HAL
open science

CAPTEURS DE POSITION FONCTIONNANT PAR SATURATION D'UN CIRCUIT MAGNÉTIQUE,APPLICATION AU DOMAINE DE L'AUTOMOBILE

Bertrand Legrand

To cite this version:

Bertrand Legrand. CAPTEURS DE POSITION FONCTIONNANT PAR SATURATION D'UN CIRCUIT MAGNÉTIQUE,APPLICATION AU DOMAINE DE L'AUTOMOBILE. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2003. Français. NNT : . tel-00408056

HAL Id: tel-00408056

https://theses.hal.science/tel-00408056v1

Submitted on 28 Jul 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque
|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'I.N.P.G.

Spécialité : « Génie Électrique »

préparée au Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble
dans le cadre de **l'École Doctorale « Électronique, Électrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal »**

présentée et soutenue publiquement

par

Bertrand LEGRAND

Ingénieur E.N.S.I.E.G.

le 13 mars 2003

Titre :

CAPTEURS DE POSITION FONCTIONNANT PAR SATURATION D'UN CIRCUIT MAGNÉTIQUE, APPLICATION AU DOMAINE DE L'AUTOMOBILE

Directeurs de thèse :

Jean-Yves VOYANT
Jean-Paul YONNET

JURY

M. Christian ROMBAUT	, Président et rapporteur
M. Sylvain ALLANO	, Rapporteur
M. Jean-Paul YONNET	, Responsable et directeur de thèse
M. Jean-Yves VOYANT	, Directeur de thèse
M. Yves DORDET	, Examinateur

REMERCIEMENTS

REMERCIEMENTS

Cette thèse a été réalisée au L.E.G. (Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble) au sein de l'équipe Matériaux Magnétiques pour le Génie Électrique et en étroite collaboration avec l'équipe Capteurs de Siemens VDO Automotive, équipementier automobile de rangs 1 et 2 basé à Toulouse, dans le cadre d'une CIFRE (Convention Industrielle pour la Formation par la REcherche).

Je tiens tout d'abord à remercier la direction du L.E.G. pour m'avoir permis de travailler dans d'excellentes conditions, ainsi que l'ensemble des personnels du laboratoire toujours disponible pour aider les doctorants en détresse.

Merci à MM. Jansseune, Dordet et Génot qui m'ont accueilli au sein de l'équipe Capteurs de Siemens et ainsi contribué au renforcement des liens entre entreprises privées et laboratoires publics. Je remercie bien sûr l'ensemble de l'équipe Capteurs ("Et tu fais quoi exactement à Grenoble ?") qui m'a toujours apprécié en tant qu'électron libre ("C'est cela oui...").

Merci à MM. Christian Rombaut et Sylvain Allano pour m'avoir fait l'honneur d'être rapporteurs de ce travail, et d'y avoir porté le plus vif intérêt.

Merci à Jean-Yves Voyant et Jean-Paul Yonnet pour leur précieuse collaboration tout au long de cette étude. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma plus profonde sympathie.

Merci à Alban, Bertrand et Bertrand, CCM, David, Eric, Farrid, Gareth, Gillou, Goubs, Guillaume, Hervé, JC, Jean-Marc, Jim, Ludo, Martin, Olivier, POJ, P'tit Lol, Raph, Seb, et Yvan que j'ai eu plaisir à côtoyer durant ces trois années. Bon vent à vous tous jeunes et futurs docteurs !

Merci à mes parents et grands-parents pour avoir sponsorisé mes débuts, même si ils n'ont pas toujours compris ce que je faisais. Puisse la lecture du manuscrit les éclairer.

Special thanks to Guillaume pour ses dégustations de Layon et autres produits viticoles (du plaisir en 75cl !). Et merci aussi à Yannick pour nous faire vivre si intensément ses expéditions (du rêve en 24x36 !).

Et enfin un grand merci à Anne-Catherine pour son soutien sans faille durant ces trois années et à Célestine pour tous ses sourires et gazouillis qui ont agrémenté les six derniers mois de ma thèse.

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements **5**

Table des matières **9**

Introduction générale **15**

Chapitre 1 : Les capteurs de position en milieu automobile **21**

1. Les capteurs utilisés en milieu automobile *23*
1.1. Évolution des capteurs 23
1.2. Qu'est ce qu'un bon capteur ? 25
1.3. Quelques définitions utiles 25
1.3.1. La plage de mesure 25
1.3.2. La précision 25
1.3.3. L'entrefer 26
1.3.4. La plage de température 26
1.4. Amélioration du signal de sortie 26
1.4.1. La mesure différentielle 27
1.4.2. La compensation de température 27
1.5. Conclusion sur le fonctionnement général des capteurs 28

2. Différents principes physiques de capteur de position *28*
2.1. Introduction 28
2.2. Les capteurs résistifs 28
2.3. Les capteurs capacitifs 29
2.4. Les capteurs à variation de champ magnétique 30
2.4.1. Les capteurs magnétorésistifs 30
2.4.2. Les capteurs à effet Hall 31
2.5. Les capteurs à variation de contrainte mécanique 32
2.6. Les capteurs à variation d'inductance 33
2.6.1. Les capteurs à courants de Foucault 33
2.6.2. Les capteurs à réluctance variable (LVIT/RVIT) 34
2.7. Les capteurs à variation de mutuelle 34
2.7.1. Les capteurs à transformateur variable (LVDT) 35
2.7.2. Les capteurs à potentiomètres inductifs 35
2.7.3. Les capteurs Inductosyn® 36
2.7.4. Le capteur PLCD 37
2.8. Les récentes innovations dans le domaine des capteurs de position 37
2.8.1. Le capteur type Hella 38
2.8.2. Le capteur de type NCAPS® 38

3. Développement de nouveaux capteurs magnétiques *39*
3.1. Choix de la cible 39
3.2. Choix de l'élément sensible 40
3.3. Méthode de mesure 40
3.4. Choix de la technologie 41

4. Conclusion sur les capteurs de position en milieu automobile *42*

Chapitre 2 : Capteurs de position fonctionnant par effet de saturation **45**

1. Introduction *47*

2. Différents principes de détection de position *47*
2.1. Forme du circuit magnétique 47
2.2. Effet de l'aimant sur le circuit magnétique 49
2.3. Mesure d'inductance 50
2.3.1. Inductance et circuit magnétique en U 50
2.3.2. Inductance et circuit magnétique simple à retour de flux 50
2.4. Mesure de mutuelle 51
2.4.1. Mutuelle et circuit magnétique en U 51
2.4.2. Mutuelle et circuit magnétique simple à retour de flux 52
2.5. Conclusion sur les différents principes de détection de position 52

3. Capteur de position à variation d'inductances *53*
3.1. Présentation du capteur 53
3.2. Modélisation du capteur 53

4. Capteurs de position à variation de mutuelles *55*
4.1. Capteur à variation de mutuelles et bobines mixtes 55
4.1.1. Présentation du capteur 55
4.1.2. Modélisation du capteur 55
4.2. Capteur à variation de mutuelles et bobines concentrées 56
4.2.1. Présentation du capteur 56
4.2.2. Modélisation du capteur 57

5. Autres exemples de capteurs *58*
5.1. Le capteur PLCD 58
5.1.1. Présentation du capteur 58
5.1.2. Signal de réponse d'un capteur PLCD 59
5.2. Le capteur IMS 60
5.2.1. Présentation du capteur 60
5.2.2. Modélisation du capteur 62
5.3. Exemples de réalisation de capteurs IMS 62
5.3.1. Capteur d'angle volant 62
5.3.2. Capteur de papillon d'admission d'air 63
5.3.3. Capteur pour boîte de vitesses 63
5.3.4. Capteur pour amortisseurs 64
5.4. Conclusion sur les capteurs IMS 64

6. Conclusion sur les capteurs de position fonctionnant par effet de saturation *65*

Chapitre 3 : Dimensionnement des aimants, application aux capteurs IMS **67**

1. Introduction *69*

2. Modélisation des capteurs IMS rotatifs *69*
2.1. Rappel de la géométrie 69
2.2. Sens d'aimantation de l'aimant 70
2.3. Largeur d'aimant 72
2.4. Modélisation de l'inductance d'un capteur IMS angulaire 73
2.4.1. Présentation de la méthode 73
2.4.2. Simulations pour un capteur IMS SV2 d'angle volant 74
2.4.3. Mesures et comparaison pour une variation d'entrefer 75

3. Modélisation des capteurs IMS linéaires *76*
3.1. Rappel de la géométrie 76
3.2. Sens d'aimantation de l'aimant 76
3.3. Largeur d'aimant 77
3.4. Effet de rebond de saturation 77
3.4.1. Explication de l'effet de rebond de saturation 77
3.4.2. Exemple d'effet de rebond 79
3.4.3. Simulations à diamètre intérieur constant 80
3.4.4. Simulations à épaisseur constante 81
3.4.5. Conclusion sur l'effet des rebonds 81

3.5. Ajout de pièces polaires 81
3.6. Effet boussole 82
3.7. Modélisation de l'inductance du capteur IMS linéaire 83

4. Attraction entre un aimant et une tôle 84

5. Conclusion sur le dimensionnement des aimants 85

Chapitre 4 : Effets fréquentiels dans les capteurs de position 87

1. But de la modélisation des effets fréquentiels 89

2. Effets fréquentiels pour le capteur IMS angulaire 89
2.1. Les courants de Foucault 89
2.2. Modélisation de l'inductance 90
2.3. Modélisation de la résistance 94
2.4. Conclusion 96

3. Effets fréquentiels pour un capteur à variation d'inductance 97
3.1. Rappels 97
3.2. Expression des champs dans les tôles et dans l'entrefer 97
3.3. Calcul du signal de sortie du capteur 100
3.3.1. Évolution fréquentielle des paramètres du capteur 100
3.3.2. Évolution spatiale des paramètres du capteur 102
3.4. Conclusion 103

4. Conclusion sur les effets fréquentiels dans les capteurs de position 103

Chapitre 5 : Capteurs de position fonctionnant par variation de magnéto-impédance 105

1. Introduction 107

2. Théorie de la magnéto-impédance 107

3. Principe du capteur de position 108

4. Modélisation de l'impédance du capteur 109
4.1. Magnéto-impédance 109
4.1.1. Calcul du champ dans le conducteur 109
4.1.2. Vérification de la formule de Barandarian 110
4.1.3. Application à un conducteur rectangulaire 111
4.2. Calcul de la capacité 112
4.3. Modèle fréquentiel de l'impédance totale et aspects technologiques 113
4.3.1. Dégradations magnétiques du matériau 113
4.3.2. Structure capacitive de la bobine 113
4.3.3. Modélisation de la bobine 114
4.3.4. Paramètres en série du capteur 116

5. Résultats de mesures 118
5.1. Bobine simple 118
5.2. Bobine fractale 119

6. Conclusion sur les capteurs de position fonctionnant par variation de magnéto-impédance 121

Conclusion générale 123

Bibliographie 129

Annexes 137

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le monde des capteurs pour l'automobile est en perpétuelle évolution. Il représente aujourd'hui un tiers du marché mondial des capteurs. L'évolution technique des voitures est telle que de nos jours la problématique de maîtrise des systèmes se porte sur trois principaux domaines [HUB 01] :

- le contrôle de la combustion qui présente un intérêt évident dans le contexte mondial de lutte contre la pollution,
- la sécurité et l'aide au pilotage, second domaine prometteur en terme de recherche et pour lequel de gros investissements sont réalisés,
- le confort, de plus en plus apprécié des automobilistes, nécessite l'implantation et le développement de nouveaux capteurs dans le véhicule.

Malgré la diminution des coûts de production due au nombre croissant de véhicules en sortie d'usine, les paramètres à maîtriser sont de plus en plus importants, ce qui a pour conséquence d'augmenter la contribution de l'électronique dans le coût final du véhicule (cf. figure ci-dessous). Elle est passée de 7% en 1970 à 26% actuellement, et elle augmente en moyenne de 1,2% par an.

