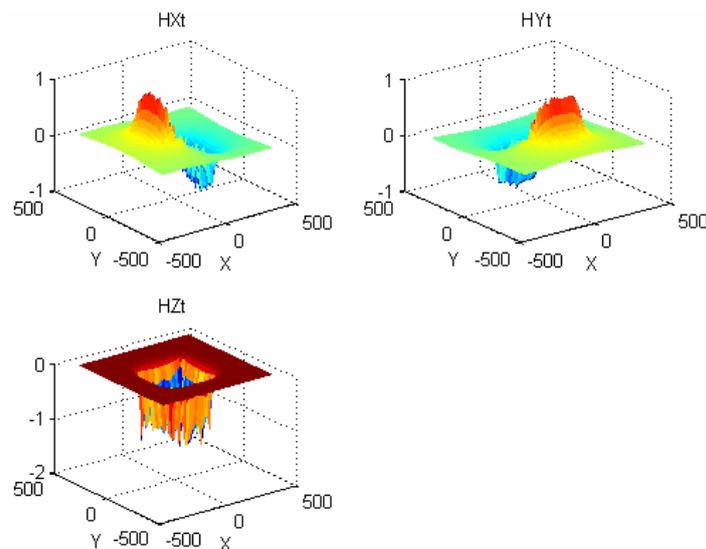


Figure II.34. Champ réfléchi par la cible

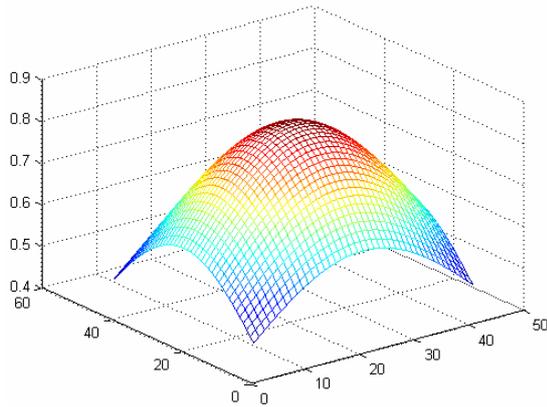


Figure II.45.a Champ émis (HZ incident)

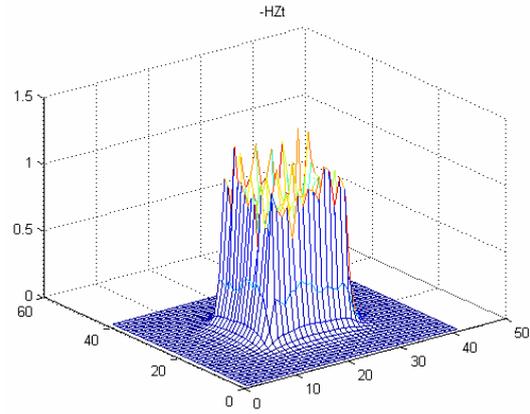


Figure II.45.b Champ réfléchi (-HZt)

L'étude que nous avons réalisé au début du couvercle plat, a montré que plus le blindage est loin de la bobine d'émission, et plus son effet est faible (figure II.27). Le couvercle hémisphérique n'échappe pas à cette règle, et le fait qu'il ait un rayon de 200 mm ne lui permet pas de réfléchir le champ plus efficacement que le couvercle plat qui est seulement à 50 mm de l'excitation.

**II.6.2.3 Conditions aux limites côté couvercle**

Nous allons dans cette étude vérifier l'intensité du champ sur les bords du couvercle hémisphérique. La figure II. 46.a montre les composantes Hx et Hy du champ, elles sont très faibles au sommet du couvercle, et plus on descend vers la bobine d'émission et plus elles sont importantes. Il faut noter aussi l'effet des réflexions sur les côtés du couvercle qui s'ajoutent.

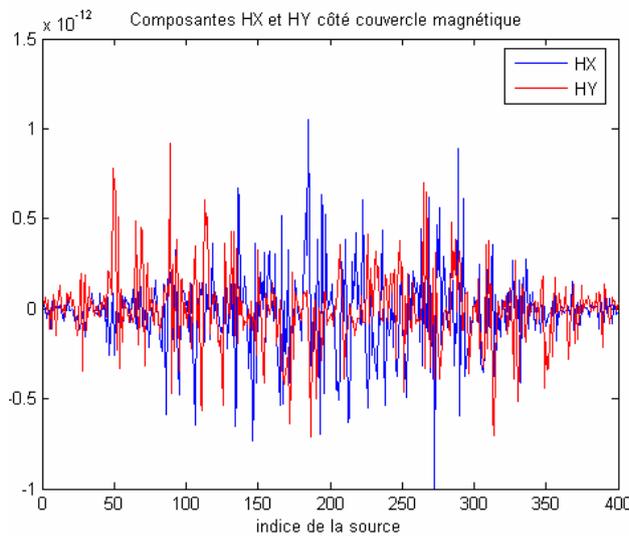


Figure II.46.a Composante HX et HY

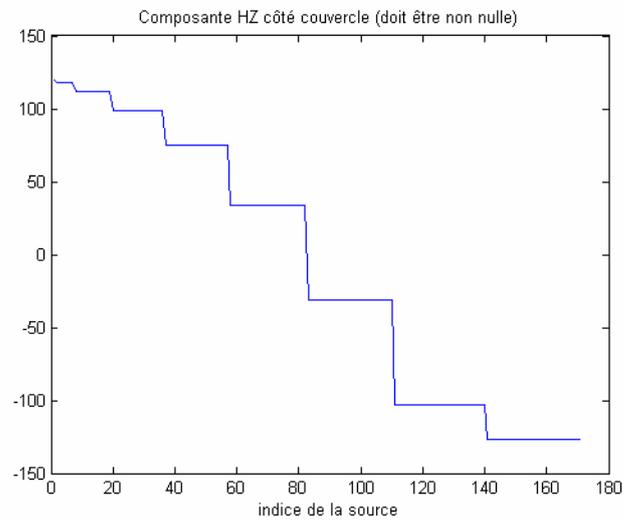


Figure II.46.b Composante H normale

Contrairement au couvercle plat où la composante Hz était la composante normale du champ, ce n'est pas le cas pour le couvercle hémisphérique, ce qui nous a conduit à calculer la projection de  $\vec{H}$  sur l'axe de la normale. La figure II.46.b présente la composante  $\vec{H}_N$  normale, elle montre par la répartition des sources sous formes de couches que le champ réfléchi est dirigé aux bords du couvercle ce qui limite l'influence du champ réfléchi sur les bobines de réceptions.

Le couvercle plat présente l'avantage d'être proche de la source, et le couvercle hémisphérique présente l'avantage qu'il réfléchit au dessus et sur les côtés de l'émission. Nous allons présenter un couvercle de forme conique, il assure a lui seul l'avantage de chacun des deux couvercles précédents.

### II.6.3. Couvercle conique

Le couvercle est considéré comme l'union de trois parties : le disque de rayon de 100 mm, le cône de rayon 200 mm et de hauteur de 120 mm, et le cylindre d'hauteur 80 mm (voir figure II.47). Dans le couvercle plat, nous avons conclu que ce dernier doit être suffisamment proche de l'émission. Pour cette raison, nous avons modélisé deux versions du couvercle conique, la première présentée figure II.48.a, et la seconde est identique, mais sans cylindre (figure II.48.b). Nous avons considéré que le couvercle est posé au niveau de la bobine d'émission (à 50 mm) pour chacune des versions.

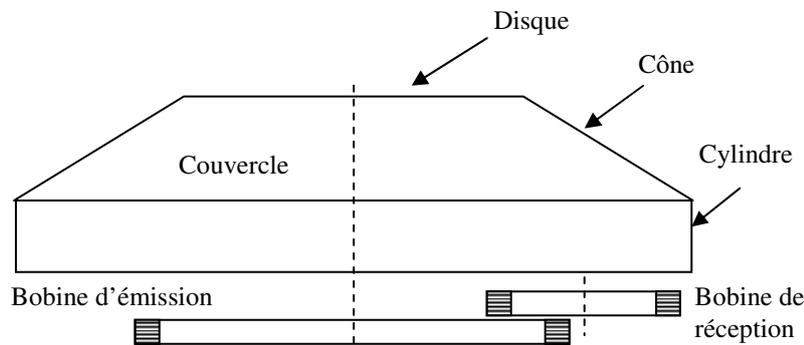


Figure II.47: Géométrie du système de détection

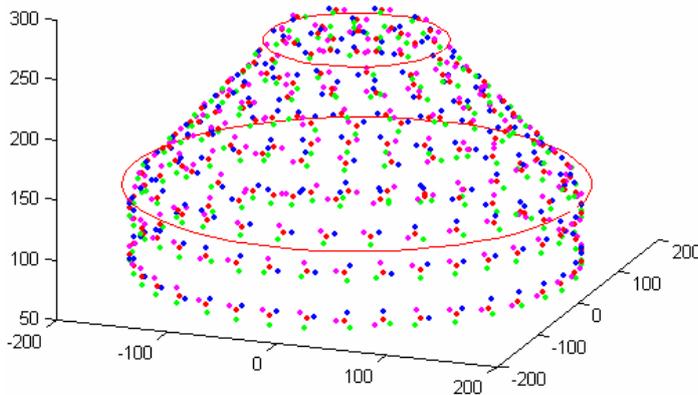


Figure II.48.a: Modélisation du couvercle conique version 1 (position des sources et des triplets).

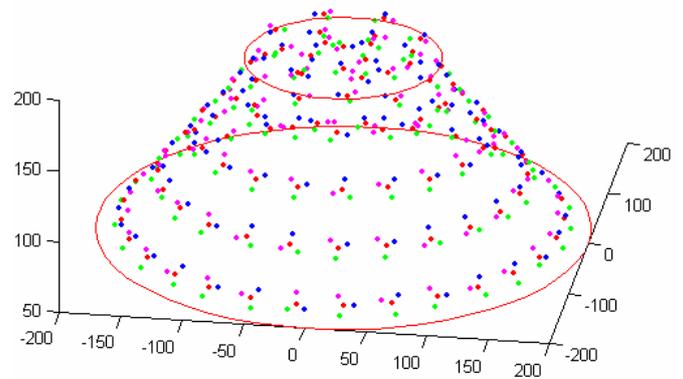


Figure II.48.b: Modélisation du couvercle conique version 2 (position des sources et des triplets).

Le champ réfléchi par la cible, au niveau du capteur, en utilisant chacun des couvercles, est présenté figure II.49. La première version du couvercle donne un champ qui atteint  $-15 \text{ mA/m}$  (proche de celui de l'hémisphère), alors que la deuxième version permet d'atteindre jusqu'à  $-25 \text{ mA/m}$ . Nous pouvons conclure que la partie cylindre ne réfléchit pas le champ vers la cible, mais plutôt à l'intérieur du couvercle, et son existence rend la partie disque plus éloignée de l'émission. Donc, c'est la deuxième version du cône que nous allons essayer d'optimiser dans la suite de cette étude.

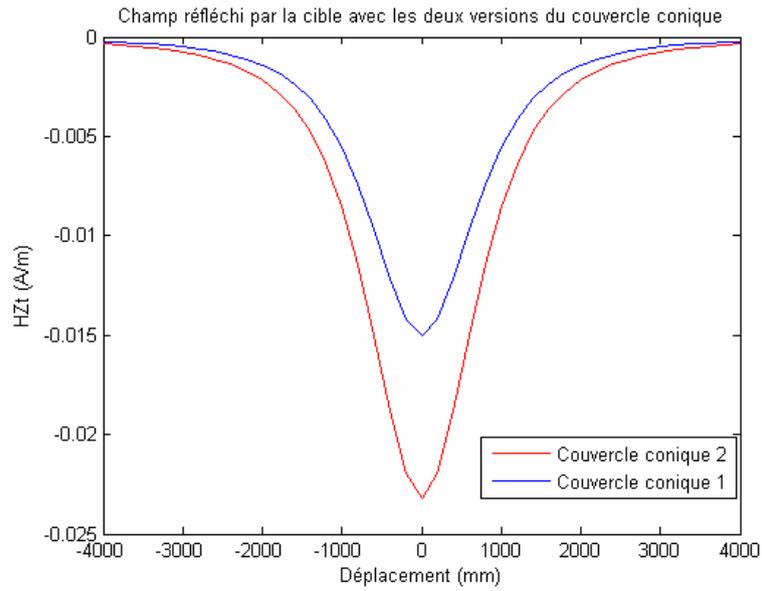
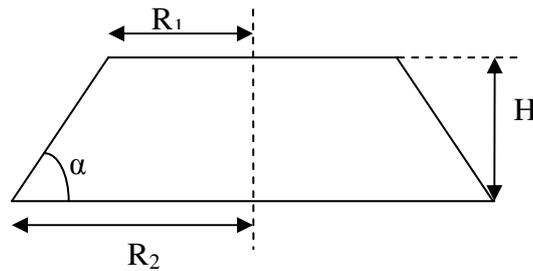


Figure II.49. Champ réfléchi par la cible avec les deux versions du couvercle cône

Afin de chercher la forme du couvercle conique qui nous donne la meilleure réponse, nous avons procédé à une variation des différents paramètres du cône ( $R_1$ ,  $R_2$  et  $H$ ) selon la figure ci-dessous.



Cône N°	$R_1$ (mm)	$R_2$ (mm)	H (mm)	$\alpha$
Cône 2	80	200	120	45°
Cône 3	80	<b>400</b>	120	20°
Cône 4	<b>40</b>	200	120	37°
Cône 5	<b>160</b>	200	120	71°
Cône 6	80	<b>130</b>	<b>50</b>	45°

Table II.1 Dimensions de diverses versions du cône

Sur la table II.1, nous avons mis en gras les paramètres qui changent par rapport au couvercle conique version 2. Comme on peut le voir sur la figure II.50, la meilleure réponse est obtenue avec la version où le disque est à 50 mm de l'émission (comme le couvercle plat), le rayon  $R_2$  du cône à 130 mm est proche de celui de la bobine d'émission (120 mm). Donc ce couvercle est proche de l'excitation par ses dimensions et c'est la raison pour laquelle il est le plus performant. C'est cette version du couvercle conique qui sera adoptée dans la suite de cette étude.

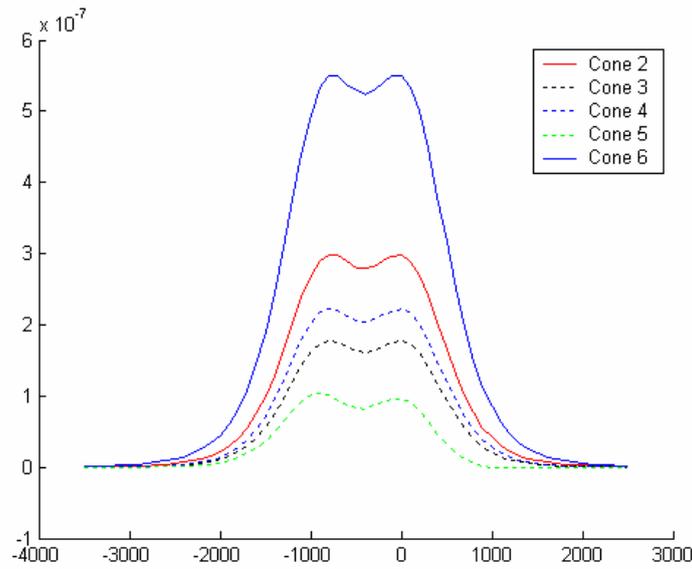
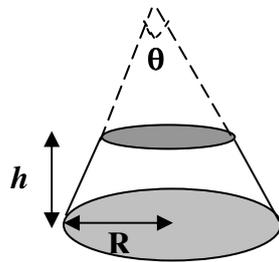


Figure II.50. Flux reçu avec les différents couvercles coniques.

Nous allons procéder, de la même façon que celle utilisée dans le couvercle hémisphérique, pour calculer la composante normale du champ réfléchi par la partie cône du couvercle. Les équations déterminant le modèle du couvercle, II-32 et II-33, adoptées avec le couvercle plat et hémisphérique, sont également maintenues pour le couvercle conique. Les coordonnées des sources et des triplets, sur la partie cône du couvercle, sont présentées par les équations suivantes :



$$x(u, \theta) = \frac{h-u}{h} \cdot R \cdot \cos \theta$$

$$y(u, \theta) = \frac{h-u}{h} \cdot R \cdot \sin \theta$$

$$z(u, \theta) = u + h_0$$

avec  $u \in [0, h], \theta \in [0, 2\pi], h_0$  : hauteur initial

Le vecteur normal est :

$$\vec{N} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + h^2}} \begin{bmatrix} h \cdot \cos \theta \\ h \cdot \sin \theta \\ R \end{bmatrix}$$

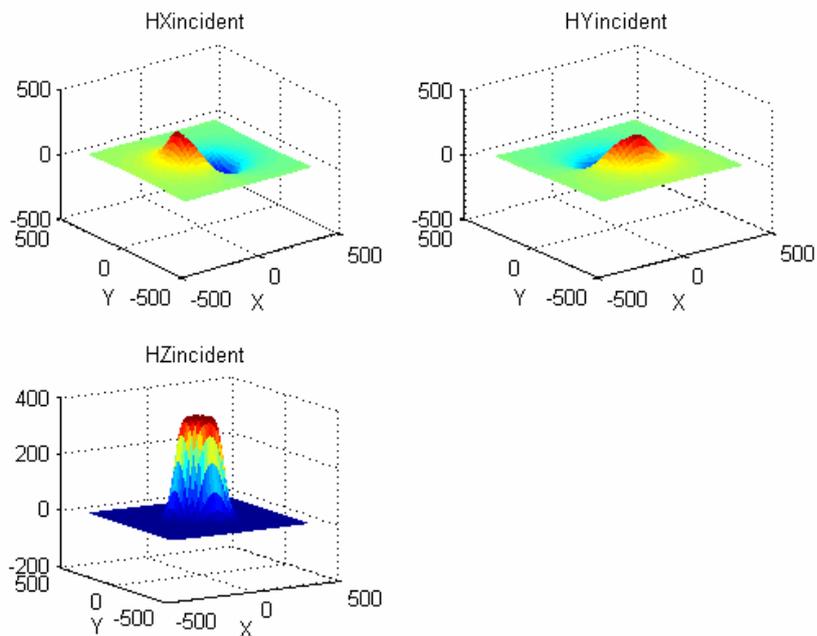
II-41

Et les vecteurs tangentiels sont :

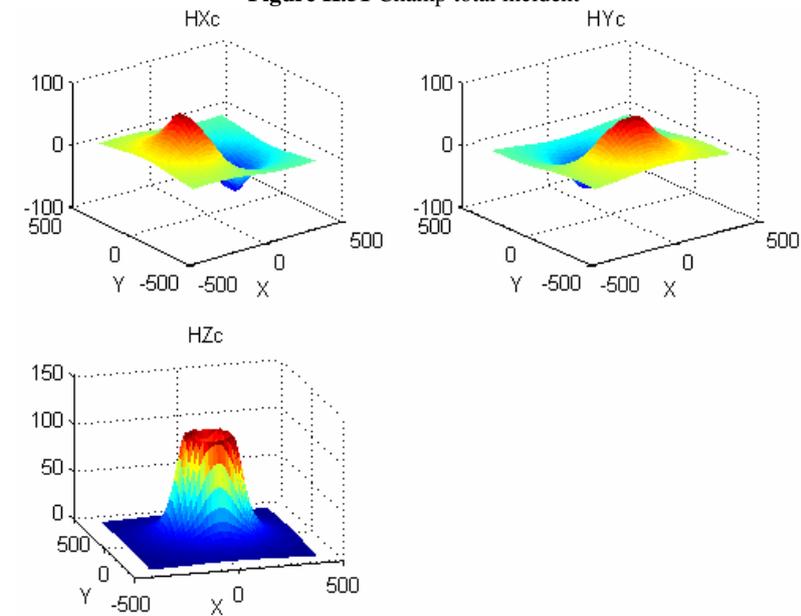
$$\left. \begin{aligned} \vec{T}_1 &= \frac{1}{\sqrt{R^2 + h^2}} \begin{bmatrix} -R \cdot \cos \theta \\ -R \cdot \sin \theta \\ h \end{bmatrix} \\ \vec{T}_2 &= \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ -\cos \theta \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \text{II-42}$$

Les équations II-39 et II-40 pour calculer les coordonnées des sources et des triplets sont valables ainsi que les équations II.16 et II.17 pour calculer les matrices  $M_{TS}$ ,  $M_{TT}$  et toutes les composantes des équations II-32 et II-33 définissant le modèle du capteur.

**II.6.3.1 Dans le plan de la réception (à -5 mm)**



**Figure II.51** Champ total incident



**Figure II.52** Champ réfléchi par le couvercle

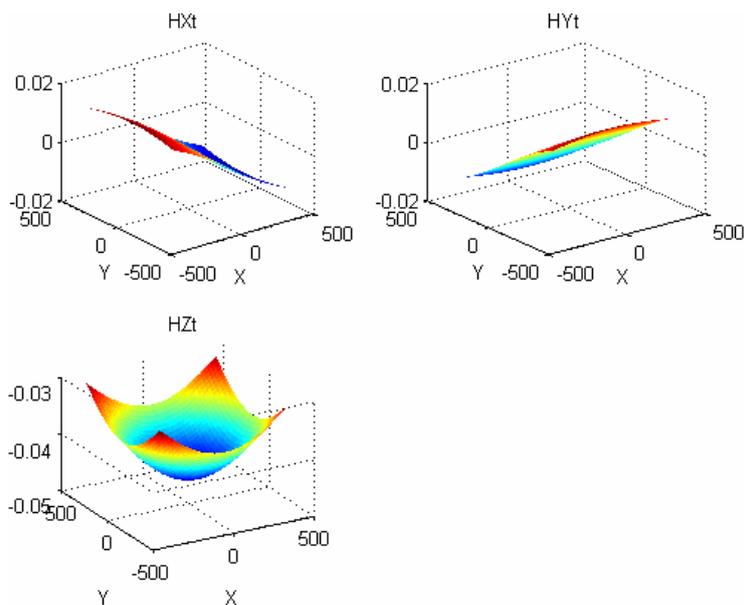


Figure II.53 Champ réfléchi par la cible

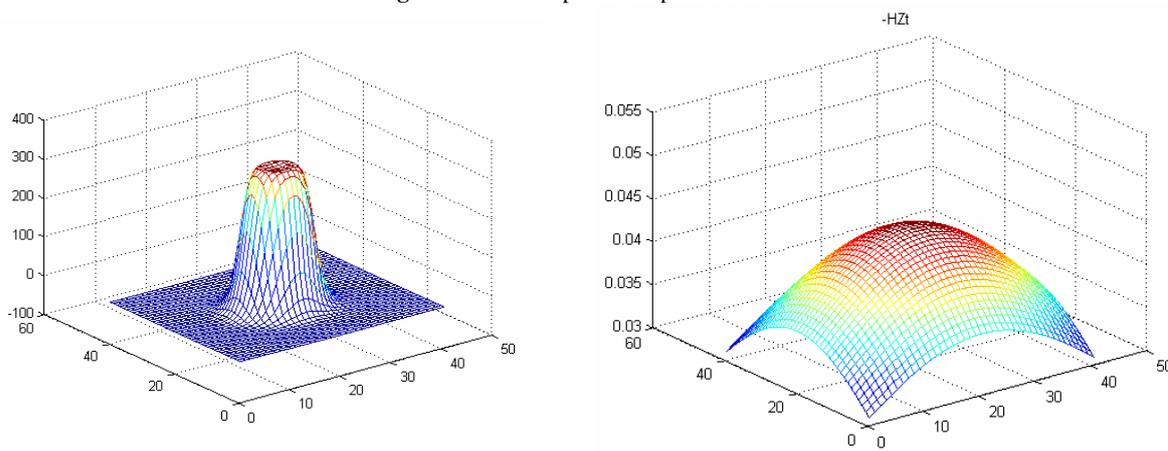


Figure II.54.a Champ total incident

Figure II.54.b Champ réfléchi par la cible

Nous pouvons constater que le fait d'avoir un couvercle avec une forme optimale nous a permis d'atteindre une intensité du champ réfléchi à  $-45 \text{ mA/m}$  alors qu'avec le couvercle plat on atteint seulement  $-20 \text{ mA/m}$ . Il faut aussi noter que cette amélioration du champ n'est pas due seulement à la hauteur du couvercle, et à son rayon de base, mais aussi à l'angle d'inclinaison du cône. Le fait qu'il soit de  $\pi/4$ , et que les côtés du cône passent près des spires de la bobine d'émission, cela permet au couvercle du mieux réfléchir le champ vers la cible.

II.6.3.2 Dans le plan de la cible (à -1 m)

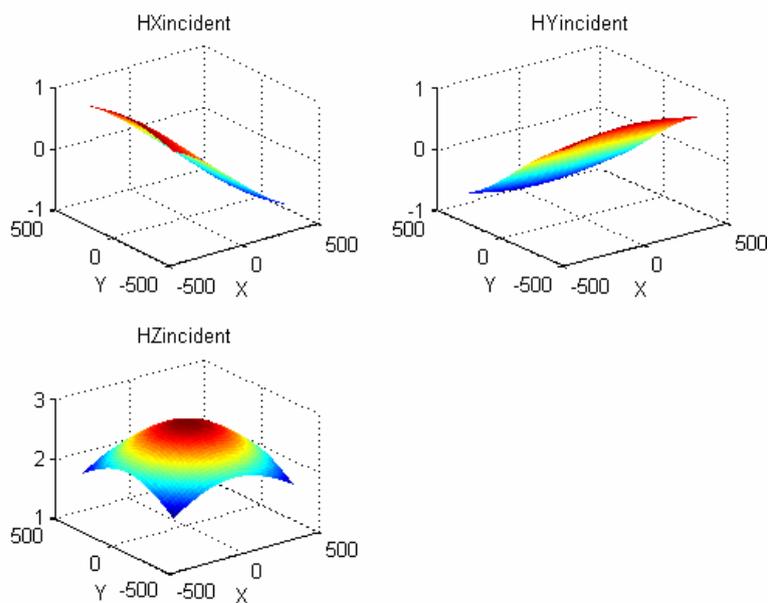


Figure II.55 Champ total incident

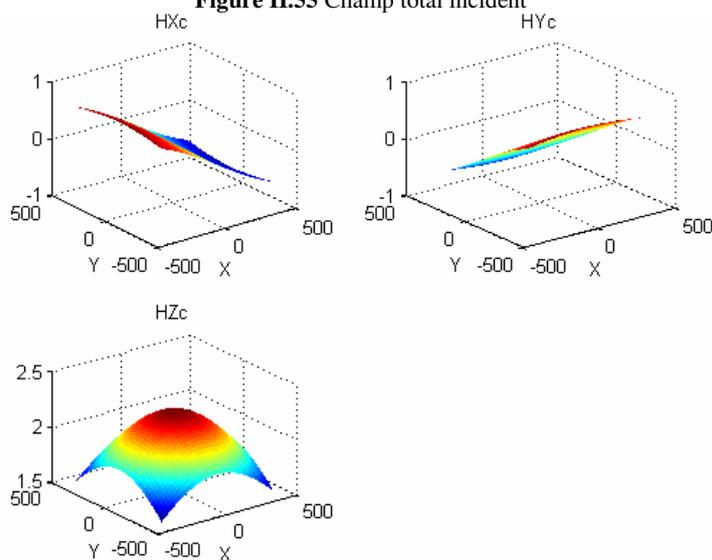


Figure II.56 Champ réfléchi par le couvercle

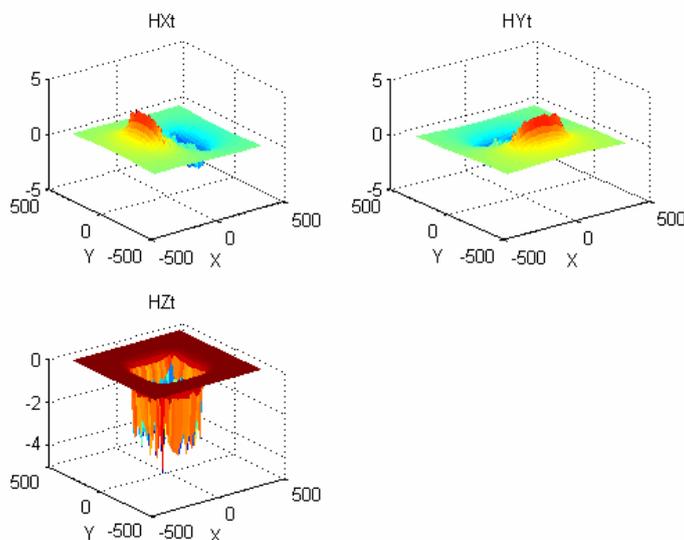


Figure II.57 Champ réfléchi par la cible

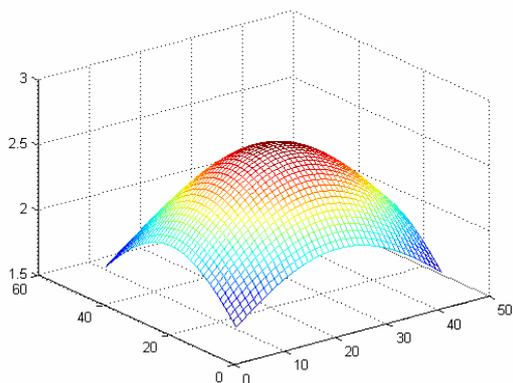


Figure II.58.a Champ total incident

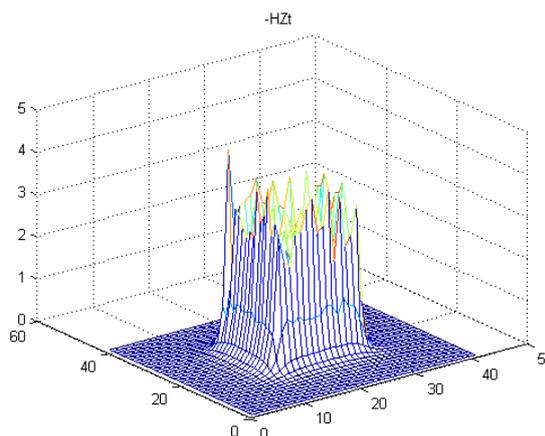


Figure II.58.b Champ réfléchi par la cible

Le champ total incident qui atteint la cible est de l'ordre de 2,5 A/m, alors que dans le cas du couvercle plat il atteint 1,1 A/m. Ce résultat confirme les simulations précédentes, et la même remarque est valable pour le champ réfléchi par la cible qui reste du même ordre que celui incident, à un signe près (la réflexion du champ est totale), sauf que le champ réfléchi dépend de la forme de la cible.

### II.6.3.3 Conditions aux limites côté couvercle

Le champ réfléchi par le couvercle est bien vertical, comme le montre la figure II.59.a, composantes Hx et Hy sont pratiquement nulles ( $10^{-12}$ ), ce qui est proche de la réponse du couvercle plat (figure II.36.a). Ces deux composantes représentent la directivité de réflexion du champ émis qui est entièrement réfléchi. La composante normale  $H_N$ , selon l'indice de source, est composée des sources de la partie cône, ensuite la partie disque.

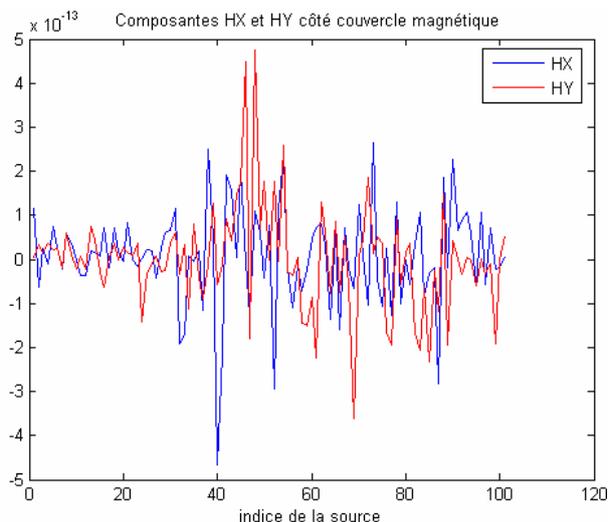


Figure II.59.a : Composantes Hx et Hy côté couvercle

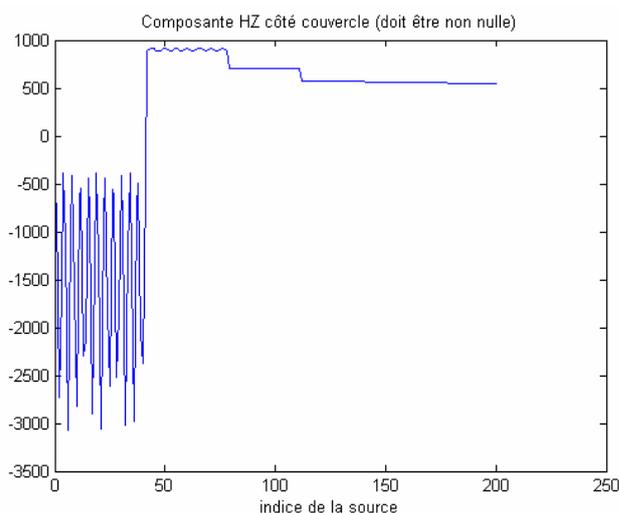


Figure II.59.b : Composante  $H_N$  normale côté couvercle

Comme le montre la figure II.59.b, le champ normal sur les côtés du couvercle est très important (varie entre -500 et -3000 A/m), alors que sur le disque, il varie aux alentours de 600 A/m. Dans le cas du couvercle plat, la composante normale  $H_N$  atteint les 600 A/m (figure II.36.b), ce qui

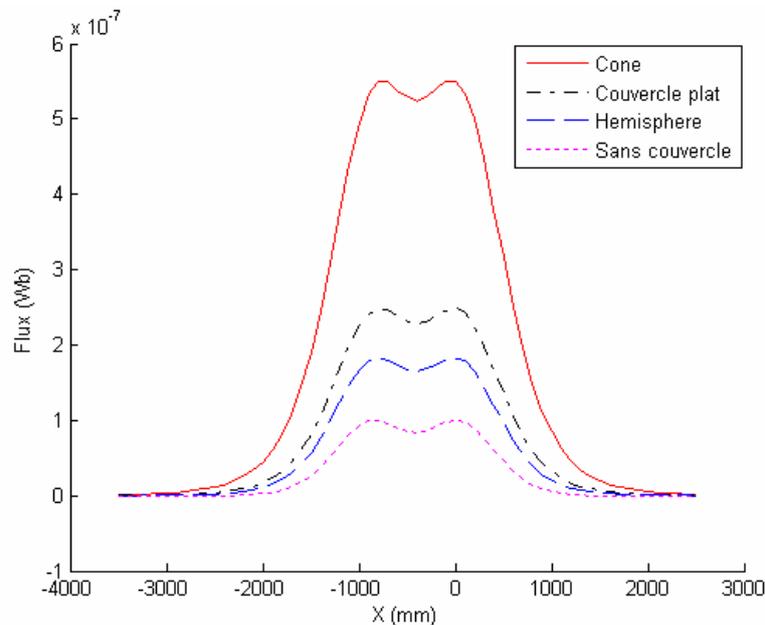
signifie que les résultats sont cohérents, et que les côtés du cône jouent un rôle important dans la réflexion du champ émis.

#### II.6.4. Comparaison entre couvercles

Nous avons établi une comparaison entre la réponse du champ réfléchi pour chacune des configurations utilisant différents couvercles. Avec le couvercle conique, nous remarquons que le champ réfléchi par la cible, au niveau du capteur, atteint une valeur de  $-45 \text{ mA/m}$ , ce qui est très importante par rapport au :

- Capteur à bobines plates à  $-4,5 \text{ mA/m}$  (figure II.10.c).
- Capteur à bobines bobinées à  $-6,5 \text{ mA/m}$  (figure II.17.b).
- Capteur à bobines bobinées avec couvercle plat  $-20 \text{ mA/m}$  (figure II.32.b).
- Capteur à bobines bobinées avec couvercle hémisphérique  $-16,5 \text{ mA/m}$  (figure II.42.b)

Nous avons fait des simulations en introduisant deux plaques conductrices, qui représentent la base du second système de codage, avec les différents modèles du nouveau capteur : sans couvercle, et en utilisant les trois couvercles (figure II.60). La réception du capteur avec le couvercle conique est intéressante et prometteuse, elle ouvre le champ à la recherche d'autres formes de couvercle avec d'autres matériaux dont le coefficient de réflexion.



**Figure II.60.** Réponse des différents modèles du capteur

Nous avons maintenu le courant traversant la bobine d'émission à  $1 \text{ A}$  durant toute la modélisation du capteur, et avec les différents couvercles. A partir du flux reçu, nous avons calculé le gain en courant que chacun des couvercles pourra nous apporter, et cela en comparaison avec le flux sans couvercle.

Couvercle	Courant (A)	Gain
Cône (2)	2,35	135%
Plat	1,5799	58%
Cône + cylindre	1,3729	37%
Hémisphère	1,3550	36%

**Table II.2** Gain de courant de chaque couvercle.

La table II.2 nous permet de d'avoir une idée sur le gain en courant que peut nous offrir l'ajout d'un couvercle à notre capteur. Ces résultats restent cohérents avec ceux qui ont précédé et il nous reste la réalisation du couvercle conique pour les vérifier expérimentalement. Le problème que nous craignons est la perte de sensibilité sur la bobine de réception, avec un champ important la traversant, ainsi que la difficulté de retrouver "manuellement" la zone d'ombre.

## II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé la méthode MSPR pour modéliser le prototype du capteur à bobines plates, décrit dans le chapitre précédent et sur lequel nous avons débuté notre étude. Les simulations réalisées sur ce modèle nous ont permis d'avoir une idée sur l'ordre de grandeur des champs émis-réfléchi de ce capteur. Ces dernières n'étaient pas satisfaisantes pour avoir une reconnaissance fiable de la cible à 1 mètre. L'étude qui a suivi était orientée vers la recherche d'un modèle de capteur plus performant. Pour cela, nous avons optimisé le type et les rayons des bobines ainsi que leur positionnement. Après plusieurs simulations, nous avons modélisé la nouvelle version du capteur qui a permis d'avoir des résultats très encourageants. La réalisation de ce capteur, qui sera présentée au chapitre suivant, a permis de nous rendre compte du problème des perturbations d'objets métalliques aux alentours du capteur.

La modélisation d'un couvercle magnétique capable d'éliminer ces perturbations et de focaliser le champ émis vers la cible était primordiale. Nous avons modélisé plusieurs formes de couvercles : plat, hémisphérique, et conique, et c'est ce dernier qui nous a donné les meilleures performances. En perspectives, nous cherchons à modéliser un couvercle avec un coefficient de réflexion complexe (autres matériaux), et dont la forme peut être plus complexe que ceux présentés dans ce chapitre.

Le seul bémol c'est que nous n'avons pas de couvercle pour vérifier expérimentalement les résultats de la modélisation.



---

***CHAPITRE III : Réalisation du capteur à courants de  
Foucault Seconde génération***

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons décrire la nouvelle version du capteur que nous avons réalisé. Cette version s'appuie essentiellement sur les simulations du modèle MSPR du détecteur afin de confirmer les résultats présentés dans le chapitre précédent.

Ce détecteur est basé sur le principe de la balance d'induction, comme il a été déjà précisé au premier chapitre. Il se compose de trois étages: l'étage d'émission, de réception et d'acquisition. Ce dernier comprend deux parties : la partie matérielle, comprenant la carte d'acquisition et son interface, et la partie logicielle (Labview et Matlab) qui permet de gérer l'acquisition de données, et le pilotage de l'émission et de la réception du détecteur. L'étage d'émission permet de générer un champ électromagnétique qui doit avoir l'intensité nécessaire pour atteindre suffisamment la cible. L'étage de réception détermine le champ éventuellement modifié par la cible, ce signal sera filtré avant qu'il ne soit transmis à l'étage d'acquisition (voir figure III.1).

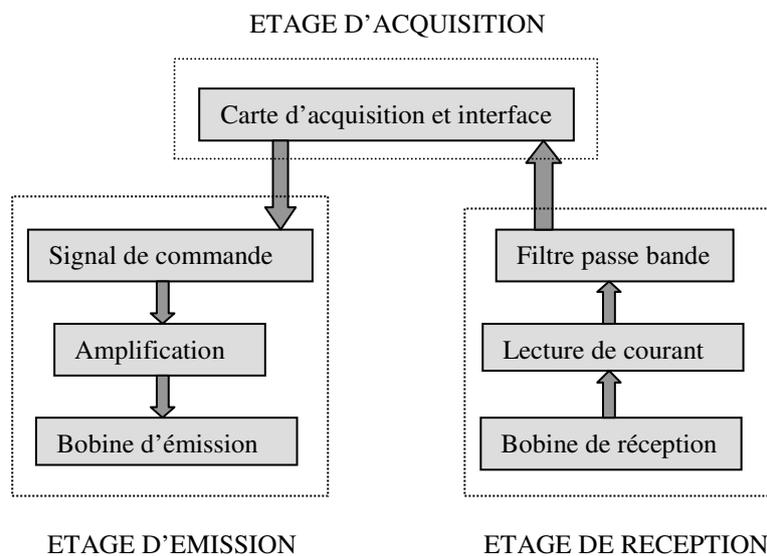


Figure III.1 : Schéma global du détecteur

Une étude détaillée sur les différents montages d'émission permettant la génération d'un champ en annexe 3. Nous détaillerons également les caractéristiques des bobines d'émission et de réception après les simulations du second chapitre. Après, nous décrivons l'amplification au niveau de l'étage d'émission, ainsi que celui de réception. Nous présenterons ensuite la détection synchrone numérique qui nous permet d'obtenir nos signaux, en phase et en gain. Cette technique classique est utilisée dans la partie logicielle de l'étage d'acquisition. Nous faisons une comparaison entre les signaux acquis par l'ancienne et la nouvelle version du détecteur. Enfin nous finirons par une conclusion générale sur les différentes parties de ce chapitre et les perspectives envisagées dans le futur.

D'après les résultats présentés dans l'annexe 3, c'est le "montage série" que nous avons retenu pour la génération du champ électromagnétique. Après avoir déterminé cet élément primordial, nous nous intéressons maintenant au dimensionnement des bobines constituant la tête de détection de notre capteur.

### III.2. Caractéristiques des bobines

Nous rappelons que les trois bobines de réception sont nécessaires pour l'application des techniques de séparation de sources afin de détecter et d'éliminer les défauts (cf § I.4.2).

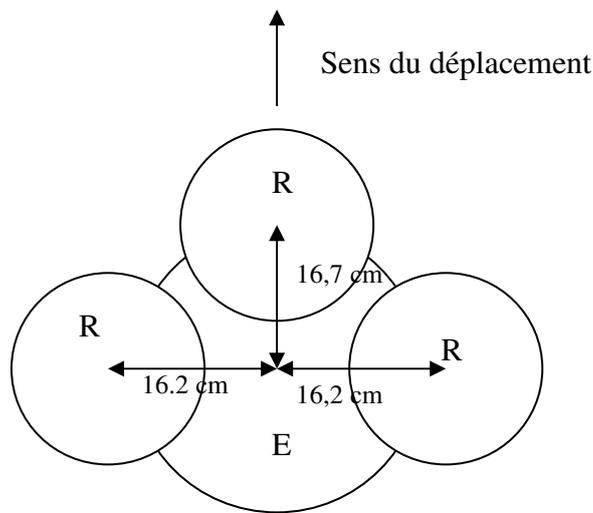


Figure III.5 : Position des bobines de réception et d'émission

Nous rappelons aussi que chacune des bobines de réception doit être dans une zone d'ombre où elle n'est pas présentée au champ émis (en théorie). En pratique, cette zone représente l'espace où la bobine de réception est moins présentée au couplage direct (figure III.5).

Même si leurs positions étaient calculées dans le chapitre précédent (figure II.24), la distance calculée était de 180 mm, alors qu'expérimentalement elle est à 167 mm. La différence n'est pas très importante, mais elle reste très sensible, et un éventuel re-réglage est parfois nécessaire. Notre capteur était un premier prototype d'expérimentation entièrement réalisé dans notre laboratoire. Il est évident que la réalisation des bobines n'est pas d'une qualité industrielle et donc nos bobines présentent quelques défauts notamment sur le plan mécanique.

Nous allons donner un simple exemple sur la variation du flux en fonction de la position de la bobine de réception :

- $x = 167 \text{ mm}$ , le flux reçu est égale à  $-2.3127 \cdot 10^{-4} \text{ Wb}$ .
- $x = 168 \text{ mm}$ , le flux reçu est égale à  $-2.9365 \cdot 10^{-4} \text{ Wb}$ .

Un décalage de position de 1 mm a fait varier le flux de 20 % ce qui est énorme et par conséquent il montre la sensibilité de la position des bobines et son influence sur le champ reçu.

Nous allons maintenant décrire les caractéristiques de chacune des bobines.

### III.2.1 Caractéristiques de la bobine d'émission

Les paramètres qui caractérisent une bobine sont liés par l'équation suivante:

$$Z_L = R_L + jL\omega \tag{III-1}$$

$$R_L = \rho \frac{l}{s} = \rho \frac{N \cdot 2 \cdot \pi \cdot ray}{s} \quad : \text{résistance de la bobine} \tag{III-2}$$

$\rho = 17 \cdot 10^{-9} \Omega m$ , résistivité du cuivre

$ray$  : rayon de la bobine.

$s$  : section du fil.

$N$ : nombre de spires.

Il faut noter que l'inductance de la bobine est définie par :

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2}{l \cdot \pi \cdot ray^2} \tag{III-3}$$

$l$  : longueur de la bobine

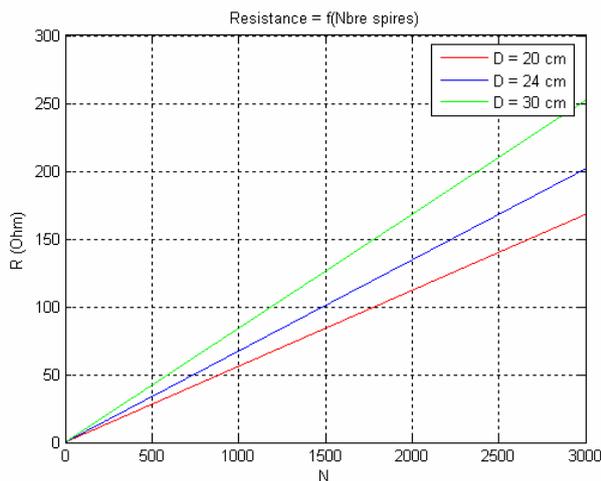


Figure III.6.a La résistance en fonction du nombre de spires

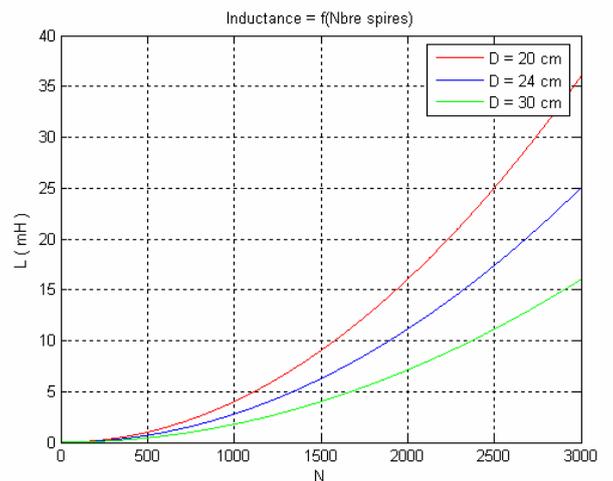


Figure III.6.b L'inductance en fonction du nombre de spires

Les figures III.6.a et III.6.b nous montrent respectivement la variation de la résistance et de l'inductance de la bobine d'émission en fonction du nombre de spires, avec trois rayons différents 20, 24 et 30 cm. La variation linéaire de la résistance ( $R_L=f(N)$ ) confirme sa proportionnalité avec le nombre de spires et le rayon de la bobine, ce dernier détermine la pente de chaque courbe.

La variation de l'inductance est non linéaire ( $L=f(N^2)$ ) et inversement proportionnelle au rayon de la bobine.

Le fait que l'inductance est proportionnelle au champ émis (équation III.1) démontre que plus la bobine est importante plus le champ émis est important. Ce raisonnement a deux limitations

- Une limitation par l'effet Joule et le fait d'augmenter le nombre de spires risque d'engendrer l'échauffement de la bobine:  $R_L=f(N)$  et  $L=f(N^2) \Rightarrow Z_L=f(N^3)$  et d'augmenter la capacité inter spires parasite où  $w_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$ .
- La seconde limitation est due à l'adaptation d'impédance entre l'étage d'amplification et la bobine d'émission. L'impédance de sortie de l'amplificateur audio est à  $4 \Omega$ , ce qui nous oblige à avoir une impédance de la bobine d'émission qui soit proche de cette valeur.

Nous avons cherché à augmenter le nombre de tours de la bobine sans nuire à l'adaptation d'impédance. Nous avons obtenu un compromis entre la résistance de la bobine et le nombre de tours qui définit les caractéristiques de la bobine d'émission comme suit :

Diamètre du support : 24 cm.

Epaisseur du support : 1 cm.

Fil de 0.5 mm de diamètre.

Nombre d'enroulements : 85.

$L = 2,375$  mH (mesuré).

$R_L = 5,46 \Omega$ .

Facteur de qualité  $Q = 27$ .

$W_0$  pulsation à la résonance :  $f_0 = 9600$  Hz.

Il faut souligner que le choix du fil de bobinage de diamètre 0,5 mm est dû à l'intensité du courant qu'on utilise et qui ne dépasse pas 1 A. Dans le cas où nous souhaitons envoyer un courant plus important, nous serons obligé d'utiliser un fil plus épais, et qui entraînera le changement des caractéristiques précédentes.

Nous allons maintenant mener la même étude, même si les contraintes sont différentes, pour déterminer les caractéristiques des bobines de réception.

### III.2.2 Caractéristiques de la bobine de réception

Le courant traversant les bobines de réception est nettement plus faible que celui d'émission puisque celles-ci sont positionnées dans la zone d'ombre afin de réduire au minimum le couplage direct. C'est pour cette raison que nous avons utilisé un fil de diamètre plus fin que celui de l'émission.

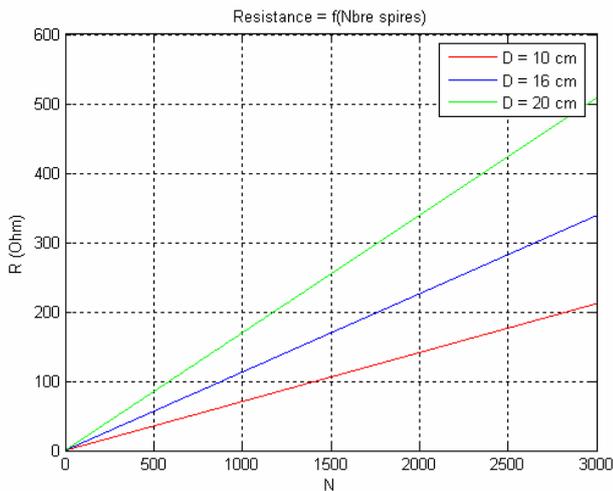


Figure III.7.a La résistance en fonction du nombre de spires

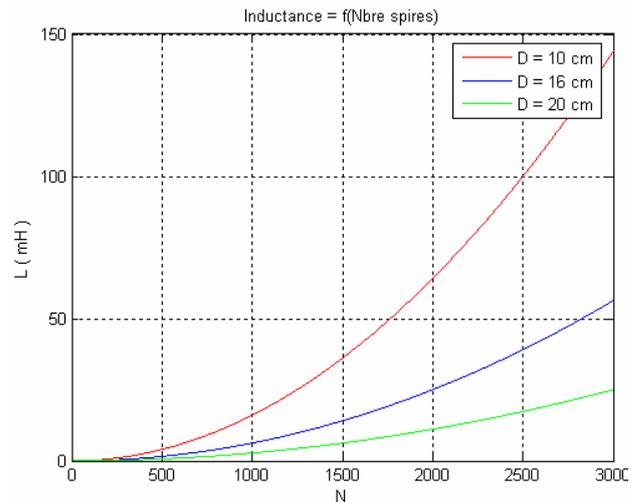


Figure III.7.b L'inductance en fonction du nombre de spires

En ce qui concerne la variation de la résistance/inductance de la bobine de réception en fonction du nombre de spires pour trois diamètres 10, 16 et 20 cm (figures III.16.a et III.16.b), elle est semblable à celle d'émission.

Les bobines de réception détectent une faible partie du champ émis (atténuation de 63dB). Donc les caractéristiques des bobines de réception jouent un rôle important dans la détection du champ réfléchi.

Le fait que le flux reçu est donné par l'équation suivante :  $\varphi = B.S$  et que la tension reçue est assez

faible ( $u = -N_{reception} \frac{d\varphi}{dt}$ ), le seul paramètre sur lequel on peut jouer pour augmenter le flux est la

géométrie de l'inductance et le nombre de tours. Mais nous devons prendre en compte deux limitations :

- La première limitation est liée au rayon des bobines de réception. Le fait d'être limité par l'encombrement sur le capteur vis-à-vis de ses dimensions nous oblige à retenir un rayon pour la bobine de réception de 8 cm.
- La seconde limitation est liée au couplage direct entre les bobines (émission et réception) :  $M = k\sqrt{L_e.L_r}$ . Ce couplage est néfaste à la sensibilité du capteur.

Après simulations et expérimentation, nous avons trouvé un compromis, entre ces dimensions optimales, et sa position dans la zone d'ombre (couplage direct minimum). Les caractéristiques de la bobine de réception sont les suivantes :

Diamètre du support : 16 cm.

Épaisseur du support : 1 cm.

Fil de 0,315 mm de diamètre.

Nombre d'enroulements : 75.

$L = 2,33$  mH (mesuré).  $R_L = 9,05 \Omega$ .  $Q = 15$ .

### III.3 Système d'acquisition

Le système d'acquisition de données développé ici est composé de plusieurs parties, nous allons les présenter en détail ainsi que leurs branchements (figure III.8).

La carte d'acquisition *PCI-6110* de *National Instruments* peut acquérir quatre entrées simultanément. Dans notre application, nous utilisons seulement trois bobines réceptrices, ce qui permet d'étendre à une quatrième. Elle travaille avec une fréquence d'échantillonnage qui peut aller jusqu'à  $5 \text{ MS/s}$  (Mega Samples by second, Millions d'échantillons par seconde), et les convertisseurs analogiques/numériques sont de 12 bits. Elle comprend aussi une horloge de 20 MHz.

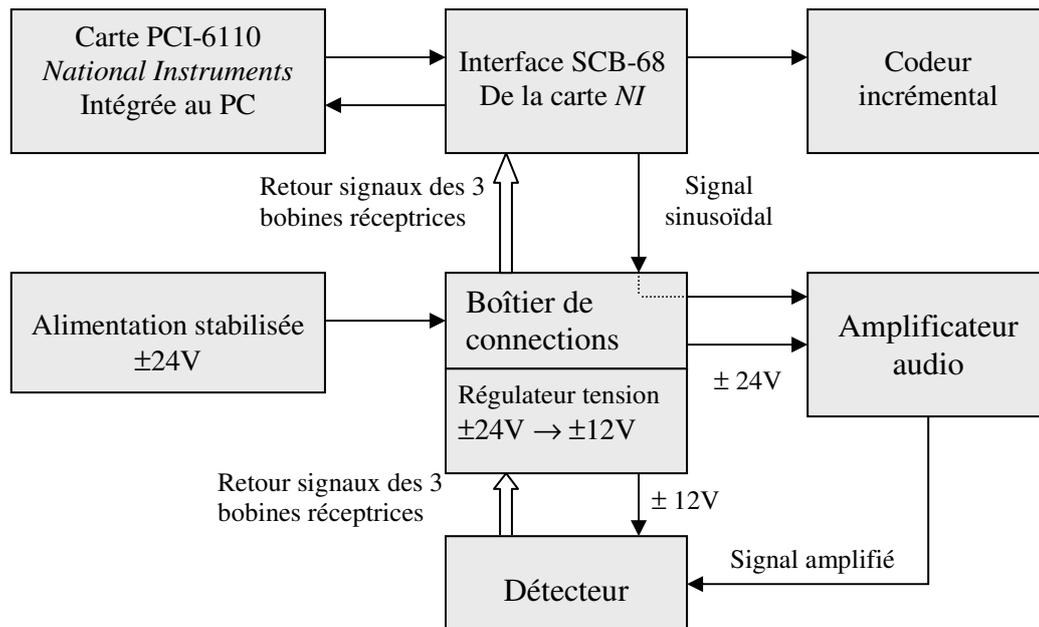


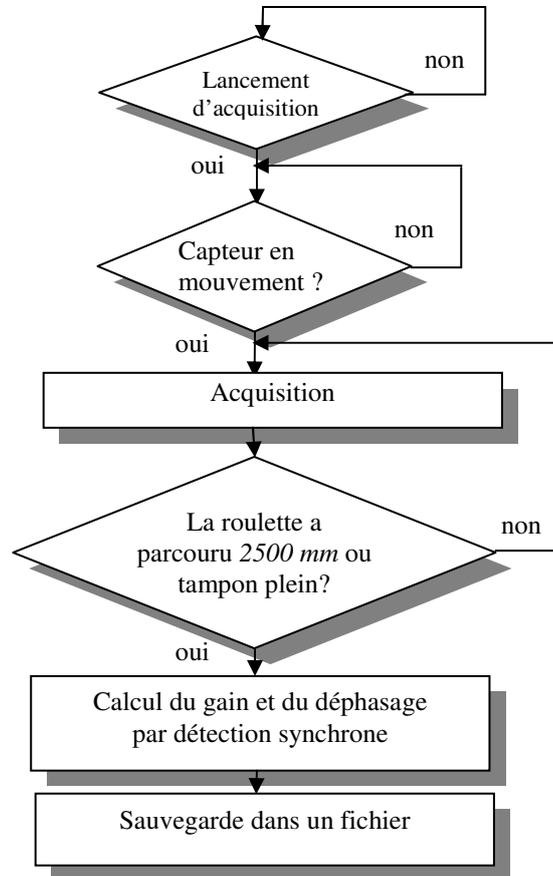
Figure III.8 : Schéma global du système d'acquisition

Comme présenté ci-dessus, chaque voie d'entrée de la carte possède un amplificateur indépendant (gains indépendants), cela permet d'effectuer les réglages nécessaires pour obtenir les meilleurs résultats. Les opérations d'acquisition et d'excitation sont synchronisées par l'encodeur incrémental. Ce dernier est composé d'une roulette qui tourne avec le mouvement du capteur, et un générateur convertit la rotation de la roulette par un signal électrique lié à la carte d'acquisition à travers l'interface *SCB 68*. L'acquisition se fait à chaque millimètre de la rotation de la roulette. C'est elle qui déclenche la génération du signal d'excitation (signal sinusoïdal continu) par la carte *PCI-6110*.

La carte d'interface *SCB 68* est utilisée pour assurer la communication avec la carte d'acquisition *PCI-6110*. Sur cette carte est branché un câble blindé de cinq fils. Un d'entre eux est destiné à envoyer le signal sinusoïdal excitateur vers la bobine émettrice. Les trois autres fils servent de retour pour les bobines réceptrices.

Nous utilisons une interface du logiciel *LabVIEW* afin de lancer une acquisition. Le logiciel se met alors en attente jusqu'à la détection d'un mouvement de la roulette. L'acquisition s'arrête lorsque la

roulette a parcouru 2500 mm ou lorsque le tampon d'acquisition atteint sa valeur maximale ( $5 \times 10^6$  échantillons). L'organigramme d'une acquisition peut se résumer par le schéma suivant (figure III.9):



**Figure III.9** Organigramme d'une acquisition

La sauvegarde des signaux se fait dans un fichier sous format texte. Ce fichier contient 8 mesures organisées en colonnes qui représentent respectivement

- 1<sup>ère</sup> colonne : la phase du signal de la bobine d'émission.
- 2<sup>ème</sup> colonne : la phase du signal de la 1<sup>ère</sup> bobine de réception.
- 3<sup>ème</sup> colonne : la phase du signal de la 2<sup>ème</sup> bobine de réception.
- 4<sup>ème</sup> colonne : la phase du signal de la 3<sup>ème</sup> bobine de réception.
- 5<sup>ème</sup> colonne : le gain du signal de la bobine d'émission.
- 6<sup>ème</sup> colonne : le gain du signal de la 1<sup>ère</sup> bobine de réception.
- 7<sup>ème</sup> colonne : le gain du signal de la 2<sup>ème</sup> bobine de réception.
- 8<sup>ème</sup> colonne : le gain du signal de la 3<sup>ème</sup> bobine de réception.

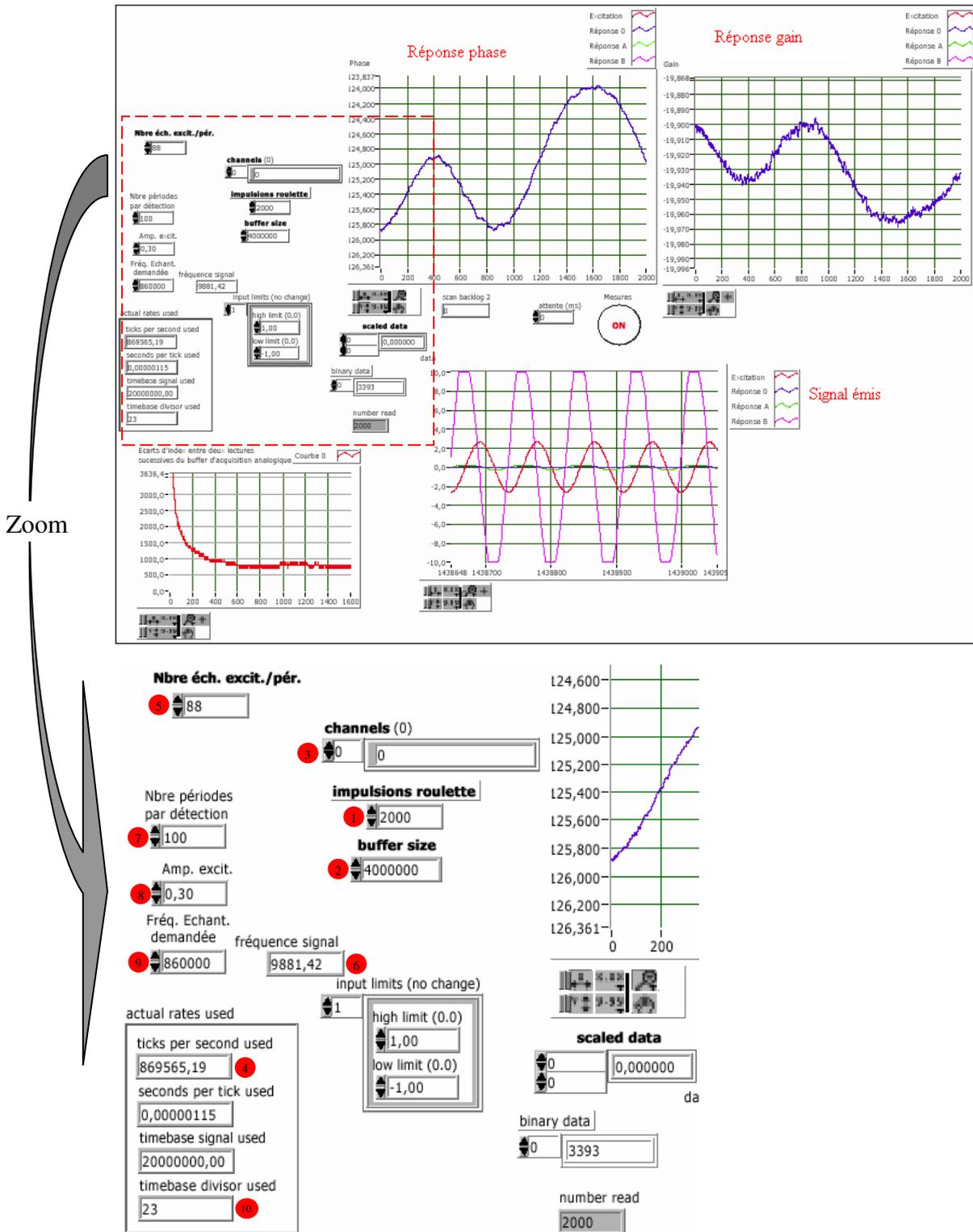


Figure III.10 Exemple d'acquisition par l'interface du logiciel LabVIEW

La figure III.10 nous montre l'interface du logiciel LabVIEW avec un exemple d'acquisition. Parmi les réglages que nous pouvons établir avant de réaliser une acquisition on cite : le nombre d'impulsions par millimètre (1), taille du buffer (2), la fréquence d'acquisition du nombre d'échantillons par seconde (4), le nombre de points par période (5), la fréquence de travail  $f_0$  (6) =

$\frac{(4)}{(5)}$ , le nombre de périodes par détection (7), l'amplitude du signal d'excitation (8), la fréquence d'échantillonnage demandée (9), et le diviseur de la base de temps utilisée (10) = 20 MHz/(4).

### III.4. Amplification

Dans notre capteur, nous avons une amplification au niveau de l'émission et une autre, différente, au niveau de la réception.

#### III.4.1 Amplification à l'émission

Comme montre la figure III.1, la carte d'acquisition génère le signal sinusoïdal de commande. La puissance fournie par cette carte n'est pas suffisante pour assurer l'alimentation nécessaire du montage d'émission cité auparavant. Pour cette raison, nous avons ajouté un étage amplificateur pour résoudre ce problème.

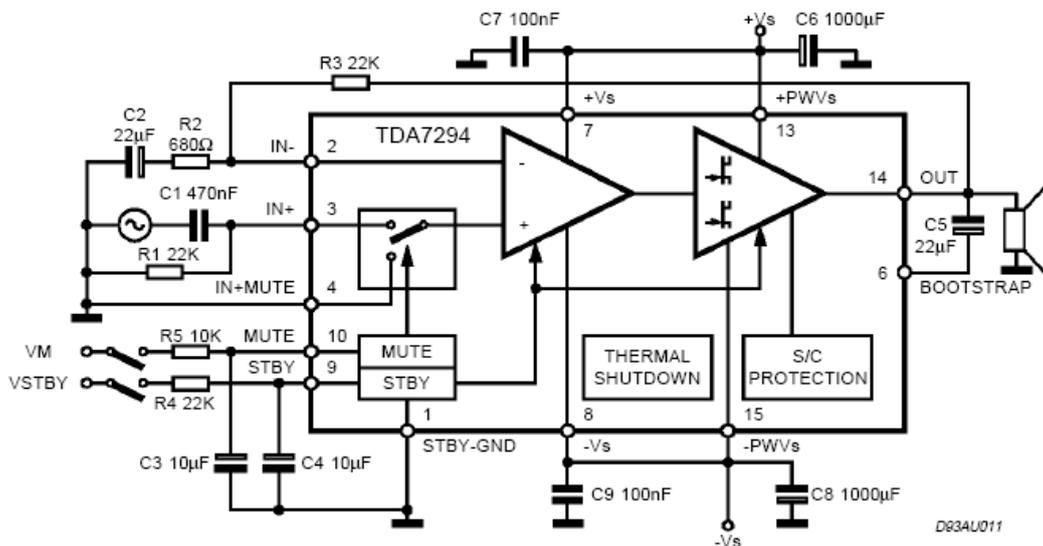


Figure III.11. Schéma électrique de l'Amplificateur audio

Notre fréquence de travail est 9,6 KHz, pour cette raison nous avons choisi un amplificateur audio, car il est bien adapté à l'amplification de signaux à cette fréquence.

Cet amplificateur est basé essentiellement sur le circuit intégré *TDA 7294* en boîtier multiwatt 15 broches, entouré par quelques composants périphériques. Le signal audio est appliqué à l'entrée non inverseuse (br. 3) du circuit intégré, au travers du condensateur *C1* (470 nF); Cette entrée bloque la composante continue néfaste pour le *TDA 7294*, elle est positive et en outre chargée par *R1* (22 kΩ) (voir figure III.11).

Le réseau *R1/C1* forme un filtre passe-haut qui limite la réponse aux très basses fréquences (env. 16 Hz). Une autre limitation au basses fréquences est imposée par le réseau *R2* (680Ω) / *C2* (22μF), relié à l'entrée inverseuse (br. 2). Le rapport des résistances *R3* (22 kΩ) / *R2*(680 Ω) détermine le gain en tension du *TDA 7294*. D'après la documentation du *TDA 7294*, le gain « nominal » doit se situer entre 24 et 30 dB d'où le choix :

$$R_3/R_2 \approx 32 \Rightarrow A_v = 20 * \log(R_3/R_2) \approx 30.$$

La modification de la valeur de la résistance  $R_3$  permet d'adapter la sensibilité d'entrée, à ses propres besoins. Entre les broches 6 et 14 est inséré le condensateur de type « bootstrap ». Le TDA 7294 est alimenté en positif sur ses broches 7 et 13, et en négatif sur ses broches 8 et 15. Les condensateurs  $C_7$  et  $C_9$  (100 nF) immunisent l'amplificateur contre les ronflettes et les dangers d'oscillations. Du fait de l'alimentation symétrique, il n'y a pas besoin de condensateur de liaison en sortie HP. La tension continue résiduelle aux bornes de la charge est infime.

Le montage peut être alimenté par un transformateur torique  $2 \times 25V$ , 80 VA minimum (version mono), suivi d'un pont redresseur 4 A. En fin, nous signalons que les condensateurs  $C_1$ ,  $C_7$  et  $C_9$  ont été surdimensionnés pour des raisons de fiabilité.

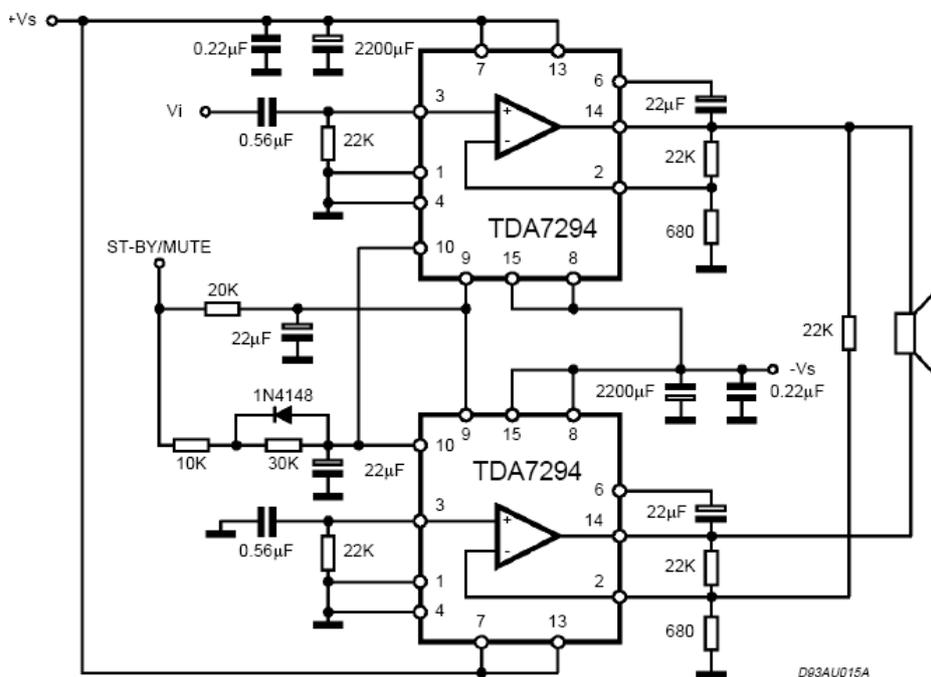


Figure III.12. Montage en bridge deux amplificateurs audio

L'amplificateur audio est utilisé pour amplifier le signal sinusoïdal généré par la carte d'acquisition et permettre une synchronisation entre l'excitation et l'acquisition. Une fiche à 9 broches réalise le retour de signaux des bobines réceptrices ainsi que la sortie vers l'amplificateur audio avec une ligne de masse commune.

L'alimentation nécessaire au fonctionnement de l'électronique est assurée par un générateur externe. Le système est alimenté sous une tension continue de  $\pm 24$  Volts. Afin d'amplifier plus fortement le signal de commande, un montage en bridge pour deux amplificateur audio (figure III.12) est possible. Ce montage est fournie par le fabriquant.

Nous présentons cette possibilité de montage en bridge par rapport aux perspectives de développement que nous décrirons dans le dernier chapitre.

III.4.2 Amplification à la réception

Le signal reçu est de l'ordre du millivolt, il doit donc être préamplifié le plus près possible de la source afin d'augmenter le rapport signal sur bruit (RSB). Pour ce faire, on utilise un préamplificateur passe-bande (figure III.13) architecturé autour d'un amplificateur opérationnel faible bruit et présentant un produit gain bande passante important.

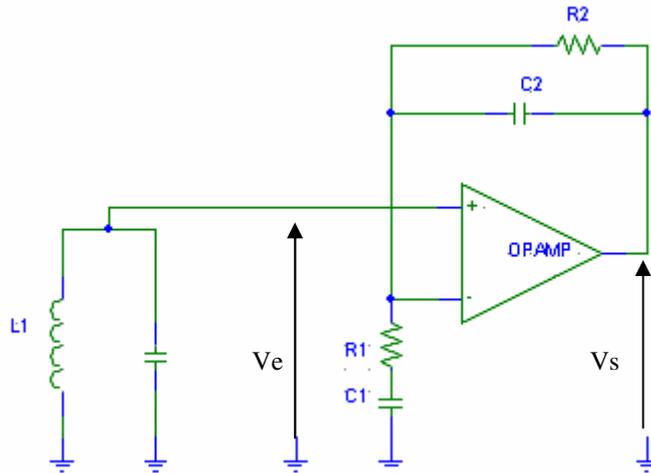


Figure III.13. Schéma électrique du préamplificateur

La fonction de transfert de ce filtre est donnée par la relation :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1 + j\omega(R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1) + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + j\omega(R_1C_1 + R_2C_2) + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \tag{III.4}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(R_1C_1R_2C_2)}}$$

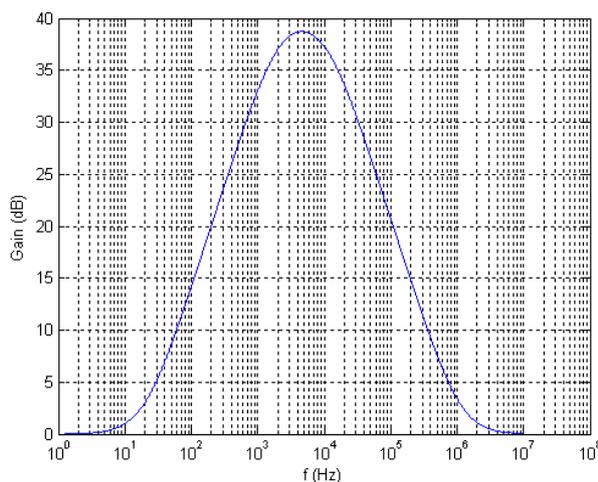


Figure III.14.a Gain de la fonction de transfert (en dB)

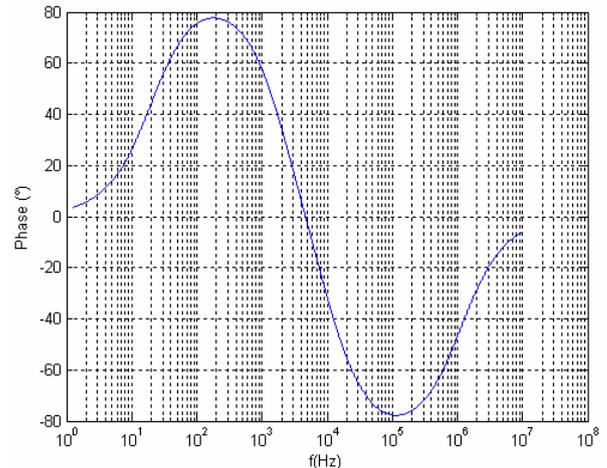


Figure III.14.b Phase de la fonction de transfert (en °)

Nous pouvons constater que nous avons un gain qui atteint presque 40 dB, comme le montre la figure III.14.a, cette amplification du signal reçu est importante, et permet d'avoir un bon RSB. La figure III.14.b nous représente la phase de la fonction de transfert du préamplificateur, il faut souligner que

ce n'est pas la phase qui nous intéresse directement, mais c'est plutôt la variation de cette phase par rapport à celle du signal émis. Cette amplification peut provoquer des variations de phase si la fréquence varie (échauffement de composants) ce qui peut être néfaste pour le traitement qui va suivre.

La mesure de cette variation de phase est effectuée par la détection synchrone, nous revenons en détail sur cette méthode dans le paragraphe suivant.

### III.5 Détection synchrone

Le calcul de la phase et du gain du signal issu de la bobine de détection se fait par la technique de la détection synchrone. Cette technique est très utilisée en électronique pour déterminer la fonction de transfert d'un dispositif donné [SRS 06].

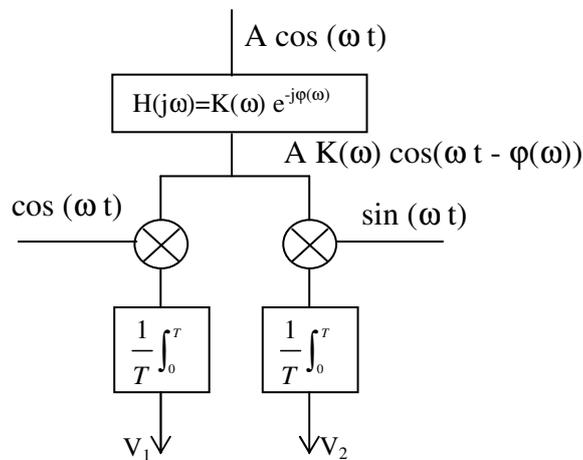


Figure III.15 Principe de la détection synchrone

L'idée de base consiste à calculer le déphasage et la variation du gain entre le signal émis et le signal reçu. Pour ce faire, le signal reçu est multiplié par un signal de même fréquence (d'où le mot synchrone).

Soit par exemple un signal émis  $E(t) = A \cos(\omega t)$ , le signal reçu sera définie comme suit :

$$S(t) = AK(\omega) \cos(\omega t - \phi(\omega)) \tag{III.5}$$

Il s'agit de déterminer le gain  $K(\omega)$  et la phase  $\phi(\omega)$ . La détection synchrone se fait selon le schéma de la figure III.15.

A la sortie des multiplieurs, nous avons les signaux suivants :

$$\begin{cases} AK(\omega) \cos(\omega t - \phi(\omega)) \cdot \cos(\omega t) \\ AK(\omega) \cos(\omega t - \phi(\omega)) \cdot \sin(\omega t) \end{cases} = \begin{cases} \frac{AK(\omega)}{2} \cos(\phi(\omega)) + \frac{AK(\omega)}{2} \cos(2\omega t - \phi(\omega)) \\ \frac{AK(\omega)}{2} \sin(\phi(\omega)) + \frac{AK(\omega)}{2} \sin(2\omega t - \phi(\omega)) \end{cases} \tag{III.6}$$

après une intégration (sur un nombre entier de périodes):

$$\begin{cases} V_1 = \frac{AK(\omega)}{2} \cos(\varphi(\omega)) \\ V_2 = \frac{AK(\omega)}{2} \sin(\varphi(\omega)) \end{cases} \quad \text{III.7}$$

Le gain et le déphasage se calculent de la manière suivante :

$$\begin{cases} \varphi(\omega) = \text{Arc tan} \left( \frac{V_2}{V_1} \right) \\ K(\omega) = 20 \log \left( \frac{2}{A} \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \right) \end{cases} \quad \text{III.8}$$

Tous ces calculs se font directement dans *LabVIEW* ou *MATLAB* à la fin de l'acquisition.

Il faut noter qu'il existe d'autres méthodes pour calculer le gain et la phase du signal reçu, on cite la convolution. Soit le signal reçu  $S(t) = AK(\omega) \cos(\omega t - \varphi(\omega))$ , sa convolution avec un signal de même fréquence  $g(\omega t) = \cos(\omega t)$  est donnée par l'équation suivante :

$$S * g = \int_0^T S(t) \cdot g(T-t) \cdot dt = \frac{T}{2} A \cdot K(\omega) \cos(\varphi(\omega)) \quad \text{III.9}$$

Nous pouvons obtenir les mêmes résultats ci-dessus (gain et phase) par la convolution.

Une autre méthode revient à calculer la trans-impédance entre le courant d'excitation à l'entrée et la tension mesurée à la sortie [MER 99] [MER 00] [DRU 00] [BRU 02] [GUE 03] [MER 03] :

$$Z = \frac{V}{i_{exc}} = R + j \cdot X$$

$R$  : composante résistive.

$X$  : composante réactive.

En pratique, même en l'absence de cible,  $Z$  possède une composante résistive  $R_o$ . Pour s'affranchir de  $R_o$  et de la croissance des termes avec la fréquence, on préfère souvent travailler avec l'impédance normalisée  $Z_n$  :

$$Z_n = \frac{R - R_o}{X_o} + j \frac{X}{X_o} = R_n + j \cdot X_n \quad \text{III.10}$$

où  $X_o$  est la composante réactive (partie imaginaire) de  $Z$  en l'absence de cible.  $Z_n$  varie en fonction des propriétés de la cible, de la distance capteur-cible, de la fréquence du courant d'excitation et des dimensions du capteur.

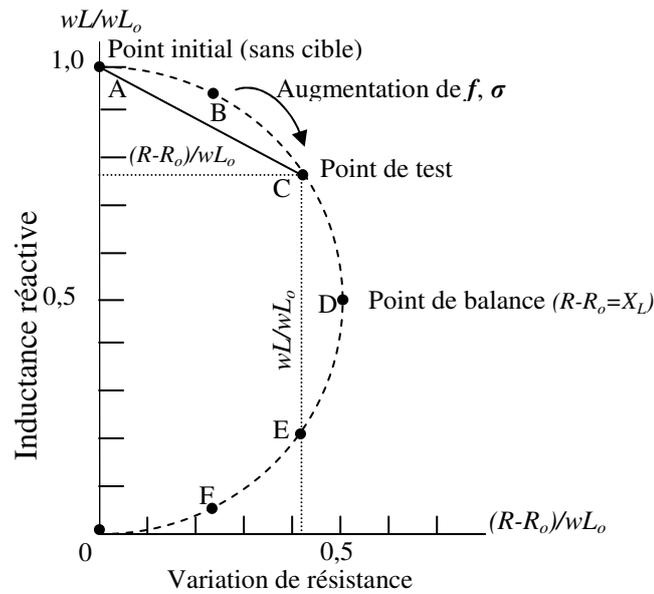


Figure III.16 Variation de sensibilité

Comme montre la figure III.16, le fait que le point de test soit dans les zones [A, C] ou [E, 0] permet une variation plus importante de la composante résistive, cela engendre une sensibilité en gain plus importante. Dans la zone [C, E], la sensibilité de la phase est plus importante car la variation de la composante réactive est plus significative.

Après avoir décrits les différentes parties de cette version du capteur que nous avons réalisé, nous avons entamé une série d'essais afin de mesurer expérimentalement les coefficients de réflexion et de transmission d'une cible en aluminium. Ces essais sont réalisés dans le but de comparer les valeurs réelles des coefficients et celles estimées en simulations.

Nous présentons dans le paragraphe suivant les expérimentations de mesure des coefficients de réflexion et de transmission pour une cible en aluminium.