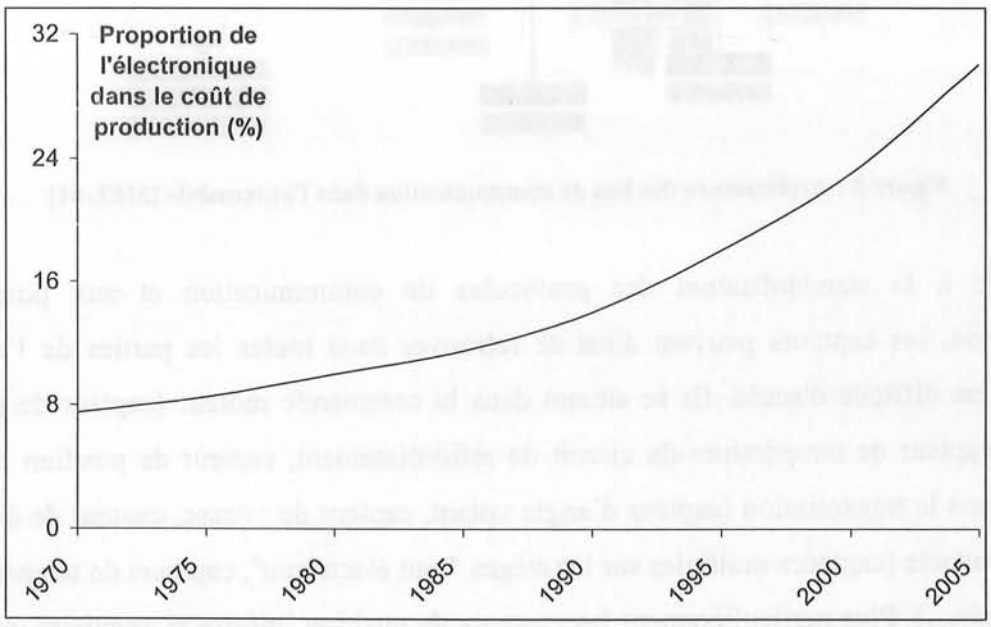

Figure 1 : Évolution de l'électronique dans le milieu automobile depuis 1970 [ZIE 00]

Ces dernières années, deux technologies de capteurs ont fait des progrès importants pour permettre des réalisations à bas coût de production pour applications grandes séries dans le domaine automobile :

- l'intégration tout silicium ou hybride (chimique/silicium), qui permet de grandes séries avec de très faibles variabilités de production,
- la conception de microsystèmes, qui intègrent dans un même boîtier l'élément sensible et un ASIC comprenant des filtres analogiques et/ou numériques, la logique de commande, les éléments de compensation et de détection de défauts et un convertisseur analogique numérique, le tout directement accessible via un réseau secondaire LIN (I/O sur un bus secondaire d'informations selon un protocole de communication spécifique au domaine automobile) avec connexion au réseau primaire CAN (bus primaire d'informations) comme le montre la figure ci-dessous.

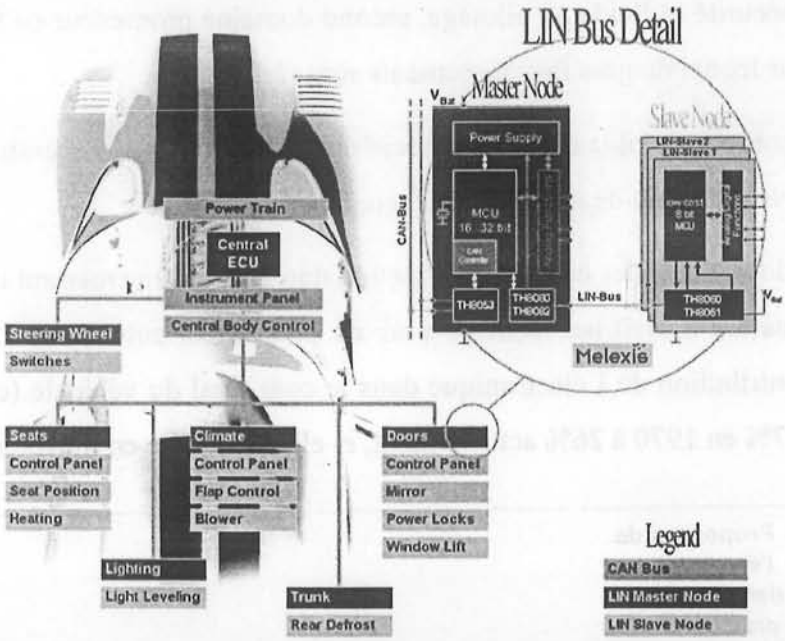

Figure 2 : Architecture des bus de communication dans l'automobile [MEL 01]

Grâce à la standardisation des protocoles de communication et aux possibilités de miniaturisation, les capteurs peuvent ainsi se retrouver dans toutes les parties de l'automobile, même les plus difficile d'accès. Ils se situent dans la commande moteur (capteur de pression de l'injection, capteur de température du circuit de refroidissement, capteur de position de l'arbre à cames…), dans la transmission (capteur d'angle volant, capteur de vitesse, capteur de direction…), ou dans l'habitacle (capteurs multiples sur les sièges "tout électrique", capteurs de température et de qualité de l'air…). Plus particulièrement les capteurs de position linéaire et angulaire interviennent à plusieurs endroits : suspensions, injection, arbre à cames, colonne de direction, phares, sièges…

Ce contexte montre que l'étude des capteurs de position doit mener à des systèmes facilement intégrables et de faible coût de fabrication. La technologie développée devra être universelle (même technologie pour différentes applications) afin de réduire les coûts en engineering. Par exemple, ces capteurs pourront être utilisés sur un amortisseur en vue d'une suspension active, ou bien sur une boîte de vitesses semi-automatique. La plage de mesure est alors de plusieurs centimètres, ce qui exclut les technologies silicium, et la cible sans contact direct avec l'élément sensible. La durée de vie du capteur doit alors être importante et le coût faible.

Dans le premier chapitre, nous présenterons l'évolution des capteurs dans le milieu automobile. Un classement des différents principes de détection de position nous amènera ensuite à nous intéresser plus particulièrement aux capteurs utilisant une variation de mesure magnétique.

Le deuxième chapitre étudiera les différentes parties constituantes de la technologie choisie pour aboutir à la présentation de trois possibilités de capteurs dont nous montrerons la linéarité au premier ordre à partir d'un calcul de réluctances. Quelques exemples de réalisations concrètes fermeront ce volet.

Le troisième chapitre sera, quant à lui, axé sur la modélisation par éléments finis d'un type particulier de capteur. Nous proposerons alors une méthode de dimensionnement de la cible pour la réalisation d'une détection de position angulaire puis linéaire.

Le quatrième chapitre portera sur les effets fréquentiels induits dans la partie magnétique de des capteurs présentés. Nous y étudierons plus particulièrement les variations d'impédance dues aux courants de Foucault. Une deuxième étude présentera alors la propagation du champ électromagnétique et sa répartition entre deux tôles ferromagnétiques (structure commune aux capteurs sélectionnés dans le chapitre 2). Ces deux études seront confrontées aux résultats obtenus à partir des prototypes réalisés.

Enfin, le cinquième chapitre présentera un principe de détection innovant basé sur la magnéto-impédance. Nous y expliquerons la théorie de manière simple et accessible. Puis nous calculerons l'impédance d'un tel capteur que nous comparerons avec celle d'un prototype de mêmes dimensions. L'avantage de formes géométrique fractales pour résoudre certains problèmes liés à la géométrie sera montré.

CHAPITRE 1 : LES CAPTEURS DE POSITION EN MILIEU AUTOMOBILE

1. Les capteurs utilisés en milieu automobile

1.1. Évolution des capteurs

Dans les années soixante, époque où la voiture devient objet de consommation, les véhicules étaient seulement équipés d'un capteur de vitesse, de niveau d'essence, de pression d'huile et de température du système de refroidissement. La visualisation était réalisée par un affichage par aiguille ou pire via une simple ampoule. Ils ne servaient non pas à optimiser les performances de la voiture mais seulement à sécuriser le moteur.

En entrant dans les années soixante-dix, période de réduction des émissions, plusieurs capteurs firent leur apparition afin d'améliorer la commande du moteur. Avec l'ajout du recyclage gazeux et de l'injection électronique, des capteurs ont été développés afin de garantir un mélange air/essence optimal et de diminuer les émissions de gaz.

Les années quatre-vingts ont vu la sécurité devenir prépondérante avec les systèmes anti-blocage des roues (ABS) et le développement des airbags conducteur et passagers.

Aujourd'hui les capteurs sont omniprésents dans toutes les parties du véhicule et servent aussi bien à la commande du moteur qu'au confort des passagers (cf. figure ci-après). Dans le moteur, ils sont utilisés pour mesurer la pression et la température de la plupart des fluides (température de l'air et du système de refroidissement, pression du mélange injecté dans les soupapes). Des capteurs de vitesse et de position sont connectés à la plupart des pièces mobiles (vitesse du véhicule, position de l'admission des gaz, vitesse et position de l'arbre à cames et du vilebrequin, position de la valve EGR de recirculation des gaz, position de la transmission, vitesse de la transmission). D'autres mesurent le régime moteur, les défauts à l'allumage, les cliquetis et le taux d'oxygène dans les gaz d'échappement.

La climatisation nécessite, elle aussi, de nombreux capteurs dans le système de réfrigération afin de déterminer la pression et la température du fluide réfrigérant ainsi que la température de l'habitacle. Des capteurs ont également été ajoutés sur les sièges et les rétroviseurs pour déterminer leurs positions afin d'obtenir un réglage automatique.

Lors de l'ajout des airbags il a fallu contrôler leur déploiement (capteurs d'impact et accéléromètres). Capteur d'occupation du siège, capteur de poids de l'occupant et autres ont été développés afin d'assurer un fonctionnement correct de l'airbag frontal. Plus tard les

équipementiers ont ajouté les airbags latéraux et les airbags inclus dans les appuis-tête arrivent progressivement.

Pour l'ABS et les suspensions (semi-)actives assurant le contrôle de la traction via une électronique de stabilisation, un nombre important de capteurs est nécessaire. Afin de sécuriser la conduite du véhicule, seront bientôt ajoutés des capteurs de vitesse pour chaque roue, d'accélération latérale, du poids roulant, de la pression des pneus, du couple moteur, de la direction du véhicule, de la position du volant, ainsi que des détecteurs de collisions éventuelles tels que des radars ou des capteurs pour déterminer la proximité d'autres véhicules.

Enfin ces capteurs et les actionneurs associés sont consommateurs d'énergie. Leur évolution va donc de paire avec le développement des réseaux électriques de bord dans le véhicule (42V, wireless). Sécurité, confort et émissions sont les principaux moteurs de ces changements. Le futur de l'automobile sera tout électrique et nécessitera donc des capteurs peu consommateurs d'énergie.