### III.6 Mesure expérimentale du coefficient de réflexion

L'idée est de mesurer la réponse du capteur avec et sans cible en utilisant une petite bobine de réception (diamètre 1 cm). Les signaux acquis ont l'allure suivante (figure III.17) :

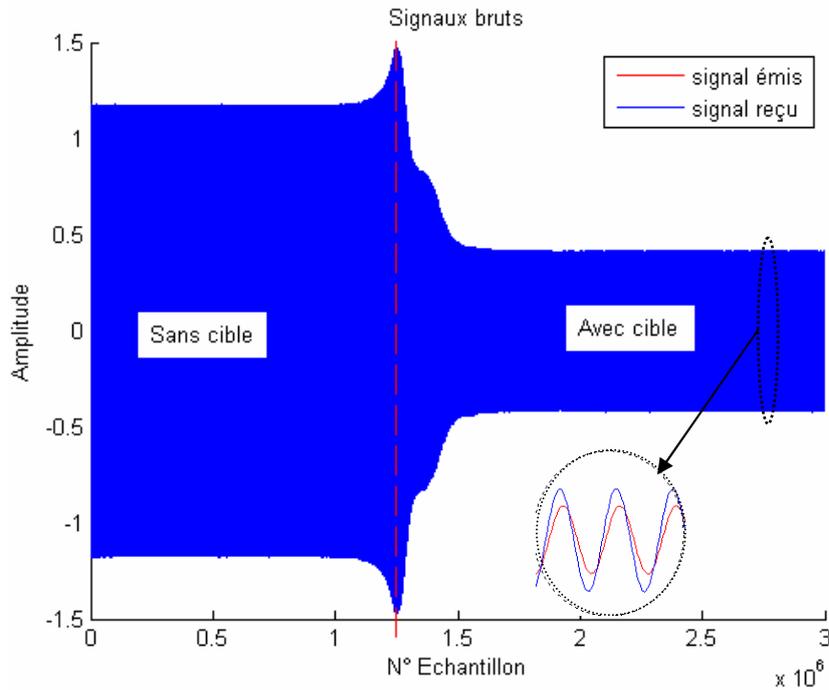


Figure III.17 Signaux bruts acquis

La détection synchrone permet donc d’extraire à partir de ces courbes le gain et la phase en présence ou non de la cible.

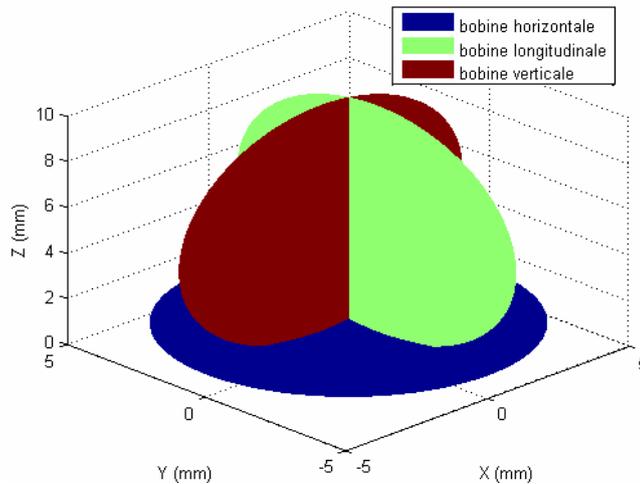


Figure III.18 Positions de bobine de réception

Le but de cette expérience était de mesurer les composantes du coefficient de réflexion  $\rho$  ( $\rho_x$ ,  $\rho_y$  et  $\rho_z$ ) ainsi que le coefficient de transmission  $T$ . Nous avons mis la bobine de réception dans une position horizontale au dessous de la cible pour mesurer son coefficient de transmission définie par :

$$T_{cible} = T_z = \frac{H_{avec\ cible}}{H_{sans\ cible}} \tag{III.11}$$

La bobine de réception doit être au dessus de la cible pour mesurer le coefficient de réflexion. Afin de mesurer la contribution de chacune de ces composantes, nous avons mis la bobine réceptrice dans plusieurs positions (figure III.18) :

- Position horizontale pour mesurer la composante  $\rho_z$ .
- Position verticale pour mesurer la composante  $\rho_y$ .
- Position longitudinale pour mesurer la composante  $\rho_x$ .

Dans ce cas, nous calculons le coefficient de réflexion par la formule suivante :

$$\rho_{cible} = \frac{(H_{avec\ cible} - H_{sans\ cible})}{H_{sans\ cible}} \tag{III.12}$$

Théoriquement, la somme de ces deux coefficients doit être égale à 1 :

$$\rho_{cible} + T_{cible} = 1 \tag{III.13}$$

On calcule le coefficient de transmission  $T_z$  à partir du signal mesuré (figure III.19).

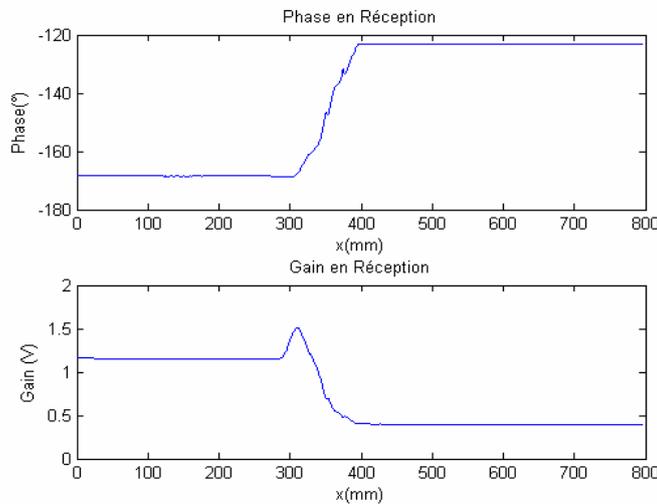
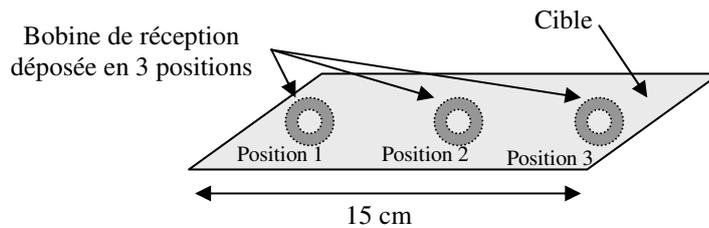


Figure III.19 Mesures du signal transmis (gain et phase)

Amplitude sans cible (V)	1.1494
Amplitude avec cible (V)	0.39743
Phase sans cible	-168°
Phase avec cible	-123°
$T_z$	<b>0.34576</b>
$\Phi_z$	<b>45°</b>

Table III.1 Mesures sur le signal transmis

La variation de phase est de 45° comme on peut le voir sur la figure III.19, et à partir de l'équation III.11, nous avons une estimation du coefficient de transmission à 0,3457.



Afin de mesurer les composantes  $\rho_x$ ,  $\rho_y$ ,  $\rho_z$ , nous avons réalisé une bobines de réception de rayon de 1 cm pour avoir une idée sur la réflexion du champ sur les cotés et au milieu de la cible (position 1,

position 2 et position 3) comme on peut le voir sur la figure au dessus. Les mesures sont présentées dans la table III.2:

Mesures pour calculer la composante  $\rho_x$ :

Positions <sup>6</sup>	Position 1	Position 2	Position 3
Amplitude sans cible (V)	0,32	0,02	0,34
Amplitude avec cible (V)	0,55	0,05	0,56
Phase sans cible	-33°	5°	132°
Phase avec cible	-41°	-36°	124°
$\rho_x$	0,74	0,92	0,67
$\varphi_x$	-8°	-42°	-8°

Mesures pour calculer la composante  $\rho_y$ :

Positions <sup>6</sup>	Position 1	Position 2	Position 3
Amplitude sans cible (V)	0,08	0,07	0,07
Amplitude avec cible (V)	0,14	0,21	0,12
Phase sans cible	-120°	165°	19°
Phase avec cible	-134°	145°	7°
$\rho_y$	0,73	0,99	0,58
$\varphi_y$	-14°	-20°	-11°

Mesures pour calculer la composante  $\rho_z$ :

Positions <sup>6</sup>	Position 1	Position 2	Position 3
Amplitude sans cible (V)	1,11	1,15	1,02
Amplitude avec cible (V)	0,44	0,41	0,40
Phase sans cible	-68°	-75°	-61°
Phase avec cible	-25°	-30°	-17°
$\rho_z$	-0,60	-0,65	-0,61
$\varphi_z$	43°	45°	44°

Table III.2 Mesures sur le signal réfléchi

Nous remarquons dans les mesures des composantes du coefficients de réflexion  $\rho_x$  et  $\rho_y$  que le champ réfléchi par la cible est plus important au milieu que sur les cotés, cela est dû au fait que les courants de Foucault sont plus important au milieu de la cible que sur ces bords.

Concernant la mesure de la composante  $\rho_z$ , nous constatons que la réponse dans les trois positions est assez proche et assez faible en comparaison avec les composantes en  $x$  et  $y$ . Cela nous donne l'idée de tester des bobines de réception verticale et longitudinale dans les travaux qui vont suivre.

On remarque dans ces mesures que  $|\rho_z|+|T_z|=0.9995$ .

Cela montre que nous n'avons quasiment pas de pertes avec une cible en aluminium.

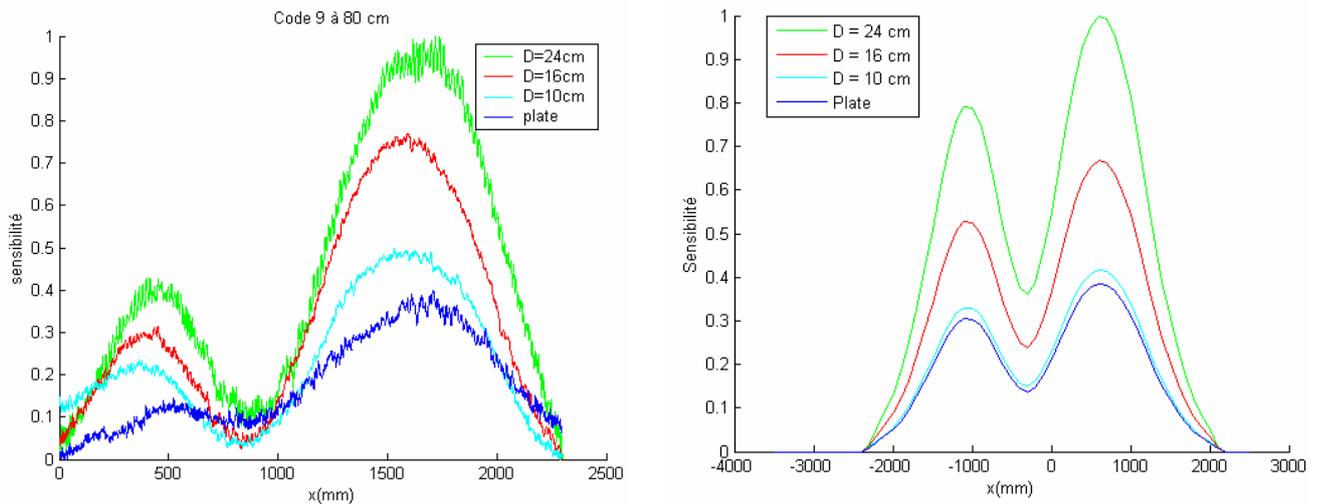
$$\rho = \begin{pmatrix} +0,70 \\ +0,70 \\ -0,70 \end{pmatrix}, Arg(\rho) = \begin{pmatrix} \frac{\pi}{22} \\ \frac{\pi}{12} \\ \frac{\pi}{4} \end{pmatrix}$$

<sup>6</sup> Les positions de la bobine de réception sur la cible.

Les valeurs réelles que nous venons de calculer, vont être injectées dans les simulations qui vont suivre pour nous rapprocher des conditions réelles de travail. Une comparaison entre les résultats de simulations et des signaux acquis par le capteur sera présentée dans le paragraphe suivant.

### III.7 Comparaison entre simulations et signaux acquis

Après la réalisation du capteur, nous avons fait des acquisitions avec ce dernier afin d'évaluer ses performances.



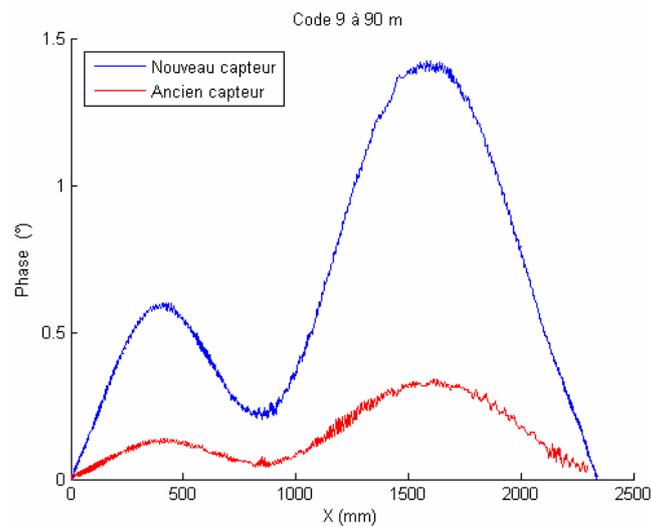
**Figure III.20.a** Phase réelle normalisée du code 9 avec différents rayons **Figure III.20.b** Flux simulé normalisé du code 9 avec différents rayons

Nous avons effectué des acquisitions avec des bobines de réception de rayons différents, ces signaux sont présentés par la figure III.20.a. Cette dernière représente la phase réelle du code 9 à une profondeur de 80 cm.

Nous constatons une proportionnalité entre l'intensité du signal reçu et le rayon de la bobine réceptrice, cela confirme les résultats de simulations présentés au second chapitre. Cette phase a été calculée par la détection synchrone, comme nous l'avons expliqué précédemment. Le signal reçu par la bobine plate est faible, cela est dû au fait que seules les spires proches de la périphérie jouent un rôle significatif.

Les simulations menées sur le modèle du capteur nous ont permis de calculer le flux réfléchi par les cibles au niveau du capteur, avec différents rayons à la réception (figure III.20.b). Il faut noter que l'espace entre les cibles du code, qui est représenté par le creux entre les deux bosses, est plus faible dans les codes réels. Cela est dû au fait qu'en simulation, on ne tient pas compte des pertes qui peuvent exister au niveau de l'émission, la propagation du champ dans le sol, la réflexion partielle et non totale du champ. Nous considérons aussi que les courants de Foucault sont uniformément répartis sur la surface de la cible alors qu'en réalité ils sont plus concentrés au milieu que sur les bords. Une autre considération en simulation concerne la position de la bobine de réception dans la zone d'ombre alors qu'en réalité il existe toujours un couplage direct minimal entre l'émission et la réception qui influe négativement sur le signal reçu.

Les figures III.20.a et III.20.b représentent respectivement, des signaux réels et des simulations. Nous avons normalisé les signaux dans les deux cas afin d'avoir une estimation de la sensibilité du capteur.



**Figure III.21** Mesure de la phase réelle par les deux capteurs.

Nous pouvons conclure que la sensibilité du capteur par simulation est proche de la sensibilité réelle du capteur ce qui nous encourage dans notre démarche de modélisation à nous rapprocher plus des conditions réelles d'acquisition.

Nous avons utilisé les deux versions du capteur sur un même code 9 à une profondeur de 90 cm (voir figure III.21). Le résultat est très encourageant, la variation de phase du nouveau capteur est 3 fois supérieure à celle de l'ancienne version. Cette amélioration nous a permis d'atteindre la profondeur souhaitée de 1,2 m et ainsi atteindre l'objectif final de notre projet même s'il reste des améliorations nécessaires pour développer un prototype industriel.



**Figure III.22** Prototype du capteur réalisé.

Dans la figure III.22, nous pouvons voir le prototype expérimental du capteur réalisé au sein du laboratoire. La version finale qui sera commercialisée, sera plus adaptée à l'usage pratique. Elle sera autonome (batteries), mobile et facilement utilisable.

### **III.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les différentes parties qui constituent la nouvelle version du capteur. Nous avons montré que grâce aux résultats de simulations, nous pouvions améliorer notre capteur.

L'optimisation réalisée sur les caractéristiques des bobines (d'émission et de réception) et leurs positions, a permis une augmentation des champs émis et réfléchis et de repousser ainsi la profondeur de détection. Il faut souligner que le choix minutieux des différents étages électroniques utilisés dans le capteur dans sa version numérique, a joué un rôle non négligeable dans la détermination des performances du capteur. Nous avons pu voir aussi les différences entre les résultats de simulation et les signaux réels, ce qui sera intéressant est bien d'injecter des mesures réelles dans les simulations pour se rapprocher des conditions de travail. Il faut noter que la modélisation par MSPR nous permet de faire facilement ces changements contrairement à d'autres méthodes de modélisation et c'est une des raisons pour lesquelles nous avons choisi d'utiliser cette méthode.

La performance majeure de ce capteur est sa capacité de détection puisque nous sommes parvenu à détecter nos codes à 1,2 m de profondeur sur le site de test de notre partenaire industriel.

En partant d'un capteur qui était limité à 80-90 cm, avec un système de reconnaissance moyen, nous avons pu améliorer les performances de la partie matérielle ainsi que la partie logicielle qui sera présentée dans le chapitre suivant.

Un nouveau système de codage a été créé pour enrichir notre système de détection. Ce système de codage ainsi que le système de reconnaissance correspondant seront présentés également dans le chapitre suivant.



---

## ***CHAPITRE IV : Reconnaissance de Formes***

## IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons toutes les méthodes de reconnaissance que nous avons introduit pour enrichir le système d'identification. Certaines méthodes sont associées au premier système de codage et d'autres au second.

Concernant le premier système de codage, nous nous sommes intéressés à deux points importants de l'étude réalisée par [BEL 99 b] pour améliorer le système de reconnaissance. Ces deux points sont : l'approche du choix des paramètres pertinents et le classifieur neuronal RBF-1. Nous présentons brièvement les critères qui ont été utilisés dans cette approche, nous présentons également une seconde approche basée sur un principe différent [BEH 03] que nous avons menés. Nous détaillerons chacune des approches avec leurs résultats et nous les comparerons afin de mettre en évidence le choix retenu.

D'autres classifieurs ont été testés pour compléter le premier système de reconnaissance. Ils sont basés sur différents principes : distance euclidienne, distance de Mahalanobis, les k plus proches voisins et un classifieur neuronal que nous avons appelé RBF-2. Ces classifieurs ont été ajoutés afin d'enrichir le premier système de reconnaissance. Le second point que nous avons voulu traiter concerne le classifieur neuronal RBF-1. Nous nous sommes basés sur cet algorithme original développé par [BEL 99 a] afin d'améliorer ses performances globales, notamment en ce qui concerne les temps de calcul pour développer le classifieur RBF-2. Nous reviendrons en détail sur chacun des algorithmes et les différences qui les caractérisent [BEH 04] [BEH 05] [BEH 06].

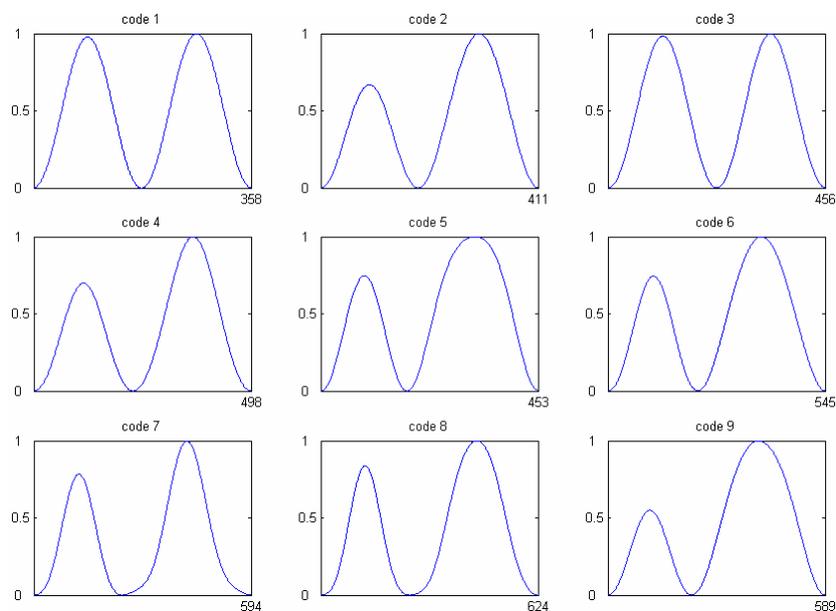
Les contraintes industrielles ayant évoluées, notre application exige maintenant un nombre de code plus élevé que précédemment. Or de part sa définition, le premier système de codage ne permet pas une augmentation du nombre de codes sans dégradation de la fiabilité d'identification. Pour remédier à ce problème, nous avons créé un nouveau système de codage appelé « système de codage seconde génération » présenté en annexe 4. Nous avons utilisé plusieurs méthodes de reconnaissance, basées sur des principes différents, pour identifier ce système de codage tel que: la reconnaissance structurelle, l'intercorrélation, la distance transformée et la DTW (Dynamic Time Warping). Nous détaillerons ces différentes méthodes ainsi que les résultats obtenus [ZIT 04 b] [ZIT 04 c] [ZIT 05]. Le choix de ces méthodes n'est pas exhaustif, nous pourrions ajouter d'autres méthodes pour avoir une identification de meilleure fiabilité.

## IV.2. Approches de sélection des paramètres pertinents

La reconnaissance structurelle de formes passe par une étape d'extraction d'un certain nombre de primitives caractéristiques de la forme. Dans la plupart des cas, il n'est pas nécessaire d'utiliser l'ensemble des primitives extraites pour obtenir de bonnes performances du système de reconnaissance. On se base alors sur des critères de sélection des paramètres pertinents comme Fisher ou des critères à base de matrice de covariance pour déterminer les primitives optimales qui

caractérisent le mieux la forme. D'autres méthodes comme l'ACP (Analyse en Composantes Principales) peuvent être également utilisées mais « au prix » de la perte de signification « physique » des paramètres. Le choix de ne pas utiliser ce genre de méthodes ayant été pris précédemment [BEL 99 b], nous ne l'avons pas remis en question.

Le système de codage « première génération » présenté dans le premier chapitre, comprend neuf codes (voir figure IV.1)



**Figure IV.1** Système de codage première génération normalisé

Le système de codage permet la représentation des signaux dans un autre espace de paramètres de dimension beaucoup plus réduite. En effet, il consiste à extraire des signaux, des informations considérées a priori comme pertinentes. La méthode d'extraction des paramètres est basée sur un calcul de distances, d'aires et de tangentes entre les deux bosses d'un motif élémentaire d'un signal. Ainsi, 36 paramètres sont extraits.

Il est impossible de tester toutes les combinaisons possibles. En effet, 15 paramètres sur un total de 36 donnent plus de 9 milliards combinaisons possibles. Le temps nécessaire pour tester une combinaison en utilisant la distance euclidienne est près de 1 seconde sur un PC Athlon XP1800+, ce qui nécessite près de 2 siècles pour tester toutes les combinaisons.

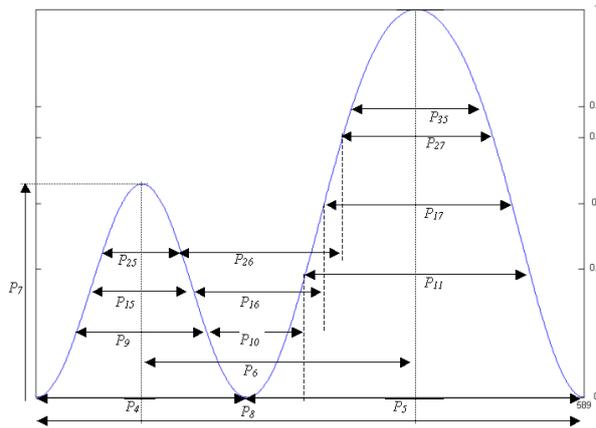


Figure IV.2.a Codage des signaux par des paramètres basés sur le calcul de distance.

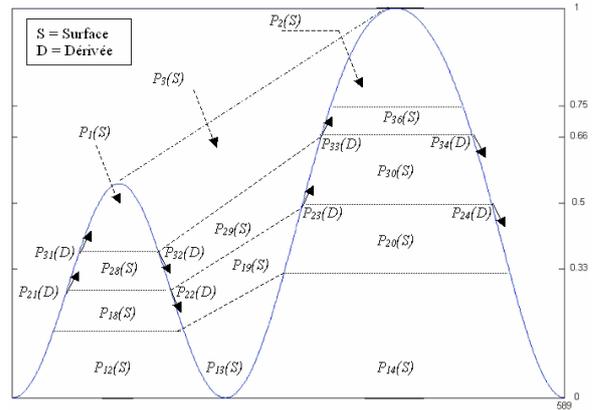


Figure IV.1.b Codage des signaux par des paramètres basés sur le calcul de surfaces et tangentes.

Le problème de sélection de paramètres a fait le sujet de plusieurs études [JAI 97] [MOR 00] [TAN 02] [BEN 04]. Parmi les techniques utilisées on peut citer celles basées sur les algorithmes d'optimisation tels que l'algorithme "branch and bound" [DEV 82] qui permettent de trouver la solution optimale sans avoir à évaluer explicitement le critère pour toutes les combinaisons possibles. Ces algorithmes s'avèrent en général très coûteux en temps de calcul notamment lorsque la dimension initiale est relativement élevée. D'autres techniques ont été évoquées dans [PUD 94] [SOM 99] mais ne garantissent pas toujours la solution optimale [JAI 00].

Nous allons présenter respectivement les deux approches et leurs résultats ainsi que la solution que nous avons choisi pour la sélection des paramètres optimaux.

## IV.2.1 Première approche

Dans cette approche, deux méthodes ont été retenues pour effectuer une telle sélection. La première est basée sur le critère de Fisher qui effectue un classement des paramètres selon leur aptitude à bien discriminer les classes. Nous présentons le critère de Fisher "simple" qui s'applique à la séparation entre deux classes, ainsi que le critère de Fisher multi classe qui s'applique à la séparation simultanée de plusieurs classes. La seconde méthode, s'appuyant sur un critère à base de matrice de covariance, est également examinée. Les résultats fournis par les différentes méthodes n'étant pas identiques, le choix d'un ensemble de paramètres pertinents nécessite malgré tout une intervention pour le superviser.

### IV.2.1.1 Critère de Fisher

L'Analyse Factorielle Discriminante (AFD) recherche un sous-espace de projection dans lequel les classes sont le mieux séparées. Elle s'intéresse plus particulièrement à maximiser, après projection, le rapport de l'inertie inter-classe à l'inertie intra-classe. Si ce rapport est élevé, cela implique que les centres de gravité des différentes classes sont bien séparés les uns des autres et que chaque classe se projette de manière groupée autour de son centre de gravité. Le critère de Fisher est un cas particulier de cette méthode dans la mesure où le choix du sous-espace dans lequel les classes sont le mieux séparées, est limité aux sous-espaces engendrés par les axes des paramètres initiaux. Il consiste à

affecter à chaque paramètre, un poids qui reflète son pouvoir de discrimination entre deux classes données [DOC 81].

Le critère proposé par Fisher s'écrit :

$$F_{w_1, w_2}(X^i) = \frac{[\widehat{m}_1(X^i) - \widehat{m}_2(X^i)]^2}{\sum_{X \in w_1} [X^i - \widehat{m}_1(X^i)]^2 + \sum_{X \in w_2} [X^i - \widehat{m}_2(X^i)]^2} \quad \text{IV-1}$$

Dans cette équation,  $\widehat{m}_j(X^i)$  est un estimateur de la moyenne des valeurs que prend le caractère  $i$  dans la classe indiquée  $j$ .  $X^i$  est une valeur particulière que peut avoir ce caractère dans l'une des deux classes étudiées ( $w_1$  ou  $w_2$ ). Le numérateur du critère de Fisher caractérise l'éloignement des deux classes considérées, tandis que son dénominateur correspond au regroupement de chaque classe sur elle-même. Cette relation reste limitée à la comparaison de deux caractères, en supposant qu'ils jouissent du même nombre d'observations. Dans le cas où le nombre d'observations de chaque classe est différent, il est nécessaire de normaliser la sommation en la divisant par le nombre d'observations de la classe concernée [ZEN 05].

Ce critère caractérise donc bien le rapport de l'éloignement des classes à la dispersion propre de chacune d'entre elle. Sous cette forme, il ne s'applique qu'à deux paramètres simultanément. Nous devons donc l'utiliser pour toutes les combinaisons de caractères afin de déterminer les plus discriminants.

Une généralisation du critère de Fisher permet de traiter la discrimination simultanée entre plusieurs classes en affectant à chaque paramètre une moyenne des poids obtenus pour la séparation de toutes les classes prises deux à deux. Il fournit donc un jugement global sur la capacité d'un caractère à discriminer l'ensemble des classes.

$$F_{mc}(P_i) = \frac{2}{M(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=m+1}^M \frac{(m_m(X_i) - m_n(X_i))^2}{N_m \cdot \widehat{S}_m(X_i)^2 + N_n \cdot \widehat{S}_n(X_i)^2} \quad \text{IV-2}$$

Dans cette expression,  $S_m(X_i)^2$  est un estimateur de la variance du caractère  $i$  de la classe  $m$ ,  $N_m$  est le nombre d'éléments de la classe  $m$  et  $M$  est le nombre total de classes. On notera que lorsque au moins 2 des  $M$  classes sont extrêmement éloignées l'une de l'autre, la valeur du numérateur est élevée, cela même si les autres classes sont mal séparées. Ceci a pour effet de privilégier les paramètres pour lesquels deux ou plusieurs classes sont espacées même si deux ou plusieurs autres sont très proches voir confondues.

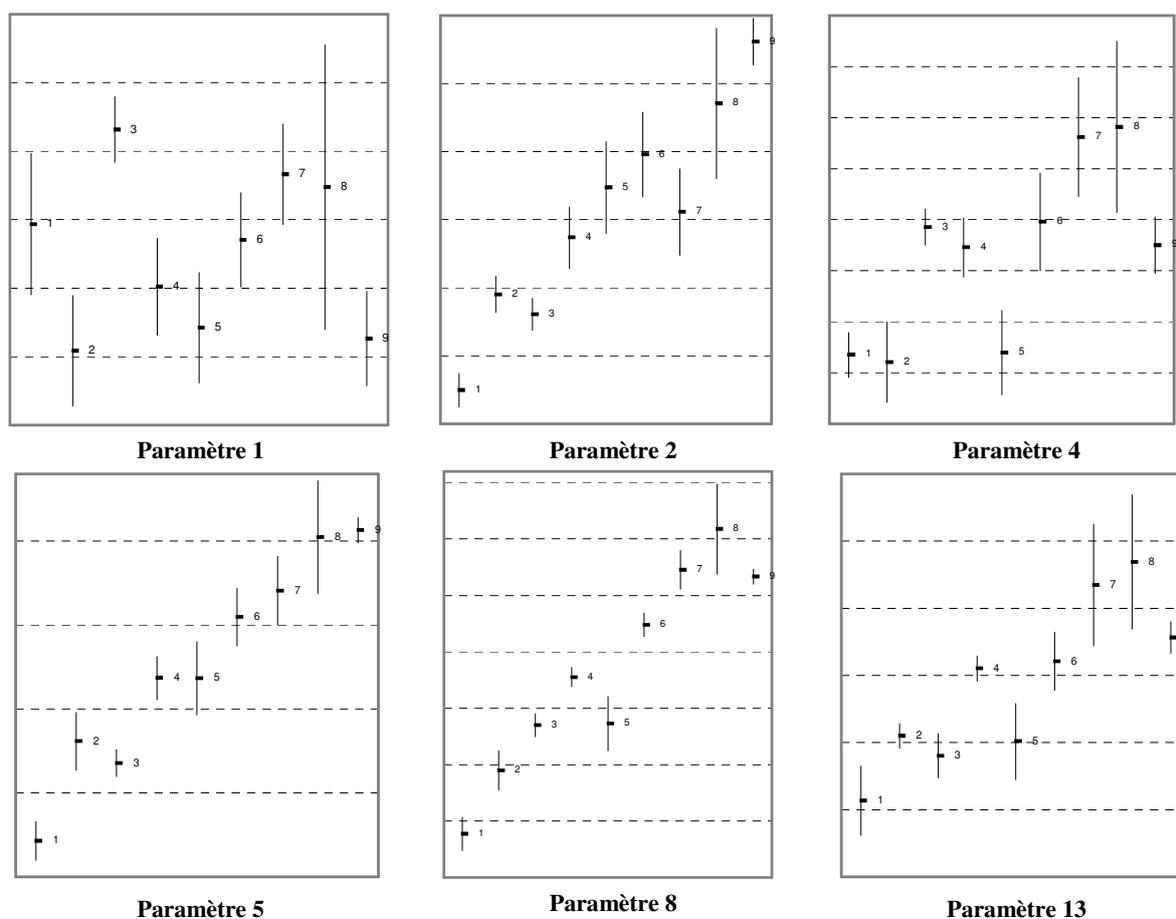


Figure IV.3. Représentation de la valeur moyenne et l'écart type de classes pour 6 paramètres

La figure IV.3 représente la valeur moyenne et l'écart type des 9 classes (codes), pour 8 caractères différents. Cette représentation permet de constater que le caractère numéro 8 est très informatif puisqu'il distingue très bien les différentes classes à l'exception des classes 3-5 et 8-9. Un deuxième caractère peut alors être utilisé pour permettre la distinction entre ces classes. En effet, le caractère numéro 2 permet une telle séparation.

Caractère	$F_{w3,w5}$	$F_{w8,w9}$	$F_{mc}$
8	0.22	0.27	422
6	0.08	0.31	140
5	14.61	1.08	214
4	34.33	0.98	42
2	3.46	6.86	70

Tableau IV.1 Résultats des critères de Fisher simple et multiclassé

Cette méthode "visuelle" et rustique de sélection n'est facilement utilisable que pour un petit nombre de classes et de paramètres. Elle a été cependant appliquée pour obtenir une information sur les couples de paramètres les plus informatifs que l'on pouvait déterminer.

L'exemple présenté par le tableau IV.1 montre un teste des deux critères de Fisher.

Il rassemble les résultats du premier critère, pour le couple de classes (3-5) et (8-9), et ceux du critère multiclassé. Notre choix du caractère 8, réalisé par la méthode "visuelle", est tout à fait en accord avec le critère multiclassé. Cependant, ce critère nous propose, comme second caractère, le

numéro 5 qui semble représenter effectivement les meilleures performances globales. Toutefois, s'il permet de distinguer correctement les classes 3-5 (valeur de 14.61), il sépare beaucoup moins bien les classes 8-9 (valeur 1.08), ce que l'on retrouve sur la figure IV.3. Le choix du second caractère peut alors être guidé par le premier critère de Fisher qui classe le numéro 2 comme étant le meilleur caractère à retenir, c'est à dire que c'est le meilleur compromis de séparabilité entre les classes 3-5 (valeur 3.46) et 8-9 (valeur 6.86).

Nous constatons que l'utilisation directe de ces critères ne permet pas d'obtenir un sous-espace de représentation optimal. En effet, un inconvénient majeur du critère de Fisher multiclasse est d'évaluer les paramètres indépendamment les uns des autres sans prendre en compte d'éventuelles relations qui peuvent les lier. Le meilleur résultat peut s'obtenir en combinant les résultats partiels de chacun des critères pour définir un bon choix de paramètres pertinents. Afin de compléter les méthodes de sélection précédemment décrites, nous présentons maintenant un critère s'appuyant sur les matrices de covariance.

#### IV.2.1.2 Critère à base de la matrice de covariance

Une autre approche, utilisant le calcul matriciel, propose également de retenir les caractères les plus discriminants en recherchant les classes les plus éloignées et les plus compactes possibles. Pour cela, on définit une matrice de dispersion intra-classe, ainsi qu'une matrice de dispersion inter-classe. La matrice intra-classe  $\Sigma_w$  est estimée par :

$$\hat{\Sigma}_w = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} (X_j^i - \hat{m}_i)(X_j^i - \hat{m}_i)^T \quad \text{IV-3}$$

Où  $N$  représente l'effectif total des  $M$  classes,  $X_j^i$  le  $j$  ième vecteur de la classe  $i$  et  $\hat{m}_i$  l'estimation du centre de gravité de la classe  $i$  donnée par :

$$\hat{m}_i = \frac{1}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} X_j^i \quad \text{IV-4}$$

$N_i$  étant l'effectif de la classe  $i$ .

La matrice inter-classe  $\Sigma_B$  ou matrice de covariance des centres de gravité est estimée par :

$$\hat{\Sigma}_B = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^M N_i (\hat{m}_i - \hat{m})(\hat{m}_i - \hat{m})^T \quad \text{IV-5}$$

Où  $\hat{m}$  est l'estimateur du centre de gravité général défini par :

$$\hat{m} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^M N_i \hat{m}_i \quad \text{IV-6}$$

Ces deux matrices  $\Sigma_w$  et  $\Sigma_B$  sont liées par la relation:

$$\hat{\Sigma} = \hat{\Sigma}_w + \hat{\Sigma}_B \quad \text{IV-7}$$

Où  $\hat{\Sigma}$  est l'estimateur de la matrice de dispersion générale ou matrice de variance-covariance.

Dans un espace donné, quelle que soient les partitions retenues, cette matrice est constante. De ce fait, la maximisation de la matrice de dispersion inter-classe entraîne la minimisation de la matrice de dispersion intra-classe, et réciproquement. Ces matrices peuvent être utilisées pour définir des critères de sélection de variables. Les deux critères proposés dans [DUB 90] sont les suivants :

$$\text{Critère 1} = \text{tr} \left( \sum_w^{-1} \sum_b \right) \quad \text{IV-8}$$

$$\text{Critère 2} = \frac{\det \left( \sum \right)}{\det \left( \sum_w \right)} \quad \text{IV-9}$$

Le tableau IV.2 présente les résultats obtenus à partir de l'application de ces deux critères pour les données identiques à celles utilisées avec les critères de Fisher.

Couple de caractères	Critère 1	Critère 2
(2-8)	132	1107
(1-8)	131	571
(6-8)	155	179
(1-3)	21	70
(5-8)	155	499

**Tableau IV.2** Résultats des deux critères

Le premier critère donne une note qui semble traduire une appréciation générale sans tenir compte des classes confondues. La note la plus élevée, pour un ensemble de deux caractères, est affectée au couple (6-8), qui donne une valeur de 155 très proche des autres valeurs, alors que ces deux caractères sont parfaitement corrélés (cf. figure IV.3) et ne permettent pas de discerner les classes (3-5) et (8-9). En revanche, le second critère semble parfaitement en tenir compte, puisqu'il fait nettement ressortir le couple (2-8), qui a une valeur de 1107, des autres couples. Ce critère paraît donc être particulièrement intéressant pour le type de données que nous avons à traiter, et confirme les résultats déjà obtenus.

Toutefois, Dubuisson [DUB 90] précise qu'il n'existe pas d'indicateur pour le choix d'un de ces deux critères, et que l'utilisateur doit en essayer plusieurs pour étudier les différentes solutions. Il est possible qu'une valeur très élevée d'un critère pour un couple de caractères soit une indication suffisante. Donc, ici encore, il faut être très circonspect quant à l'application de cette méthode d'extraction des paramètres les plus pertinents. Cependant, le résultat obtenu à partir de l'application du critère 2 conforte la solution que nous avons déterminée grâce aux critères de Fisher.

La combinaison de tous les résultats fournis par les critères de Fisher et ceux fournis par la méthode basée sur la matrice de covariance, l'espace de représentation initial composé de 36 paramètres est réduit en un sous-espace réduit à 9 paramètres pertinents : (2, 5, 6, 8, 10, 11, 16, 17, 26). Un couple de paramètres pertinents (2 et 8) a été également sélectionné pour être utilisés par les classifieurs de reconnaissance utilisant un espace d'entrée à deux dimensions. Nous pouvons remarquer que 8 des 9 paramètres sélectionnés représentent une mesure de distance, le dernier représentant une aire (le paramètre 2), celle de la deuxième bosse du signal. Seuls des caractères de types géométriques apparaissent dans la sélection de paramètres pertinents ce qui paraît logique au regard de l'analyse de la figure IV.1.

Méthode	Taux de bonne classification (%)
Distance Euclidienne	74,17
Fuzzy Pattern Matching	74,72
Règles Distribuées	75,05
Fenêtre glissante	59,87
Kohonen	61,91
RBF-1	80,63

**Tableau IV.3** Résultats des méthodes de classifications de la première approche

Dans le tableau IV.3, nous présentons les performances des classifieurs utilisés pour la reconnaissance du premier système de codage. Dans le paragraphe qui va suivre, nous allons aborder la deuxième approche de sélection de paramètres pertinents.

#### IV.2.2 Deuxième approche

Dans cette approche, nous allons chercher les paramètres pertinents permettant d'obtenir le meilleur taux de classification pour chacun des classifieurs. Nous voulons montrer par cette étude qu'il n'y a pas de paramètres fixes qui donne le meilleur taux de reconnaissance pour tous les classifieurs. Nous avons gardé un classifieur de la première approche : le classifieur euclidien ( $E_1$ ) afin de comparer le choix des paramètres pertinents retenus dans la première approche. En plus de ces classifieurs, nous en avons ajouté d'autres pour enrichir notre système de reconnaissance et, en même temps, montrer la diversité des paramètres pertinents retenus pour les différents classifieurs. Ces derniers sont : deux euclidiens, trois basés sur la distance de Mahalanobis et un neuronal RBF-2 sur lequel nous reviendrons en détail dans le paragraphe IV.3.

Les classifieurs ( $E_1$ ) et ( $E_2$ ) sont des classifieurs euclidiens où l'un calcule la distance euclidienne entre un vecteur de test  $X$  et la moyenne  $M_k$  de la classe  $k$  (utilisé dans la première approche), et l'autre calcule la distance euclidienne entre un vecteur test  $X$  et toutes les références  $V_{réf_i}$  :

$$E_1 = \min_{k=1..NbClasses} \|X - M_k\| \quad \text{IV-10}$$

$$E_2 = \min_{i=1..NbClasses} \|X - M_{réf_i}\| \quad \text{IV-11}$$

Etant donné les performances des classifieurs statistiques, nous avons introduit les classifieurs ( $M_1$ ) et ( $M_2$ ) qui sont similaires aux précédents à l'exception que ceux-ci utilisent la distance de Mahalanobis et sont définis par les expressions suivantes ( $M_k$  et  $\Sigma_k$  sont respectivement la moyenne et la matrice de covariance de la classe  $k$ ) :

$$M_1 = \min_{k=1..NbClasses} \left( (X - M_k) \Sigma_k^{-1} (X - M_k) \right) \quad \text{IV-12}$$

$$M_2 = \min_{i=1..Nbref} \left[ \min_{k=1..NbClasses} \left( (X - V_{réf_i}) \Sigma_k^{-1} (X - V_{réf_i}) \right) \right] \quad \text{IV-13}$$

Nous allons présenter rapidement le classifieur k-ppv (k plus proche voisins) avant de l'utiliser avec les autres classifieurs de cette approche [LIS 05] [PET 05].

L'idée de base est assez naturelle et consiste à attribuer un vecteur  $x$  à la classe :

$c = c(x_i)$ , où  $i \in \{1, \dots, n\}$  désigne l'indice de l'exemple  $x_i$  le plus proche de  $x$ , autrement dit :

$$C(x) = c(x_i) \quad \text{tel que} \quad d(x, x_i) \leq d(x, x_j) \quad \text{pour tout } j \in \{1, \dots, n\} \quad \text{IV-14}$$

où  $d$  est une métrique (euclidienne ou autre). Le choix de cette métrique est d'une très grande importance puisqu'il va être notre seul moyen pour guider le processus de classification.

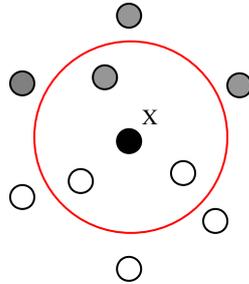


Figure IV.4. Exemple de classification par 3-ppv.

Etant donné un point  $x$  de  $\mathcal{R}^n$  représentant la forme à reconnaître, le classifieur k-ppv consiste à déterminer la classe de chacun des k points plus proches de  $x$  parmi l'ensemble des formes d'apprentissage, et décide de retenir la classe la plus représentée. Si  $k=1$ , le point  $x$  est donc simplement attribué à la classe de son plus proche voisin (comme  $E_1$ ). Dans l'exemple de la figure IV.4, Nous avons utilisé un classifieur 3-ppv avec une métrique euclidienne pour faire la classification du point  $x$ . Ce dernier sera attribué à la classe des cercles blancs.

Nous définissons deux autres classifieurs qui sont des k-ppv à l'ordre 3 utilisant les métriques ( $E_2$ ) et ( $M_2$ ). Le classifieur RBF-2 est un classifieur neuronal utilisant les fonctions de base radiales.

Nous avons appliqué ces classifieurs à un jeu de données de codes du premier système sur lequel nous reviendrons en détail dans le paragraphe IV.4. Il est intéressant dans un premier temps de donner les résultats de la classification en fonction du nombre de paramètres. La figure qui suit donne les résultats obtenus.

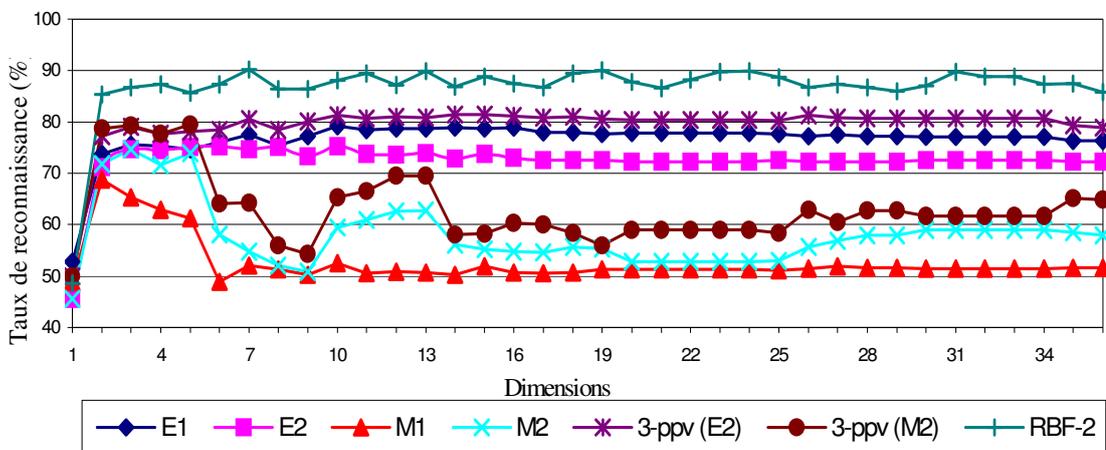


Figure IV.5. Taux de reconnaissance en fonction du nombre de paramètres pour différents classifieurs.

La classification montre qu'il n'est pas nécessaire d'augmenter la dimension pour avoir le meilleur taux de reconnaissance. En effet, dans notre cas, les meilleurs taux sont obtenus pour des dimensions inférieures à 15 (voir tableau IV.4).

Classifieurs	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	M <sub>1</sub>	M <sub>2</sub>	3-ppv(E <sub>2</sub> )	3-ppv(M <sub>2</sub> )	RBF-2
Meilleur score	79,15	75,28	68,82	74,72	81,50	79,42	90,24
Dimension du meilleur score	10	6	2	3	14	5	7

**Tableau.IV.4** Meilleur score et la dimension correspondante pour tous les classifieurs.

Dans cette étude nous allons montrer les 16 premiers paramètres optimaux pour chacun des 5 meilleurs classifieurs ainsi que les critères utilisés dans la première approche : Fisher multiclasse, Critère<sub>1</sub> et Critère<sub>2</sub> à base de matrice de covariance. Pour simplifier le problème nous commençons par la sélection de deux paramètres parmi les 36. Dans ce cas, il existe 630 combinaisons. Notre critère étant le 'meilleur taux de reconnaissance'.

Paramètres		E <sub>1</sub>
4	5	76,38
8	11	76,01
4	8	74,54
<b>2</b>	<b>8</b>	<b>74,17</b>
8	17	73,99
8	14	73,80
5	8	73,80
8	27	73,06
1	8	72,88
8	9	71,96
2	4	71,96
8	35	71,77
4	11	71,77
8	20	71,40
8	12	71,40
8	29	70,85

Paramètres		E <sub>2</sub>
1	8	72,88
4	8	72,69
4	5	71,59
5	8	71,22
8	12	70,85
8	17	70,30
<b>2</b>	<b>8</b>	<b>69,93</b>
8	15	69,74
8	18	69,56
8	14	69,37
8	11	69,19
8	28	68,82
8	9	68,82
8	25	68,63
8	20	68,27
8	27	67,71

Paramètres		3-ppv(E <sub>2</sub> )
4	8	78,35
4	5	77,50
5	8	77,19
8	14	76,69
8	27	76,44
1	8	76,38
8	35	76,33
<b>2</b>	<b>8</b>	<b>76,12</b>
8	11	76,08
8	17	76,02
8	20	75,38
8	28	75,00
8	12	74,33
8	30	74,16
8	18	74,05
8	9	74,00

Paramètres		3-ppv(M <sub>2</sub> )
4	5	78,68
4	8	78,68
5	8	78,68
8	17	77,01
8	11	76,31
<b>2</b>	<b>8</b>	<b>76,21</b>
1	8	76,19
8	14	75,97
8	25	74,80
8	9	74,76
8	15	74,66
8	27	74,26
8	12	73,95
7	8	73,75
8	20	73,58
8	18	73,27

**Tableau IV.5.a** 16 premiers paramètres optimaux pour 4 classifieurs différents.

Paramètre 1	Paramètre 2	Taux de reconnaissance (%)
<b>2</b>	<b>8</b>	<b>83,44</b>
3	8	82,76
8	12	82,26
1	8	81,89
8	14	81,62
8	29	80,85
8	28	80,80
8	18	80,35
8	20	80,10
8	15	79,18
8	35	78,53
8	36	78,06
8	30	77,99
17	29	77,94
2	4	77,86
2	3	77,34

**Tableau IV.5.b** 16 premiers paramètres optimaux pour le classifieur RBF-2.

On constate que tous les classifieurs ne donnent pas les mêmes résultats. Cela veut dire que chaque classifieur a ces propres paramètres optimaux : les classifieurs  $E_1$  et 3-ppv( $M_2$ ) ont un meilleur résultat avec le couple de paramètres (4-5) alors que les classifieurs  $E_2$  et 3-ppv( $E_2$ ) ont de meilleurs résultats avec respectivement les couples (1-8) et (4-8). Nous allons voir maintenant les résultats des critères de sélection de paramètres : Fisher multi-classe et les critères à base de matrice de covariance.

Paramètres		Critère 1	Paramètres		Critère 2	Paramètres	Fisher
8	13	30,07	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>78,87</b>	33	$2,09 \cdot 10^5$
8	19	28,48	8	17	77,50	23	$1,52 \cdot 10^5$
11	19	27,81	8	11	77,03	34	$1,09 \cdot 10^5$
8	29	27,16	8	18	73,59	24	71300
3	8	27,16	8	14	72,59	32	9970
11	13	26,65	8	12	71,86	22	9670
1	8	26,45	8	27	70,44	21	8530
8	12	25,69	11	29	66,92	31	7080
7	8	25,62	3	11	66,92	7	2,12
<b>2</b>	<b>8</b>	<b>25,11</b>	11	19	65,32	13	0,03
8	18	25,09	8	35	63,59	36	0,01
2	13	25,04	2	29	63,03	19	0,01
8	21	24,64	2	3	63,03	30	0,01
8	11	24,49	1	8	62,54	28	0,01
8	17	24,45	8	20	62,16	20	0,01
2	19	24,38	8	28	61,27	14	0,01

**Tableau.IV.6** 16 premiers paramètres optimaux pour 3 critères différents.

Nous pouvons remarquer que ces critères sont loin de donner une indication sur les paramètres optimaux pour chaque classifieur : le critère<sub>1</sub> et Fisher choisissent des paramètres totalement différents des paramètres optimaux des classifieurs. D'après les critères 1 et 2, nous pouvons dire que le paramètre 8 peut jouer un rôle important pour tous les classifieurs, alors que pour Fisher ce paramètre n'apparaît pas comme un bon candidat pour la discrimination. Les méthodes de sélection cherchent à fournir les paramètres les plus différents (discriminants) comme le ferait un opérateur humain dans un raisonnement logique (voir figure IV.3).

Contrairement aux critères de sélection de paramètres, tous les classifieurs donnent un meilleur résultat avec un paramètre de faible variance avec un autre de variance élevée. Prenons par exemple le classifieur  $E_2$ , le paramètre 8 (longueur totale du code) varie d'un code à l'autre alors que le paramètre 1 (surface de l'étalon), varie très peu ou pas du tout d'un code à l'autre. Il est de même pour le paramètre 4 (longueur de l'étalon) pour le classifieur 3-ppv( $E_2$ ). Le paramètre 5, comme le paramètre 8, varie aussi d'un code à l'autre. Ce qui explique la nature des choix.

Pour comprendre mieux le choix des paramètres pertinents, revenons à la figure IV.3 sur laquelle nous avons tracé la valeur moyenne et l'écart type de chaque classe pour 6 paramètres différents. Nous pouvons constater que le paramètre 8 permet de séparer toutes les classes à l'exception des classes (3-5) et (7-9). C'est ici que vient le rôle du paramètre 1, qui sépare bien ces deux couples, mais confond à son tour d'autres classes, et le choix des paramètres 1 et 8 permet d'obtenir une meilleur reconnaissance avec le classifieur  $E_2$ . Alors que le classifieur 3-ppv( $E_2$ ) distingue mieux les classes avec les paramètres 4 et 8. La figure IV.3 confirme ce choix.

Pour le classifieur  $E_1$  et 3-ppv( $M_2$ ), c'est avec les paramètres 4 et 5 qui obtiennent leurs meilleurs résultats. Le paramètre 5 permet de séparer quelques classes mais pas les couples de classes (2-3), (4-5), (6-7) et (8-9). Comme le montre la figure IV.3, le paramètre 4 permet de bien séparer les classes (2-3), (4-5) et (8-9), et moins bien les classes (6-7).

Passons maintenant aux critères de sélection des paramètres. Pour le critère 2, le paramètre 2 permet de séparer les classes (3-5) et (7-9) confondues par le paramètre 8. Mais pour le critère 1, le paramètre 13 n'est pas le plus optimal (avec le paramètre 8) pour faire cette discrimination (voir figure IV.3). Enfin, le critère de Fisher multi-classe donne des résultats qui sont très loin du choix des classifieurs.

Après cette étude très détaillée entre les critères de sélection des paramètres, nous pouvons dire que c'est le critère 2 qui se rapproche le mieux des meilleurs paramètres de chacun des classifieurs. En effet, nous pouvons voir que le couple de paramètres (2-8) vient à la 4<sup>ème</sup> place pour le classifieur  $E_1$ . Les paramètres (8-17) à la 5<sup>ème</sup> place pour le même classifieur et à la 4<sup>ème</sup> place pour le classifieur 3-ppv( $M_2$ ). Le couple (8-11) classé 3<sup>ème</sup> par le critère 2, est placé 2<sup>ème</sup> par le classifieur  $E_1$ .

Il faut noter que les deux classifieurs neuronaux  $RBF_1$  et  $RBF_2$  avaient fait le même choix (paramètres 2 et 8) dans les deux approches. Vu la ressemblance entre les deux algorithmes et la complémentarité entre les deux paramètres, ce choix paraît normal même si le classifieur  $RBF_2$  permet d'obtenir un meilleur taux de bonne reconnaissance.

Le problème le plus gênant est que les méthodes de sélection fournissent des paramètres qui, dans l'absolu, 'séparent' le plus possible les différentes classes mais sans étudier exhaustivement toutes les combinaisons. En effet, il vaut mieux avoir un couple de paramètres qui dans l'absolu n'est pas le plus séparent mais dont les composantes sont complémentaires et permettent de lever l'ambiguïté entre les différentes classes.

### IV.2.3 Comparaison entre les deux approches

Il est bien connu que la méthode de sélection des paramètres optimaux est un sérieux problème pour la reconnaissance structurelle de formes. Ce que nous montrons ici confirme ce fait à l'aide d'une application réelle où les paramètres ont une signification physique. En effet, pour deux dimensions, les taux de reconnaissance peuvent varier de 80 % pour les meilleurs paramètres à 30 % pour les plus mauvais.

Les classifieurs que nous avons ajoutés ont de bons taux de reconnaissance dans le système globale, ce qui permet de renforcer sa fiabilité. Avec les nombreuses méthodes de classification utilisant des principes différents, nous obtenons les meilleurs taux de classification pour des jeux de paramètres pertinents très différents. La composition de ces jeux ne se retrouve pas par l'utilisation des méthodes classiques de sélection des paramètres. De plus, nous avons montré une différence radicale entre ces méthodes et la sélection réalisée pour chaque classifieur. Cette dernière comprend toujours un paramètre de faible variance avec un autre de variance élevée alors que les critères de sélection de paramètres préfèrent toujours des paramètres de variance élevée.

Nous avons montré aussi que tous les classifieurs ne se comportent pas de la même manière vis-à-vis de la sélection des paramètres qui donnent 'le meilleur taux de reconnaissance'. Le critère qui semble mieux se rapprocher du choix des classifieurs est celui qui calcule le rapport entre le déterminant de la matrice de variance-covariance  $\Sigma$  et le déterminant de la matrice de covariance intra-classe  $\Sigma_w$ .

### IV.3 Classifieurs à fonctions de base radiale

Les réseaux de neurones à fonctions de base radiales diffèrent des réseaux multicouches directs (MLP), essentiellement par le fait qu'ils n'utilisent qu'une seule couche cachée et que seules les connexions entre celle-ci et la couche de sortie sont pondérées. Nous rappelons l'architecture et le fonctionnement d'un tel réseau. La figure IV.6 présente la structure générale d'un réseau RBF [LEE 99] [IBR 02] [KAR 03][SIN 03] [MAO 05] [YAN 06].

Le réseau est constitué d'une couche d'entrée, d'une couche cachée et d'une couche de sortie. La couche d'entrée assure l'interface entre le monde extérieur et l'architecture interne du réseau. Un neurone est associé à chaque attribut constituant le vecteur  $X=[x_1...x_n]^T \in \mathcal{R}^n$  présenté au réseau.

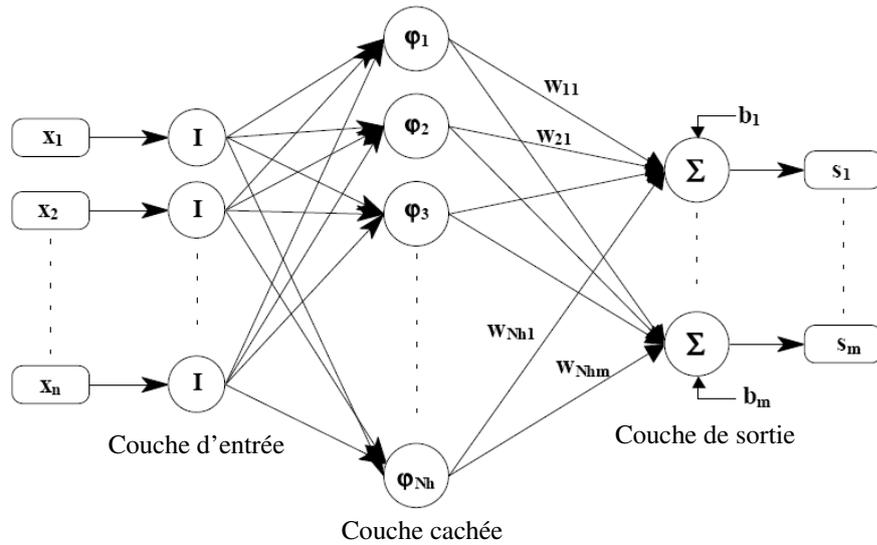


Figure IV.6 Structure générale d'un réseau RBF

La couche cachée comporte un nombre  $N_h$  de neurones non linéaires. Ces neurones assurent le calcul des états d'activations internes. La fonction d'activation  $\varphi_l(.)$  de chaque neurone  $l$  est caractérisée par un centre  $C_l \in \mathcal{X}^n$  fixant sa position dans l'espace des entrées et éventuellement par un paramètre supplémentaire  $\sigma_l$ , appelé largeur, qui permet de modifier la zone d'activation du neurone. La fonction d'activation  $\varphi_l(.)$  est une fonction réelle de  $\mathcal{X}^n$  vers  $\mathcal{R}$  présentant une propriété de symétrie radiale et vérifie la relation :

$$\varphi_l(X) = \text{Constante} \quad \forall X \in \mathcal{X}^n \mid \|X - C_l\| = \text{Constante}.$$

Le dernier élément constituant un réseau RBF est la couche de sortie. Elle est composée de  $m$  neurones. Chacun de ces neurones calcule la valeur de la sortie  $S_j$ . Cette valeur est la somme des états d'activations internes, pondérée par les poids  $w_{lj} \in \mathcal{R}$  reliant la couche cachée à ce neurone. Cette sortie peut être éventuellement additionnée d'un biais  $b_j$ , de manière à assurer une moyenne non nulle. Chaque sortie du réseau est donnée par :

$$S_j(X) = \sum_{l=1}^{N_h} w_{lj} \cdot \varphi_l(X) + b_j = \sum_{l=1}^{N_h} w_{lj} \cdot \varphi_l(\|X - C_l\|, \sigma_l) + b_j, \quad j = 1 \text{ à } m. \quad \text{IV-15}$$

La fonction  $\varphi(.)$  générant les fonctions d'activation  $\varphi_l(.)$  par translation et mise à l'échelle peut être quelconque, mais doit être non constante et monotone. La plus employée dans la littérature [JOD 94] [LOO 97] est l'hypergaussienne qui donne les fonctions d'activation :

$$\varphi_l(X) = \exp \left\{ -\frac{\|X - C_l\|^2}{2 \cdot \sigma_l^2} \right\} \quad \text{IV-16}$$

Cette fonction décroît rapidement lorsque le vecteur d'entrée  $X$  s'éloigne du centre du neurone. Seule une région limitée de l'espace d'entrée et centrée en  $C_l$  fournira un état d'activation significatif. Dans la terminologie des réseaux RBF, cette région est appelée "zone de réceptivité" du neurone  $l$ . Elle est "ajustable" grâce au paramètre de largeur  $\sigma_l$ .

Les réseaux RBF sont souvent appelés réseaux localisés, en ce sens que pour un vecteur d'entrée  $X$  donné, seul le ou les neurones les plus proches de ce vecteur apportent, d'une manière non négligeable, une contribution dans le calcul des sorties du réseau. Comme nous allons le voir, cette propriété de localisation, que ne possèdent pas les réseaux de type MLP, donne aux réseaux RBF certains avantages dans les problèmes de reconnaissance de classes disjointes non convexes. Elle permet notamment d'expliquer plus naturellement les mécanismes mis en jeu lors de la classification et de concevoir des algorithmes basés sur ce principe.

Cependant, nous pouvons toujours décomposer des classes non convexes disjointes qui sont non linéairement séparables, en sous-classes (ou clusters) convexes qui, elles, sont séparables par des hypersphères (ou hyperellipsoïde). Dans un cas extrême, nous pouvons toujours associer un cluster à chacun des vecteurs d'attributs constituant la classe.

Cette idée peut alors être appliquée en considérant que chaque neurone de sortie du réseau RBF réalise une union des différents clusters disjoints et convexes pour former la classe non convexe correspondante. Cette union est effectuée grâce aux valeurs particulières des poids  $w_{ij}$  déterminées par minimisation d'une fonction d'erreur. Ce principe, réalisé ici intrinsèquement par le réseau et son apprentissage, est similaire au concept de clustering hiérarchisé utilisé dans les méthodes de classification par minimisation de distance [LOO 97]. Selon le principe précédent, l'apprentissage du classifieur se résume en une étape de regroupement des données en clusters convexes, puis en une étape de calcul des poids réalisant "au mieux" l'union des différents clusters.

Nous supposons disposer d'une connaissance a priori des classes, le nombre total  $K$  de classes et également un certain nombre de vecteurs d'attributs caractéristiques de chaque classe. Cette connaissance est rassemblée dans un ensemble de  $N$  données, appelé jeu d'apprentissage qui est constitué de couples (vecteur d'attributs/classe d'appartenance)  $J(N)=\{X_i, T_i\}_{i=1 \text{ à } N}$  où  $X_i \in \mathcal{R}^n$  et  $T_i \in \mathcal{R}^m$  obtenus par l'expérimentation.

La première étape de l'apprentissage est de diviser les  $K$  classes, éventuellement non convexes, en  $N_h$  clusters disjoints. Le nombre de clusters  $N_h$  est un paramètre important puisqu'il déterminera la dimension de la couche cachée du réseau et donc la complexité du classifieur. L'objectif de la partition est alors de générer un nombre de clusters minimal, mais suffisant pour séparer les classes correctement. L'un des algorithmes de regroupement de données le plus répandu est l'algorithme de "K-means clustering" [LLO 82]. Il a été utilisé pour le placement des centres d'un réseau RBF [MOO 89]. Il repose sur le principe d'assignement selon la distance minimale et consiste à partitionner l'ensemble des attributs du jeu d'apprentissage  $X_i$  ( $i=1$  à  $N$ ) en  $N_h$  clusters  $L_l$  ( $j=1$  à  $N_h$ ,  $N \geq N_h \geq K$ ) de manière à minimiser le critère. Le choix de la distance à minimiser joue un rôle important, pour cette raison, dans l'étude qui suit, nous avons retenu deux métriques qui sont la distance euclidienne  $D_1$  et celle de Mahalanobis  $D_2$ , présentées ci-dessous :

$$D_1 = \|X_i - C_l\|^2$$

où chaque cluster  $L_l$  contient des vecteurs appartenant à une même classe et est caractérisé par son centre de gravité  $C_l$  défini par :

$$C_l = \frac{1}{\text{Card}(L_l)} \sum_{X_i \in L_l} X_i \quad , l = 1, 2, \dots, Nh \quad \text{IV-18}$$

La distance de mahalanobis est caractérisée par

$$D_2 = (X_i - C_l)^T \sum_l^{-1} (X_i - C_l) \quad \text{IV-19}$$

Le choix optimal des largeurs  $\sigma_l$  résulte d'un compromis entre la capacité de classifier des exemplaires inconnus lors de l'apprentissage et un taux d'erreur de classification réduite.

Après avoir positionné les neurones dans l'espace des entrées et fixé les largeurs, l'apprentissage se termine par le calcul des poids  $w_{lj}$ . Pour cela, nous utilisons la propriété de linéarité des sorties  $S_j$  du réseau en poids. Définissons d'abord le vecteur des sorties du réseau correspondant au vecteur d'entrée  $X_i$  par  $S(X_i) = [s_1(X_i) \dots s_m(X_i)] \in \mathcal{R}^m$  et la matrice  $\theta \in \mathcal{R}^{(Nh+1), m}$  des poids à déterminer par  $\theta = [b_j \mid w_{lj}]$  pour  $l=1$  à  $m$  et  $i=1$  à  $Nh$ . Nous incluons le biais  $b_j$  de chaque sortie dans la matrice  $\theta$ , en considérant qu'il pondère la connexion entre la sortie  $s_j$  et un neurone interne fictif dont l'état d'activation est toujours égal à 1.

Nous pouvons alors réécrire l'expression des  $m$  sorties sous la forme  $S_i(X_i) = h(X_i) \cdot \theta$  où le vecteur  $h(X_i)$  regroupe les états d'activation des  $(Nh+1)$  neurones relatifs au vecteur d'entrée  $X_i$  selon :

$$h(X_i) = [1 \quad \varphi_1(X_i) \dots \varphi_{Nh}(X_i)] \quad \text{IV-20}$$

À partir des  $N$  données du jeu d'apprentissage, nous pouvons former les matrices :

$$S = [S(X_1)^T \dots S(X_N)^T]^T \quad \text{et} \quad H = [h(X_1)^T \dots h(X_N)^T]^T$$

et ainsi écrire la sortie globale du réseau sur  $J(N)$  selon  $S = H \cdot \theta$ .

L'objectif alors est de déterminer la matrice  $\theta^*$  qui minimise une fonction d'erreur. Cette fonction d'erreur est, le plus souvent, choisie comme la somme des erreurs de classification au carré. Si on note  $T_i = [t_1(X_i) \dots t_m(X_i)]$  la sortie désirée correspond au point  $X_i$ , le problème d'optimisation devient alors le suivant :

$$\theta^* = \arg_{\theta \in \mathcal{R}^{(Nh+1), m}} \min \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^m (t_j(X_i) - S_j(X_i))^2 = \arg_{\theta \in \mathcal{R}^{(Nh+1), m}} \min \text{Tr} \left[ (T - S)^T (T - S) \right] \quad \text{IV-21}$$

où  $T = [T_1 \dots T_N]^T$  regroupe les  $N$  sorties désirées du jeu d'apprentissage.

La solution s'écrit :  $\theta^* = [H^T H]^{-1} H^T T$ .

La classification de  $m$  classes disjointes sera réalisée par un réseau comportant  $m$  sorties, une pour chaque classe. Chaque sortie  $s_j(X)$  représente donc le degré d'appartenance du vecteur d'attributs  $X$  à la classe  $j$ . Selon les applications, le point  $X$  sera considéré appartenir à la classe  $l$  si  $l = \max_j \{S_j(X)\}$  ou bien si la sortie  $S_l(X)$  dépasse un certain seuil défini au préalable.

Nous venons donc de décrire le fonctionnement des réseaux RBF utilisé en tant que classifieur. A partir de ce principe, nous allons vous présenter la construction de deux versions de classifieur RBF (RBF-1 et RBF-2). Le principal avantage de cet algorithme de construction comme nous allons le voir maintenant est sa simplicité de mise en oeuvre et son côté "automatique" où nul réglage n'est nécessaire.

### IV.3.1 Description de l'algorithme

Avant de décrire l'algorithme de construction du classifieur RBF, nous allons introduire quelques notations utilisées par la suite. A la  $k$ -ième itération, on définit  $C_{ij}^{(k)}$  comme le  $i$ -ième centre ( $i=1\dots m_j^{(k)}$ ) caractérisant la classe  $\Omega_j$ . A chaque centre est associée une largeur  $\sigma_{ij}^{(k)}$ . Chaque classe  $\Omega_j$  est alors caractérisée par une région  $R_j^{(k)}$  définie par :

$$R_j^{(k)} = \bigcup_{i=1\dots m_j^{(k)}} H(C_{ij}^{(k)}, \sigma_{ij}^{(k)}) \quad \text{IV-22}$$

où  $H(C_{ij}^{(k)}, \sigma_{ij}^{(k)})$  représente l'hypersphère de centre  $C_{ij}^{(k)}$  et de rayon  $\sigma_{ij}^{(k)}$ . Nous utiliserons également la distance  $d(R_j^{(k)}, X)$  entre un point  $X \in \Omega_j$  et sa région associée  $R_j^{(k)}$ . Celle-ci est définie comme : la distance euclidienne (pour RBF-1) entre le point  $X$  et le centre  $C_{ij}^{(k)}$  le plus proche constituant  $R_j^{(k)}$  :

$$d_1(R_j^{(k)}, X) = \min_{i=1\dots m_j^{(k)}} \|X - C_{ij}^{(k)}\|_2$$

et la distance de Mahalanobis (pour RBF-2) :

$$d_2(R_j^{(k)}, X) = \min_{i=1\dots m_j^{(k)}} (X_i - C_{ij}^{(k)})^T \sum_{ij}^{(k)-1} (X_i - C_{ij}^{(k)})$$

Nous allons commencer par décrire les différentes étapes du classifieur RBF-2, et pour éviter la répétition, nous citerons la différence entre RBF-1 et RBF-2.

Etape 0 (initialisation) : Pour  $k = 0$ , on définit  $m$  clusters dont les centres correspondent aux centres de gravités des différentes classe  $\Omega_j$  :

$$m_j^{(0)} = 1 \text{ et } C_{1j}^{(0)} = \frac{1}{\text{Card}(\Omega_j)} \sum_{X_p \in \Omega_j} X_p, \quad j = 1 \dots m \quad \text{IV-23}$$

$$\sum_{\nu_j}^{(0)} = \frac{1}{N_j - 1} \sum_{X_p \in \Omega_j} (X_p - C_{\nu_j}^{(0)}) (X_p - C_{\nu_j}^{(0)})^T, \quad j = 1 \dots m \quad \text{IV-24}$$

Etape 1 (ajustement des largeurs) : La largeur  $\sigma_{ij}^{(k)}$  relative au centre  $C_{ij}^{(k)}$  est définie comme la demie distance euclidienne entre ce centre et le centre d'une autre classe le plus proche de  $C_{ij}^{(k)}$  :

$$\sigma_{ij}^{(k)} = \sqrt{\left( \frac{X_t + X_j}{2} - C_{ij}^{(k)} \right)^T \sum_{ij}^{(k-1)-1} \left( \frac{X_t + X_j}{2} - C_{ij}^{(k)} \right)} \quad \text{IV-25}$$

$$\begin{aligned}
\text{avec } \begin{cases} X_i = \arg \min_{X_p \in H_{st}} (X_p - C_{ij}^{(k)})^T \sum_{ij}^{(k-1)-1} (X_p - C_{ij}^{(k)}) \\ X_j = \arg \min_{X_p \in H_{ij}} (X_p - C_{st}^{(k)})^T \sum_{ij}^{(k-1)-1} (X_p - C_{st}^{(k)}) \end{cases} \\
\sum_{ij}^{(k)} = \frac{1}{\text{Card}(H_{ij}^{(k-1)})-1} \sum_{X_p \in H_{ij}^{(k-1)}} (X_p - C_{ij}^{(k)}) \left( X_p - C_{ij}^{(k)} \right)^T \quad \text{IV-26}
\end{aligned}$$

Étape 2 (recherche d'un point orphelin) : Nous recherchons un point  $X_i \in S_{train}$  n'appartenant pas à sa région associée  $R_{\omega_i}^{(k)}$  et le plus éloigné de celle-ci :

$$X_i = \arg \max_{X_s \in S_{train}} d(R_{\omega_s}^{(k)}, X_s) \quad \text{IV-27}$$

Si un tel point n'existe pas, aller à l'étape 5.

Étape 3 (Création d'un nouveau centre) : Le point  $X_i$  trouvé à l'étape 2 devient un nouveau centre composant la classe  $\Omega_{\omega_i}$  :

$$m_j^{(k)} = m_j^{(k-1)} + 1 \text{ et } C_{m_j^{(k)}, j}^{(k)} = X_i$$

Étape 4 (Réorganisation des centres) : La technique du k-means clustering [LLO82] est appliquée sur les point de  $S_{train}$  appartenant à la classe  $\Omega_{\omega_i}$  afin de répartir au mieux les  $m_j^{(k)}$  centres. Faire  $k = k+1$  et retourner à l'étape 1.

Étape 5 (détermination des poids) : A chaque point  $X_p$  de  $S_{train}$ , est associé le vecteur de sortie désiré  $T(X_p) = [t_1(X_p) \dots t_f(X_p) \dots t_m(X_p)]^T$  où  $t_{pj} = \delta(\omega_p, j)$  pour  $j = 1 \dots m$  et le vecteur des sorties données par le réseau  $S(X_p) = [s_1(X_p) \dots s_m(X_p)]^T$ . De même, nous regroupons les différents états d'activation relatif au point  $X_p$  sous la forme  $h(X_p) = [\varphi_1(X_p) \dots \varphi_{N_h}(X_p)]^T$ . A partir des  $N$  données du jeu d'apprentissage, nous pouvons former les matrices :

$$S = [S(X_1)^T \dots S(X_N)^T]^T \text{ et } H = [h(X_1)^T \dots h(X_N)^T]^T$$

et ainsi écrire la sortie globale du réseau sur  $S_{train}$  selon la forme classique :

$$S = H\theta$$

L'objectif est alors de déterminer la matrice des poids  $\theta^*$  qui minimise une fonction d'erreur, choisie ici comme la somme des carrés des erreurs de classification :

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in R^{(N_h+1) \times m}} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^m (t_j(X_i) - s_j(X_i))^2 = \arg \min_{\theta \in R^{(N_h+1) \times m}} Tr[(T - S)^T (T - S)]$$

où  $T = [T_1 \dots T_N]^T$  regroupe les  $N$  sorties désirées du jeu d'apprentissage. La solution est triviale et s'écrit :

$$\theta^* = [H^T H]^{-1} H^T T$$

La différence entre la version de l'algorithme citée ci-dessus (RBF-2), et celle de RBF-1 réside dans le choix de la distance utilisée. La version RBF-2 de l'algorithme utilise la distance de Mahalanobis. Dans ce cas, à chaque centre est associée une largeur  $\sigma_{ij}^{(k)}$  et matrice de covariance  $\Sigma_{ij}^{(k)}$ . Donc une mise à jour de cette dernière pour chaque centre est nécessaire. C'est la raison pour laquelle nous ajouterons dans l'étape 0. Dans le cas du RBF-1, chaque classe est caractérisée par son centre  $C_l \in \mathfrak{R}^n$  et une largeur définie par l'équation suivante :

$$\sum_l = I_n \sigma_l^{-2} \quad , I_n : \text{la matrice identité de } \mathfrak{R}^n .$$

et dans l'étape 1, la largeur est calculée par l'équation :

$$\sigma_{ij}^{(k)} = \frac{1}{2} \min_{\substack{t \neq j \\ s=1 \dots m_t^{(k)}}} \|C_{ij}^{(k)} - C_{st}^{(k)}\|_2, \quad i=1 \dots m_j^{(k)}, \quad j=1 \dots m \quad \text{IV-28}$$

### IV.3.2 Discussion

L'initialisation de l'algorithme (étape 0) aurait pu procéder par le placement aléatoire d'un nombre de centres donnés. Cette technique est très courante dans la définition d'un réseau RBF. Le fait de choisir les centres initiaux comme barycentres des points  $X_p$  permet d'éviter ce caractère imprévisible et fournit, en outre, le nombre de ces centres. Ainsi, le résultat de l'algorithme ne dépend que de la composition du jeu d'apprentissage. Dans certains cas où les classes sont non convexes, il se peut que le barycentre d'une classe se trouve à l'intérieur d'une autre classe. Cette situation n'est pas préjudiciable pour l'algorithme puisque ce centre sera déplacé au cours des itérations suivantes.

La matrice de covariance correspondant à chaque centre est obtenue à partir du jeu d'apprentissage qui lui est associé. Nous allons voir plus loin que d'autres définitions de cette matrice peuvent donner des résultats différents. Dans l'étape 1,  $\sigma_{ij}^{(k)}$  est définie relativement à la distance minimale entre deux classes. Ceci signifie qu'un recouvrement partiel entre les clusters d'une même classe est autorisé. D'un point de vue pratique, cela permet d'optimiser l'occupation de l'espace des attributs par les différentes zones de réceptivité et ainsi de réduire le nombre de clusters nécessaires pour composer chaque classe. Le volume sphérique (ou elliptique) couvert par chaque cluster est maximal sans pour autant empiéter sur la classe voisine (voir figure IV.7).

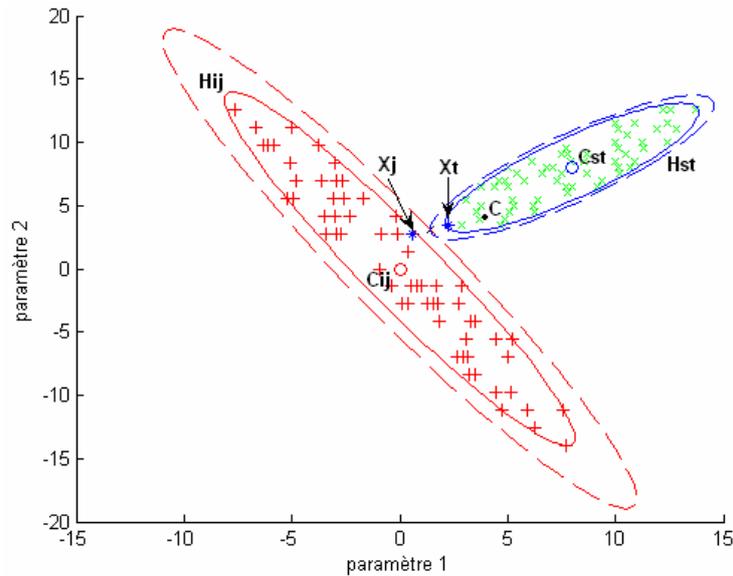


Figure IV.7. Calcul de largeurs des ellipsoïdes

Dans l'étape 2, le fait de choisir le point le plus éloigné de la classe  $\mathcal{N}_j^{(k)}$  permet d'améliorer l'efficacité de l'algorithme de K-means clustering utilisé à l'étape 4. Il faut noter que celui-ci ne porte que sur les centres constituant la même classe puisque les autres centres n'ont pas changé de position. Il garantit, en outre, un développement rapide de cette région. Dans l'apprentissage du réseau (étape 5), les sorties désirées sont fixées arbitrairement à 1 lorsqu'elles correspondent à la classe du point et à 0 ailleurs. La motivation de cette pratique est de créer artificiellement une chute brutale du degré d'appartenance à la frontière géométrique de la classe.

Après  $k$  itérations, tous les points de  $S_{train}$  appartiennent à un cluster, l'algorithme a généré  $m+k$  clusters définissant autant de sous-classes. Le réseau RBF ainsi construit comporte alors  $N_h = m+k$  neurones cachés. Nous pouvons noter que l'algorithme converge nécessairement, i.e. le nombre d'itération  $k$  est fini. En effet, dans le « pire cas » où aucune des classes n'est séparable, il y aura création d'un cluster pour chacun des points de  $S_{train}$ . L'algorithme donnera alors un réseau comportant  $N_h = N$  neurones.

### IV.3.3 Illustration du fonctionnement

Nous abordons le fonctionnement du classifieur par une illustration des phases importantes sur un problème académique de classification portant sur deux classes à partir de deux attributs. Le réseau RBF comporte  $n=2$  entrées et  $m=2$  sorties.

Le jeu d'apprentissage représenté par la Figure IV.8.a est un jeu artificiel sur lequel nous avons voulu appliquer notre algorithme. Nous pouvons voir que les classes sont disjointes convexe. La Figure IV.8.b montre les deux centres initiaux  $\{C_1, C_2\}$  obtenus à la suite de l'étape 0. Chaque cluster induit est délimité par un cercle de rayon égal à la largeur du neurone correspondant comme définit dans l'étape 1. Il est notable que le cluster de centre  $C_1$  n'est pas suffisant pour représenter entièrement la classe  $\Omega_1$ . Celle-ci va être subdivisée en plusieurs sous classes. à la première itération de

l'algorithme, le point noté  $X_i$  sur la Figure IV.8.b est le plus éloigné du centre  $C_1$  et se trouve en dehors du cluster correspondant. L'ajout d'un nouveau centre par rapport à ce point conduit, après application des K-means à une nouvelle distribution  $\{C_1, C_2, C_3\}$ . Après 4 itérations, les deux classes sont parfaitement discriminées et le classifieur neuronal comporte un totale de 5 neurones (figure IV.8.c). Le nuage de points de la classe  $\Omega_2$  est suffisamment compact pour être contenu dans un unique cluster.