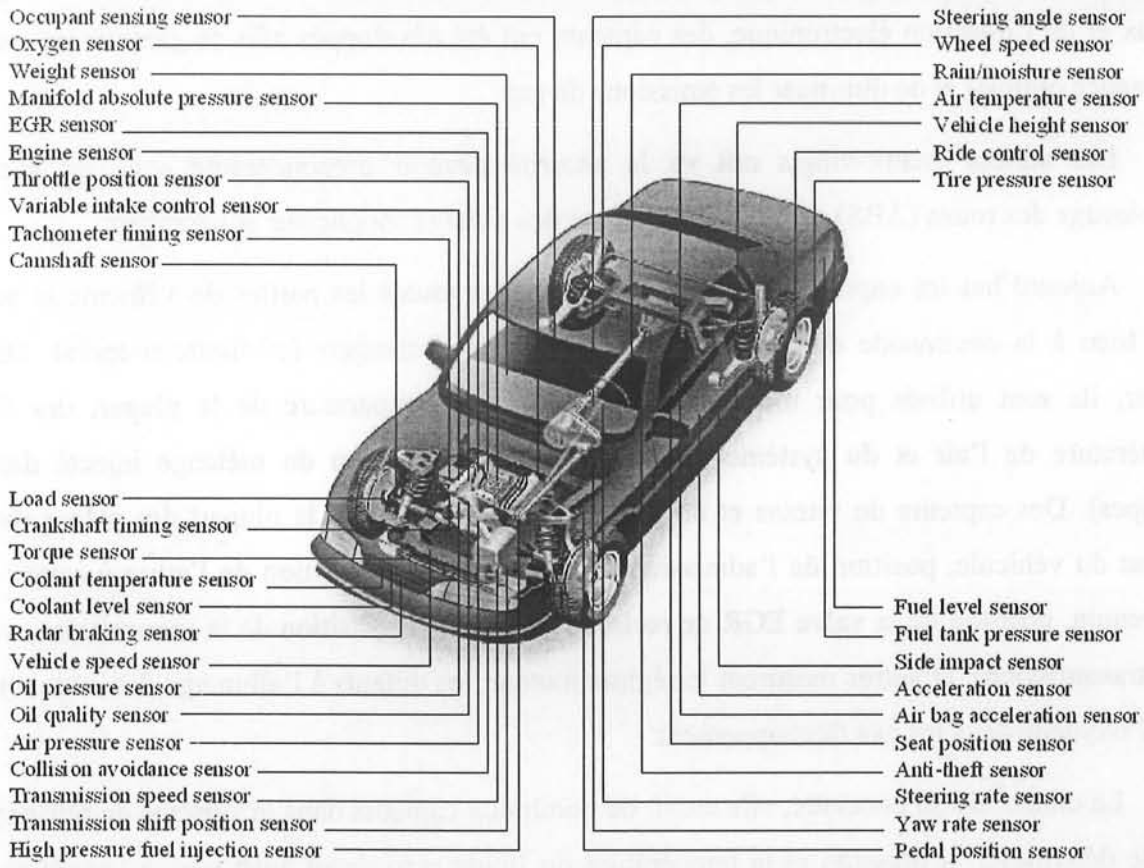

Figure 3 : Capteurs dans l'automobile d'après [HOL 98] (cf. annexe 4 pour la traduction des termes)

Parmi tous ces capteurs, les détecteurs de position se distinguent particulièrement par leur grand nombre. En effet la voiture peut se représenter comme un ensemble mobile de pièces mobiles entre elles. Il est presque toujours nécessaire de connaître la position absolue de toutes les parties afin de réaliser les contre-réactions éventuelles utiles au bon fonctionnement de l'ensemble.

1.2. Qu'est ce qu'un bon capteur ?

Le but de tout système de détection de position d'une pièce mobile est de donner une information à un autre système pour que celui-ci puisse connaître la position absolue d'une cible par rapport à un détecteur (élément sensible).

Au détecteur est associé une électronique de traitement du signal. Le tout forme, avec la cible, le capteur de position. C'est l'électronique du capteur qui va nous donner le signal de sortie et donc l'information concernant la position. Le détecteur enregistre les variations de position et les bruits liés à l'environnement extérieur, via une de ses grandeurs intrinsèques. L'électronique est censée, sauf si elle est volontairement simplifiée, ne voir que très peu de bruit et donner une information claire et précise de la position au système utilisateur.

Afin d'obtenir un rapport signal sur bruit correct, les variations de la grandeur intrinsèque du détecteur doivent donc être importantes par rapport à toutes les formes de bruits qui seraient détectables (bruits mécaniques dus aux frottements ou aux oscillations, bruits électromagnétiques dus à l'environnement électrique extérieur au système).

Un bon capteur de position est donc un capteur qui enregistre la variation conséquente d'une grandeur lorsqu'une cible se déplace par rapport à un élément sensible et qui la traduit en une information exploitable pour un utilisateur. Cette définition est applicable à tous les capteurs en général.

1.3. Quelques définitions utiles

1.3.1. La plage de mesure

La plage de mesure est la différence algébrique des positions extrêmes à l'intérieur desquelles le capteur donne une réponse satisfaisante. Nos applications vont des capteurs courtes distances (5cm environ), pour des capteurs de boites de vitesses par exemple, jusqu'aux capteurs longues distances (20cm environ), pour des capteurs montés sur des amortisseurs par exemple, sans bien sûr oublier les capteurs rotatifs (de 90° jusqu'à plusieurs tours).

1.3.2. La précision

La précision représente la plage de valeurs autour de la valeur moyenne, dans laquelle le signal de sortie doit se trouver pour chaque point de mesure. Elle est généralement exprimée en pourcentage de la plage de sortie et inclut toutes les erreurs possibles (non-linéarité, hystérésis, dérive en température…). Pour des raisons de qualité, les constructeurs demandent généralement aux équipementiers que les capteurs aient une erreur absolue inférieure à 1% du signal de sortie.

1.3.3. L'entrefer

L'entrefer est la distance séparant l'élément sensible de la cible. Pour des capteurs de type potentiomètre résistif fonctionnant par contact, l'entrefer est nul. Nos applications utilisent généralement des entrefers de quelques millimètres (1mm à 6mm). Cet entrefer est suffisant pour permettre un jeu mécanique dans le guidage afin de ne pas être sensible à d'éventuelles poussières. Il laisse aussi la possibilité d'effectuer une détection à travers une paroi.

La nature de l'entrefer peut aussi être définie en fonction du matériau utilisé (diélectrique, conducteur, isolant, magnétique, amagnétique, etc.). Pour des capteurs utilisés par exemple dans les boîtes de vitesses où le détecteur est à l'extérieur et la cible à l'intérieur d'un boîtier étanche, l'entrefer est un ensemble amagnétique huile/aluminium/air de 5mm environ.

1.3.4. La plage de température

La plage de température représente les températures pour lesquelles le capteur répond de manière satisfaisante aux exigences attendues dans la plage de mesure.

Nos capteurs ne sont pas amenés à être en contact direct avec des éléments dégageant de fortes températures (freins ou soupapes par exemple). Ils doivent néanmoins supporter des températures comprises entre -40°C et +170°C (capteur sous le capot moteur) ou -40°C et +85°C (capteur à l'intérieur de l'habitacle). Cette gamme de température correspond aux températures basses lors du démarrage dans les pays nordiques pour monter jusqu'à des températures normales d'utilisation à proximité d'un élément chaud pour des capteurs sous capot (170°C dans une cloche d'embrayage) ou des températures extrêmes dans l'habitacle pour les pays chauds.

1.4. Amélioration du signal de sortie

Il est souvent nécessaire d'améliorer le signal de sortie du capteur. Non seulement il faut le mettre en forme (par exemple entre 0V et 5V, échantillonné sur 12 bits) ce qui suppose un réglage de gain et d'offset puis un échantillonnage. Mais il faut aussi supprimer toute variation non désirée et souvent non contrôlable, tels que les bruits électriques (CEM), les bruits mécaniques (frottements, oscillations dues à un actionneur externe, force centrifuge), les dérives en températures (internes et externes) et les champs magnétiques extérieurs (champ terrestre par exemple). A ceci s'ajoutent des non-linéarités dues au fonctionnement même du capteur comme les effets de bords ou la mauvaise position d'une pièce au montage.

Nous présentons ici les deux méthodes les plus répandues pour corriger certaines erreurs : la mesure différentielle et la compensation de température.

1.4.1. La mesure différentielle

Un capteur a un fonctionnement différentiel lorsqu'il utilise deux détecteurs identiques fonctionnant de la même manière mais en sens inverse. On obtient deux signaux de réponse Z_1 et Z_2, l'un étant l'image de l'autre par rapport au centre du capteur.

L'électronique de traitement réalise alors la fonction $S = (Z_1 - Z_2)/(Z_1 + Z_2)$ souvent grâce à des amplificateurs opérationnels (pour des raisons de qualité, les AOP ne sont pas trop utilisés en milieu automobile, les montages en ponts ou les calculs par microcontrôleur sont préférables). Cela a pour fonction de supprimer les non linéarités au premier ordre mais aussi d'augmenter la zone de fonctionnement des capteurs [ASC 92] et [PAL 01]. En général la sensibilité du capteur est elle aussi grandement améliorée (cf. chapitre 2 §5.1.2).

Cette méthode présente aussi l'intérêt d'effectuer une compensation de température des éléments sensibles. Si une perturbation extérieure ou une variation de température induit des petites variations identiques ΔV sur chaque élément sensible, le signal de sortie n'est que peu affecté.

Le signal obtenu est ainsi plus linéaire que les deux pris indépendamment, moins bruité et présente moins d'hystérésis mécanique. Il est aussi dépourvu de composante continue, qui ne cache pas les variations recherchées par une éventuelle trop grande valeur de celle-ci. Seules les variations de paramètres évoluant en sens inverse sont alors mesurées.

1.4.2. La compensation de température

Il est souvent nécessaire d'effectuer une compensation de température sur le signal de sortie. En effet les exigences automobiles sont telles que la plupart des capteurs doivent être généralement certifiés pour fonctionner entre -40°C et +140°C (environnement moteur).

Sur toute cette gamme de températures le signal de sortie peut être instable pour une position fixe. Des effets bilames peuvent apparaître entre les différentes couches du capteur. Les composants électroniques ont eux-mêmes leur propre dérive en température, ce qui peut induire une erreur du signal de sortie.

Mis à part le soin évident qu'il faut apporter au choix des matériaux utilisés, il existe un moyen simple et peu onéreux d'améliorer le signal de sortie. L'utilisation d'une résistance variable en température (dont l'évolution en température est connue) peut compenser certaines variations d'impédance (par exemple, celles dues à une dérive en température des autres composants électroniques). Ce n'est certes pas le moyen ultime car la compensation est rarement complète mais cela permet de réduire significativement les variations de signal à moindre coût.

1.5. Conclusion sur le fonctionnement général des capteurs

Nous avons défini durant ce chapitre ce que devait être le fonctionnement correct d'un bon capteur, la notion de grandeur intrinsèque variable et les différentes sources de pollution.

Un glossaire sur le monde des capteurs en général (disponible en annexe 3) aidera le lecteur, lorsqu'il aura à étudier les notices des constructeurs (souvent très différentes entre elles), afin de choisir le capteur adapté à son utilisation.

Deux méthodes de compensation d'erreurs ont été présentées pour aider à la réalisation d'une électronique fiable et simple. Cette électronique donnera un signal de sortie correspondant aux variations à détecter en minimisant les perturbations.

2. Différents principes physiques de capteur de position

2.1. Introduction

Nous allons maintenant passer en revue les différentes possibilités pour réaliser une détection de position (angulaire ou linéaire).

Nous n'étudierons par la suite que des technologies électriques (résistives, inductives ou capacitives) et/ou magnétiques. Nous ne parlerons donc pas des capteurs à interférométrie laser ou des capteurs utilisant des technologies optiques (tels que les encodeurs optiques), qui se révèlent être hors du propos de cet étude.

2.2. Les capteurs résistifs

Ce type de capteur fonctionne par mesure d'une résistance. Du point de vue électrique nous sommes en présence d'un pont diviseur résistif tout à fait classique. Ce type de capteur a longtemps été la référence en milieu automobile en raison de son bas coût. Mais depuis que les capteurs se généralisent, des raisons de fiabilité et d'usure du contact mobile font que ce principe est de moins en moins présent (tout du moins pour le contrôle des organes vitaux).

C'est le capteur de position le plus simple qu'il soit permis de réaliser. L'élément sensible est un rhéostat sur lequel un curseur, lié à la cible en mouvement dont le système utilisateur désire détecter la position, est en contact. La mesure d'une partie de la résistance du rhéostat donne la réponse du système, alors directement proportionnelle à la position de la cible.