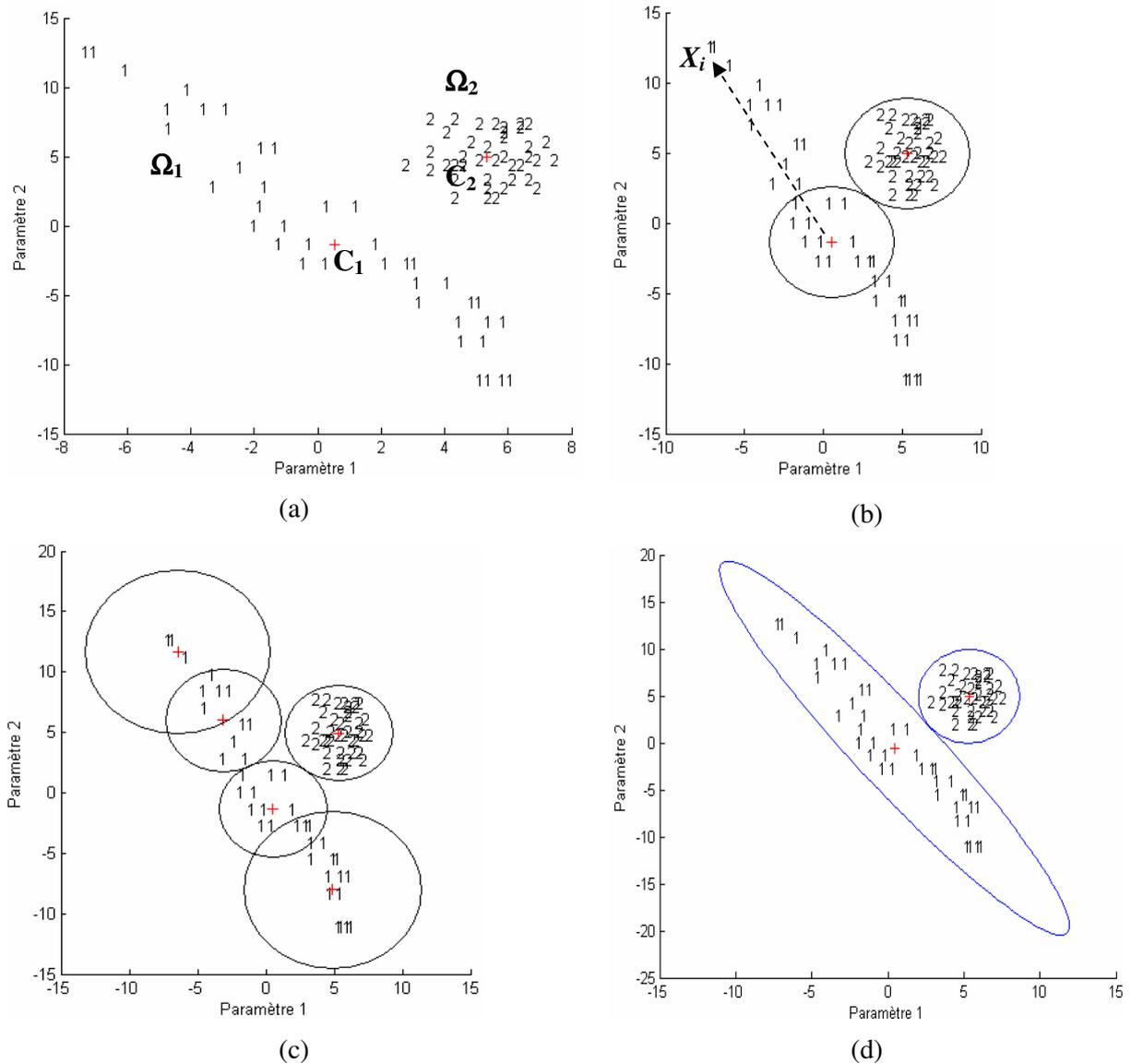
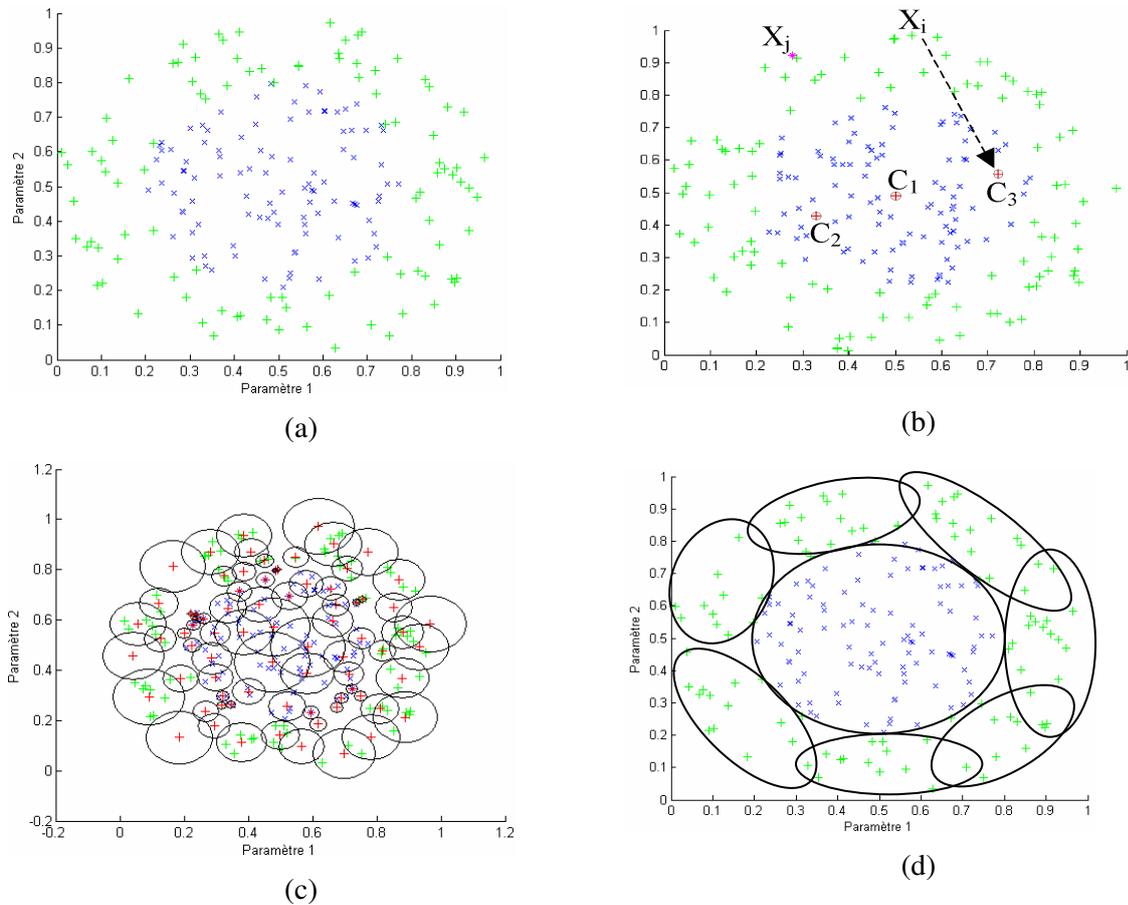


Figure IV.8. Classification de base artificielle par RBF-1 et RBF-2

L'algorithme RBF-2 utilisant la covariance des classes (figure IV.8.d) est arrivé à séparer les deux classes avec seulement deux neurones.

Même si dans cet exemple la reconnaissance est à 100% pour les deux classifieurs, la différence entre eux se limite au nombre de neurones. Nous allons voir une autre base de données plus complexe : la base de données "Concentric", afin de montrer les performances de chacun des classifieurs. Le jeu d'apprentissage comprend 100 éléments pour chaque classe (figure IV.9.a). Comme le montre les

figures IV.9.c et IV.9.d, le classifieur RBF-1 a 77 neurones alors que le classifieur RBF-2 en a seulement 8. Leurs taux de reconnaissance sont respectivement 97% et 98%.



**Figure IV.9.** Classification de la base concentric par RBF-1 et RBF-2

Nous présentons dans la figure IV.10.a le jeu de données des neufs codes avec 40 éléments par classe. Notre but est d'essayer de montrer la nature de notre jeu de codes ainsi que sa classification en utilisant les classifieurs neuronaux. Dans le cas du RBF-1, le taux de reconnaissance était de 67,47% avec 25 neurones cachés alors qu'avec RBF-2 le taux de reconnaissance était de 71,4% avec seulement 9 neurones cachés.

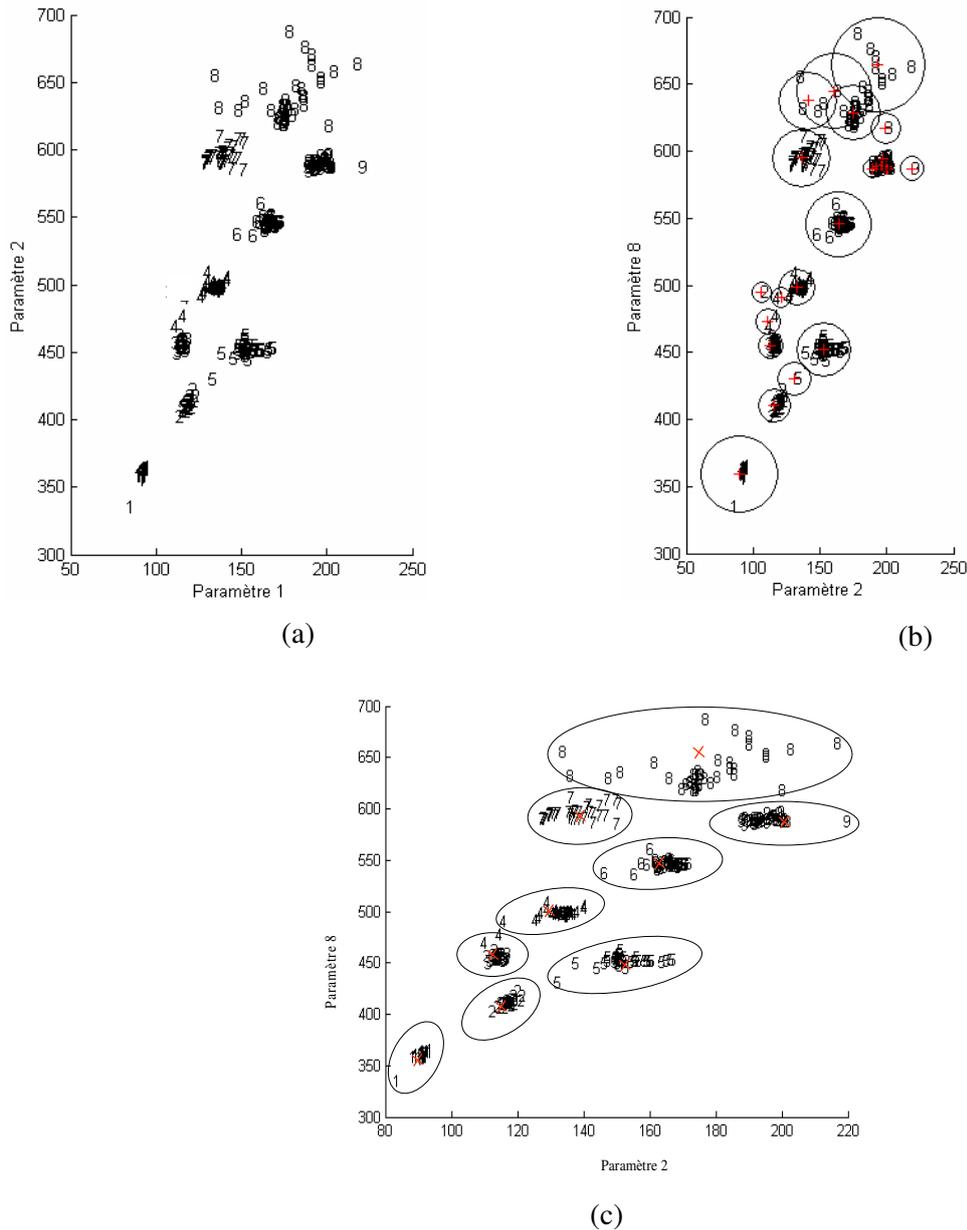


Figure IV.10. Classification des 9 codes par RBF-1 et RBF-2

Nous aborderons en détail dans les résultats globaux sur la reconnaissance de chacun des classifieurs avec le jeu de données complet. Pour mieux illustrer les performances du classifieur RBF-2, nous allons présenter dans la section qui suit les propriétés de notre classifieur en l'appliquant sur le projet d'étude « ELENA ». De plus amples détails sur ce projet seront présentés dans le paragraphe IV.3.4.5.

### IV.3.4 Propriétés

Dans cette section, nous étudions certaines propriétés du classifieur RBF-2 généré par l'algorithme présenté dans la section IV.3.1. Entre autre, nous analysons l'influence du nombre d'attributs utilisé, la robustesse du classifieur construit ainsi que l'importance de la taille du jeu d'apprentissage dans les performances du classifieur RBF résultant. Nous verrons aussi que

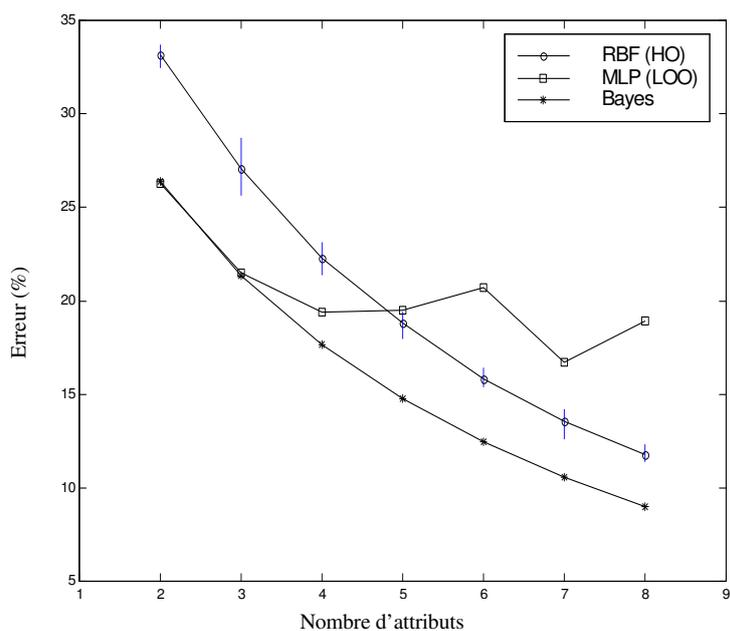
l'algorithme proposé génère un classifieur qui ne souffre pas du phénomène de *curse of dimensionality* sur lequel nous revenons dans le paragraphe suivant. Comme support, nous avons utilisé certains problèmes d'un projet d'étude (ELENA) qui sera décrit dans la section suivante.

#### IV.3.4.1 Influence du nombre d'attributs utilisés

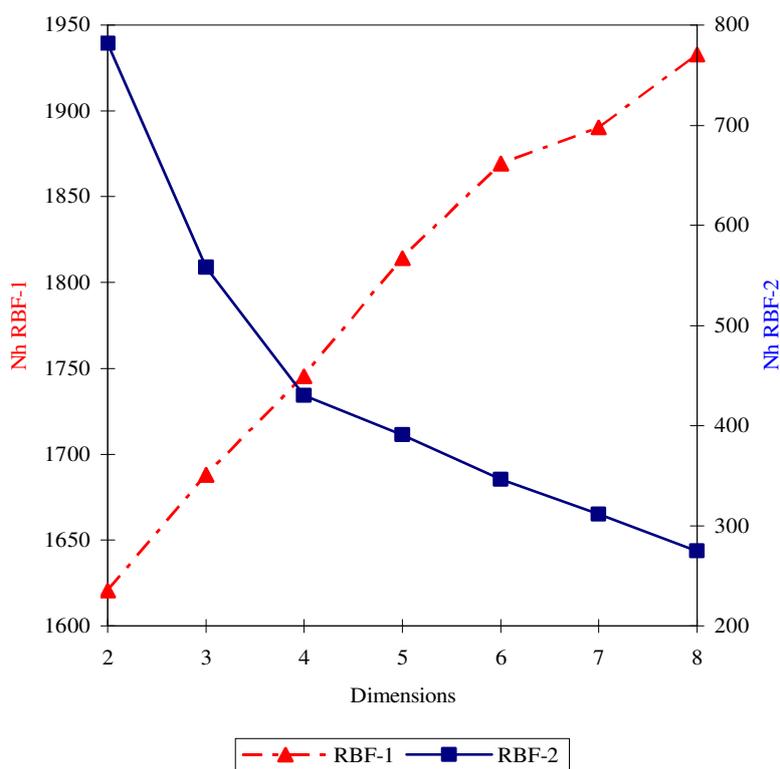
Une limite pratique des réseaux RBF est le phénomène appelé *curse of dimensionality*, i.e. le nombre de neurones cachés nécessaires pour obtenir une précision acceptable s'accroît de façon exponentielle lorsque la dimension du vecteur d'entrée du réseau augmente. Lorsque le réseau est utilisé en tant que classifieur, son vecteur d'entrée correspond aux caractères du prototype à classifieur et donc ce phénomène est directement relié au nombre d'attributs utilisés pour la classification.

Pour étudier l'influence de ce phénomène, nous avons réalisé 5 apprentissages différents pour le benchmark artificiel *Gaussian* du projet ELENA avec un nombre d'attributs variant de 2 à 8. Cette base contient 5000 points équirépartis en 2 classes de distribution gaussiennes et les attributs de chaque point sont ordonnés selon leur inertie calculée d'après l'analyse en composantes principales. Les jeux d'apprentissage et de test sont de tailles identiques, soit 50 % du fichier global. La figure IV.11.a illustre les résultats moyens obtenus pour les différents jeux de données. La courbe en pointillé représente le taux d'erreur de reconnaissance théorique obtenue à partir des matrices de confusion théoriques de Bayes [AVI 95].

Nous voyons que les performances du classifieur RBF (courbe en trait plein) augmente progressivement en fonction du nombre d'attributs. Bien que les résultats soient moins bons que le taux de reconnaissance théorique, la différence reste à peu près constante quelque soit la dimension des données. Pour comparaison, nous avons reporté les résultats d'un classifieur de type Perceptron multicouche (courbe en trait tiret) présentés dans le projet ELENA et évalué avec la méthode du Leave-One-Out. Pour une dimension inférieure à 5, le classifieur MLP est meilleur que le classifieur RBF, il atteint la précision théorique pour les dimensions 2 et 3. Par contre, ses performances se dégradent sensiblement avec une dimension du vecteur d'entrée supérieure à 4. Nous pouvons donc conclure que l'algorithme proposé fournit un classifieur plus stable que le classifieur MLP lorsque la dimension du problème augmente.



**Figure IV.11.a** Comparaison des performances pour le classifieur RBF, un classifieur MLP et le taux de reconnaissance théorique selon le nombre d'attribut pour le fichier GAUSSIAN



**Figure IV.11.b** Evolution du nombre de neurones cachés selon la dimension du problème GAUSSIAN. L'ordonnée à gauche correspond au classifieur RBF-1 et l'ordonnée à droite correspond au classifieur RBF-2.

La figure IV.11.b montre l'évolution du nombre  $N_h$  de neurones cachés en fonction du nombre d'attributs utilisés par les deux classifieurs RBF-1 et RBF-2. La différence fondamentale entre les

deux est que le nombre de neurones cachés chute avec la dimension pour le classifieur RBF-2. En effet, il passe de 800 neurones pour deux dimensions à moins de 300 neurones pour 8 dimensions. Cela s'explique par le fait que l'augmentation des dimensions permet aux matrices de covariances de mieux représenter les classes. cela montre aussi que le phénomène de *curse of dimensionary* n'a pas d'influence sur ce problème particulier.

#### IV.3.4.2 Etude de la robustesse vis-à-vis du jeu d'apprentissage

Pour étudier la robustesse de l'algorithme, c'est à dire l'indépendance du classifieur résultant par rapport à la définition du jeu d'apprentissage, nous avons réalisé 100 apprentissages d'un classifieur RBF non normalisé pour les données provenant du benchmark "Gauss" utilisant 3 attributs.

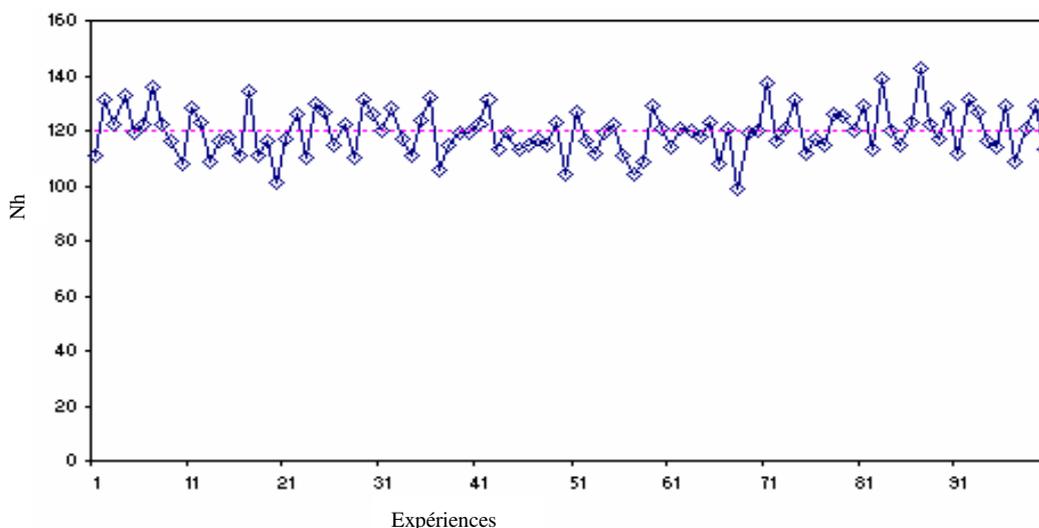


Figure IV.12 Nombre de neurones cachés pour les 100 classifieurs RBF-2.

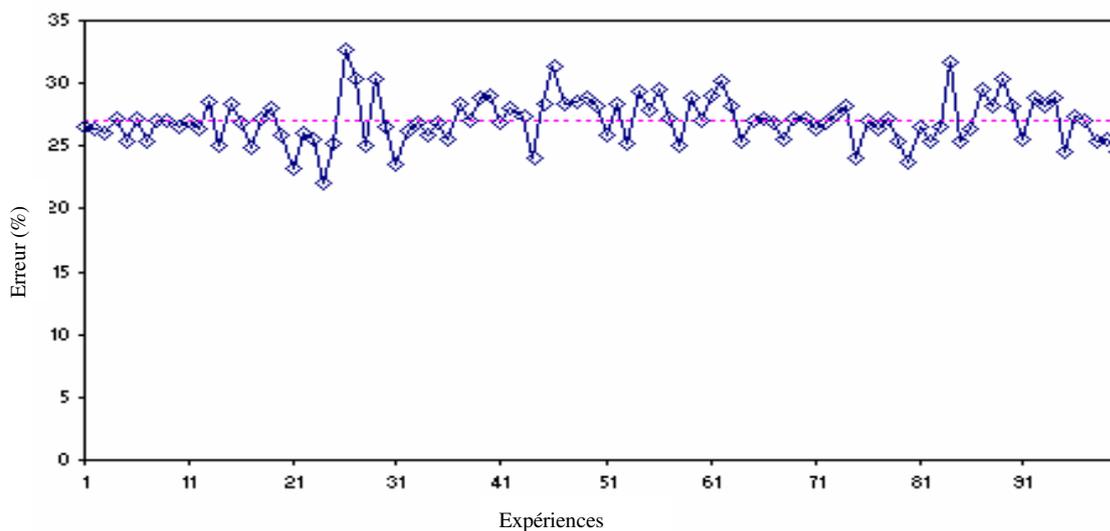


Figure IV.13 Erreur de classification totale en % pour les 100 classifieurs RBF-2.

De manière à étudier les performances pour les différents apprentissages, il convient d'utiliser un jeu de test commun. Les jeux d'apprentissage, d'une taille de 500 points, sont formés de façon aléatoire à partir des 4500 premiers points de la base de donnée. Le jeu de test est formé par les 500 points restants.

La figure IV.12 montre le nombre de neurones cachés  $N_h$  généré pour chacune des expériences. La moyenne, indiquée par la ligne en pointillé, est de 120 neurones avec un écart maximal de 8 neurones. Les performances correspondantes à chaque classifieur sont indiquées sur la figure IV.13. Le taux d'erreur de classification totale varie entre 22 % et 32 % avec un moyenne de 27 %. Nous voyons donc que le nombre de neurones générés ainsi que les performances sur le jeu de test sont relativement indépendantes de la composition du jeu d'apprentissage. En d'autres termes, l'algorithme de construction proposé conduit à un classifieur RBF-2 possédant une bonne robustesse relativement à la définition des données d'apprentissage.

#### IV.3.4.3 Etude des performances selon la taille du jeu d'apprentissage

Nous avons étudié les performances du classifieur en fonction de la taille du jeu d'apprentissage et du nombre d'attributs que comportait le jeu de données. Pour cela, nous avons réalisé 5 apprentissages différents pour un jeu d'apprentissage d'une taille variant entre 10 à 100% de celle du jeu de test constitué de 2750 prototypes de base de données « texture ». Ces tests ont été réalisés pour un nombre d'attributs  $N=40$ .

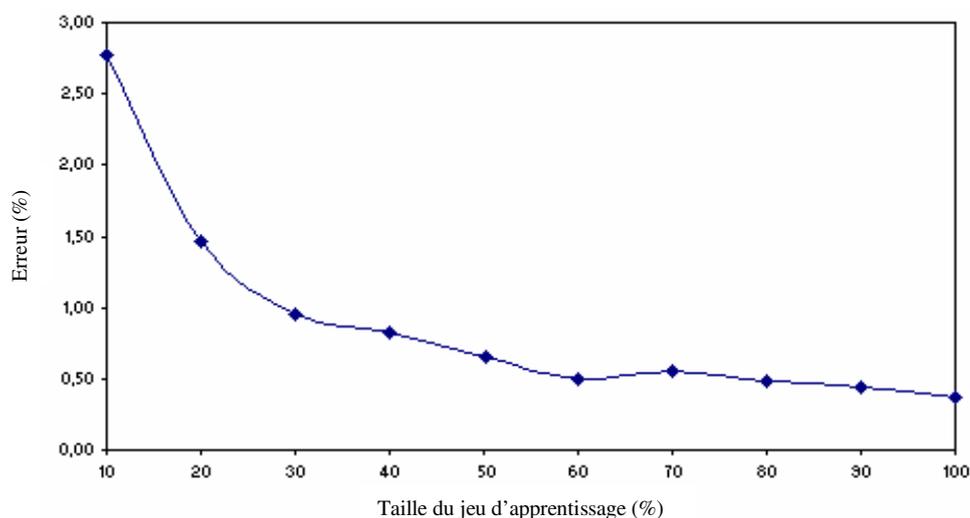


Figure IV.14 Erreur de classification en fonction de la taille du jeu d'apprentissage.

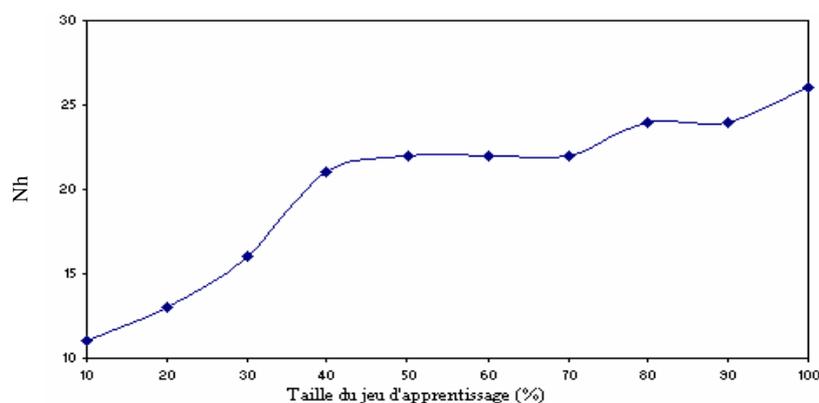


Figure IV.15 Nombre de neurones cachés générés en fonction de la taille du jeu d'apprentissage.

Taille du jeu d'apprentissage (%)

Pour un classifieur utilisant toutes les dimensions du problème (40), on remarque sur la figure IV.14 que l'erreur de classification décroît lorsque la taille du jeu d'apprentissage augmente. En parallèle, le nombre de clusters générés par l'algorithme augmente de manière sensiblement linéaire (figure IV.15). Ces deux observations sont en accord avec la théorie. Cependant, le minimum sur la figure IV.14, correspondant à une taille d'apprentissage égale à 60% de  $N_{tot}$ , semblerait indiquer l'existence d'une taille d'apprentissage optimale au delà de laquelle les performances du classifieur ne s'améliorent plus.

#### IV.3.4.4 Choix de la matrice de covariance

Une des limites de ce classifieur est l'estimation de la matrice de covariance. Plus la taille des clusters est grande et mieux est réalisée l'estimation de cette matrice. De ce fait, le calcul de cette matrice peut parfois réduire les taux de reconnaissance. Pour remédier à ce problème, d'autres calculs de cette matrice peuvent être proposés pour prendre en compte plus de prototypes lors de l'estimation de cette matrice.

Matrice de covariance <sup>7</sup>		Erreur (%)	Nh
$\Sigma = \text{cov}(C)$	(a)	2,90	24
$\Sigma = \text{cov}(J_i)$	(b)	1,94	3
$\Sigma = \text{cov}(JC_i)$	(c)	1,73	20
$\Sigma = \text{cov}(J)$	(d)	0,41	22

**Tableau.IV.7** Taux d'erreurs de la base Texture en fonction du choix de la matrice de covariance :

Le tableau IV.7 donne des exemples de calcul ainsi que les erreurs et le nombre de neurones correspondant. On peut voir sur cette table qu'un choix différent de la matrice de covariance de celui proposé dans la section IV.3.1 peut augmenter ou diminuer le taux d'erreur mais le nombre de neurones cachés ne peut qu'augmenter car avec la covariance du jeu de chaque classe nous avons le plus faible nombre de neurones cachés. Mais ce dernier reste toujours largement inférieur au nombre de neurones proposé par RBF-1.

#### IV.3.4.5 Benchmarks

L'objet de cette section est d'évaluer les performances que possède le classifieur RBF construit par l'algorithme présenté dans la section 2. Pour cela, nous avons appliqué le classifieur sur différents problèmes de classification comportant un nombre d'attributs et de classes variable et portant sur des données aussi bien synthétiques qu'issues du monde réel.

Les benchmarks réalisés ici sont étudiés en détail dans le projet ELENA [AVI 95]. Pour chaque problème de classification, nous présentons les résultats concernant le classifieur RBF généré par l'algorithme proposé ainsi que les performances de certains classifieurs étudiés dans [BLA 95]. Il

<sup>7</sup>(a) covariance des centres, (b) covariance du jeu de chaque classe, (c) covariance du jeu de chaque centre, (d) covariance du jeu total

s'agit du classifieur des « k-nearest neighbor » (kNN) [DUD 73] qui donne la meilleure approximation de l'erreur de reconnaissance de Bayes ainsi que le classifieur de type perceptron multicouche (MLP) très répandu dans la reconnaissance de formes par modèle connexionniste [RUM 86]. Pour d'autres types de classifieurs neuronaux, consulter [BLA 95] et les références incluses. Le classifieur RBF<sub>1</sub> est celui proposé dans [BEL 99a] utilisant la distance euclidienne.

Pour chaque classifieur, nous calculons l'erreur de reconnaissance moyenne (en %) sur le jeu de test obtenue sur 5 expériences différentes avec la méthode du « hold out » pour le comptage des erreurs de classification. Le protocole expérimental, qui respecte celui utilisé dans le projet ELENA, consiste à apprendre le classifieur sur la moitié des données puis à tester ses performances sur le jeu de test constitué de la seconde moitié de la base.

La première base de données est créée artificiellement pour mettre en évidence certaines propriétés ou lacunes des classifieurs testés. L'objectif du problème "Clouds" est d'étudier l'influence de deux classes entrelacées présentant des frontières non linéaires. Les trois dernières bases de données sont issues de problèmes réels. Le problème "Phoneme" concerne la reconnaissance vocale étudiée dans le projet européen « ROARS ESPRIT project » [ALI 93]. La principale difficulté de ce problème est la grande dissymétrie dans le nombre d'instances de chaque classe. Nous ne présenterons pas les données Iris très connues dans la reconnaissance de formes [GAT 72]. Pour finir, les données du fichier "Texture" concerne la reconnaissance de 11 micro-textures naturelles telles que de l'herbe, du sable, du papier ou encore certains textiles [GUE 93]. Diverses informations concernant la statistique et l'analyse en composantes principales de ces différents jeux de données peuvent être trouvées dans [AVI 95] et les références incluses.

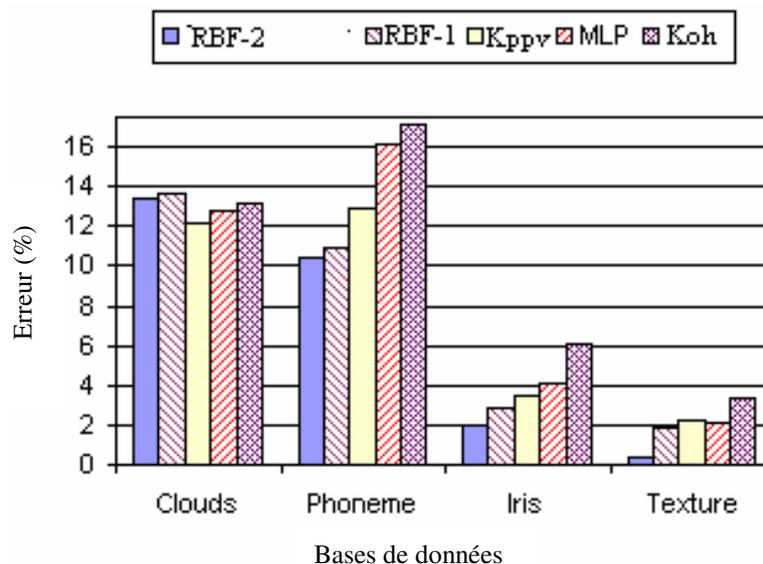


Fig. IV.16 Résultats de classification de l'algorithme sur quatre bases différentes.

La figure IV.16 présentent les résultats sur ces différents problèmes. Les performances des classifieurs RBF sont légèrement en retrait par rapport aux autres classifieurs pour ce premier problème. Ceci s'explique par l'entrelacement important des deux classes. L'algorithme génère un

nombre de neurones proches du nombre de points d'apprentissage et les capacités de généralisation sur le jeu de test sont donc très mauvaises.

Base de données	Classifieur	Erreur(%)	Nh	Temps d'apprentissage(s)
Clouds	RBF-1	13,60	162	60
	RBF-2	13,25	72	30
Phoneme	RBF-1	10,90	227	100
	RBF-2	10,43	59	24
Iris	RBF-1	2,90	24	0,5
	RBF-2	1,94	3	0,1
Texture	RBF-1	1,73	858	3900
	RBF-2	0,41	22	100

**Tableau.IV.8** Comparaison de performances, nombre de neurones et temps d'apprentissage de RBF-1 et RBF-2

Le taux d'erreur du classifieur RBF-2 est généralement le plus faible pour chacun des trois derniers problèmes. Ceci est vérifié quel que soit le nombre de classes à distinguer et la quantité des données disponibles pour l'apprentissage.

Le tableau IV.8 présente une comparaison entre l'ancien et le nouveau RBF. Nous pouvons voir sur ce tableau la qualité « compacte » de notre classifieur qui donne des taux d'erreurs comparables voire inférieurs tout en minimisant le nombre de neurones cachés  $Nh$  nécessaires. De ce fait, les temps d'apprentissage sont beaucoup moins importants. Pour la base "Texture" par exemple, le taux d'erreur est divisé par 4, tandis que le nombre de neurones est divisé par 39 et il a fallu moins de deux minutes pour l'apprentissage de notre classifieur contre plus d'une heure pour l'ancien classifieur.

#### IV.4 Résultats globaux du premier système de codage

Nous avons réunis tous les classifieurs utilisés pour la reconnaissance du premier système de codage dans le tableau IV.9. La base de données des neufs codes est obtenue après 1400 acquisitions. Ce nombre inclut les 500 expériences qui constituent le jeu d'apprentissage. Les 900 autres acquisitions ont été effectuées sur les sites d'essai que ce soit à Feyzin (Lyon) ou à Reims au sein de notre laboratoire.

	Méthodes	Taux de classification (%)	Dimensions	Nh
Anciennes méthodes	Fuzzy Pattern Matching (FPM)	74,72	2	-
	Règles distribuées (DR)	75,05	2	-
	Fenêtre glissante (SW)	59,87	2	-
	Kohonen (SOM)	61,91	2	-
	RBF-1	85,33	9	135
Nouvelles méthodes	Distance euclidienne	79,15	10	-
	3 ppv(Euclide)	81,50	14	-
	3 ppv(Mahalanobis)	79,42	5	-
	RBF-2	90,24	7	31

**Tableau.IV.9** Performances des méthodes de classification du premier système de codage.

Le tableau ci-dessus présente les taux de bonne classification fournis par les différents classifieurs, les dimensions de données utilisées pour chacun des classifieurs, et pour les deux classifieurs neuronaux nous avons mis le nombre de neurones cachés pour chacun.

Nous pouvons constater que les résultats obtenus sont relativement disparates.

La première remarque est que les classifieurs basés sur les réseaux RBF fournissent toujours les meilleurs résultats parmi l'ensemble des méthodes employées. Ceci n'est pas surprenant vu leurs performances sur un ensemble de benchmarks. C'est une confirmation de leurs qualités sur notre application. Nous envisageons employer notre classifieur RBF-2 dans d'autres projets de classification complexes pour voir s'il peut apporter quelque chose.

Comme il a été déjà signalé, le système de codage actuel possède certaines limitations au niveau du nombre de codes et au niveau de la similarité qu'il induit sur les signaux à identifier. Afin de résoudre ce problème, nous avons développé un nouveau système de codage (présenté en annexe 4) ainsi que les méthodes que nous avons utilisé pour sa reconnaissance qui seront présentées dans le paragraphe suivant.

#### **IV.5 Méthodes de reconnaissance associées au nouveau système de codage**

Nous avons donc créé un nouveau système de codage, compatible et complémentaire avec le précédent et permettant d'augmenter sensiblement le nombre de codes. Au lieu de reconnaître plusieurs formes différentes, mais relativement similaires, il nous suffit maintenant de reconnaître une seule et unique forme : le marqueur. Nous espérons par ce moyen pouvoir augmenter la profondeur d'identification. Un autre avantage des nouveaux codes est leur plus grande insensibilité à la présence d'éléments métalliques perturbateurs, même si l'utilisation de la séparation de sources rend cet avantage moins capital.

La détection des deux types de codes sera réalisée bien évidemment sans connaissance a priori de sa nature. Une fois l'acquisition réalisée et comme le nouveau codage possède un taux de

couverture en métal nettement plus faible que l'ancien, un simple calcul de la moyenne du signal permettra de connaître le type de codes et ainsi d'appliquer le processus d'identification adéquat.

Comme le premier système de codage, nous avons utilisé plusieurs méthodes de reconnaissance basées sur des principes différents : la reconnaissance de formes structurelle, la distance transformée et la méthode DTW (Dynamic Time Warping). Le fait que la représentation fréquentielle des signaux reçus ne permet pas une distinction fiable entre les codes à cause de leur ressemblance, entraîne que les méthodes utilisées assurent la reconnaissance des codes simplement par leur représentation temporelle. Le choix de ces méthodes n'est pas exhaustif, nous pouvons toujours ajouter d'autres algorithmes afin d'enrichir le système de reconnaissance.

Nous allons détailler chacune de ces méthodes et présenter les résultats de reconnaissance.

#### IV.5.1 Reconnaissance de formes structurelle

La reconnaissance structurelle permet de prendre en compte l'information structurelle et contextuelle d'une forme. Nous avons utilisé la structure syntaxique pour exploiter les règles de construction des formes à partir de leurs composantes. La tendance consiste à hiérarchiser la structure de formes. En effet, à partir d'un ensemble d'éléments primitifs de formes et d'un ensemble de règles de combinaison de ces composants, nous constituons d'autres composants intermédiaires qui seront combinés à leurs tours avec d'autres éléments [KUN 00] [DEL 04].

L'analyse de la séquence de référence doit permettre d'extraire les paramètres qui reflètent bien cette répartition spatiale. Dans notre application, les primitives citées avant sont les bosses et les cuves, et les relations seront citées ultérieurement. L'idée passe par la recherche de neuf points caractéristiques du signal (Il faut avoir deux paires seulement de bosses dans le signal). Les neuf points  $M_k$  sont illustrés par la figure IV.18.

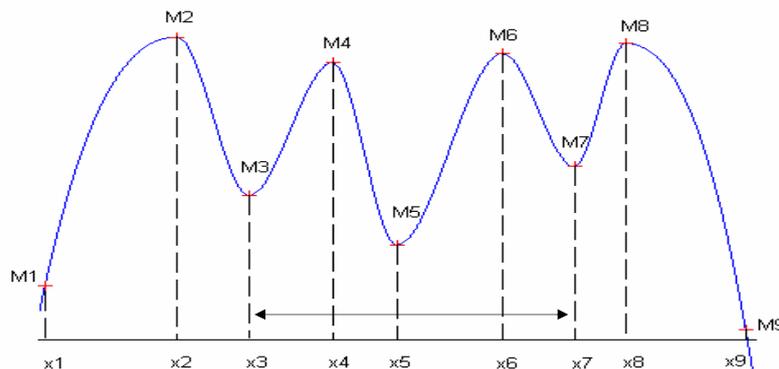


Figure IV.18. Les neuf points primitifs caractérisant le code

Nous commençons par chercher tous les maxima d'abord puis entre deux maxima successifs nous cherchons un minimum. Ceci nous permet de trouver les neuf points.

Un test de conformité des points trouvés peut être établi pour s'assurer des résultats trouvés. Il consiste en la vérification des relations entre les différents maxima. Les relations sont montrées par le test suivant :

$(y_1 < y_2) \ \& \ (y_3 < y_2) \rightarrow M_2$  est une bosse  
 $(y_3 < y_4) \ \& \ (y_5 < y_4) \rightarrow M_4$  est une bosse  
 $(y_1 < y_3) \ \& \ (y_5 < y_3) \rightarrow M_3$  est une cuvette  
 $(y_5 < y_6) \ \& \ (y_7 < y_6) \rightarrow M_6$  est une bosse  
 $(y_7 < y_8) \ \& \ (y_9 < y_8) \rightarrow M_8$  est une bosse  
 $(y_5 < y_7) \ \& \ (y_9 < y_7) \rightarrow M_7$  est une cuvette

La distance  $d$  calculée est égale à  $x_7 - x_3$  sur la figure IV.18. C'est cette distance qui nous permet de reconnaître le code.

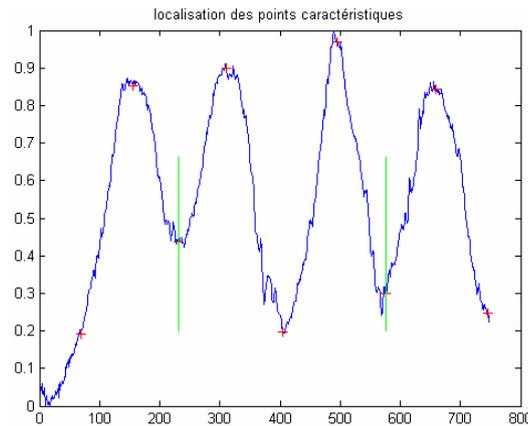


Figure IV.19. Les neuf points primitifs caractérisant un code réel

La figure IV.19 nous présente un code réel avec les points caractéristiques du code (en rouge) et la distance du code est délimitée par les lignes en vert.

#### IV.5.2 La distance transformée

La distance transformée entre un vecteur de référence  $p$  et un vecteur de test  $q$  est la distance qui minimise la distance  $D_T$  entre  $p$  et le transformé  $T(q)$  de  $q$  par la transformation  $T$  [BEH 98]. Nous ne considérons que les transformations affines qui sont les plus fréquentes. Si  $(x,y)$  sont les coordonnées d'un point de  $q$  et  $(u,v)$  sont celles de  $T(q)$ , et si  $(a,b,c,d,e,f)$  sont les paramètres de la transformation affine, alors on a les relations suivantes :

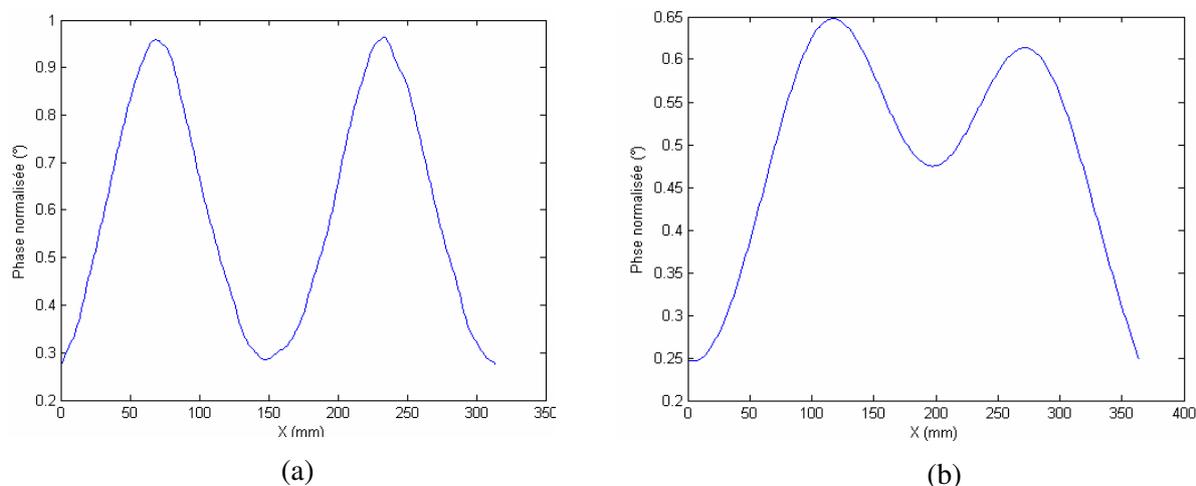
$$\begin{cases} u = ax + by + c \\ v = dx + ey + f \end{cases} \quad \text{IV.29}$$

Les paramètres  $c$  et  $f$  expriment les translations suivant  $x$  et  $y$  et  $a$ ,  $b$ ,  $d$  et  $e$  les rotations et les transformations liées à la mise à l'échelle (agrandissement et réduction). La distance transformée est définie alors par :

$$D_T(p, q) = \frac{1}{2} \min_T \|p - T(q)\|^2 \quad \text{IV.30}$$

Pour trouver cette distance nous utilisons l'algorithme de descente du gradient.

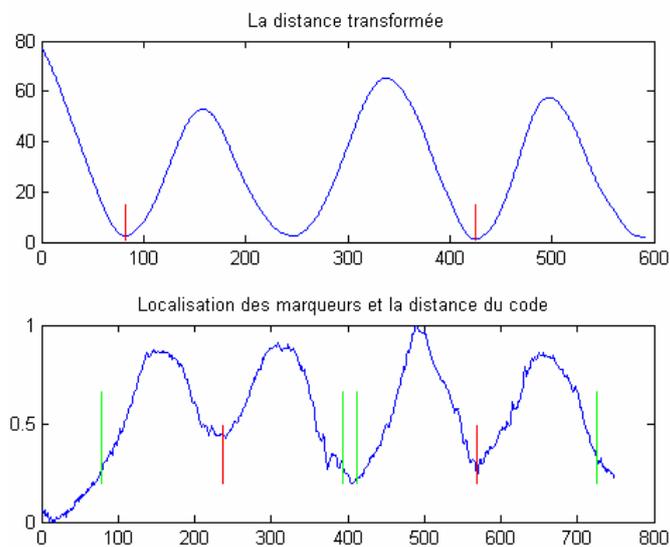
L'utilisation de cette distance est justifiée par le fait que les signaux acquis peuvent présenter une dérive due à l'échauffement des éléments électroniques du capteur et une transformation géométrique semble être nécessaire (voir figure IV.20.b).



**Figure IV.20.**(a) Marqueur de référence, (b) Marqueur de test à une profondeur de 80 cm.

Dans notre application, on utilise la forme d'un marqueur non déformé comme vecteur de référence (voir figure IV.20.a) et le signal reçu comme vecteur de test.

La distance transformée permet de faire une correction par transformations affines (translation, rotation et mise à échelle) sur le vecteur de test, ce qui peut faciliter la reconnaissance du code.



**Figure IV.21.**Distance transformée et localisation des codes

La figure IV.21 montre la distance transformée entre le signal de référence qui est le marqueur de la figure IV.20.a et un code réel. Cette distance nous permet de localiser les marqueurs et ainsi l'identification du code.

### IV.5.3 La méthode DTW (Dynamic Time Warping)

Cet algorithme est appliqué généralement à la comparaison de deux séquences temporelles [GOR 95] [BOI 00]. Le but est de trouver le chemin optimal à parcourir parmi l'ensemble des

distances entre deux vecteurs, de référence  $Y$  et de test  $X$ . La distance entre les vecteurs  $X(i)$  et  $Y(j)$ , notée  $d[X(i),Y(j)]$ , est appelée distance locale définie par exemple par une métrique comme la distance euclidienne. La distance globale entre les vecteurs  $X$  et  $Y$ , notée  $D(X,Y)$ , sera constituée par une certaine accumulation de distances locales suivant une contrainte. Il existe de nombreux types de contraintes, mais celle qui s'adapte mieux à notre application est :

$$D(i, j) = d(i, j) + \min \begin{cases} D(i-1, j) \\ D(i-1, j-1) + d(i, j) \\ D(j, j-1) \end{cases} \quad \text{VI.31}$$

Dans notre application, nous considérons comme séquence de référence le signal acquis par le capteur, et la forme du marqueur comme séquence de test. L'algorithme DTW permet de calculer le taux de dissimilitude entre la séquence de référence et la séquence de test, et les points les plus faibles (les cuves) de ce taux déterminent la zone de ressemblance entre les deux séquences, et nous pourrons ainsi localiser nos marqueurs sur la séquence de référence (voir figure IV.22).

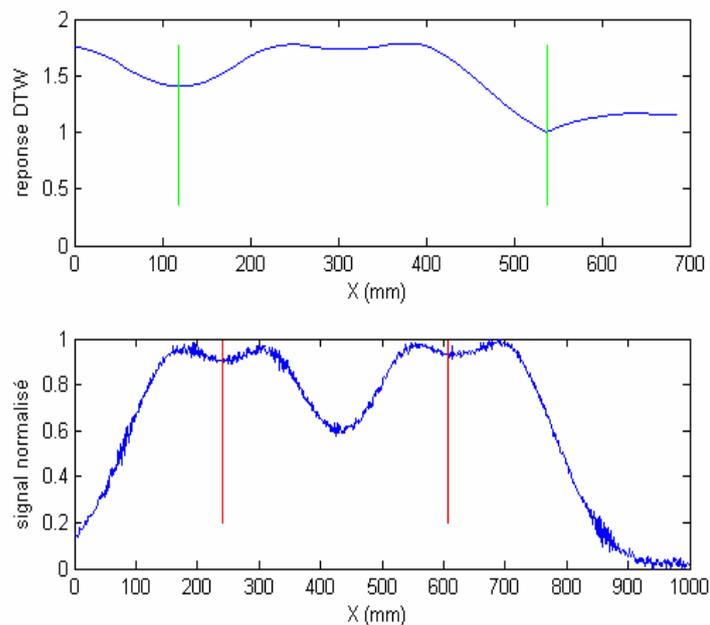


Figure IV.22. Réponse DTW et l'identification du code

La réponse DTW localise le début des marqueurs sur le signal, et le fait qu'on connaît la taille du marqueur nous permet de calculer la distance du code et d'identifier le code correspondant.

Nous allons présenter les résultats des méthodes de reconnaissance utilisées avec ce système de codage.

## VI.6 Résultats globaux du 2<sup>nd</sup> système de codage

La reconnaissance des nouveaux codes revient à localiser les marqueurs sur le signal reçu (voir figure IV.23.a) et calculer la distance des codes une fois les marqueurs sont identifiés (voir figure IV.23.b).

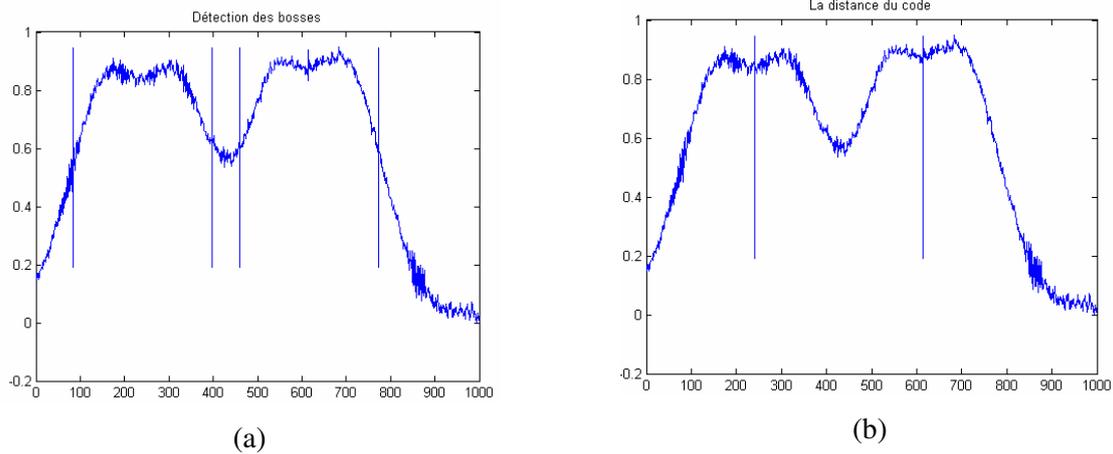


Figure IV.23. (a) Reconnaissance des marqueurs, (b) Identification des codes.

Nous appliquons un prétraitement sur les signaux reçus avant d'utiliser les méthodes de reconnaissance des codes. Cette étape de prétraitement comprend les opérations de filtrage (filtre de Tchebychev), et de séparation de sources, qui ont été employées avec le premier système de reconnaissance.

Les résultats de reconnaissance présentés dans le tableau IV.10 ont été obtenus en appliquant les méthodes de reconnaissance sur une base de données d'environ 400 acquisitions.

Méthodes	Corrélation	Structurelle	DTW	Transformée
Taux de reconnaissance (%)	100	100	100	100
Marge de confiance (%)	63,99	71,68	74,03	74,03
Erreur (mm)	7,5	6,5	4,5	4,5

Tableau.IV.10 Performances des méthodes de classification du second système de codage.

L'erreur moyenne représente la moyenne des erreurs commises par chaque méthode.

$$Erreur = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |d_i^{(m)} - d_i^{(r)}| \tag{IV.32}$$

$d_i^{(m)}$  : distance du code calculée par chaque méthode.

$d_i^{(r)}$  : distance réelle du code.

Nous n'avons pas présenté la méthode de corrélation car nous avons estimé qu'elle est suffisamment connue. Nous avons un taux de reconnaissance à 100%, cela est dû essentiellement à la nature du système de codage de seconde génération qui est assez simple à reconnaître. Une autre raison est due aux types de signaux acquis que nous avons utilisés, même s'ils sont bruités, ce sont principalement des essais de laboratoire (peu d'essai sur site). Ils contiennent au minimum un marqueur de début et un marqueur de fin qui caractérisent un code.

La corrélation calcule la ressemblance entre deux signaux, son inconvénient est qu'elle est très sensible aux déformations des signaux acquis. C'est pour cette raison que cette méthode avait une erreur plus importante par rapport aux autres méthodes. La reconnaissance structurelle permet de reconnaître les codes malgré les perturbations qui peuvent surgir sur les acquisitions, mais elle reste limitée dans le cas de présence de bruit important ou de dérive. La DTW tient compte des

compressions et extensions temporelles des signaux et cela lui permet d'avoir de bons résultats. Mais son inconvénient majeur est le temps de calcul qui est trop important. La distance transformée n'est pas sensible aux transformations affines (translations, rotations, et mise à échelle.), ce qui lui permet d'avoir les meilleurs résultats avec un temps de calcul acceptable.

Nous avons associé une marge de confiance pour chaque méthode pour faciliter la décision dans le cas de résultats divergents. La figure IV.17 qui présente le système de codage de seconde génération, montre que l'espace variable d'un code à un autre est de  $15\text{ cm}$ . L'erreur moyenne commise par chacune des méthodes ne dépasse pas  $1\text{ cm}$ , cela nous a permis de baisser cette distance de  $15\text{ cm}$  à  $10\text{ cm}$  et d'avoir plus de codes ce qui représente un avantage non négligeable.

## IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les méthodes de traitement de signal que nous avons utilisés pour enrichir le système global de reconnaissance de codes. Nous avons introduit une nouvelle approche de sélection de paramètres pertinents, cette dernière permet une sélection plus fine des « bons » paramètres et ainsi d'augmenter encore les taux de reconnaissance. Nous avons ajouté trois classifieurs qui ont un bon taux de reconnaissance pour renforcer le système de classification de première génération.

Nous nous sommes inspirés du classifieur RBF existant pour créer un classifieur plus performant. Ce dernier nous a permis d'avoir le meilleur taux de classification (90,24% au lieu de 85,33%) et de diminuer drastiquement le nombre de neurones (31 neurones cachés au lieu de 135), ce qui représente un gain du temps de calcul de 75%. Après toutes ces améliorations que nous avons apporté à ce système, nous considérons qu'il est assez complet et peut assurer une fiabilité d'identification tout à fait acceptable.

Les codes de seconde génération que nous avons développés, étaient nécessaires pour augmenter le nombre de codes limités à neuf par le premier système de codage. Cette augmentation était primordiale dans la réussite de ce projet. Associé à ces nouveaux codes, nous avons utilisé quatre méthodes de classification spécifiques, ce nombre n'est pas définitif, nous pouvons ajouter d'autres méthodes qui devront être insensibles aux différentes perturbations qui peuvent influencer sur le signal reçu. Il reste simplement à tester la robustesse des méthodes employées lors d'essais spécifiques en configuration « hostile ».

Nous avons donc finalisé un système complet d'identification, constitué d'un détecteur à courants de Foucault et son électronique associée, du prétraitement du signal permettant le conditionnement des acquisitions réalisées, des différentes méthodes de reconnaissance utilisées pour obtenir plusieurs informations redondantes et complémentaires sur le code détecté, ainsi que d'un module de fusion de

ces informations. Ce système fournit finalement une décision sur l'identification de la canalisation à reconnaître.

La validation finale du système que nous avons développé ne sera possible qu'à partir du moment où nous disposerons d'un capteur pré industriel remplaçant notre prototype de laboratoire.



---

*CHAPITRE V : Conclusion et Perspectives*

Nous allons présenter dans ce dernier chapitre la synthèse du travail effectué dans le cadre du projet industriel dont l'objectif était de développer un appareillage performant et fiable pour la localisation et la reconnaissance des canalisations enfouies dans le sol. Dans la première partie, nous effectuerons le bilan complet de notre travail. Nous discuterons ensuite des forces et faiblesses de l'outil que nous avons développé. Suite à cette discussion concernant les défauts inhérents à la technologie employée et ceux inhérents aux techniques de traitement du signal que nous avons utilisées, nous présenterons quelques perspectives de développement pour tenter de remédier à ces défauts ainsi que des perspectives à plus long terme, relatives à une amélioration globale de l'ensemble du système pour la définition d'une seconde génération d'appareillage.

## **V.1 BILAN**

Nous dressons dans cette première partie un bilan sur le travail que nous avons effectué, tout en rappelant que l'objectif final d'une "acceptable" identification des codes à une profondeur d'enfouissement de un mètre a été largement atteint. Il nous reste encore la réalisation du couvercle magnétique pour confirmer les résultats de simulations présentés dans le second chapitre. Le prototype de la dernière version du capteur, réalisée au sein de notre laboratoire, a besoin de quelques améliorations mineures avant une éventuelle industrialisation. Mais en premier lieu, nous allons présenter brièvement un rappel de l'ensemble du système d'identification que nous avons conçu.

### **V.1.1 Capteur développé**

L'objectif est que notre système soit utilisé par un opérateur non qualifié. Nous avons respecté la contrainte d'éliminer toute intervention humaine dans le processus de décision. Et ceci que ce soit au niveau de l'acquisition ou de l'identification qui se conclut par une prise de décision sans intervention d'expert.

Nous présentons le système complet d'identification de codes enterrés depuis l'acquisition jusqu'à l'identification du code dans la figure V.1.

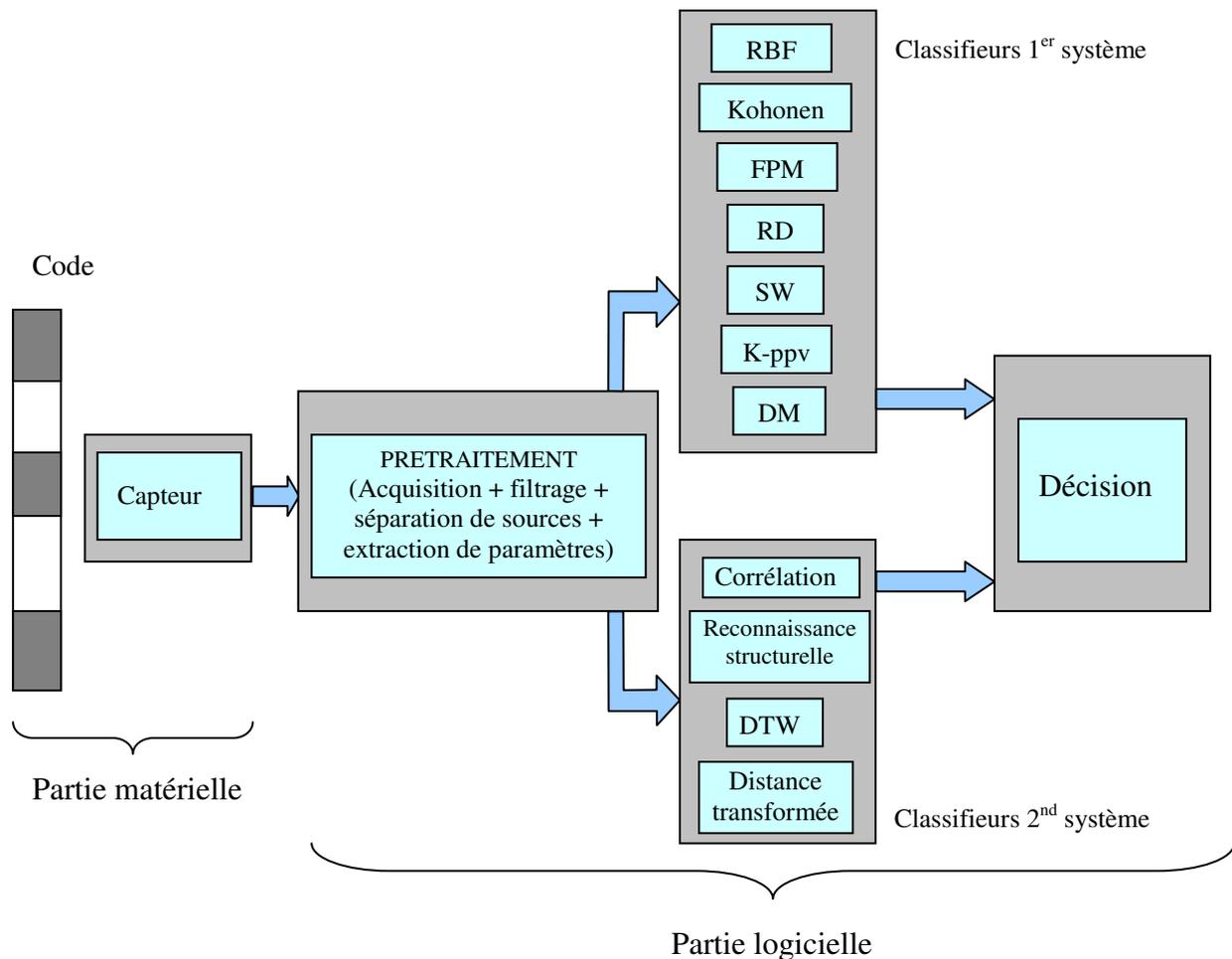


Figure V.1 Représentation globale du système d'identification de canalisations enterrées.

Nous rappelons que le détecteur à courants de Foucault utilise le principe de la balance d'induction réalisé grâce à des bobines « bobinées ». Le déphasage existant entre la bobine d'émission et de réception est représentatif de la distance capteur/cible. Ce déphasage est obtenu grâce à l'utilisation d'un module de détection synchrone qui permet de fournir un signal représentant le code enterré, comme nous l'avons présenté dans le chapitre I (pour la première génération) et le chapitre IV (pour la seconde génération). Ces deux systèmes de codage sont compatibles par leur nature (succession de plaques métalliques séparées par des espaces), et complémentaires pour créer la large gamme de codes nécessaire à notre application.

L'étape de prétraitement, comme nous l'avons vu dans le chapitre I, intègre plusieurs modules. Le premier est constitué par un filtrage performant qui nous assure un bon compromis entre l'élimination du bruit affectant les signaux et une déformation faible de ces signaux. La présence d'objets métalliques parasites affecte très sensiblement la forme des signaux obtenus. Nous utilisons donc des algorithmes de séparation de sources pour remédier à ce problème. Il faut noter que ces derniers ne peuvent pas éliminer à 100% ce genre de problème.

La dernière étape du prétraitement consiste à extraire les paramètres caractéristiques permettant d'effectuer la reconnaissance. Plusieurs méthodes de sélection de paramètres ont été utilisées afin

d'obtenir la meilleure pertinence des caractères retenus et ainsi de permettre un bon niveau de reconnaissance. Ces paramètres permettent, par un calcul de surfaces, de déterminer s'il s'agit du premier ou du second système de codage afin d'appliquer les méthodes de reconnaissance correspondantes.

La reconnaissance de formes est réalisée en deux étapes. La première étape consiste à utiliser plusieurs méthodologies de classification, des plus simples aux plus sophistiquées. Cette multiplication de classifieurs a pour but d'obtenir à la fois des informations redondantes et complémentaires sur le code à identifier. Notre choix s'est porté sur des méthodes basées sur différents principes pour les deux systèmes de codage, leurs performances sont sensiblement différentes, chacune possédant ses propres qualités et ses propres défauts. Nous ne pouvons pas prendre aisément la décision finale assurant une meilleure fiabilité, ceci même avec la marge de confiance relative à la décision de chacune des méthodes.

La seconde étape permettant la reconnaissance du code enfoui découle de la disparité des informations fournies par les classifieurs. En effet, la décision finale est obtenue à partir de la fusion des différentes informations en notre possession. La combinaison des résultats de chacun des classifieurs est effectuée selon la théorie de l'évidence qui permet l'intégration de la notion d'incertitude et l'obtention d'un maximum de fiabilité dans l'identification, comme nous l'avons remarqué dans le chapitre I.

Nous pouvons donc noter que dans l'ensemble du processus, aucune intervention humaine n'est requise pour juger ou influencer la décision prise. Cependant, un niveau de confiance est également calculé afin de fournir une indication supplémentaire sur la fiabilité de la décision, ce qui laisse toute latitude à l'opérateur d'accepter ou non la réponse fournie. Nous allons maintenant discuter des avantages et des inconvénients relatifs au système dont nous venons de rappeler les constituants essentiels.

### **V.1.2 Performances et limitations du capteur développé**

L'ensemble de notre appareillage est pratiquement apte à être industrialisé dans sa définition actuelle. Un des points forts de notre appareillage est son excellent rapport performance/coût. En effet, l'utilisation d'un capteur à courants de Foucault basé sur la balance d'induction permet d'obtenir une très bonne sensibilité pour un coût très faible. De même, le système de codage utilisé assure un prix de revient acceptable.

Un autre avantage du détecteur que nous avons conçu est la simplicité et la fiabilité de l'électronique mise en jeu pour obtenir le signal correspondant au code enfoui. Le remplacement de l'électronique analogique par une électronique numérique a permis d'éliminer d'éventuels problèmes d'échauffement qui peuvent nuire au bon fonctionnement du système. Cette électronique comprend essentiellement deux parties : l'étage d'émission et celui de réception. L'étage d'émission, responsable de la génération du champ électromagnétique, joue un rôle clé dans la conception du système. Même

si son rendement est acceptable, nous souhaitons quand même introduire des changements pour obtenir une intensité plus importante que l'on utilise selon le besoin. En ce qui concerne l'étage de réception, il nous apporte une toute satisfaction.

L'inconvénient majeur auquel nous sommes confrontés avec un capteur à courants de Foucault est la présence d'objets conducteurs aux alentours du code. La séparation de sources utilisée dans le prétraitement nous permet de résoudre partiellement le problème. Nous envisageons de réaliser des codes avec un matériau magnétique (nanocrystallin) pour résoudre définitivement ce problème, nous présenterons notre nouvelle approche, en cours d'évaluation, dans le paragraphe suivant.

Un autre inconvénient rencontré lors des essais de notre capteur sur un site dédié à ce genre d'opération, concerne l'utilisation de notre prototype de laboratoire dans un terrain non goudronné (terre +gravas). En effet, les acquisitions réalisées ont été particulièrement perturbées pour des profondeurs importantes (+ de 90 cm). Le chariot (support du capteur) qui possède des roues rigides, n'a pas assuré la stabilité de la tête de détection, ce qui a un effet néfaste sur le signal reçu. Nous envisageons de remédier à ce problème par le remplacement des roues rigides par des roues souples, gonflables et/ou éventuellement d'ajouter des amortisseurs à la suspension du chariot. Mais ce travail sur la « mécanique » du capteur sera réalisé en collaboration avec l'industriel qui fabriquera la version commerciale.

Jusqu'à présent, nous avons analysé les avantages et inconvénients relatifs à la technologie même de notre système. Cependant, il nous faut maintenant réfléchir aux choix effectués lors du traitement que nous avons développé. Le traitement du signal se décompose en trois parties distinctes. En ce qui concerne le prétraitement permettant le conditionnement des signaux acquis, le filtre passe bas de Chebyshev que nous utilisons permet de lisser correctement les acquisitions sans provoquer de déformations. Il a été comparé à d'autres types de filtres passe bas. Cette comparaison a prouvé que de bons résultats sont obtenus grâce à ce choix. Nous n'envisageons donc pas de le modifier. Les techniques de séparation de sources utilisées nous permettent de résoudre une bonne partie des problèmes issus de perturbations par des objets conducteurs aux alentours. Cette partie donne aussi entière satisfaction et elle ne devrait pas être modifiée.

Dans le dernier module du prétraitement qui concerne l'extraction et la sélection des caractères les plus représentatifs, nous avons utilisé plusieurs méthodes reconnues et performantes comme les critères de Fisher, la matrice de variance covariance. Grâce à l'ensemble de ces méthodes, nous avons pu déterminer des espaces de représentation facilitant l'étape de classification. Nous envisageons de continuer la recherche d'une méthode ou d'un ensemble d'algorithmes permettant la sélection pour chaque classifieur des paramètres fournissant les meilleurs résultats.

La part la plus importante du traitement du signal que nous avons développé concerne l'utilisation des méthodes de reconnaissance de formes. Le choix d'intégrer plusieurs méthodes de classification, qui vont des plus simples aux plus complexes, se justifie pleinement si l'on veut obtenir la plus grande complémentarité et un maximum d'informations pour faciliter la décision. Les méthodes

conventionnelles nous ont servi de référence par rapport aux méthodes sophistiquées (neuronales, floues, Distance Transformée, DTW...etc), où l'utilisation de leur « puissance » nous a donc paru importante pour l'obtention de meilleurs résultats. En analysant ces derniers, fournis par chacun des classifieurs, nous pouvons noter des différences de performances assez sensibles. Cependant, le niveau moyen de bonne classification reste élevé.

Le choix de ces méthodes n'est pas exhaustif et la possibilité d'ajouter d'autres méthodes se basant sur les SVM (Support Vector Machines) ou autres reste envisageable.

La dernière étape du traitement du signal employé est la combinaison des résultats des différents classifieurs par la théorie de l'évidence. Les bons résultats qu'il procure justifient a posteriori le choix d'utiliser la théorie de Dempster-Shafer qui répond totalement à nos contraintes de fiabilité maximum, en permettant le traitement de l'ignorance afin de diminuer les risques de mauvaise classification. Cette partie a atteint son objectif de limiter les éventuelles erreurs de classification, même s'il est toujours envisageable d'améliorer son fonctionnement.

Nous avons donc tenté dans l'ensemble de ce projet de maintenir une certaine cohérence de tous les éléments pour atteindre la meilleure performance. Son amélioration passe par les modifications que nous venons d'évoquer et celles que nous allons détailler dans les perspectives de développement.

## V.2 Perspectives de développement

L'ensemble des améliorations que nous comptons apporter à notre système d'identification implique aussi bien la partie matérielle que la partie logicielle. Ces perspectives de développement se situent à plus ou moins long terme. L'essentiel des perspectives de notre capteur est orienté vers l'utilisation de cibles magnétiques [BEL 06], une nouvelle demande de nos partenaires industriels afin de trouver un remplaçant à l'aluminium pour une intégration plus facile.

Suite à une collaboration avec la filiale *Imphy Alloys* du groupe *Arcelor* et l'Institut Franco-Allemand de Recherches de Saint Louis (ISL), une étude sur les différents matériaux et alliages magnétiques a été réalisée, elle a permis de conclure que :

- ↪ Les métaux conducteurs et amagnétiques tel que le cuivre, l'or, déphasent le signal reçu par rapport au signal émis.
- ↪ Les métaux ferromagnétiques ou ferri-magnétiques agissent plutôt sur l'amplitude du signal reçu.
- ↪ Si les matériaux magnétiques peuvent être saturés par le signal d'émission, ils vont donner une réponse riche en harmoniques qui sera détectée par des bobines réceptrices.
- ↪ Les matériaux magnétiques peuvent aussi être détectés par des méthodes de mesures passives telles que le magnétomètre et gradiomètre qui ne sont sensibles qu'aux propriétés magnétiques des alliages.

Les principaux avantages du codage utilisant des alliages ou des composites magnétiques à haute perméabilité sont les suivants :

- ↪ Si on sature l'alliage avec un champ magnétique alternatif émis, les plaquettes d'alliages vont générer une réponse constituée par un signal alternatif distordu comportant des harmoniques de fréquence multiples de celle du signal d'émission. Typiquement, si le signal est émis à 10 KHz, les harmoniques seront de fréquences 20, 30, 40 KHz etc.
- ↪ On comprend aisément que la détection d'harmoniques dans le signal reçu, par exemple de rang 2 et/ou 3, sera caractéristique de la présence d'un matériau magnétique.
- ↪ Si on ne sature pas l'alliage, on détecte un signal de même fréquence d'émission avec une amplitude modifiée.

Donc, nous pouvons utiliser le matériau magnétique (nanocristallin) soit avec les courants de Foucault, soit en magnétique pur. L'intérêt de cette dernière caractéristique est la réduction importante des dimensions de la cible, 50×150 mm au lieu de 160×300 mm en surface pour une cible en Aluminium, et ceci pour une épaisseur de 25 µm au lieu de 150 µm. La contrainte qui se pose est l'adaptation de notre capteur aux cibles magnétiques. Nous avons créé à partir de notre système existant, un système dérivé où nous avons remplacé l'amplificateur audio par un autre plus puissant.

Nous étudions actuellement le positionnement adéquat des différentes bobines du capteur pour obtenir de bonnes performances. Au niveau de l'étage de réception, nous travaillons sur l'accord des bobines pour les différentes harmoniques pouvant être détectées.

Nous allons présenter les premières études et essais que nous avons réalisés ainsi que les premiers résultats obtenus.

### V.2.1 Cibles magnétiques

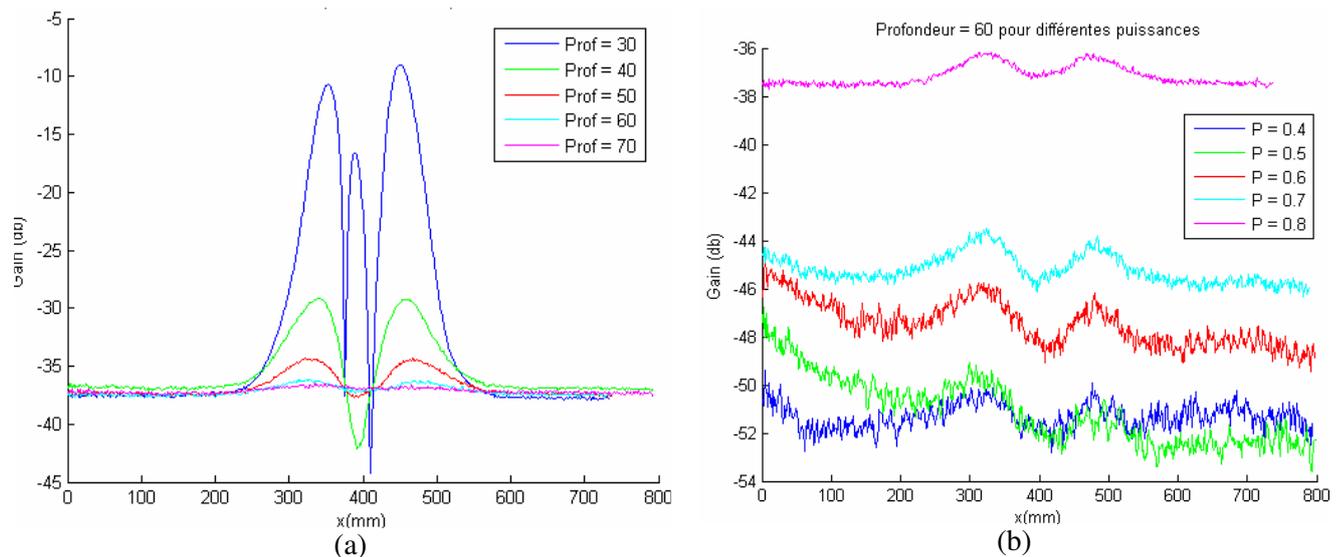
Dans cette étude en cours de réalisation, nous présentons des signaux reçus par une bobine réceptrice horizontale.

Nous avons essayé d'analyser l'influence de la profondeur de la cible sur le signal reçu. Dans la figure V.2.a, nous pouvons observer la réponse du système pour un courant d'excitation de  $I_e=3,18$  A, à diverses profondeurs. Cette réponse est assez logique pour montrer que la profondeur est inversement dépendante du signal reçu et que celle-ci n'est pas linéaire, mais elle montre aussi la limite du système qui n'arrive pas à dépasser les 70 cm de profondeur. La réponse d'une cible magnétique de faible profondeur (à 30 cm sur le figure V.2.a) est de trois bosses, et pour des profondeurs plus importantes, elle est seulement deux bosses. Nous n'avons pas de réponse sur ce phénomène pour le moment.

Le tableau V.1 représente la tension fournie par la carte d'acquisition, et le courant fourni par l'amplificateur audio est mesuré par une sonde de courant Tektronix.

Tension d'excitation P (V)	Amplitude du courant (A)
0,4	1,683
0,5	2,093
0,6	2,475
0,7	2,845
0,8	3,178
0,9	3,340

Tableau V.1. Puissance d'émission



Dans cette étude, nous avons également tenté d'interpréter l'influence de la puissance du signal émis (tension et courant d'excitation) sur la cible pour une profondeur donnée. Dans la figure V.2.b, nous montrons la réponse du système pour une cible à une profondeur à 60 cm. Nous ne pouvons pas constater clairement la proportionnalité entre la puissance du signal émis et celle du signal reçu, et la courbe de la dynamique de sensibilité (figure V.3) confirme cette conclusion.

De cette figure on pourrait en conclure qu'il faut un certain courant pour "allumer" la cible magnétique, mais qu'une fois "allumée", lui ajouter du courant n'apporte rien. Bien sûr cela reste conjecture.

Il faut noter que pour ces premiers essais d'adaptation de notre capteur à cette nouvelle problématique, nous n'avons pas encore obtenu un signal identifiable à une profondeur supérieur à 70 cm.

Pour étudier l'influence de la puissance et de la profondeur sur la sensibilité du capteur, nous avons calculé trois paramètres : le gain loin de la cible (gain minimal), le gain sur la cible (gain maximal), et la dynamique de la courbe du gain (gain max – gain min).

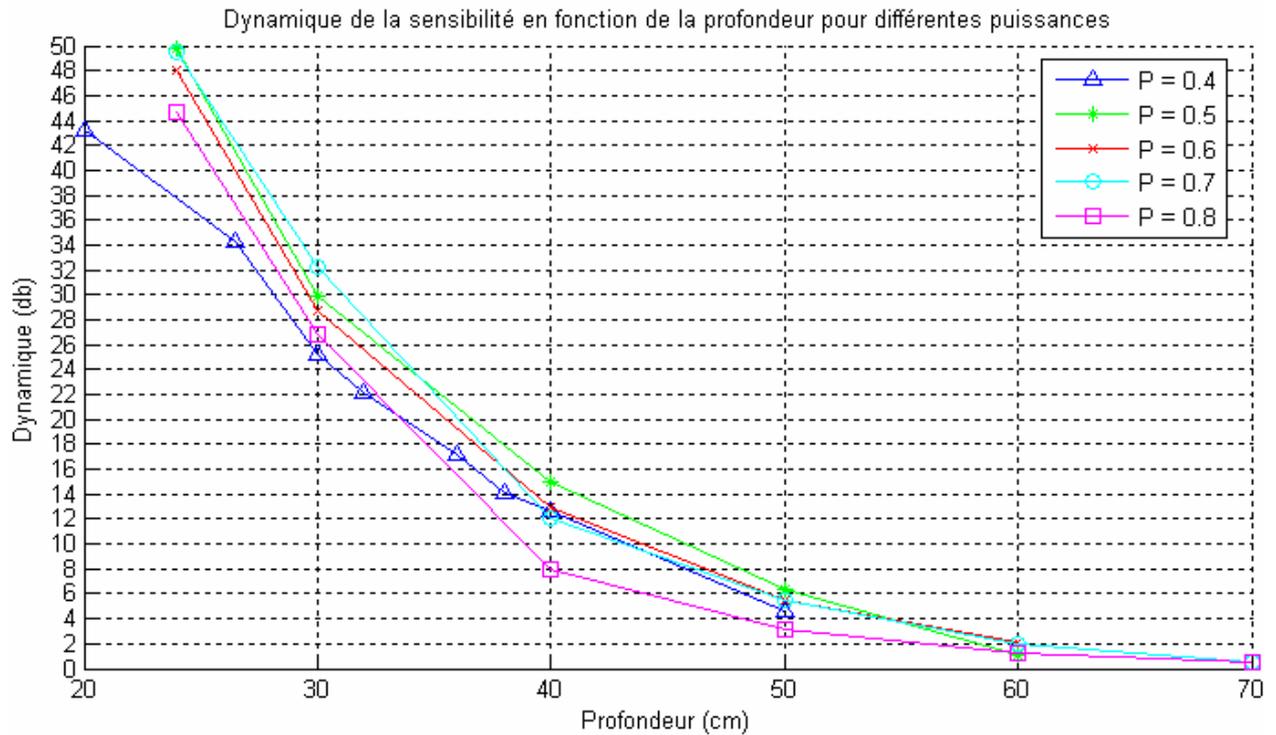


Figure V.3 Dynamique de la sensibilité en fonction de la profondeur pour diverses tensions d'excitation.

Les deux études présentées ci-dessus confirment la limitation de ce système « dérivé » à la profondeur de 70 cm, ce qui n'est pas loin de ce que nos partenaires industriels attendent (1m). Nous devons continuer nos essais en introduisant d'autres changements pour atteindre cet objectif. Pour cela, nous avons essayé de modéliser le nouveau capteur et les nouvelles cibles que nous allons vous présenter dans le paragraphe suivant.