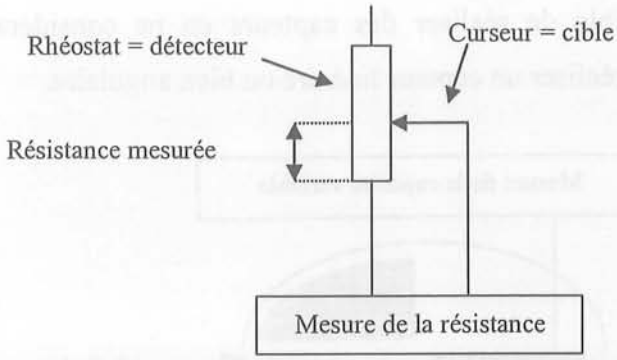

Figure 4 : Capteur de position à potentiomètre résistif

Ce type de capteur est très simple de mise en œuvre, extrêmement linéaire mais présente un gros inconvénient : le curseur est en contact direct avec le rhéostat, le capteur vieillit alors par usure mécanique. Il est de plus très sensible aux bruits mécaniques (frottement sur le rhéostat) et à l'atmosphère ambiante (humidité) à cause du contact électrique détecteur/cible. Tout ceci fait que malgré son bas coût il tend à être remplacé par des capteurs sans contact plus performants.

2.3. Les capteurs capacitifs

Ce type de capteurs fonctionne par mesure d'une capacité entre deux surfaces. Soit les surfaces sont en mouvement l'une par rapport à l'autre, le mouvement relatif étant lié à la cible ; soit elles sont fixes mais la nature du diélectrique change par insertion d'une pièce liée à la cible.

Le principal inconvénient de ce type de capteur est d'avoir une zone active utilisée en tant que diélectrique (forcément isolante). Bien que celle-ci soit l'air dans la plupart des cas, cela pose des contraintes environnementales lourdes. Il faut en effet en garantir des qualités constantes et pour cela rendre pratiquement étanche le capteur. De plus, afin d'avoir un signal important, il est nécessaire d'utiliser une distance entre plaques très faible (qq. µm) et constante ce qui réduit de manière conséquente le champ d'applications.

Pour le capteur de position linéaire, deux cylindres en mouvement relatif peuvent être utilisés. La capacité du condensateur cylindrique ainsi réalisé est $C = \frac{2\pi\varepsilon_r\varepsilon_o\ell}{\ln(r_2/r_1)}$ [ASC 92].

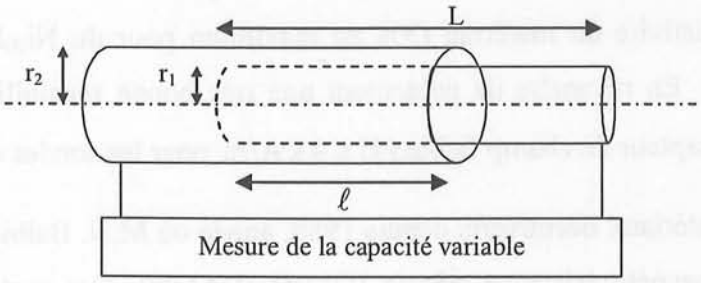

Figure 5 : Capteur de position linéaire cylindrique à effet capacitif

Il est aussi possible de réaliser des capteurs en ne considérant que deux surfaces en déplacement relatif pour réaliser un capteur linéaire ou bien angulaire.

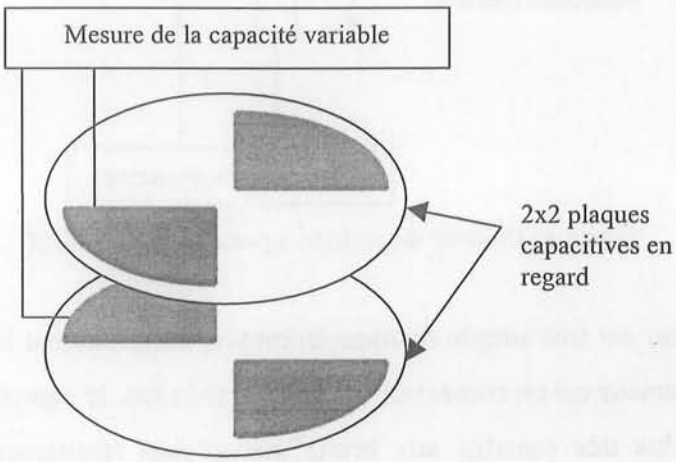

Figure 6 : Capteur de position angulaire à effet capacitif

2.4. Les capteurs à variation de champ magnétique

Les capteurs de position à variation de champ magnétique fonctionnent par observation d'un champ magnétique statique (soit sa valeur, soit l'effet de sa présence, soit encore sa direction [LEG-02 01]). Le champ est généré par un aimant en déplacement par rapport à l'élément sensible qui peut être soit une magnétorésistance (mesure de l'effet du champ), soit une sonde à effet Hall (mesure de l'effet du champ sur un courant).

2.4.1. Les capteurs magnétorésistifs

Le principe physique de base de ce type de capteurs est la magnétorésistance (MR), c'est à dire le changement de résistivité d'un matériau par action d'un champ magnétique extérieur. Le fonctionnement est du même type que le potentiomètre résistif, simplement au lieu de changer une résistance par un curseur mécanique on vient changer la résistivité d'une portion de matériau par effet magnétique. On distingue deux types de matériaux magnétorésistifs :

- D'une part les matériaux à magnétorésistance anisotrope (AMR). Cet effet a été mis en évidence en 1857 par W. Thomson [DIE 00]. Ils sont très peu utilisables tels quels à cause de la faible variation de résistivité du matériau (5% au maximum pour du $Ni_{90}Fe_{10}$ ou du $Ni_{80}Co_{20}$ à température ambiante). En revanche ils présentent une très bonne sensibilité, ce qui permet une utilisation en tant que capteur de champ faible ($H \leq 4\,kA/m$ pour les sondes commerciales).

- D'autre part les matériaux découverts depuis 1988, année où M.N. Baibich et ses collègues ont mis en évidence la magnétorésistance géante (GMR) [BAI 88]. Ces matériaux présentent une

variation de plus de 50% de leur résistivité en fonction du champ appliqué. Ces nouveaux matériaux sont maintenant utilisés par les constructeurs de composants pour divers types de capteurs de position [SIE 98]. Leur prix est de plus en plus abordable, en revanche la plage de mesure pour la détection de position linéaire reste limitée ($\leq 1\,\text{cm}$) à cause de la partie magnétorésistive qui est difficile à réaliser.

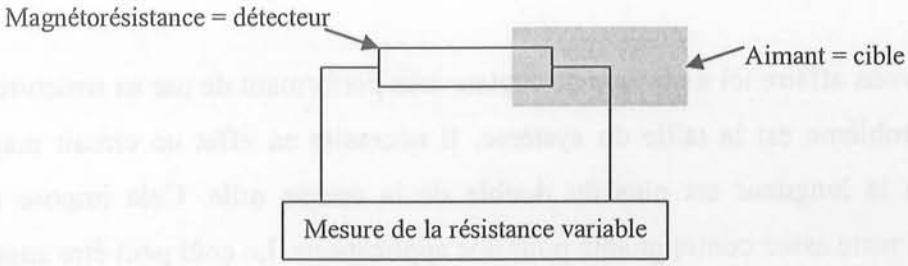

Figure 7 : Capteur de position à effet magnétorésistif

2.4.2. Les capteurs à effet Hall

Si un courant I traverse un barreau en matériau conducteur ou semi-conducteur, et si un champ magnétique d'induction B est appliqué perpendiculairement au sens de passage du courant, une tension V, proportionnelle au champ magnétique et au courant I, apparaît sur les faces latérales du barreau. Les électrons sont déviés par le champ magnétique, créant une différence de potentiel appelée tension de Hall. K_h, la constante de Hall, dépend du matériau utilisé.

$$V = K_H\, B\, I$$

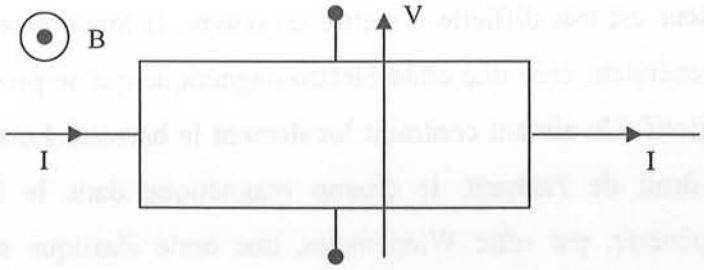

Figure 8 : Effet Hall

Ce type de capteur fonctionne avec un signal statique. Le flux magnétique statique passant dans une sonde à effet Hall donnera le signal. Ce flux est créé par un aimant puis séparé par un circuit magnétique en au moins deux parties dont l'une est mesurée par la sonde. La mesure doit être fonction de la position de l'aimant. Ce type de capteur peut être rendu extrêmement linéaire par sa géométrie mais peut présenter des dérives en température. Cependant la structure différentielle supprime ce problème par une autocompensation tout en améliorant la linéarité.

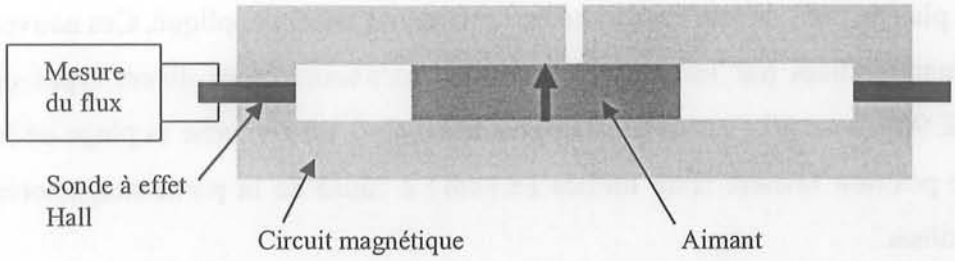

Figure 9 : Capteur de position à effet Hall d'après [ADE 96]

Nous avons affaire ici à un type de capteur très performant de par sa structure différentielle. Le principal problème est la taille du système. Il nécessite en effet un circuit magnétique assez important dont la longueur est plus du double de la course utile. Cela impose une géométrie particulière qui reste assez contraignante pour nos applications. Le coût peut être aussi important du fait de la présence des sondes à effet Hall, bien que celles-ci puissent être placées côte à côte sur le même composant.

2.5. Les capteurs à variation de contrainte mécanique

Ces capteurs fonctionnent grâce à la mesure de la modification d'une grandeur géométrique de l'élément sensible par action de la cible. La déformation géométrique induit une modification des propriétés physiques du matériau sensible qui seront mesurées. Le plus souvent la déformation est très faible mais localisée, c'est plus la position d'une contrainte qui est observée que le niveau de déformation. Pour obtenir une bonne localisation de la contrainte il est nécessaire d'utiliser un faible entrefer (≤ 1 mm).

Ce type de capteur est très difficile à mettre en œuvre. Il fonctionne grâce à des effets de magnétostriction. Un générateur crée une onde électromagnétique qui se propage dans un cylindre de matériau magnétostrictif. Un aimant contraint localement le barreau. Lors du passage de l'onde électromagnétique au droit de l'aimant, le champ magnétique dans le barreau devient alors hélicoïdal, ce qui va générer, par effet Wiedemann, une onde élastique se propageant dans le barreau. Cette onde sera détectée par modification de la polarisation d'une autre pièce magnétostrictive mécaniquement en contact. La position sera calculée par la mesure direct du temps de réponse [MTS 00].

Bien que difficile d'approche et mettant en jeu un phénomène physique peu commun, la mesure reste toutefois simple et fiable (mesure d'un temps de réponse). En revanche le capteur utilise des matériaux onéreux et impose un aimant cylindrique entourant le barreau magnétostrictif.