### V.2.2 Modélisation d'une cible magnétique

Nous avons modélisé un capteur avec une bobine d'émission en diverses positions (horizontale, verticale, longitudinale, comme montre la figure V.4.

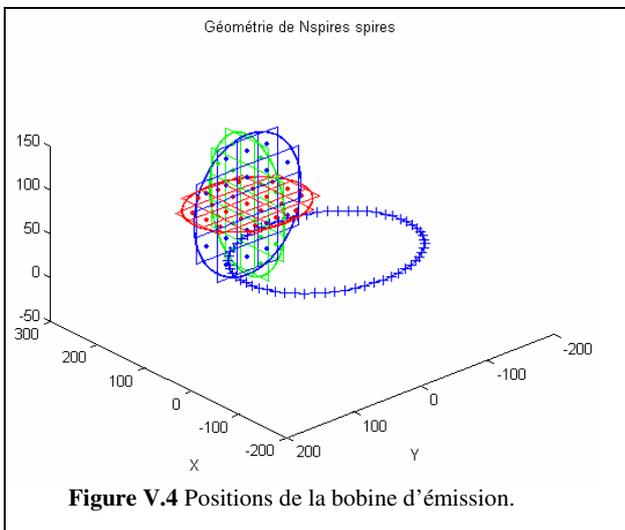


Figure V.4 Positions de la bobine d'émission.

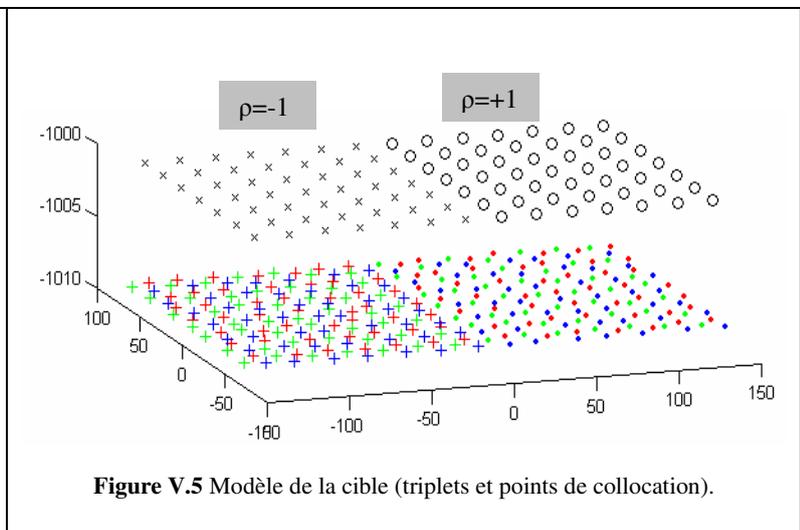


Figure V.5 Modèle de la cible (triplets et points de collocation).

La cible modélisée contient deux parties : une avec un coefficient de réflexion de -1 et l'autre +1. La figure V.5 montre la géométrie de cette cible.

Le champ magnétique de la cible au voisinage de celle-ci a la forme suivante :

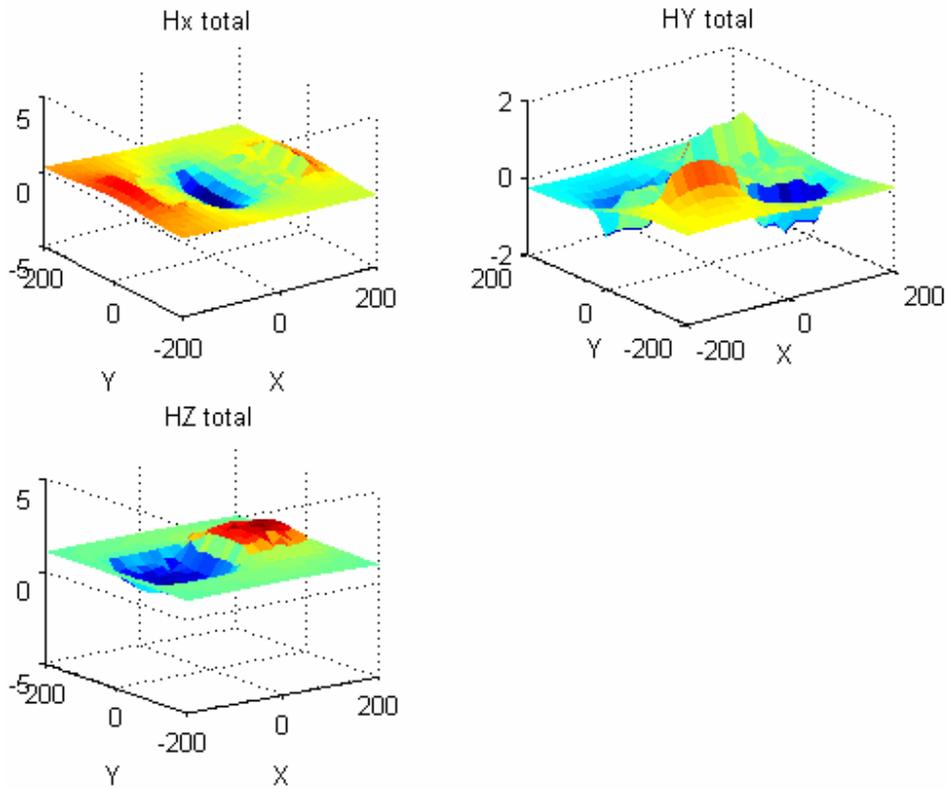


Figure V.6 Champ total émis.

Le champ magnétique de la cible au voisinage de la bobine de réception a la forme suivante :

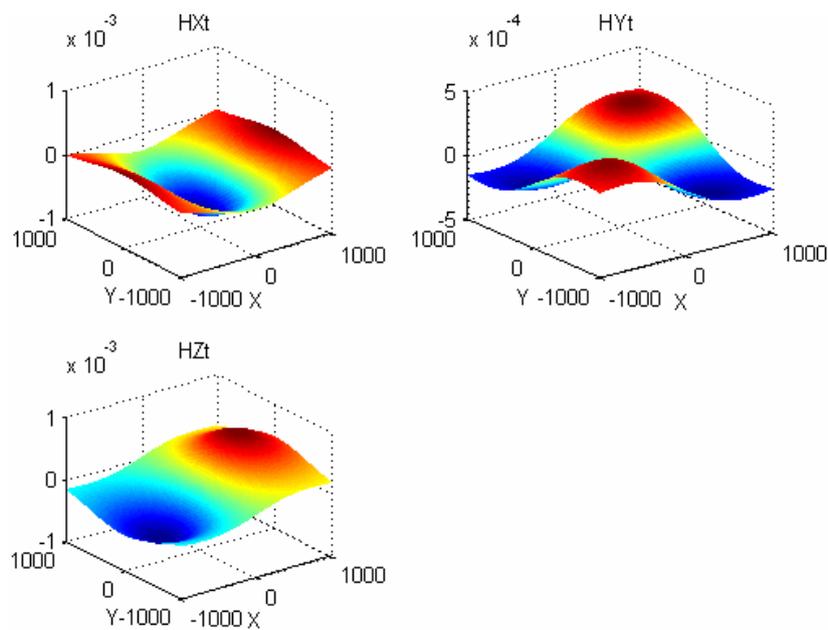


Figure V.7 Champ total réfléchi.

On voit bien que le champ en  $z$  possède deux maxima à  $-500$  et  $+500$  mm. Cela prouve bien la large influence de notre cible confirmée par les expérimentations.

Quant au flux généré par cette cible à travers la bobine de réception, son module est illustré par la figure V.8 (cible à 50 cm de profondeur):

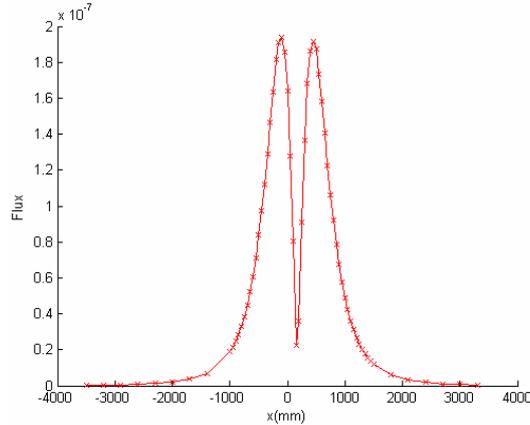


Figure V.8 Flux reçu.

On retrouve bien la même allure des courbes issues des expérimentations (cible à 50 cm de profondeur) dans la figure V.9:

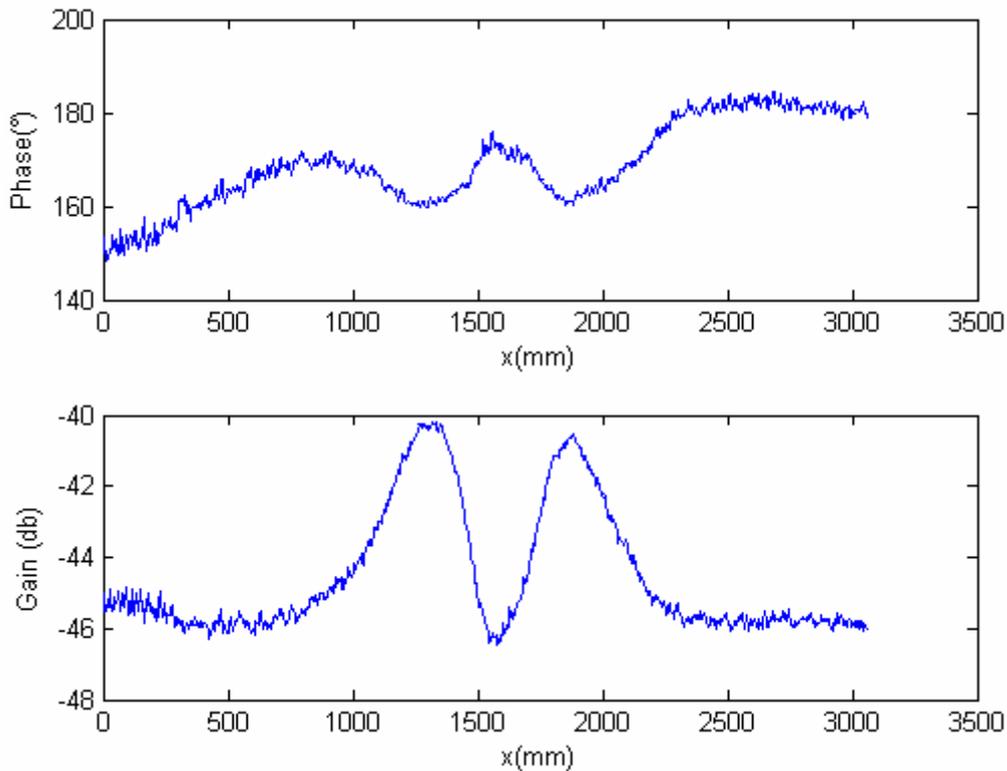


Figure V.9 Réponse en phase et en gain du signal réel reçu.

Même si notre modèle de simulation se rapproche de la réponse du signal réel, nous essayons toujours d'introduire des valeurs issues d'expérimentations dans nos simulations afin que ces dernières nous permettent de trouver des solutions de développement.

L'aimantation produite par le matériau magnétique à forte susceptibilité magnétique ( $\chi=10^5$ ) permet un gain d'un facteur de 6 par rapport à une feuille d'aluminium. On rappelle toute fois que

l'aimantation est proportionnelle au volume. Or l'épaisseur retenue de la feuille d'aluminium est de  $125 \mu m$  contre  $25 \mu m$  pour l'alliage magnétique. En réalité, le gain obtenu est d'un facteur de 30 ce qui est tout à fait significatif. Les résultats que nous avons obtenus avec les cibles magnétiques sont très intéressants même s'il nous reste encore de nombreux développements à effectuer avant d'atteindre l'objectif d'une reconnaissance de code à 1 mètre de profondeur. Mais il est évident que ce nouvel axe de recherche est particulièrement prometteur et l'expérience acquise par nos précédents travaux devrait nous permettre d'avancer rapidement et obtenir ainsi un nouveau capteur aussi performant que l'ancien, et surtout ne présentant plus les quelques faiblesses que nous avons décrites.

### V.3 Conclusion

Nous avons rappelé le fonctionnement complet de l'ensemble du système de détection qui a été conçu et les implications des choix retenus qui ont été étudiés.

Nous avons présenté les performances de ce système ainsi que ses limitations et nous avons présenté les solutions en cours de développement ou celles envisagées dans le futur.

Même si notre système peut être commercialisé dans sa version actuelle avec des cibles en aluminium, la perspective d'atteindre 1 mètre de profondeur avec des cibles magnétiques fera entrer définitivement notre système dans sa phase d'industrialisation.

Un système de codage de 3<sup>ème</sup> génération sera éventuellement possible pour profiter des caractéristiques magnétiques des cibles, ce qui induit d'éventuelles méthodes de reconnaissances correspondantes. Alors, la partie logicielle du système restera toujours évolutive pour d'éventuelles améliorations selon le besoin. Sans présager des résultats à venir, de nombreux axes de développement seront à étudier.

Nous souhaitons tester la version finale du capteur dans des conditions extrêmes pour améliorer la robustesse du système de reconnaissance.

---

***ANNEXES***

## Annexe I. Le modèle électrique du capteur

Nous présentons un modèle électrique simple de la tête de détection en l'absence, puis en présence de cible métallique. Celui-ci permettra de tirer quelques conclusions intéressantes.

Nous définissons ici les modèles électriques régissant le comportement de la tête de détection en l'absence puis en présence d'une cible métallique. Ceci afin de déterminer le lien existant entre le déphasage entre les deux bobines d'émission et de réception et la distance capteur/cible.

L'existence de ce lien a été démontrée dans [GUI 92] et tout le détail des calculs y est présenté. Nous ne les représenterons donc pas ici. Les circuits d'émission et de réception peuvent être modélisés comme le montre la figure I.3.

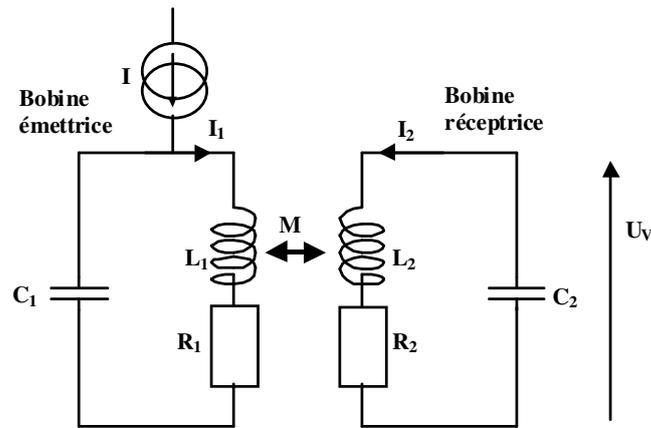


Figure I.3. Modèle électrique en l'absence de cible

Au secondaire, nous avons :

$$\begin{cases} U_V = (L_2 \cdot p + R_2) \cdot i_2 - M \cdot p \cdot i_1 \\ i_2 = -U_V \cdot C_2 \cdot p \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

On en déduit :

$$\frac{U_V}{i_1} = \frac{-M \cdot p}{1 + R_2 \cdot C_2 \cdot p - L_2 \cdot C_2 \cdot p^2} \quad (\text{I-2})$$

Le circuit de réception est accordé :  $L_2 \cdot C_2 \cdot \omega_0^2 = 1$ , et l'expression se simplifie à :

$$\frac{U_V}{i_1} = \frac{-M}{R_2 \cdot C_2} \quad (\text{I-3})$$

Pour ce modèle en l'absence de cible, nous obtenons, à la fréquence d'accord, un déphasage de  $\pi$  entre la tension de sortie aux bornes de la bobine de réception et le courant circulant dans la bobine d'émission, comme le montre l'équation I-3. Ceci est effectivement constaté dans la pratique lorsque la position de la bobine de réception est bien ajustée de façon à obtenir une tension induite minimale à ses bornes.

Si on étudie le circuit en présence d'une cible métallique, celle-ci peut être modélisée par une inductance  $L_F$  en parallèle avec une résistance  $R_F$  [SIL 65], où  $M_1$  et  $M_2$  sont les inductances

mutuelles entre la cible d'aluminium et respectivement la bobine émettrice réceptrice. L'inductance de la cible  $L_F$  est fonction de la surface de métal et la résistance  $R_F$  est fonction de la géométrie et de la conductivité de cette cible. La figure I.4 illustre ce modèle.

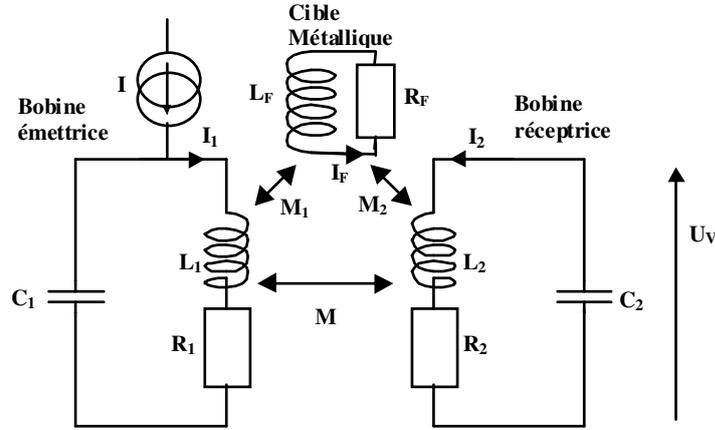


Figure I.4. Modèle électrique en présence d'une cible

Nous avons au secondaire :

$$\begin{cases} U_V = (jL_2 \cdot \omega + R_2) \cdot i_2 - jM \cdot \omega \cdot i_1 + jM_2 \cdot \omega \cdot i_F \\ i_2 = -U_V \cdot j \cdot C_2 \cdot \omega \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

En considérant la tension aux bornes de la cible comme nulle, on a :

$$i_F (jL_F \cdot \omega + R_F) + jM_1 \cdot \omega \cdot i_1 + jM_2 \cdot \omega \cdot i_2 = 0 \quad (\text{I-5})$$

De ces dernières équations, on déduit :

$$\frac{U_V}{i_1} = \frac{-jM\omega + \frac{M_1 M_2 R_F \omega^2}{R_F^2 + L_F^2 \omega^2} - \frac{jM_1 M_2 L_F \omega^3}{R_F^2 + L_F^2 \omega^2}}{1 + jC_2 \omega \cdot \left[ R_2 + jL_2 \omega + \frac{M_2^2 (R_F - jL_F \omega) \cdot \omega^2}{R_F^2 + L_F^2 \omega^2} \right]} \quad (\text{I-6})$$

En posant :

$$M_2^2 = K_2^2 \cdot L_F \cdot L_2 \quad , \quad \text{avec} \quad M_2 = K_2 \sqrt{L_F \cdot L_2} \quad \text{et} \quad M_1 = K_1 \sqrt{L_F \cdot L_1} \quad (\text{I-7})$$

$$A = \frac{K_2^2 \cdot L_F \cdot \omega^2}{R_F^2 + L_F^2 \omega^2} \quad \text{et} \quad B = \frac{K_2^2 \cdot L_F \cdot R_F \cdot \omega}{R_F^2 + L_F^2 \omega^2}$$

$$C = \frac{R_F}{R_F^2 + L_F^2 \omega^2} \quad \text{et} \quad D = \frac{L_F \cdot \omega}{R_F^2 + L_F^2 \omega^2}$$

Et on obtient :

$$\frac{U_V}{i_1} = \frac{C \cdot M_1 M_2 \cdot \omega^2 - j \cdot (M\omega + D \cdot M_1 M_2 \cdot \omega^2)}{1 + jC_2 \omega \cdot [R_2 + jL_2 \omega \cdot (1 - A) + B \cdot L_2 \omega]} \quad (\text{I-8})$$

Le circuit étant accordé ( $L_2.C_2.\omega_0^2 = 1$ ), le dénominateur se réduit à :  $A + j(R_2.C_2.\omega_0 + B)$ ,  
soit :  $A + j(\frac{1}{Q_2} + B)$ , ce qui donne pour la phase entre  $U_V$  et  $i_I$  :

$$\phi = \arctg \left[ \frac{-M}{C.M_1M_2.w} - Q_F \right] - \arctg \left[ \frac{1}{A.Q_2} + \frac{1}{Q_F} \right] \quad (\text{I-9})$$

Avec  $Q$  le coefficient de qualité :  $Q = \frac{L.w_o}{R}$

Dans l'équation (I-7),  $K_1$  et  $K_2$  sont des coefficients en fonction de la distance capteur - cible, de valeur zéro lorsque cette distance est très grande, et de valeur proche de un lorsque cette distance est nulle. Donc  $M_1$ ,  $M_2$  et  $A$  sont des termes qui évoluent avec la distance de détection, et  $M$  est un terme constant qui correspond au couplage entre les bobines émettrice et réceptrice.

Pour cette configuration, les équations (I-8 et I-9) montrent que le déphasage dépend à la fois de paramètres qui évoluent avec la distance capteur/cible et d'autres paramètres qui n'introduisent qu'un déphasage constant car ils sont indépendants de cette distance.

## **Annexe II. Méthodes de reconnaissances première génération**

L'objectif principal de l'identification des codes est d'obtenir simultanément le meilleur taux de bonne classification et une fiabilité maximale. L'erreur de classification peut être, dans le cadre de notre application, particulièrement grave. Dans le but de la minimiser, la multiplication du nombre et de types de classifieurs était nécessaire pour obtenir un résultat final très fiable. Etant donné la parfaite connaissance des différentes classes à discriminer, toutes les méthodes de reconnaissances utilisées sont supervisées, excepté la carte topologique de Kohonen, dans le but d'une plus grande diversité. Parmi les grands axes particulièrement performants dans la classification supervisée, on cite d'une part la logique floue et les réseaux neuromimétiques d'autre part. C'est dans cette perspective que le choix des classifieurs a été privilégié. D'autres méthodes conventionnelles ont été retenues pour compléter ce choix, ce sont la distance euclidienne et la fenêtre glissante, et cela afin d'obtenir des résultats complémentaires.

Un algorithme de Dempster Shafer basé sur la théorie de l'évidence permet de fusionner les résultats des différentes méthodes pour donner une bonne décision. Nous décrivons brièvement les différentes méthodes utilisées pour la reconnaissance des codes de première génération et les résultats obtenus.

### **AII.1 Méthodes conventionnelles**

Deux approches ont été choisies parmi les méthodes classiques : la distance euclidienne et le fenêtrage glissant. La première méthode, qui est basée sur le principe du premier plus proche voisin, est la plus simple. Elle est considérée comme un classifieur de référence pour évaluer l'apport des autres classifieurs plus sophistiqués. Elle s'applique sur le vecteur d'attributs composé de paramètres représentatifs des signaux. Nous cherchons, dans la base d'apprentissage, le vecteur le plus proche, c'est-à-dire celui qui a la distance la plus faible au sens d'une métrique euclidienne, de celui fourni par le détecteur au cours d'une acquisition. Nous avons utilisé le vecteur d'attributs composé de 36 paramètres extraits du signal ainsi que le vecteur d'attributs composé de 9 paramètres sélectionnés par l'analyse des données. Une étude détaillée sur la sélection de ces paramètres dits « pertinents » est présentée dans le quatrième chapitre car nous avons introduit des changements sur la méthode de sélection utilisée, et nous avons préféré les présenter ensemble afin de mieux voir la différence. Les résultats montrent que les meilleures performances sont obtenues avec l'utilisation du sous espace de représentation à 9 dimensions. Cette méthode permet d'avoir une estimation de la profondeur d'enfouissement des codes, et cela avec une comparaison des paramètres extraits de l'étalon à ceux du jeu d'apprentissage des différentes profondeurs. Elle permet une estimation assez fiable, à 10% près de la distance capteur/cible.

La seconde méthode conventionnelle choisie, qui est le fenêtrage glissant, repose sur une comparaison directe du signal fourni par le capteur, à des codes de référence réalisés au laboratoire

[BEL 97 b]. Et cela vient dans l'intérêt d'obtenir une bonne classification même en cas d'acquisition perturbée. En effet, les autres méthodes utilisées effectuent la classification à partir des paramètres extraits d'une partie du signal représentant le code. Dans le cas où cette partie est entachée de défauts, non éliminés par le prétraitement, cela pourra entraîner une mauvaise reconnaissance. L'utilisation du signal dans son ensemble peut donc permettre d'obtenir une bonne classification dans un certain nombre de cas supplémentaires. L'intérêt de ce classifieur était plutôt restreint aux cas limites d'acquisitions effectuées dans un environnement fort hostile. Mais avec l'évolution du capteur, l'intégration d'algorithmes de séparation de sources a permis de résoudre ce type de problème d'une façon plus performante, mais ils restent toujours utiles en cas de mauvaises positions des codes ou d'obstacles naturels sur le terrain. La comparaison est réalisée par une fenêtre constituée du signal à identifier glissant sur les codes prototypes. En se déplaçant progressivement échantillon par échantillon, la comparaison est effectuée à partir de chaque point des références. Un critère est utilisé pour déterminer la similarité entre les deux signaux, il donne un extremum quand les deux signaux coïncident le plus.

## AII.2 Méthodes floues

Le choix des méthodes floues s'est porté sur deux méthodes classiques s'appuyant sur des principes différents. La première est basée sur le Fuzzy Pattern Matching (*FPM*) qui est une extension des C - moyennes floues. Elle s'appuie sur la partition floue de l'espace de représentation. La seconde utilise des règles floues et repose sur l'existence d'une relation entre les valeurs d'un vecteur d'attributs et la classe à laquelle appartient l'échantillon.

Dans la méthode *FPM*, on construit un prototype pour chaque classe et on utilise une distance par rapport à ces prototypes pour classer les échantillons inconnus. Les prototypes sont sous forme d'ensembles flous et la classification d'un échantillon inconnu s'effectue par comparaison avec les prototypes flous en calculant le degré de similitude. La classification s'effectue en deux étapes, la première est une comparaison caractère par caractère afin de déterminer la similitude entre l'observation et un prototype appartenant à une classe. La seconde étape est une comparaison globale où chaque classe fusionne tous les degrés de similitude entre eux par un opérateur. Dans notre cas, c'est l'opérateur *produit* qui a donné les meilleures performances. Pour classer une observation inconnue, on détermine le degré de ressemblance en projetant ces coordonnées sur la distribution de chaque caractère de chaque classe. La détermination de la classe de l'observation revient à déterminer le degré de similitude le plus élevé [GRA 93] [BEL 99 c].

La méthode des règles floues distribuées «*Si...Alors*» repose sur l'existence d'une relation entre les coordonnées d'une observation et la classe à laquelle elle appartient. Elle utilise pour cela des informations de type linguistique représentées par des relations floues. Son originalité est de distribuer des règles, de formes prédéfinies, dans l'espace, plutôt que d'utiliser un nombre prédéfini de règles dont la forme est ajustée. Cette méthode consiste à diviser uniformément l'espace en un nombre de

sous-ensembles flous qui vont servir de support aux règles. Une règle floue est appliquée à chaque sous-espace, le coefficient normalisé de certitude sera nul si une observation semble appartenir simultanément à deux classes et qui vaudra l'unité si toutes les observations concernées par la règle appartiennent à la même classe. La détermination de la classe d'appartenance d'une nouvelle observation revient à chercher la conséquence de la règle floue qui possède, à la fois, le maximum de compatibilité et de certitude. Dans le cas où il y a plusieurs valeurs qui correspondent au maximum, alors l'observation n'est pas classée. Ce cas ressemble à un rejet d'ambiguïté [KLE 96] [KLE 98].

Les deux classifieurs flous fournissent des résultats très corrects et très proches entre eux. Nous pouvons noter une légère supériorité du classifieur basé sur les règles floues distribuées. Ceci s'explique par l'optimisation plus importante, notamment en ce qui concerne la partition de l'espace de représentation, qui a été réalisée pour celui-ci.

### **AII.3 Méthodes neuronales**

Les réseaux neuromimétiques peuvent se répartir en deux grandes catégories, selon leur type de connectivité. Les premiers sont les réseaux à couches qui voient l'activation de leurs neurones les traverser en une vague unique, ils n'ont pas de liens récurrents entre leurs neurones. Les réseaux appartenant à la seconde catégorie, nommés réseaux récurrents permettent l'existence des liens récurrents. Leurs comportements sont potentiellement plus complexes selon leurs architectures. Dans l'objectif d'avoir des résultats de classification complémentaires avec une meilleure fiabilité, le choix d'un classifieur neuronal de chaque catégorie paraît nécessaire. Le classifieur de la première catégorie est basé sur une carte topologique de Kohonen appliqué de manière simple à notre problème. En revanche, le classifieur de seconde catégorie s'appuie sur les réseaux à fonctions radiales de base. C'est une approche de construction originale sur laquelle nous reviendrons ultérieurement.

Le modèle de Kohonen est un modèle où seuls les vecteur de poids de référence les plus proches de l'exemple présenté sont mis à jour. Cette mise à jour s'effectue aussi bien pour les classifications correctes qu'erronées. Le procédé de correction est compatible, du point de vue métrique, avec les critères utilisés pour l'identification. Le modèle du réseau de classification est simplifié par rapport au modèle général de Kohonen car il comprend plus d'interconnexions entre les neurones du réseau. Pour augmenter les performances en classification, il est souhaitable que le nombre de neurones soit supérieur à celui du nombre de classes afin d'obtenir plusieurs sorties représentatives d'une même classe. Sans entrer dans les détails de cet algorithme, il a permis de définir, pour notre application, un classifieur comportant 80 neurones. Cependant, il est très difficile de définir des paramètres optimaux pour la réalisation d'une telle carte, sa convergence n'est pas prouvée théoriquement, le nombre nécessaire pour obtenir une bonne classification est très difficile à déterminer, de même pour les lois de décroissance du voisinage et du pas d'apprentissage. Le résultat obtenu l'a été après plusieurs études successives. Comme nous l'avons déjà précisé auparavant, ce classifieur est non supervisé.

Donc pas optimal selon notre cas, mais son approche peut correspondre à ce que l'on recherche [KOH 90] [KOH 93] [BEL 99 d].

De la même façon que les méthodes précédentes, la seconde méthode neuronale est un classifieur utilisant les réseaux de neurones à fonction de base radiale, appelé dans ce manuscrit RBF-1. C'est un classifieur original dans sa conception et spécialisé plus pour notre système. Il a donné des résultats très prometteurs, ce qui nous a conduit à étudier de plus près ce classifieur en essayant de l'améliorer en plus, ce qui a permis de renforcer encore notre système de reconnaissance. Nous revenons en détail sur ce classifieur et les changements introduits dans le quatrième chapitre.

#### **AII.4 Fusion de données**

L'idée de base de la fusion de données est de combiner plusieurs informations, de nature très diverses, relatives à un même problème. Ces informations peuvent provenir de plusieurs sources ou être des caractéristiques différentes extraites d'un même ensemble de données initiales. D'une manière générale, ceci se trouve vérifié dans notre application, toutes les méthodes de classification possèdent leurs points forts et leurs points faibles. Aucune n'est fondamentalement supérieure aux autres. Nous disposons donc d'un ensemble de méthodes qui se valent toutes plus ou moins. La démarche est de combiner leurs résultats et donc fusionner leurs informations pour atteindre l'objectif désiré. Plusieurs méthodes existent pour la fusion de données, mais celles qui ont été choisies sont la théorie de Dempster Shafer [DEM 67] [DEM 68] [SHA 76] et une méthode simple de vote pondéré [FRE 95] [FRE 99] [KEA 94]. Ce choix n'est pas exhaustif, mais ces deux méthodes s'adaptent à la nature des classifieurs utilisés au cours de ce travail, et permettent aussi de donner, comme information supplémentaire, la marge de confiance à la réponse de chaque classifieur. Cette information permet la réalisation d'une combinaison efficace, menant à la meilleure décision possible.

L'idée la plus simple et le plus souvent utilisée pour la combinaison est le principe du vote. Elle aboutit à de nombreuses méthodes de combinaison, celles choisies sont : la majorité notoire et le vote pondéré. Dans la majorité notoire, la classe majoritaire doit se différencier de la deuxième classe par une valeur supérieure à un certain seuil. La méthode du vote pondéré est la plus utilisée. Contrairement à la précédente, les classifieurs ne possèdent pas la même importance. Leur réponse est pondérée par un coefficient qui indique la confiance qu'on lui accorde, et dans notre cas par la majorité notoire. La théorie de Dempster-Shafer, ou théorie de l'évidence, a été retenue pour sa capacité à intégrer et traiter la notion d'ignorance et pour son cadre d'utilisation très souple. Ceci se traduit par une simplicité de mise en oeuvre. Sans entrer dans la complexité algorithmique, qui est l'un des inconvénients majeurs de cette méthode. La quantification de l'ignorance est obtenue par la transformation de la valeur de confiance relative calculée pour chaque décision prise par les classifieurs utilisés.

Grâce aux réponses des classifieurs, et à cette valeur de confiance, nous avons modélisé nos connaissances en définissant des jeux de masses élémentaires que nous avons fusionné par la loi de

combinaison de Dempster, pour obtenir une information plus riche et plus précise. En étudiant les masses de probabilités résultant de cette fusion, et en utilisant la loi de décision du maximum de crédibilité, cela a permis d'obtenir un taux correct de bonne identification avec une meilleure fiabilité, ceci grâce à la création d'une classe de rejet « automatique ». Cette étape de combinaison de classifieurs, sert de module de décision indépendant de toute intervention humaine.

### Annexe III. Choix du montage d'émission

L'objectif de cette étude est de traiter les différentes possibilités de génération de champ électromagnétique à partir d'un circuit résonant L-C, et de trouver ainsi une solution optimale. Le flux magnétique généré par la bobine d'excitation est défini par :

$$\varphi = L * I \quad \text{III-1}$$

*L*: Inductance de la bobine [H]

*I*: Le courant électrique [A]

Comme le montre l'équation ci-dessus, le champ électromagnétique dépend des dimensions de la bobine d'excitation et de l'intensité du courant qui la traverse. En ce qui concerne les dimensions de la bobine, limitées par l'encombrement, nous avons choisi le plus grand rayon dans la limite des dimensions du capteur, exigées par le partenaire industriel.

Le choix de l'intensité du courant, proportionnelle au champ magnétique, doit tenir en compte le couplage direct entre les bobines d'émission et de réception. Etant donné la difficulté de positionner la bobine de réception à l'endroit où le flux émis s'annule, une augmentation importante du courant pourrait avoir un effet néfaste à la sensibilité "totale" du capteur.

Le courant généré doit avoir une amplitude constante et stable. Dans l'étude menée dans le chapitre précédent, l'intensité du courant était toujours constante  $I = 1$  A. Ce choix n'est pas définitif, il sert juste de référence pour quantifier la réponse des différents montages traités ici.

Nous allons présenter les simulations que nous avons réalisées avec les logiciels *Pspice* et *Matlab*. Nous avons utilisé un générateur de tension de 15 V qui représentera la batterie qui va assurer l'alimentation du capteur dans lors de sa réalisation. Ce générateur est accompagné par un circuit résonant *RL-C* (*RL* représente la résistance et l'inductance de la bobine), monté en série ou en parallèle avec un condensateur. Après une comparaison entre les réponses des deux montages, nous déterminons lequel s'adapte le mieux à notre application.

#### AIII.1 Montage parallèle

Le but de cette étude est de voir la réponse d'un circuit *RL-C* parallèle (voir figure A.III.1). Alimenté par un générateur de 15V, nous avons voulu voir la puissance que peut fournir ce montage, et cela pour différentes fréquences.

Les valeurs des différents composants utilisés dans le montage sont les suivants (on considère que l'impédance du générateur  $Z_e$  est nulle pour simplifier les calculs):

$R = 5,46\Omega$ ,  $L = 2,375$  mH,  $C = 115$  nf pour une fréquence de travail de 9600 Hz.

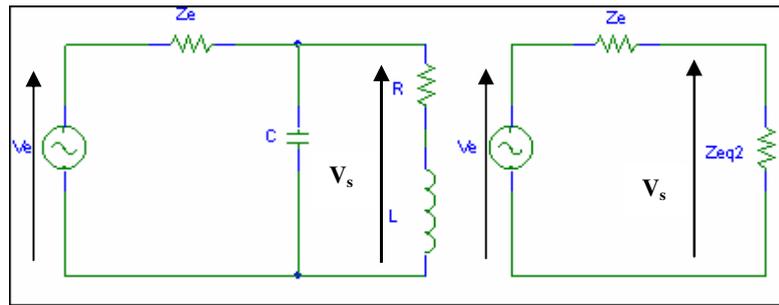


Figure A.III.1 : Montage  $RL-C$  parallèle avec source de tension et le montage simplifié

Nous avons pris les notations suivantes :

$$Z_L = R + jL\omega$$

$$Z_C = 1/jC\omega$$

La tension aux bornes de la bobine est :  $V_s = V_e$ , et le courant qui la traverse est :

$$I_L = \frac{Z_C}{Z_C + Z_L} I_e = \frac{1}{1 - LC\omega^2 + jRC\omega} I_e \quad \text{III.2}$$

Le courant traversant la bobine d'émission est inversement proportionnel à la fréquence, et avec la fréquence de travail, ce courant reste faible (100 mA) (voir la figure A.III.2).

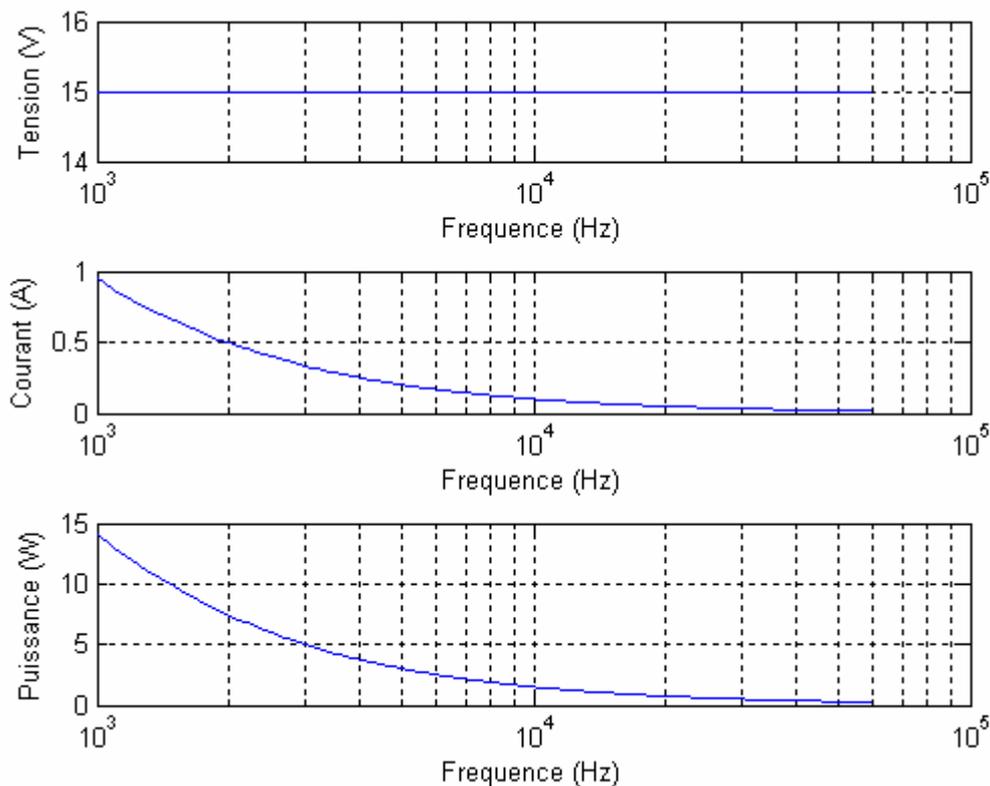


Figure A.III.2 : Tension, courant et puissance de la bobine dans le montage  $RL-C$  parallèle.

Ce montage fournit une très faible puissance (1,5 watt) à sa sortie, ce qui est très faible pour notre application qui nécessite suffisamment de puissance pour atteindre une cible à 1 mètre de profondeur.

### AIII.2 Montage série

Nous allons voir maintenant le montage  $RL-C$  série (figure A.III.3). Nous avons maintenu les mêmes valeurs des composants utilisés dans le montage précédent.

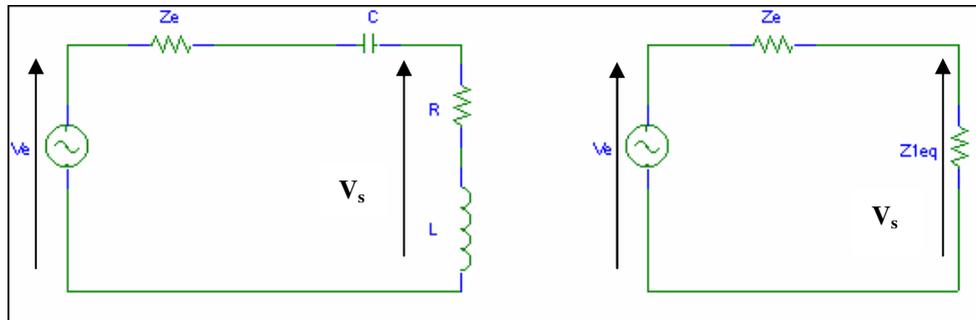


Figure A.III.3: Montage  $RL-C$  série avec source de tension et le montage simplifié

La tension aux bornes de la bobine est donnée par :

$$V_L = \frac{Z_L}{Z_C + Z_L} V_e = \frac{R + jL\omega}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} V_e \quad \text{III.3}$$

Cette tension varie selon la fréquence, à la résonance elle atteint sa valeur maximale, et elle tend vers  $V_e$  quand la fréquence tend vers l'infini.

Les simulations de ce montage nous ont permis d'obtenir des résultats intéressants (voir figure A.III.4). A la résonance du montage  $RL-C$  série, la tension aux bornes de la bobine atteint les 400 V, avec un courant de 2,5 A, ce qui permet au montage de fournir une puissance à sa sortie de 1000 W.

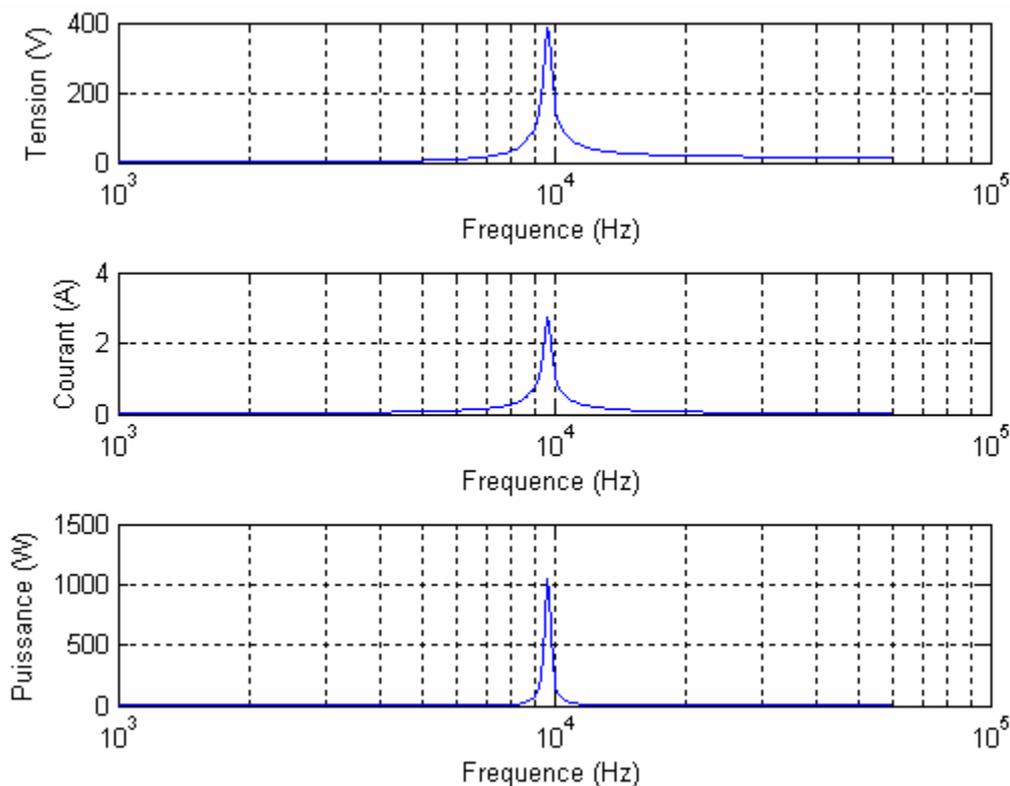


Figure A.III.4 : Tension, courant et puissance de la bobine dans le montage  $RL-C$  série.

Ce montage est le plus adapté à notre application, mais sa stabilité doit être sérieusement prise en compte. En travaillant avec cette puissance, le risque d'échauffement des composants est possible, ce qui peut entraîner une variation de la fréquence de travail (qui dépend des valeurs de  $R$ ,  $L$  et  $C$ ). Donc le dimensionnement des composants doit prendre en compte ces éléments.

C'est ce type de montage que nous avons retenu pour la génération du champ électromagnétique. Après avoir déterminé cet élément primordial, nous nous intéressons maintenant au dimensionnement des bobines constituant la tête de détection de notre capteur.

#### Annexe IV. Nouveau système de codage

Nous avons cherché à augmenter la fiabilité de l'identification grâce à une configuration particulière, tout en réduisant le coût de leur fabrication. La philosophie du premier système est de déterminer les modifications des différentes "bosses" constituant le code, ceci de manière précise grâce au codeur incrémental qui permet la mesure du déplacement relatif du détecteur. Les caractères pertinents étant principalement des mesures de distance entre les éléments caractéristiques du signal, nous allons conserver ces mesures pour définir ce nouveau système de codage.

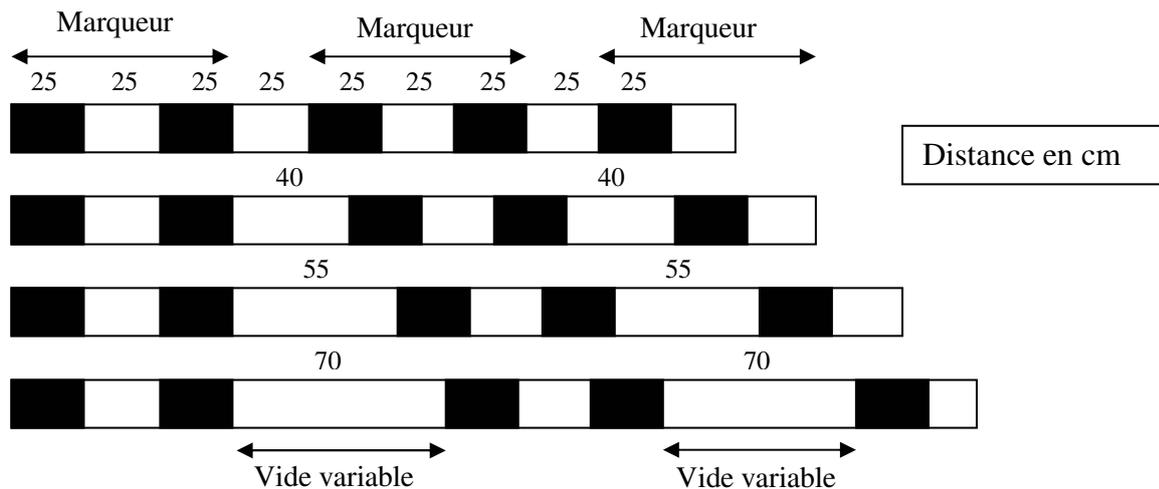


Figure A.IV.1 Principe du nouveau système de codage.

L'idée de base est de mesurer la distance séparant deux éléments caractéristiques du code. Ces éléments ne peuvent pas être constitués par une seule partie conductrice, sinon nous risquerions de confondre la présence d'un défaut avec l'élément caractéristique, que nous nommerons "marqueur". De plus, nous perdrons la compatibilité avec le système existant. Nous avons donc défini un marqueur comme étant le motif élémentaire de l'ancien système de codage. C'est-à-dire deux éléments métalliques de taille unitaire séparés par un espace vide de taille également unitaire. Un nouveau code est donc constitué d'un marqueur de début et d'un marqueur de fin, définis comme précédemment, ces deux marqueurs étant séparés d'une distance variable et c'est cette distance qui définit le code. Ces marqueurs, semblables au code 1 du premier système de codage, conservent bien évidemment les propriétés permettant l'estimation de la profondeur d'enfouissement. Cette estimation est obtenue comme pour l'ancien système de codage.

La figure A.IV.1 présente le principe de ce nouveau système. Toutes les distances données dans cette figure ne sont pas définitives mais seulement données à titre d'exemple pour la compréhension du principe retenu. Nous pouvons constater que le premier code ainsi défini est identique au code 1 du précédent système, ce qui nous permet d'assurer la compatibilité entre les deux systèmes. La diminution du coût de fabrication de ces nouveaux codes est due à la couverture plus faible en métal que pour les anciens codes.

La meilleure fiabilité de l'identification provient de deux caractéristiques différentes. La première et la plus importante est qu'au lieu de reconnaître les modifications de formes des codes, il suffit de détecter la présence du marqueur de début ainsi que celui de fin des codes et de déterminer la distance les séparant. La facilité de l'identification est grandement augmentée. Deuxièmement, pour éviter les risques de mauvaise classification, la définition des codes élimine les cas où la non-détection d'un marqueur conduirait à l'identification d'un autre code. Pour ce faire, les distances séparant les marqueurs ne peuvent être égales à la distance résultant de la non détection d'un marqueur. Suivant la précision de mesure du déplacement et suivant les besoins concernant le nombre de codes à commercialiser, nous possédons une marge dans leur définition.

Cependant, l'utilisation de ces codes présente un inconvénient : leur longueur plus importante que précédemment. Ceci est particulièrement pénalisant pour les applications urbaines.



---

*Références bibliographiques*

## Publications

Voici les travaux et publications dans le cadre de cette thèse :

### *Publications dans des revues internationales*

- [BEH 04] L. Beheim, A. Zitouni, and F. Belloir, "New RBF neural network classifier with optimized hidden neuron number", *WSEAS Transactions on Systems*, Issue 2, vol. 3, pp. 467-472, April 2004.
- [ZIT 04 a] A. Zitouni, L. Beheim, and F. Belloir, "Pipe Identification by Optimized Eddy Current Sensor", *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 3, Vol. 3, pp. 471-476, May 2004.
- [ZIT 04 b] A. Zitouni, L. Beheim, and F. Belloir, "A New Recognition System for Buried Metallic Tags", *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 3, Vol. 3, pp. 508-513, May 2004.
- [ZIT 06 a] A. Zitouni, L. Beheim, F. Belloir, and D. Nuzillard "Tag Detection by Electromagnetic Sensor", *"Technisches Messen" Journal, Germany*, vol. 73, no. 6. pp. 364-370. June 2006. ISSN: 0171-8096.
- [ZIT 06 b] A. Zitouni, L. Beheim, F. Belloir and R. Huez, "Smart Electromagnetic Sensor for Buried Conductive Targets Identification", *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no.6, December 2006.
- [ZIT 06 c] A. Zitouni, L. Beheim, F. Belloir, "Pipe Identification by Optimized Eddy Current Sensor", submitted to *Measurement Science and Technology Journal*.

### *Publications dans des congrès internationaux*

- [BEH 03] L. Beheim, A. Zitouni, and F. Belloir, "Problem of Optimal Pertinent Parameter Selection in Buried Conductive Tag Recognition", *Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP'2003)*, Budapest (Hungary). pp. 87-91. September 2003.
- [ZIT 04 c] A. Zitouni, L. Beheim, and F. Belloir, "Pattern Recognition for Conductive buried Tag identification", *2004 International Conference on Advances in Intelligent Systems - Theory and Applications with IEEE Computer Society (AISTA'04)*, Luxembourg, November 2004. ISBN: 2-9599776-8-8.
- [ZIT 05] A. Zitouni, L. Beheim, et F. Belloir, "Nouvelle approche d'Identification de Codes Conducteurs Enterrés", *3<sup>ème</sup> Conférence internationale IEEE: Sciences Electroniques, Technologies de l'Information et des Télécommunications (SETIT'05)*, Sousse (Tunisie), Mars 2005. ISBN: 9973-51-546-3.
- [BEH 05] L. Beheim, A. Zitouni, and F. Belloir, "A New RBF Classifier for buried Tag Recognition", *5<sup>th</sup> International Workshop on Pattern Recognition in Information Systems (PRIS'05)*. Miami (USA), pp. 22-32, May 2005. ISBN: 972-8865-19-8.
- [BEH 06] L. Beheim, A. Zitouni, and F. Belloir, "Buried Tag Identification with a New RBF Classifier", *7<sup>th</sup> IEEE Nordic Signal Processing Symposium (NORSIG'06)*. Reykjavik (Iceland), pp. 150-153. June 2006. ISBN: 1-42244-0413-4.
- [ZIT 06 c] A. Zitouni, L. Beheim, and F. Belloir, "Modeling of Intelligent Sensor for Ground Pipe Recognition", *5<sup>th</sup> IEEE Conference on Sensors*, Daegu (Korea). October 2006.
- [ZIT 06 d] A. Zitouni, L. Beheim, and F. Belloir, "Modeling of Intelligent Electromagnetic Sensor for Buried Tags", *32<sup>nd</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'06)*. Paris (France). November 2006.

*Participation à ouvrage*

- [BEL 04]** F. Belloir, L. Beheim, A. Zitouni, N. Liebaux, and D. Placko, "Modélisation et Optimisation d'un Capteur à Courants de Foucault pour l'Identification d'Ouvrages Enfouis", (C2I'2004), Ouvrage "*Nouvelles méthodes d'instrumentation*", Editions Hermès, vol. 2, pp. 265-272, 2004. ISBN: 2-7462-0208-5.

## Références bibliographiques

- [AHM 04] R. Ahmad, T. Kundu, and D. Placko, "Modeling of phased array transducers", *Acoustic Society of America Journal*. 117 (4), Pt. 1. pp. 1762-1776. April 2005.
- [ALI 93] P. Alinat, Periodic Progress Report 4, Technical Report, ROARS Project ESPRIT II-Number 5516, Thomson Report TS. ASM 93/S/EGS/NC/079, February 1993.
- [ASC 03] G. Asch et Collaborateurs, "*Acquisition de données du capteur à l'ordinateur*", Edition DUNOD, 2003. ISBN 2-10-004204-1.
- [AVI 95] C. Aviles-Cruz, A. Guerin-Dugué, J.L. Voz and D. Van Cappel, Deliverable R3-B1-P Task B1 : Databases, Technical Report ELENA ESPRIT Basic Research Project Number 6891, June 1995.
- [BAG 05] S. Baglio, S. Castorina, and N. Savalli, "Integrated Inductive Sensors for the Detection of Magnetic Microparticles", *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 3. pp. 372-384. June 2005.
- [BED 03] G. Bedoya, S. Bermejo and J. Cabestany, "Comparison of Neural Algorithms for Blind Source Separation in Sensor Array Applications", *European Symposium on Artificial Neural Networks (ESANN'2003)*, Bruges (Belgium), pp. 131-136. ISBN: 2-930307-03-X.
- [BEL 97 a] A. Belouchrani, K.A. Maraim, J.F. Cardoso, and E. Moulines, "A blind sources separation technique using second order statistics", *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 45, no. 2, February 1997.
- [BEL 97 b] F. Belloir, F. Klein, and A. Billat, "Pattern Recognition methods for Identification of Metallic Codes detected by Eddy Current Sensor", *Proceedings of IASTED International conference on Signal & Image Processing*, pp. 293-297, New Orleans (USA). December 1997.
- [BEL 98 a] Brevet d'invention n° WO9810313, Inventeur: Belloir Fabien - Bui Duc Hao, Déposants:Plymouth Française - Bui Duc Hao, date de publication:12/03/1998.
- [BEL 98 b] Brevet d'invention n° FR2753280, Inventeur: Belloir Fabien - Bui Duc Hao, Déposants:Plymouth Française - Bui Duc Hao, date de publication:13/03/1998.
- [BEL 99 a] F. Belloir, A. Fache and A. Billat, "A General Approach to Construct RBF Net-Based Classifieur", *European Symposium on Artificial Neural Networks (ESANN'99)*, Bruges (Belgium), April 1999, pp. 399-404.
- [BEL 99 b] F. Belloir, "*Système Intelligent de Reconnaissance de Formes développé autour d'un capteur à courants de Foucault*", thèse de doctorat à l'Université de Reims Champagne-Ardenne.1999.
- [BEL 99 c] F. Belloir, A. Fache, and A. Billat, "Reconnaissance de formes pour la Classification de Codes métalliques Détectés par Capteur à Courants de Foucault", *3<sup>ème</sup> Conférence Internationale sur l'Automatisation Industrielle*, pp. 457-461. Montréal (Canada). Juin 1999.

- [BEL 99 d] F. Belloir and A. Billat, "Signal processing of the Eddy Current Sensor Response for Codes identification", *Proceedings of the sensor & transducer conference at MTEC'99*, Birmingham, England, February 1999.
- [BEL 00 a] A. Belouchrani, and A. Cichocki, "A robust whitening procedure in blind source separation context", *Electronics Letters*, vol.36, pp.2050-2051, 2000.
- [BEL 00 b] F. Belloir, R. Huez, and A. Billat, "Smart Flat Coil Eddy Current Sensor for Metallic Tag Recognition", *Measurement Sciences and Technology*, vol. 11, no. 4, pp. 367-374. 2000.
- [BEL 01] T.H. Bell, B.J. Barrow, and J.T. Miller, "Subsurface Discrimination Using Electromagnetic Induction sensors", *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 39, no. 6. pp. 1286-1293. January 2001.
- [BEL 06] Dépôt de brevet:"Codage et d'identification de d'objets optiquement visibles ou invisibles à l'aide de codes magnétiques", Inventeur: Belloir Fabien. Déposants: Plymouth Française – Metal Imphy, date de publication: Juin 2006.
- [BEN 05] A. Benedetto, F. Benedetto, M.R. De Blasiis, and G. Giunta, "Reliability of Signal Processing Technique for Pavement Damages detection and Classification Using Ground Penetrating Radar", *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 3. pp. 471-480. June 2005.
- [BEH 98] L. Beheim, and M. Milgram, "Comparaison entre Différentes Distances en Reconnaissance de Caractères", *11ème Congrès sur la Reconnaissance des Formes et l'Intelligence Artificielle (RFIA'98)*, Clermont-Ferrand (France), vol. 3, pp. 229-234. Janvier 1998.
- [BEN 04] P. Bendahan, P. Gorce, "A neural network architecture to learn the arm reach motion planning in a static cluttered environment", *2004 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, vol 1, pp. 762 - 767. October 2004. ISSN: 1062-922X.
- [BIL 86] A. Billat, A. Lecler, J.C. Emond et G. Villerman-Lecolier, "Etude d'un Capteur Plat de Proximité", *Revue de Physique Appliquée*, vol. 21, pp. 443-450, 1986.
- [BOU 95] J.C. Bour, I. Stanghellini et A. Billat, "Classification de Défauts par Réseaux de Neurones. Application au Contrôle Non Destructif par Courants de Foucault Pulsés", Juan les Pins (France), *15<sup>ème</sup> Colloque GRETSI*, pp. 1263-1266, Septembre 1995.
- [BOU 96] J.C. Bour, E. Zubiri, P. Vasseur et A. Billat, "Etude de la Répartition des Courants de Foucault Pulsés dans une Configuration de Contrôle Non Destructif", *Journal of Physics III*, vol. 6, pp. 7-22, 1996.
- [BOU 05] A. Boukhenoufa, C.P. Dolabdjian, and D. Robbes, "High-sensitivity giant magneto-inductive magnetometer characterization implemented with a low-frequency magnetic noise-reduction technique", *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 5, pp. 916-923. October 2005.
- [BLA 95] F. Blayo, Y. Cheneval, A. Guerin-Dugué, R. Chentouf, C. Aviles-Cruz, J. Madrenas, M. Moreno and J.L. Voz, Deliverable R3-B4-P Task B4 : Benchmarks, Technical Report ELENA ESPRIT Basic Research Project Number 6891, June 1995.
- [BOI 00] R., Boite, H., Bourlard, T., Dutoit, J., hancq, and H., Leich, "*Traitement de la parole*". Edition Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2000.

- [BRU 02] C. Bruschini, "A Multidisciplinary Analysis of Frequency Domain Metal Detectors for Humanitarian Demining", thèse de doctorat à l'université VRIJE Universiteit Brussel, Bruxelles (Belgique), Septembre 2002.
- [BUS 05] N.A. Bushyager and M.M. Tentzeris, "MRTD (Multi Resolution Time Domain) Method in Electromagnetics", www.morganclaypool.com. 2005. ISBN: 1598290150.
- [CAR 93] J.F. Cardoso, A. Souloumiac, "Blind beamforming for non gaussian signals", *IEE Proceedings-F*, vol. 140, no. 6, pp. 362–370, 1993.
- [CAR 98] J.F. Cardoso, "Statistical principles of source separation", *Proceedings IEEE Signal Processing*, vol.9, no. 10, pp.2009-2025, October 1998.
- [CHA 95] P. Chaturvedi and R. G. Plumb, "Electromagnetic Imaging of Underground Targets Using Constrained Optimization", *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 3. pp. 551-561. May 1995.
- [COL 99] L. Collins, P. Gao, and L. Carin, "An Improved Bayesian Decision Theoretic Approach for Land Mine Detection", *IEEE Transactions Geosciences and Remote Sensing*, vol. 37, no 2. pp. 811-819. March 1999.
- [COM 94] P. Comon, "Independent component analysis, A new concept?", *Signal Processing, Elsevier*, 36(3): pp. 287-314, April 1994.
- [CRU 05] A. Cruau, "Etude, conception, réalisation et test d'une capacité variable MEMS RF pour le traitement de fréquences entre 0,5 et 20 GHz", thèse de doctorat à l'Université Paris 7, janvier 2005.
- [DAS 90] Y. Das, J.E. McFee, J. TOEWS and G.C. Stuart, "Analysis of an Electromagnetic Induction Detector for Real Time Location of Buried Objects", *IEEE Transactions Geosciences and Remote Sensing*, vol. 28, no. 3. pp. 278-288. May 1990.
- [DAS 91] Y. Das, and J.E. McFee, "A Simple Analysis of the Electromagnetic Response of Buried Conducting Objects", *IEEE Transactions Geosciences and Remote Sensing*, vol. 29, no. 2. pp. 342-344. March 1991.
- [DEL 04] M. Delalandre, E. Trupin, J.M. Ogier, and J. Labiche, "Système contextuel de reconnaissance structurelle de symboles, basé sur une méthodologie de construction d'objets", *Colloque International Francophone sur l'Ecrit et le Document (CIFED)*, pp. 100-110. 2004.
- [DEM 67] A.P. Dempster, "Upper and Lower Probabilities Induced by a Multivalued Mapping", *Annals of Mathematical Statistics*, vol. 38, 1967.
- [DEM 68] A.P. Dempster, "A Generalization of Bayesian Inference", *Journal of Royal Statistical Society*, vol. 30, série B, 1968.
- [DEV 82] P.A. Devijver and J. Kittler, "Pattern Recognition, a Statistical Approach", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1982.
- [DOC 81] P.G. Doctor, T.P. Harrington, T.J. Davis, C.J. Morris and D.W. Fraley, "Pattern Recognition Methods for Classifying and Sizing Flaws using Eddy Current Data", *Eddy Current Characterization of Materials and Structures*, ATSM, pp. 464-483, 1981.

- [DRU 00] P. Druyts, L. Merlat, and M. Acheroy, "Modeling Considerations for Imaging with a Standard Metal Detector", in *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets; SPIE Proceedings*, vol. 4038, pp. 1431-1451, Orlando (USA), April 2000.
- [DUB 90] B. Dubuisson, "Diagnostic et Reconnaissance des Formes", *Traité des Nouvelles Technologies*, Série Diagnostic et Maintenance, Edition Hermès, Paris, 1990.
- [DUD 73] R. Duda and P. Hart, "*Pattern Recognition and Scene Analysis*", J. Wiley & sons Edition, 1973.
- [DUF 93] I. Dufour, and D. Placko, "Separation of conductivity and distance measurements for eddy current non-destructive inspection of graphite composite materials", *Journal de physique III*, vol. 3, no. 6. pp. 1065-1074. June 1993.
- [DUF 94] I. Dufour, and D. Placko, "General analysis of inductive sensor based systems for non destructive testing", *Journal de physique III*, vol. 4, no. 5. pp. 1481-1493. May 1994.
- [DUR 02] O. Duran, K. Althoefer, and L.D. Seneviratne, "State of the Art in Sensor Technologies for Sewer Inspection", *IEEE Sensors Journal*, vol. 2, no. 2. pp. 73-81. April 2002.
- [FEE 90] J. E. McFee, Y. Das and R. O. Ellingson, "Locating and Identifying Compact Ferrous Objects", *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 28, no. 2. pp. 182-193. March 1990.
- [FEN 94] H. Fenniri, A. Moineau and G. Delaunay, "Profile Imagery Using a Flat Eddy Current Proximity Sensor", *Sensors and Actuators A*, 45, pp. 183-190, 1994.
- [FEN 97] H. Fenniri, A. Moineau and G. Delaunay, "The Use of Some Iterative Deconvolution Algorithms to Improve the Spatial Resolution of a Flat Magnetic Sensor", *Sensors and Actuators A*, 63, pp. 7-13, 1997.
- [FIN 03] K. Finkenzerler, "*RFID handbook fundamentals and applications in contactless smart cards and identification*", Edition Willey 2003. ISBN 0-470-84402-7.
- [FIS 00] C. Fisher and W. Wiesbeck, "An evaluation of sensor configurations for ground penetration radar", *IEEE Transactions Geosciences and Remote Sensing*, vol. 3. pp. 993-995. July 2000.
- [FLO 05] J.L.M. Flores, S.S. Srikant, B. Sareen, and A. Vagga, "Performance of RFID tags in near and far field", *2005 IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*. Jan. 2005. pp. 353 – 357.
- [FRE 95] Y. Freund, "Boosting a Weak Learning Algorithm by Majority Algorithm", *Information and Computation*, vol. 121, no. 2, pp. 256-285, 1995.
- [FRE 99] Y. Freund, "An adaptive Version of the Boost by Majority Algorithm", *Proceedings of 12<sup>th</sup> Annual Conference on Computational Learning Theory*, 1999.
- [GAL 98] J. Galy, "*Antenne adaptative: du second ordre aux ordres supérieurs*", thèse de doctorat à l'Université Paul Sabatier, Toulouse, 1998.
- [GAR 05] S.L. Garfinkel, A. Juels, and R. Pappu, "RFID Privacy: An Overview of Problems and Proposed Solutions", *IEEE Security and Privacy Magazine*. May 2005. pp. 34-43.

- [GAT 72] G.W. Gates, "The Reduced Nearest Neighbor Rule", *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. May, 1972, pp. 431-433.
- [GEN 99] N. Geng, C.E. Baum, and L. Carin, "On the Low Frequency Natural Response of Conducting and Permeable Targets", *IEEE Transaction Geosciences and Remote Sensing*, vol. 37, no. 1. pp. 347-359. January 1999.
- [GOL 89] G.H. Golub, and C.F. Van Loan, *Matrix computations*, John Hopkins University Press, Baltimore, 2<sup>nd</sup>e edition, 1989.
- [GOR 95] G.J. Gordon, "Stable Function Approximation in dynamic programming", *Proceedings Of the Twelfth International Conference on Machine Learning*, Lake Tahoe, 1995, pp. 261-268.
- [GRA 93] M. Grabisch, "On the use Fuzzy Integral as a Fuzzy Connective", *the 2<sup>nd</sup>e IEEE International Conference on Fuzzy System (FUZZ-IEEE'93)*, San Francisco (USA). March 1993.
- [GUE 93] A. Guerin-Dugué and C. Aviles-Cruz, "High Order Statistics from Natural Textured Images", *ATHOS Workshop on System Identification and High Order Statistics*, Sophia-Antipolis, France, September 1993.
- [GUE 03] D. Guelle, A. Smith, A. Lewis, and T. Bloodworth, *Metal Detector Handbook for Humanitarian Demining*, Office for Official Publications of the European Communities, 2003. ISBN 92-894-6236-1.
- [GUI 92] P. Guillaume, *Contribution à l'Etude et à la Réalisation d'un Dispositif de Reconnaissance de Codes Enterrés*, thèse de doctorat de l'Université de Reims Champagne-Ardenne, Reims, Février 1992.
- [HAR 89] L. Hardy, *Conception et Réalisation d'une matrice de Capteurs Plats à Courants de Foucault en vue de la Détection et de la Reconnaissance de pièces Métalliques de Formes Simples*, thèse de doctorat de l'Université de Reims Champagne-Ardenne, Reims, 1989.
- [HUZ 02] R. Huez, F. Belloir, and A. Billat, "Original improvements of a smart eddy current sensor by BSS techniques". *Measurement Sciences and Technology*. vol. 13, 2002, pp. 547-555.
- [IBR 02] T. Ibrikli, M.E. Brandt, G. Wang, and M. Acikkar, "Mahalanobis distance with radial basis function network on protein secondary structures", *24th Annual Conference and the Annual Fall Meeting of the Biomedical Engineering Society EMBS/BMES*, 2002. vol 3. pp. 2184-2185. ISSN: 1094-687X.
- [JAI 97] A.K. Jain and D. Zongker, "Feature Selection: Evaluation, Application, and Small Sample Performance", *IEEE Transactions Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 19, no. 2, pp. 153-158, Feb. 1997.
- [JAI 00] A.K. Jain, R.P.W. Duin and J. Mao, "Statistical Pattern Recognition: A Review", *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 22, no. 1, January 2000.
- [JOD 94] J.F. Jodouin, *Les Réseaux Neuromimétiques*, Traité des Nouvelles Technologies, Série Informatique, Edition Hermès, Paris, France, 1994.

- [KAR 03] N.B. Karayiannis, and M.M. Randolph-Gips, "On the Construction and Training of Reformulated Radial Basis Function Neural Networks", *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol 14, no 4, pp. 835-845. July 2003.
- [KEA 94] M.J. Kearns and U.V. Vazinari, "*An Introduction to Computational Learning Theory*", MIT Press, 1994.
- [KLE 96] F. Klein, F. Belloir, P. Billaudel, et G. Villerman-Lecolier, "Classification par règles Floues « Si ... Alors », Application à la Reconnaissance de Codes Cachés", *Rencontres Francophones sur la Logique Floue et ses Applications*, pp. 339-341. Nancy (France). 1996.
- [KLE 98] F. Klein, "*Etude Comparative des Méthodes de Classification Floues*", thèse de Doctorat de l'Université de Reims Champagne-Ardenne. Reims (France). 1998.
- [KLI 05] L. Klinkenbusch, "On the shielding Effectiveness of Enclosures", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 3. pp. 589-601. August 2005.
- [KOH 90] T. Kohonen, "The Self-Organizing Map", *Proceedings of IEEE*, vol. 78, no. 9. pp. 1464-1480. September 1990.
- [KOH 93] T. Kohonen, "Things You Haven't Heard about the Self-Organizing Map", *Proceedings of IEEE Neural Network Conference*. pp. 1147-1156. San Francisco (USA). 1993.
- [KUN 00] M. Kunt, , G. Coray, G. Granlund, J.P. Haton, R. Ingold, and M. Kocher, "*Reconnaissance des formes et analyse de scènes*", *Traitement de l'information*, vol. 3, Edition Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2000. ISBN: 2-88074-384-2.
- [LAN 05] J. Landt, "The history of RFID", *IEEE Potentials*, vol 24, issue 4, pp. 8-11. 2005.
- [LEE 99] C.C. Lee, P.C. Chung, J.R. Tsai, and C.I. Chang, "Robust Radial Basis Function Neural Networks", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics*, vol 29, no 6, pp. 674-685. December 1999.
- [LEM 03] M.B. Lemistre, D. Placko, and N. Liebeaux, "Simulation of an Electromagnetic Health Monitoring Concept for Composite Materials. Comparison with Experimental Data", *SPIE 8th Symposium on NDE for Health Monitoring and Diagnostics*, San Diego (USA), March 2003.
- [LIE 02 a] N. Liebeaux, and D. Placko, "The Distributed Source Method: A concept for Open Magnetic Core Modelling", *The European Physical Journal Applied Physics (EPJAP)*, vol. 20, no. 2, pp. 145-150. November 2002.
- [LIE 02 b] N. Liebeaux, "*Contribution à la modélisation de capteurs électromagnétiques – application au contrôle non destructif par courants de Foucault*", thèse de doctorat à l'Université Paris XI, novembre 2002.
- [LIS 05] L. Lishuang, M. Tingting, H. Degen, "Extracting location names from Chinese texts based on SVM and KNN", *2005 IEEE International Conference on Natural Language Processing and Knowledge Engineering (IEEE NLP-KE '05)*. pp. 371 – 375. November 2005.
- [LLO 82] S.P. Lloyd, "Least Square Quantization in PCM", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-28, n° 2, pp. 129-137, 1982.

- [**LOO 97**] C.G. Looney, "*Pattern Recognition Using Neural Network - Theory and Algorithms for Engineers and Scientists*", Oxford University Press, Oxford - New York, 1997.
- [**MAO 05**] K.Z. Mao, G.B. Huang, "Neuron selection for RBF neural network classifier based on data structure preserving criterion", *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 16, Issue: 6. pp. 1531-1540. November 2005. ISSN: 1045-9227.
- [**MER 99**] L. Merlat, M. Acheroy, "Improving quality of information from metal detectors", *Proceedings 1999 ARIS Technical Workshop on Ground Survey for Humanitarian Demining*, Brest, France, October 1999.
- [**MER 00**] L. Merlat, and P. Druyts, "Progress Report on the Metal Detector: Signal processing for Target Discrimination and Coil's Modelization", Progress Report of the HUDEM Project, Royal Military Academy, Brussels, Belgium, February 2000. ISL (Institut de Saint-Louis) Publication PU 322/2000, Saint-Louis, France.
- [**MER 03**] L. Merlat, and P. Naz, "Magnetic localization and identification of vehicles", in *Unattended Ground Sensor Technologies and Applications V; SPIE Proceedings*, vol. 5090, pp. 174-185. Orlando (USA), September 2003.
- [**MIL 97**] P. Millot, "Développement et Traitement du Signal d'un Capteur du Type Radar Imageur pour la Détection des Objets Enterrés", *Journée d'Etude SEE*, Toulouse, Novembre 1997.
- [**MOO 89**] J. Moody and C.J. Darken, "Fast Learning in Networks of Locally-Tuned Processing Units", *Neural Computation*, vol. 1, pp. 281-294, 1989.
- [**MOR 00**] R. Morvan, N. Tanguy, P. Vilbe, L.C. Calvez, "Pertinent parameters for Kautz approximation", *Electronics Letters*, vol 36, issue: 8. pp. 769 – 771. April 2000. ISSN: 0013-5194.
- [**NGU 05**] K. Van Nguyen, "*Etude des effets de site dus aux conditions topographiques et géotechniques par une méthode hybride éléments finis/éléments frontières*", thèse de doctorat à l'école Nationale des Ponts et Chaussées, janvier 2005.
- [**NIK 05**] P.V. Nikitin, S.Lam, and K.V.S. Rao, "Low cost silver ink RFID tag antennas", *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2B. pp. 353-356. July 2005.
- [**NOR 05**]. S.J. Norton, W.A. SanFilipo and I.J. Won, "Eddy Current and Current Channeling Response to Spherical Anomalies", *IEEE Trans. Geosciences and Remote Sensing*, vol. 43, no. 10. pp. 2200-2209. October 2001.
- [**OUK 97**] L. Oukhellou, "Paramétrisation et Classification de Signaux en Contrôle Non Destructif. Application à la Reconnaissance des Défauts de Rails par Courants de Foucaults", thèse de doctorat à l'Université de Paris Sud. Juillet 1997.
- [**PET 94**] L. Peters, "The Ground Penetrating Radar as a Subsurface Environmental Sensing Tool", *Proceedings IEEE*, Vol. 82, n° 12, December 1994.

- [PET 05] M.R. Peterson, T.E. Doom, and M.L. Raymer, "GA-facilitated KNN classifier optimization with varying similarity measures", *The 2005 IEEE Congress on Evolutionary Computation*, vol. 3. pp. 2514–2521. September 2005.
- [PLA 89] D. Placko, H. Clergeot, E. Santander, "Physical Modeling of an Eddy Current Sensor Designed for Real Time Distance And Thickness Measurement in Galvanization Industry", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 25, no. 4, July 1989.
- [PLA 01] D. Placko, N. Liebeaux, T. Kundu, "*Méthode générique pour la modélisation des capteurs de types ultrasonore, magnétique et électrostatique*", Instrumentation, Mesure, Métrologie, volume 1, 1-2 2001, Hermès Science Publications, pp. 101-125.
- [PLA 02] D. Placko, N. Liebeaux, and T. Kundu, Dépôt de brevet en cours sous la référence n°0214108 "*Procédé pour évaluer une grandeur physique représentative d'une interaction entre une onde et un obstacle*", INPI, Paris. novembre 2002.
- [PLA 03] D. Placko, and T. Kundu, "Chapter 2: Modeling of Ultrasonic Field by Distributed Point Source Method", in *ULTRASONIC NONDESTRUCTIVE EVALUATION: Engineering and Biological Material Characterization*, edited by T. Kundu, CRC Press. pp. 143-202. 2003.
- [POL 06] A.C. Polycarpou, "*Introduction to the Finite Element Method in Electromagnetics*", www.morganclaypool.com. 2006. ISBN: 1598290479.
- [POP 05] H. Popescu, "*Génération et transport des électrons rapides dans l'interaction laser-matière à haut flux*", thèse de doctorat à l'Ecole Polytechnique, 21 octobre 2005.
- [PUD 94] P. Pudil, J. Novovicova, and J. Kittler, "Floating Search Methods in Feature Selection", *Pattern Recognition Letters*, vol. 15, no. 11, pp. 1119-1125, 1994.
- [RIP 02] P. Ripka, J. Kubik, M. Duffy, W.G. Hureley, S. O'Reilly, "Current Sensor in PCB Technology", *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 3. pp. 433-438. June 2005.
- [ROS 02] Ph. Rosnet, "*Eléments de propagation électromagnétique*". Edition ellipses, 2002, ISBN 2-7298-1110-9.
- [RUM 86] D.E. Rumelhart and J.L. McClelland, "*Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructure of Cognition*", MIT Press, 1986.
- [SCH 91] J. Schneider, J. Brew, and I.C. Peden, "Electromagnetic Detection of Buried Dielectric Targets", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 29, no. 4. July 1991.
- [SHA 76] G. Shafer, "*A Mathematical Theory of Evidence*", Princeton University Press, Princeton, 1976.
- [SIE 99] D.F. Sievenpiper, "*High Impedance Electromagnetic Surfaces*", doctoral thesis from University of California (USA), 1999.
- [SIL 95] P.P. Silvester and D. Omeragić, "Sensitivity of Metal Detectors to Spheroidal Targets", *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 6. pp. 1331-1335. November 1995.
- [SIL 96] P. P. Silvester and D. Omeragić, "Sensitivity Map for Metal Detector Design", *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 34, no. 3. pp. 788-792. May 1996.

- [SIN 03] J.K. Sing, D.K. Basu, M. Nasipuri, and M. Kundu, "Improved K-means Algorithm in the Design of RBF Neural Networks", *IEEE Conference on Convergent Technologies for the Asia-Pacific*, vol 2. pp. 841-845. Tencon 2003. ISBN: 0-7803-8162-9.
- [SKL 05] R. Sklyar, "Induction Magnetic Field Transducers Stability Limits", *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 5, pp. 924-928. October 2005.
- [SMI 03] C.H. Smith, R.W. Schneider, T. Dogaru, S.T. Smith, "Eddy Current Testing with GMR Magnetic Sensor Arrays", *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, ed. By D.O. Thompson and D.E. Chimenti, vol 2323, pp. 406-413. 2003.
- [SOM 99] P. Somol, P. Pudil, J. Novovicova, and P. Paclik, "Adaptive Floating Search Methods in Feature Selection", *Pattern Recognition Letters*, vol. 20, nos. 11, 12, 13, pp. 1157-1163, 1999.
- [SON 06] M. Son; Y. Lee; C. Pyo; "Design and Implementation of mobile RFID technology in the CDMA networks", *8<sup>th</sup> International Conference Advanced Communication Technology*, vol. 2, pp.1033–1036. 2006.
- [SRS 06] Stanford Research Systems, SR850 DSP Lock-in Amplifier.  
<http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/Manuals/SR850m.pdf>
- [STO 88] A. Stossel, "Etat des Techniques en Contrôle par Courants de Foucault", *Revue Pratique de Contrôle Industriel*, no. 152 bis, pp. 73-85, Octobre 1988.
- [TAN 01] S. L. Tantom and L. M. Collins, "A comparison of Algorithms for Subsurface Target Detection and Identification Using Time\_Domain Electromagnetic Induction Data", *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 39, no. 6. pp. 1299- 1306. June 2001.
- [TAN 02] N. Tanguy, R. Morvan, P. Vilbe, L.C. Calvez, "Pertinent choice of parameters for discrete Kautz approximation", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol 47, Issue: 5. pp. 783 – 787. May 2002. ISSN: 0018-9286.
- [TEC] [www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr), thème: Atténuation des champs électromagnétiques par des plans conducteurs.
- [THO 95] F. Thollon, and N. Burais, "Geometrical optimization of sensors for eddy currents Non Destructive Testing and Evaluation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 3. May 1995.
- [THO 96] D.J. Thorpe, and P.J. Probert, "Quality Control Using Electromagnetic Induction Sensors", *The Institution of Electrical Engineers, IEE*, Savoy place, London WC2R OBL, UK. 1996.
- [TIA 05] G.Y. Tian, A. Sophian, D. Taylor, and J. Rudlin, "Multiple Sensors on Pulsed Eddy Current Detection for 3-D Subsurface Crack Assessment", *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 1. pp. 90-96. June 2005.
- [VAS 94] P. Vasseur and A. Billat, "Contribution to the Development of a Smart Sensor Using Eddy Current for Measurement of Displacement", *Measurement Sciences and Technology*, vol. 5, pp. 889- 895,1994.

- [YAN 06] Z.R. Yang, "A Novel Radial Basis Function Neural Network for Discriminant Analysis", *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 17, issue: 3. pp. 604- 612. May 2006. ISSN: 1045-9227.
- [YU 00] T. Yu, and L. Carin, "Analysis of the Electromagnetic Inductive Response of a Void in a Conducting-Soil Background", *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 38, no. 3. pp. 1320-1327. May 2000.
- [ZEN 05] Z. Zeng, Z. Zhang, B. Pianfetti, J. Tu, T.S. Huang, "Audio-visual affect recognition in activation-evaluation space", *IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME 2005)*. July 2005.
- [ZHA 04] Y. Zhang, X. Liao and L. Carin, "Detection of Buried Targets Via active Selection of Labeled Data: Application to Sensing Subsurface UXO", *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 11. pp. 2535-2543. November 2004.
- [ZIT 02] A. Zitouni, "*Déconvolution aveugle multicapteurs par critère de décorrélation*", mémoire de DEA, Université de Reims champagne-Ardenne, 2002.
- [ZOU 02] A.M. Zoubir, I.J. Chant, C.I. Brown, B. Barkat, and C. Abeynayake, "Signal Processing Techniques for Landmine Detection Using Impulse Ground Penetrating Radar", *IEEE Sensors Journal*, vol. 2, no. 1, pp. 41-51. February 2002.