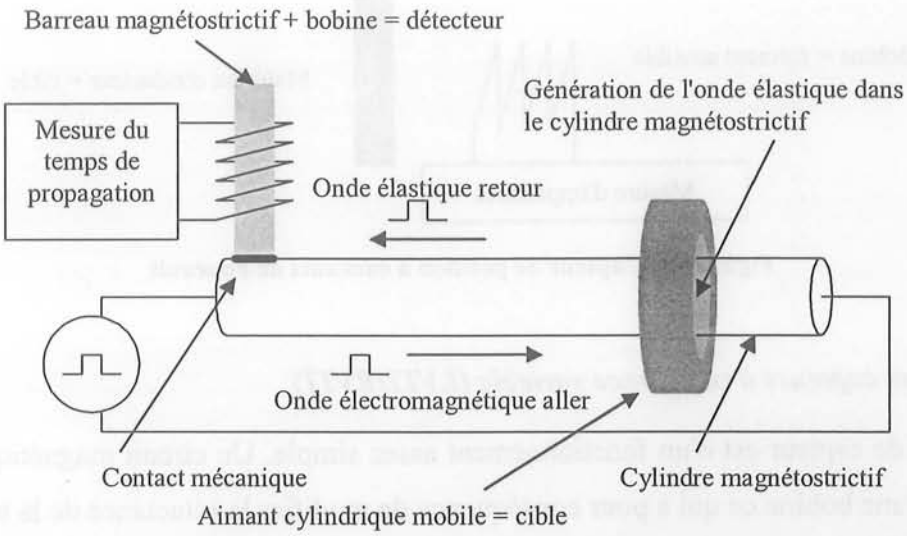

Figure 10 : Capteur de position à effet magnétostrictif

2.6. Les capteurs à variation d'inductance

Ce type de capteur se compose d'une bobine dont l'inductance est mesurée à l'aide d'un signal alternatif. L'impédance de cette bobine est sensible à l'environnement dans lequel elle se trouve et notamment à la présence de pièces ferromagnétiques proches se déplaçant avec la cible.

2.6.1. Les capteurs à courants de Foucault

Ce capteur contient une inductance sans noyau positionnée à proximité d'une plaque conductrice dans laquelle se développent des courants induits. Les courants de Foucault apparaissent dans l'épaisseur de peau (pour mémoire, l'épaisseur de peau est donnée ci-dessous) fonction de la fréquence d'excitation, de la perméabilité et de la conductivité du matériau.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

La pièce réagit donc à l'induction créée par l'enroulement car un couplage magnétique se crée entre les deux, ce qui influence la valeur de l'impédance vue au niveau de l'enroulement (elle est égale à la somme de l'impédance équivalente de l'enroulement et de la pièce ramenée sur ce dernier).

Selon D.L. Welsby et T. Hitz le signal de réponse d'un tel capteur est une fonction exponentielle de la position [WEL 97]. Plus la cible est proche de la bobine plus le signal et la variation de ce signal sont importants. Grâce à un tel capteur des mesures à faible distance (de l'ordre du nm) seront possibles avec une très grande précision, mais aussi de faibles mouvements de la cible autour d'un point d'équilibre.

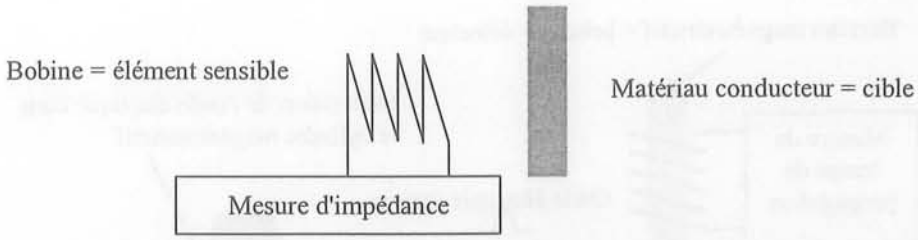

Figure 11 : Capteur de position à courants de Foucault

2.6.2. Les capteurs à réluctance variable (LVIT/RVIT)

Ce type de capteur est d'un fonctionnement assez simple. Un circuit magnétique se déplace aux alentours d'une bobine ce qui a pour conséquence de modifier la réluctance de la bobine et donc son impédance. Deux appellations se distinguent : LVIT (Linear Variable Inductive Tranducer) pour un capteur linéaire et RVIT (Rotary Variable Inductive Tranducer) pour un capteur rotatif.

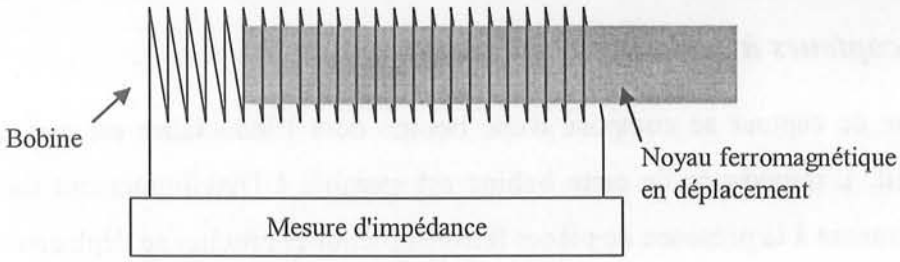

Figure 12 : Capteur de position à réluctance variable (LVIT)

La figure ci-dessus représente le système à noyau plongeur mais d'autres systèmes sont aussi possible : une bobine cylindrique et un tube magnétique à l'extérieur [BER 76], ou une bobine plate et une tôle en déplacement au-dessus [FIO 88].

En général ces capteurs sont très sensibles à un mauvais positionnement des pièces. Ils présentent donc un coût important du fait du soin à apporter à l'ajustement, et la précision de la mesure reste faible.

2.7. Les capteurs à variation de mutuelle

Ce type de capteur se compose d'une bobine réceptrice sur laquelle une mesure de tension induite est réalisée. Cet enroulement mesure le champ magnétique créé par une bobine source soumise à une excitation alternative de fréquence fixe. Le champ magnétique mesuré est sensible à l'environnement dans lequel il se trouve et notamment à la présence de pièces ferromagnétiques proches et se déplaçant par rapport aux bobines, et/ou à la position relative des deux bobines l'une par rapport à l'autre. Ce principe comporte donc au moins deux bobines (une émettrice et une réceptrice de champ) et un circuit magnétique. Un des composant est lié à la cible en mouvement.

2.7.1. Les capteurs à transformateur variable (LVDT)

Ce type de capteur reprend la technologie LVIT présentée (cf. §2.6.2) mais en différenciant la mesure et la source de champ magnétique (une bobine de mesure et une bobine de source). La mesure du couplage entre les deux bobines donnera après mise en forme le signal de sortie.

Le système est toujours présenté en mode différentiel afin de linéariser la réponse (cf. figure ci-dessous), c'est de là que vient le terme LVDT (Linear Variable Differential Transformer). Ce système a été breveté pour la première fois en 1940 par G.B. Hoadley [HER 86].

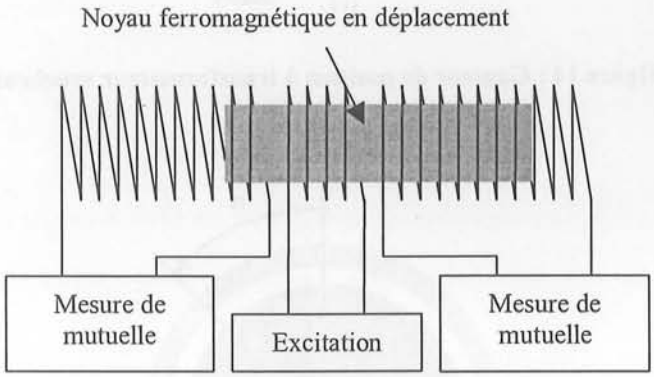

Figure 13 : Capteur de position à transformateur variable (LVDT)

2.7.2. Les capteurs à potentiomètres inductifs

Les capteurs à transformateur synchrone fonctionnent comme une machine synchrone dont le rotor serait alimenté par une source alternative et dont les tensions triphasées du stator en circuit ouvert seraient observées. Il n'est donc possible que de réaliser une détection angulaire. Selon le dessin ci-dessous, et en supposant le stator parfaitement équilibré, les tensions vues au stator peuvent s'écrire en fonction de ω (pulsation au rotor) et de coefficients K_d et K_c de couplage. L'angle α recherché est alors facilement obtenu par calcul.

Tensions directes	Tensions combinées
$\begin{cases} e_{S10} = K_d \cos(\omega t)\cos(\alpha+120°) \\ e_{S20} = K_d \cos(\omega t)\cos(\alpha) \\ e_{S30} = K_d \cos(\omega t)\cos(\alpha-120°) \end{cases}$	$\begin{cases} e_{S13} = K_c \cos(\omega t)\sin(\alpha) \\ e_{S32} = K_c \cos(\omega t)\sin(\alpha+120°) \\ e_{S21} = K_c \cos(\omega t)\sin(\alpha+240°) \end{cases}$

Basé sur le même principe, le résolveur utilise seulement deux phases au stator décalées de 90° (cf. figure ci-dessous). Le sinus et le cosinus de l'angle donnent la position exacte sur 360°. L'avantage par rapport aux capteurs à transformateur synchrone est de n'utiliser que deux enroulements au stator d'où un coût moindre de fabrication et de traitement des signaux.

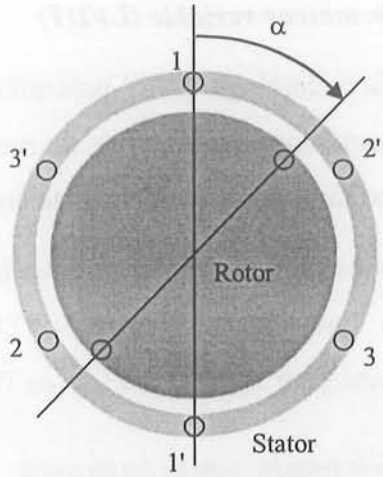

Figure 14 : Capteur de position à transformateur synchrone

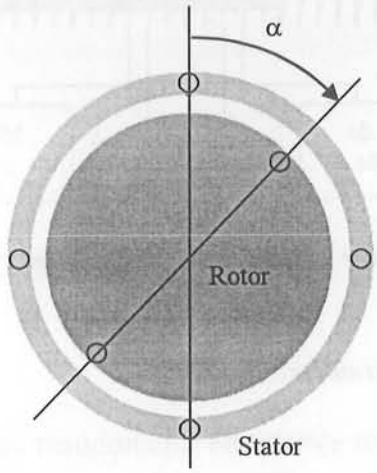

Figure 15 : Capteur de position à résolveur

2.7.3. Les capteurs Inductosyn®

Ce type de capteur fonctionne par couplage entre deux enroulements en déplacement relatif l'un par rapport à l'autre. Ces enroulements présentent une forme géométrique répétitive, l'enroulement secondaire correspondant à un motif (cf. figure ci-dessous). Lorsque les deux enroulements sont en phase le couplage est maximal. Lorsqu'ils sont en opposition de phase le couplage est minimal, et en quadrature de phase il n'y a pas de couplage. La formule de couplage est du type $V = k\,V_e \sin(2\pi X/P)$ [PAL 01]; où V_e est la tension alternative d'excitation, P le pas géométrique de l'enroulement et X la position de l'enroulement de mesure.

La formule de couplage est utilisée pour connaître la position sur une période mécanique (mesure du sinus et du cosinus). Le comptage du passage à zéro du signal peut ainsi reproduire une image de la position exacte de la cible. Le capteur fonctionne généralement avec des valeurs de pas assez faibles (2mm pour les linéaires et quelques secondes d'arc pour les angulaires).

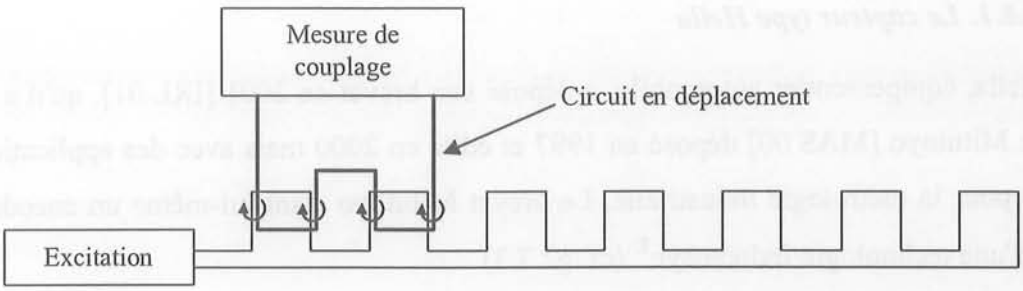

Figure 16 : Capteur de position Inductosyn®

2.7.4. Le capteur PLCD

Le capteur PLCD (Permanent magnetic Linear Contacless Displacement) est apparu à la fin des années 80 dans un brevet de Vacuumschmelze GmbH. [NIL 88]. Il est aujourd'hui développé par Tyco Electronics [HOF 00] pour l'industrie automobile essentiellement.

C'est un capteur à trois bobines (fonctionnement différentiel). La bobine primaire (environ 600 spires) est enroulée le long d'un barreau magnétique. Les bobines secondaires (environ 20 spires) sont enroulées aux deux extrémités du barreau et mesurent le flux primaire. Un aimant se déplace au-dessus du barreau et en sature une portion réduite mais suffisante pour créer virtuellement deux barreaux magnétiques dissociés (cf. figure ci-dessous). Le flux ainsi mesuré par les secondaires est fonction de la position de l'aimant.

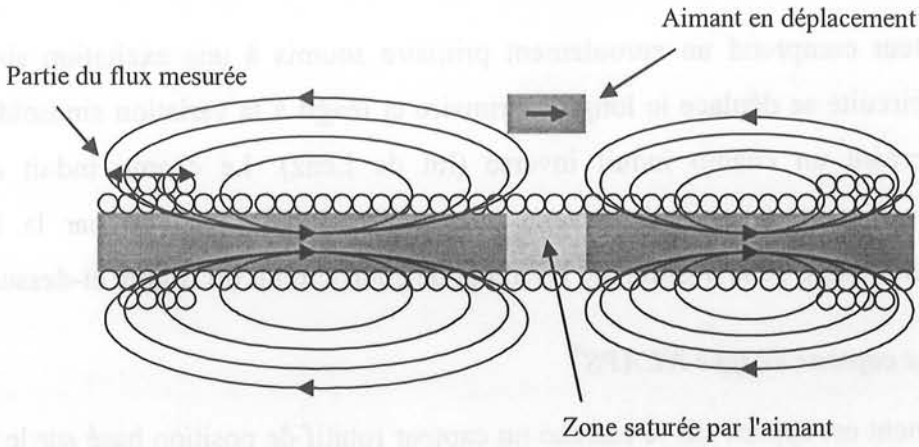

Figure 17 : Capteur de position PLCD

2.8. Les récentes innovations dans le domaine des capteurs de position

Nous allons maintenant présenter deux récentes évolutions dans le monde des capteurs de position pour l'automobile. Il s'agit à chaque fois de capteurs fonctionnant par variation de mutuelle.

2.8.1. Le capteur type Hella

Hella, équipementier automobile, a déposé son brevet en 2001 [IRL 01], qu'il a dérivé d'un brevet de Mitutoyo [MAS 00] déposé en 1997 et édité en 2000 mais avec des applications longues distances pour la métrologie industrielle. Le brevet Mitutoyo étant lui-même un encodeur inductif dérivant d'une technologie Inductosyn® (cf. §2.7.3).

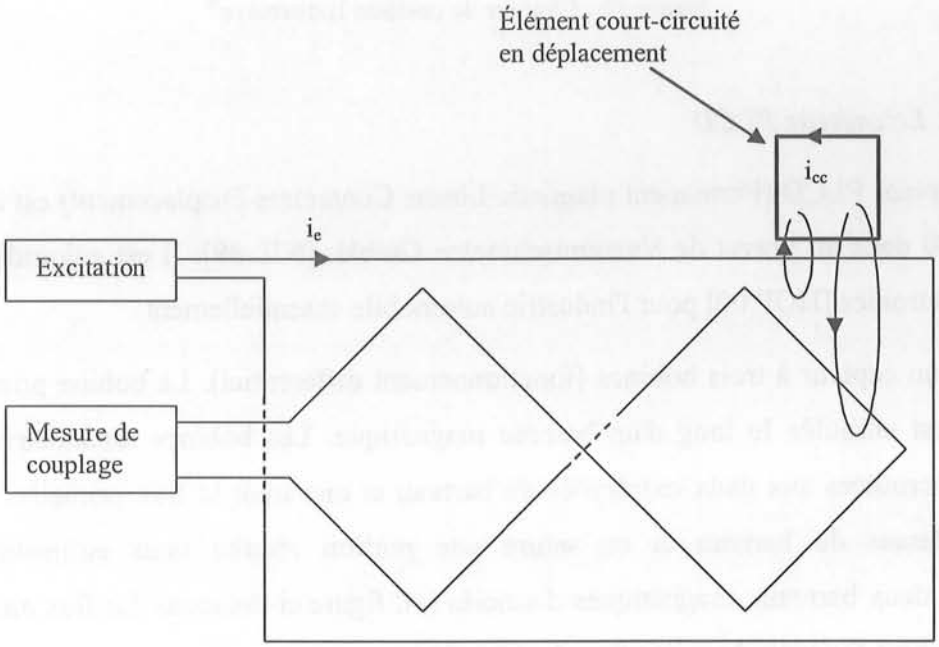

Figure 18 : Capteur de position de technologie Hella

Ce capteur comprend un enroulement primaire soumis à une excitation sinusoïdale. Un élément court-circuité se déplace le long du primaire et réagit à la variation sinusoïdale de champ inducteur en créant un champ induit inverse (loi de Lenz). Le champ induit créé dans un enroulement de mesure (en circuit ouvert) une tension induite qui, de par la forme de cet enroulement, sera image de la position de l'élément de court-circuit (cf. figure ci-dessus).

2.8.2. Le capteur de type NCAPS®

Récemment est apparu sur le marché un capteur rotatif de position basé sur le principe dual du LVDT et antériorisé par un brevet de Sensor Technologies Inc. [FIO 88]. Ce capteur est baptisé NCAPS (pour Non Contact Angular Position Sensor) par BEI Technologies.

Le principe de ce capteur est le couplage dans l'air entre deux enroulements en déplacement relatif l'un par rapport à l'autre. Ce couplage est modifié par un écran circulaire désaxé et lié à la cible. L'écran conducteur de type blindage annule localement les champs et donc les couplages. Il est de préférence à haute perméabilité afin de pouvoir réduire son épaisseur et d'augmenter son efficacité (cf. définition de l'effet de peau §2.6.1)

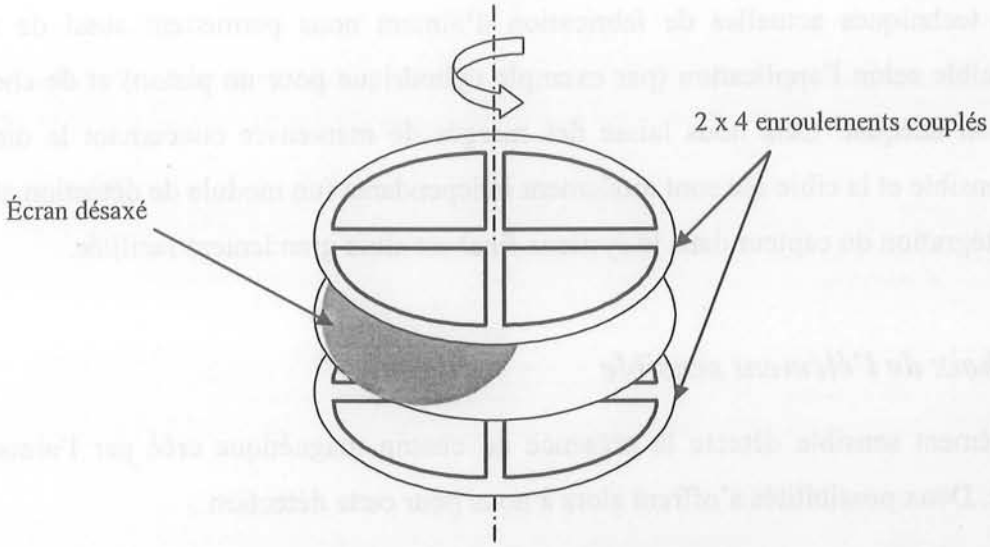

Figure 19 : Capteur de position NCAPS

3. *Développement de nouveaux capteurs magnétiques*

Dans le cadre de cette thèse, nous voulons réaliser un capteur de position simple de mise en œuvre et à bas coût. La plage de mesure doit être de l'ordre de quelques centimètres pour les capteurs linéaires ou de la dizaine de degrés jusqu'à plusieurs tours pour les capteurs angulaires.

3.1. Choix de la cible

Dans certains cas, la cible est amenée à se trouver dans un média pollué (huile par exemple) et à être éloignée de l'élément sensible (quelques millimètres) sans lien mécanique avec lui. Par exemple, nous pouvons être amenés à détecter la position d'un piston à l'intérieur d'un amortisseur ou bien la position des fourchettes d'une boîte de vitesse (les fourchettes sont dans un bain d'huile étanche sans lien avec l'extérieur). L'entrefer doit donc être bien supérieur au millimètre pour permettre d'insérer des parois entre la cible et le détecteur.

C'est pour ces raisons que des capteurs à faible entrefer et à contact sont exclus. De plus il nous faut trouver une cible facilement détectable à plus d'un millimètre à travers des parois. Le choix de l'aimant est par là même judicieux. En effet il représente une source de champ magnétique non consommatrice d'énergie et facilement mesurable. Cela nous laisse aussi la possibilité de placer des pièces amagnétiques entre le capteur et la cible comme par exemple un capot aluminium sur une boîte de vitesse. L'aimant pourra aussi être plongé dans un environnement liquide (huile, eau…), sans effet sur ses caractéristiques magnétiques propres. En milieu humide les problèmes de corrosion de l'aimant peuvent être facilement résolus par enrobage de celui-ci.

Les techniques actuelles de fabrication d'aimant nous permettent aussi de réaliser des formes de cible selon l'application (par exemple cylindrique pour un piston) et de choisir le sens d'aimantation adéquat. Cela nous laisse des marges de manœuvre concernant la distance entre l'élément sensible et la cible qui sont totalement indépendants (un module de détection et un module cible). L'intégration du capteur dans le système final est alors grandement facilitée.

3.2. Choix de l'élément sensible

L'élément sensible détecte la présence du champ magnétique créé par l'aimant cible en mouvement. Deux possibilités s'offrent alors à nous pour cette détection :

- L'utilisation d'une sonde (à effet Hall, magnétorésistance, etc.), mais le coût du système final serait alors fortement augmenté du fait du prix de cette dernière. De plus le champ magnétique créé par l'aimant est diffus et l'ajout de pièces polaires semble nécessaire afin de canaliser le flux vers la sonde. Un tel système deviendrait encombrant.
- L'utilisation d'une tôle ferromagnétique d'une longueur proche de la plage de mesure semble être le choix le mieux adapté à notre situation. L'avantage de ce système réside dans sa simplicité.

La forte perméabilité a pour avantage de créer un guide de flux (statique ou dynamique) avec de très bonnes qualités magnétiques. Cette tôle aura le rôle d'élément sensible, la cible doit donc pouvoir agir soit sur sa géométrie soit sur ses propriétés physiques. Le choix de la modification de la perméabilité se révèle donc être le moins coûteux et le plus facile d'utilisation (possibilité de découpe de la tôle et mise en œuvre du process de fabrication).

3.3. Méthode de mesure

Il faut aussi réaliser une mesure directement proportionnelle à la modification de la perméabilité de la tôle (l'élément sensible). Une telle mesure pourrait se faire en observant le cycle $B(H)$ du matériau, c'est-à-dire en injectant un champ alternatif et en observant sa déformation. Pour créer le champ nécessaire nous devons faire circuler des courants à proximité immédiate du matériau dans des conducteurs électriques, telles des bobines.

La variation de la perméabilité n'est pas linéaire, mais plutôt du type tout ou rien avec une zone floue au milieu (cf. figure ci-dessous). Il est donc préférable de travailler en tout ou rien et

d'éviter la zone de "flou" centrale, ce qui induira de plus fortes variations d'un paramètre du matériau et donc un signal de sortie mesurable.

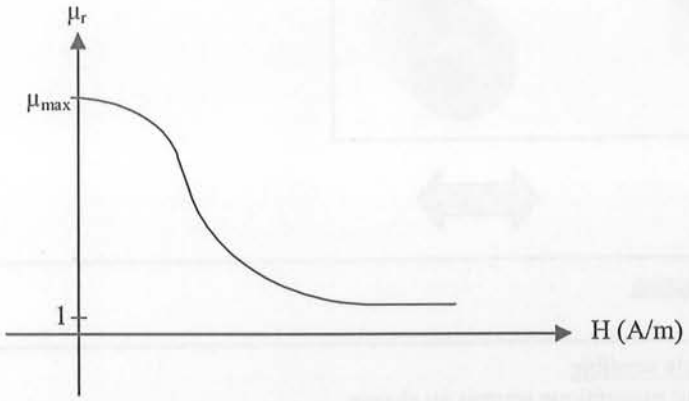

Figure 20 : Modification de la perméabilité sous l'action d'un champ magnétique

Le matériau sera saturé ($\mu_r = 1$) ou non ($\mu_r = \mu_{max}$, 100000 pour du FeNi ou 10000 pour du FeSi). Nous n'allons donc pas utiliser la zone linéaire de variation de perméabilité des matériaux magnétiques, mais plutôt saturer une zone du matériau via l'aimant et mesurer indirectement la surface saturée.

Nous avons alors deux possibilités pour réaliser cette mesure : soit une bobine simple dont l'inductance sera observée (mesure d'inductance), soit deux bobines dont l'une générera un champ détecté par l'autre (mesure de mutuelle).

3.4. Choix de la technologie

Pour résumer ce qui vient d'être présenté, le capteur comporte trois modules : la cible (un aimant), l'élément sensible (une tôle ferromagnétique) et le système de détection (une bobine).

Le module cible est déconnecté des deux autres, le choix de sa forme sera fonction de la géométrie de la pièce à détecter.

Le module de détection formé des deux autres (module sensible et module de mesure) nous confronte à la question : comment faire bien et bon marché ? Sans ambiguïté la bobine sera gravée sur PCB, ce qui permettra d'inclure toute la partie traitement du signal sur le même circuit imprimé et de réaliser des grandes séries à coûts réduits. La tôle quant à elle sera préférablement placée sur le PCB. Il sera possible de la découper aux bonnes dimensions et de la coller sur le PCB. Le mieux sera de faire une électrodéposition puis une attaque chimique gardant ainsi un process identique pour toute l'élaboration du PCB, ce qui réduira les coûts de fabrication.

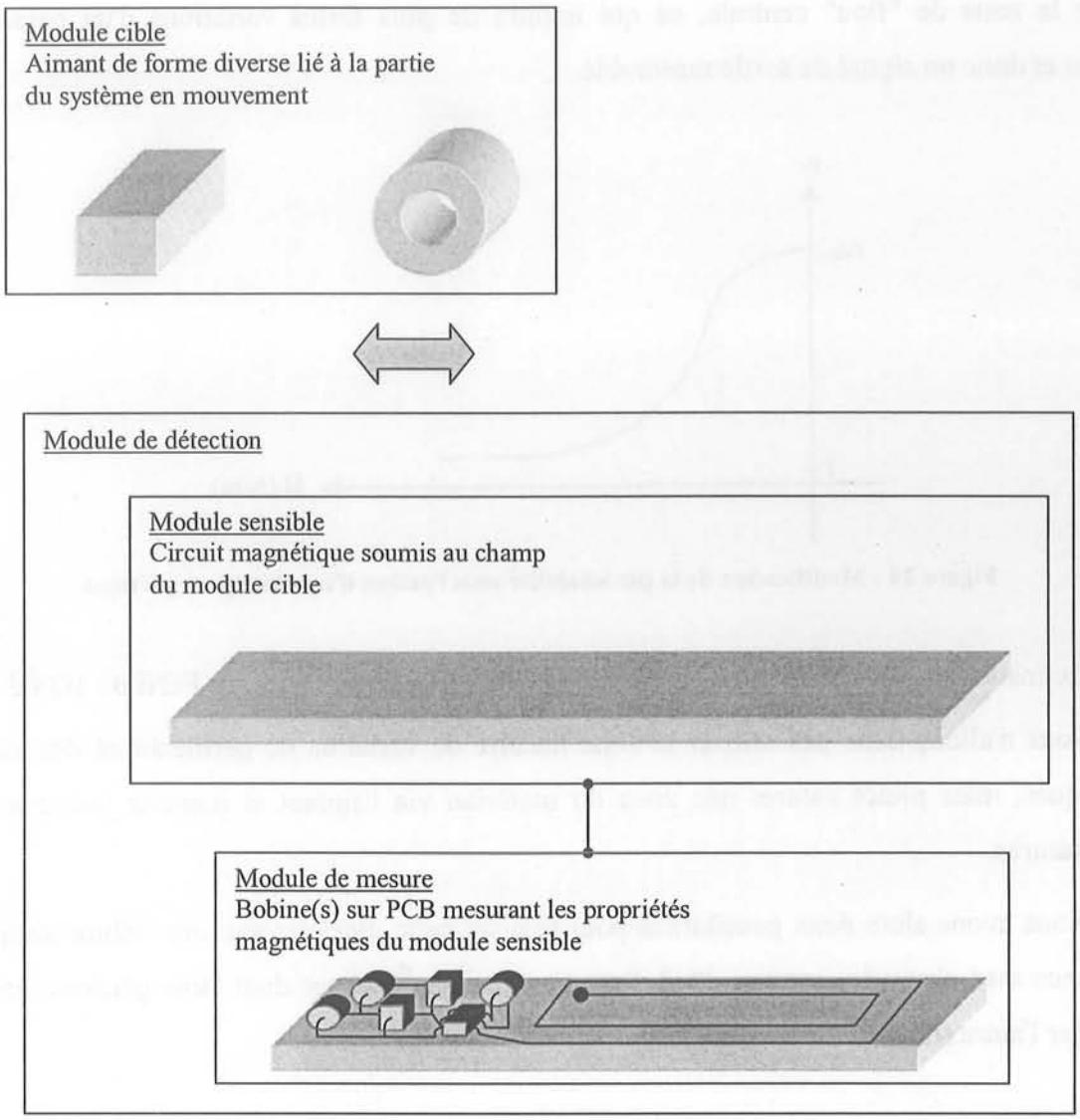

Figure 21 : Décomposition du capteur en modules

4. *Conclusion sur les capteurs de position en milieu automobile*

Nous avons présenté durant ce chapitre les différentes techniques de mesure de position électriques et magnétiques. Pour notre domaine d'application (capteur de position linéaire pour l'automobile de l'ordre de quelques centimètres ou de position angulaire de la dizaine de degrés jusqu'à plusieurs tours) seuls les capteurs Inductosyn, PLCD, Hella et NCAPS sont envisageables. Les autres ont soit une trop faible plage de mesure, soit une mauvaise précision. Lorsque la dimension de l'entrefer intervient, seul reste alors intéressant le capteur PLCD (notre seul concurrent direct). En effet les capteurs Inductosyns, Hella et NCAPS fonctionnent par mesure de couplage et nécessitent donc des entrefers très faibles (≤ 1 mm).

Nous avons ensuite décrit notre système final (choisi pour sa simplicité et son faible coût) comportant un circuit magnétique, un aimant pour modifier la perméabilité du matériau et une bobine pour mesurer cette modification. Nous avons abouti à une inductance ou inductance mutuelle saturable grâce à une modification virtuelle et partielle de la géométrie du circuit magnétique via un aimant. Lorsque l'aimant se déplace au-dessus de la tôle la zone saturée le suit. Le système de ce type le plus connu est le capteur PLCD. Cependant ce capteur fonctionne avec deux bobines dont l'une mesure le flux créé par l'autre. Une grande partie du flux part en fuite à cause du circuit magnétique ouvert, et reste donc inutilisable. Nous allons présenter dans la suite différentes possibilités pour réaliser un capteur intrinsèquement linéaire tel que nous venons de le définir.

Le lecteur trouvera un tableau récapitulatif en annexe 2 proposant un classement par principe de fonctionnement. Pour chaque technologie un fabricant et des caractéristiques techniques sont donnés.

CHAPITRE 2 : CAPTEURS DE POSITION FONCTIONNANT PAR EFFET DE SATURATION

1. Introduction

Nous avons défini dans le chapitre précédent le type de capteur de position que nous voulons étudier. Il comprend un aimant mobile lié à la cible dont il faut déterminer la position. Cet aimant sature localement un circuit magnétique dont la mesure de la réluctance donne une image de la surface saturée et donc de la position de l'aimant.

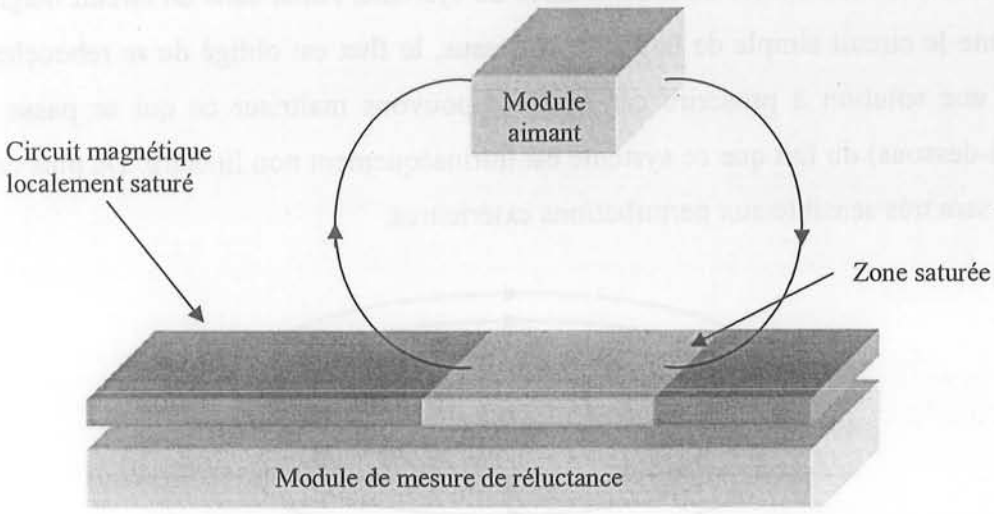

Figure 22 : Principe des capteurs fonctionnant par saturation

2. Différents principes de détection de position

2.1. Forme du circuit magnétique

Le circuit magnétique doit être linéaire car nous voulons réaliser une détection linéaire. Certaines applications nécessitent des capteurs angulaires mais la géométrie de base a toujours une forme linéaire qui aura en fait été conformée en arc de cercle afin de réaliser une détection sur le chemin désiré.

C'est le circuit magnétique qui crée la réluctance par canalisation d'un flux. Il est donc important qu'il soit le plus optimisé possible afin d'obtenir une variation de signal conséquente. Les quatre formes de circuit magnétique envisagées pour avoir une variation linéaire sont présentées ci-dessous.

Figure 23 : Quatre formes de circuits magnétiques

Du point de vue physique, un bon circuit magnétique canalise totalement le flux, ce qui rend possible la détermination exacte de la réluctance du système. Ainsi dans un circuit magnétique non fermé, comme le circuit simple de la figure ci-dessus, le flux est obligé de se reboucler dans l'air libre. C'est une solution à proscrire car nous ne pouvons maîtriser ce qui se passe réellement (cf. figure ci-dessous) du fait que ce système est intrinsèquement non linéaire. De plus un tel circuit magnétique sera très sensible aux perturbations extérieures.

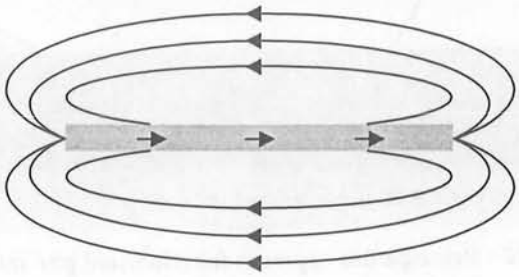

Figure 24 : Retour de flux à l'air libre

Le circuit fermé sera en revanche utilisable pour un fonctionnement différentiel avec une zone saturée locale, comme le montre la figure ci-dessous. Pour une réalisation en mode simple (mesure de la réluctance d'un seul côté) ou pour expliquer le fonctionnement, il devient inutile car la saturation va de toute façon entraîner un circuit en U de chaque côté.

Figure 25 : Circuit magnétique fermé pour un fonctionnement en mode différentiel

Finalement, seuls le circuit simple à retour de flux et le circuit en U sont utilisables pour un fonctionnement en mode simple (mesure de la réluctance d'un seul côté). Ils canalisent le flux de manière satisfaisante dans le sens de facile aimantation du circuit magnétique et ont une réluctance déterminée qui sera variable en fonction de la position de la zone saturée.

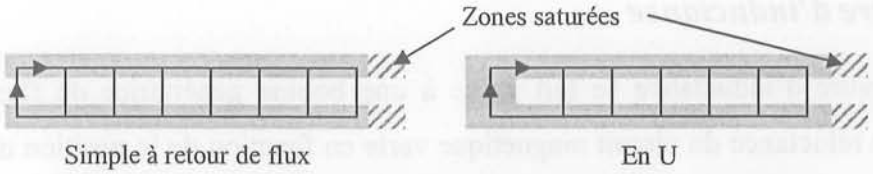

Figure 26 : Trajet du flux dans les circuits magnétiques utilisables

2.2. Effet de l'aimant sur le circuit magnétique

L'aimant a pour rôle de saturer une partie du circuit magnétique afin de modifier le trajet du champ alternatif créé par la source bobinée dans celui-ci. En effet le champ, guidé par la forte perméabilité du matériau utilisé, crée une induction importante et donc un flux élevé. La variation de ce flux correspond à l'inductance propre du capteur qui sera donc elle aussi élevée.

En revanche lorsque le circuit magnétique est saturé, il se comporte comme de l'air vis-à-vis du champ alternatif, ne le canalise plus, et l'inductance est beaucoup plus réduite. Les parties saturées de circuit magnétique peuvent donc être négligées dans le calcul de l'inductance (ou de la mutuelle).

Le guide de flux est alors complètement déterminé par la zone de circuit magnétique où est créé le champ et par la position de la zone saturée. Le champ alternatif ne franchit pas la zone saturée tant que la longueur d de celle-ci est supérieure à l'épaisseur e de l'entrefer, il préfère se reboucler via l'entrefer qui correspond à un trajet plus facile de moindre réluctance.

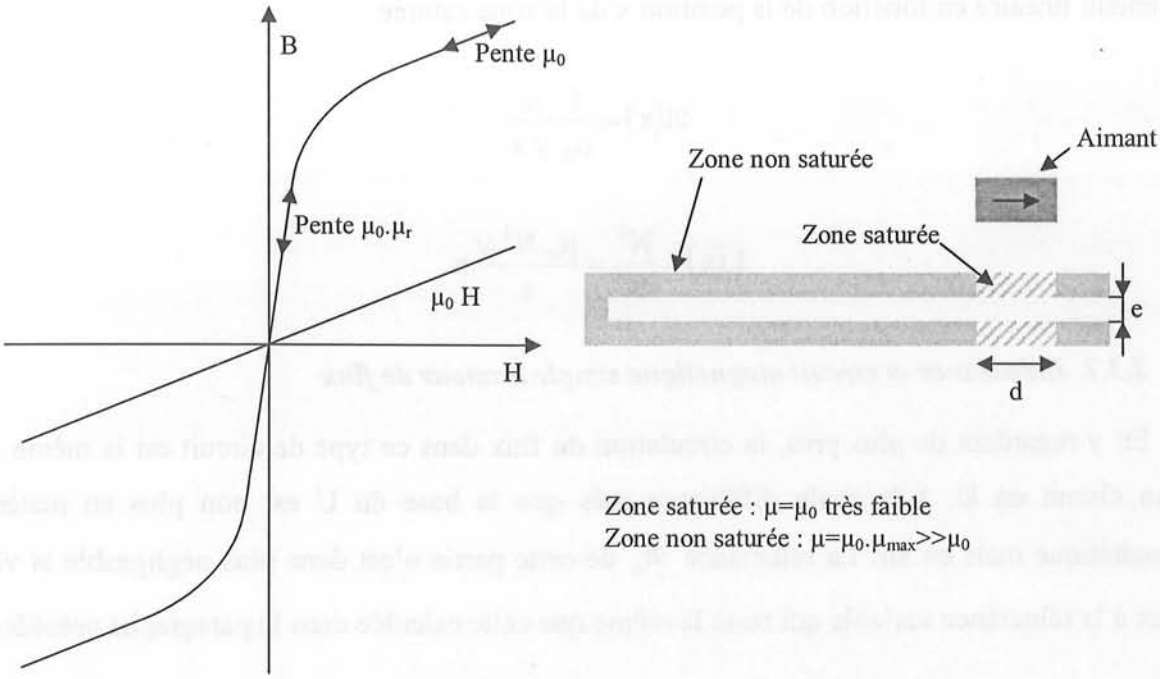

Figure 27 : Effet de l'aimant sur la perméabilité du matériau

2.3. Mesure d'inductance

Une mesure d'inductance se fait grâce à une bobine génératrice de flux dans le circuit magnétique. La réluctance du circuit magnétique varie en fonction de la position de la zone saturée par le champ statique de l'aimant. Le flux créé par la bobine est alternatif et suffisamment faible pour ne pas créer de points de saturation supplémentaires.

2.3.1. Inductance et circuit magnétique en U

Avec un circuit magnétique en U, et pour garder sa forme magnétique constante, la zone saturée est forcément en déplacement au dessus de l'entrefer. De plus, afin d'obtenir une zone linéaire la plus grande possible, il est judicieux de placer la bobine en extrémité, c'est-à-dire au niveau de la base du U, comme le montre la figure ci-dessous.

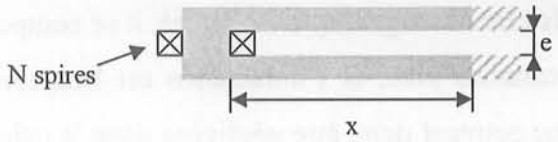

Figure 28 : Capteur à mesure d'inductance et circuit magnétique en U

Dans l'hypothèse où le champ alternatif circulant dans le circuit magnétique ne sature pas ce dernier, la réluctance et donc l'inductance d'un tel capteur dépendent uniquement des dimensions de l'entrefer (épaisseur e, profondeur y et longueur x) délimité par le circuit magnétique non saturé par le champ statique de l'aimant. Comme le montrent les équations ci-dessous, l'inductance est parfaitement linéaire en fonction de la position x de la zone saturée.

$$\Re(x) = \frac{1}{\mu_0}\frac{e}{y\,x}$$

$$L(x) = \frac{N^2}{\Re} = \frac{\mu_0 N^2 y}{e} x$$

2.3.2. Inductance et circuit magnétique simple à retour de flux

En y regardant de plus près, la circulation du flux dans ce type de circuit est la même que pour un circuit en U, à la seule différence près que la base du U est non plus en matériau ferromagnétique mais en air. La réluctance $\Re_0$ de cette partie n'est donc plus négligeable et vient s'ajouter à la réluctance variable qui reste la même que celle calculée dans le paragraphe précédent.

Figure 29 : Capteur à mesure d'inductance et circuit magnétique simple à retour de flux

$$\Re(x) = \frac{1}{\mu_0}\frac{e}{y}\left(\frac{1}{x} + \frac{1}{x_0}\right)$$

$$L(x) = \frac{N^2}{\Re} = \frac{\mu_0 N^2 y}{e}\frac{x_0}{x_0 + x}x$$

La linéarité d'un tel capteur n'est assurée que si $x_0 >> x$, ce qui réduit considérablement la zone linéaire par rapport à la longueur totale du capteur. Ce type de capteur semble donc à éviter car il n'est pas intrinsèquement linéaire.

2.4. Mesure de mutuelle

Une réalisation de mesure de mutuelle implique une bobine (N_1 spires) génératrice de flux alternatif dans le circuit magnétique et une bobine (N_2 spires) réceptrice de ce flux. La réluctance du circuit magnétique sera variable en fonction de la position de la zone saturée par l'aimant.

2.4.1. Mutuelle et circuit magnétique en U

Pour les mêmes raisons que pour une mesure d'inductance (cf. §2.3.1), il est préférable que les deux bobines soient placées dans la base du U et que la zone saturée se déplace dans la partie de circuit magnétique face à l'entrefer.

Figure 30 : Capteur à mesure d'inductance et circuit magnétique en U

Dans l'hypothèse où le champ alternatif circulant dans le circuit magnétique ne sature pas ce dernier, la réluctance et donc la mutuelle d'un tel capteur sont des uniquement fonction des dimensions de l'entrefer (épaisseur e, profondeur y et longueur x) délimité par le circuit magnétique non saturé par le champ statique de l'aimant. Comme le montrent les équations ci-dessous, la mutuelle est parfaitement linéaire en fonction de la position x de la zone saturée.

$$\Re(x) = \frac{1}{\mu_0}\frac{e}{y\,x}$$

$$M(x) = \frac{N_1 N_2}{\Re} = \frac{\mu_0 N_1 N_2 y}{e} x$$

2.4.2. Mutuelle et circuit magnétique simple à retour de flux

Comme pour le capteur à mesure d'inductance (cf. §2.3.2), la circulation du flux est la même que pour un circuit en U, à la seule différence près que la base du U est non plus en matériau ferromagnétique mais en air. La réluctance $\Re_0$ de cette partie n'est donc plus négligeable et vient s'ajouter à la réluctance variable qui reste la même que celle calculée dans le paragraphe précédent.

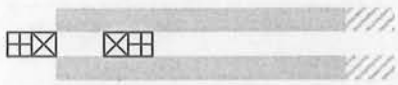

Figure 31 : Capteur à mesure d'inductance et circuit magnétique simple à retour de flux

$$\Re(x) = \frac{1}{\mu_0} \frac{e}{y} \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{x_0} \right)$$

$$M(x) = \frac{N_1 N_2}{\Re} = \frac{\mu_0 N_1 N_2 y}{e} \frac{x_0}{x_0 + x} x$$

La linéarité d'un tel capteur n'est assurée que si $x_0 >> x$, ce qui réduit considérablement la zone linéaire par rapport à la longueur totale du capteur. Ce type de capteur semble donc lui aussi à éviter car il n'est pas intrinsèquement linéaire. Ce principe a été breveté par Papst-Motoren GmbH. [HER 93].

2.5. Conclusion sur les différents principes de détection de position

Au final deux configurations s'imposent à nous comme étant intrinsèquement linéaires. Elles fonctionnent toutes les deux à partir d'un circuit magnétique en U dans l'entrefer duquel un courant circule afin de créer un flux. Dans la pratique, les courants peuvent se refermer n'importe où en dehors du circuit magnétique, ce qui offre plusieurs possibilités de réalisation comme nous le verrons par la suite. Ceci nous amène aux deux schémas de principe ci-dessous.

Figure 32 : Deux configurations de capteurs intrinsèquement linéaires

Nous allons dans la suite de ce chapitre nous attarder sur des exemples de réalisations qui nous semblent les plus adaptées pour réaliser une détection de position. Les capteurs de position que

nous allons présenter ont tous une variation intrinsèquement linéaire d'inductance ou de mutuelle lorsque l'aimant se déplace au-dessus du circuit magnétique et en sature une partie.

3. Capteur de position à variation d'inductances

3.1. Présentation du capteur

Ce capteur fonctionne avec deux bobines concentrées autour d'un circuit magnétique en U. L'aimant se déplace au-dessus de la partie non bobinée du circuit magnétique et diminue ainsi la zone utile du circuit magnétique en créant une saturation locale. Ce système a été développé au LEG durant cette thèse et a fait l'objet d'un brevet déposé par la société Siemens VDO Automotive [LEG-06 01] (cf. Annexe 5).

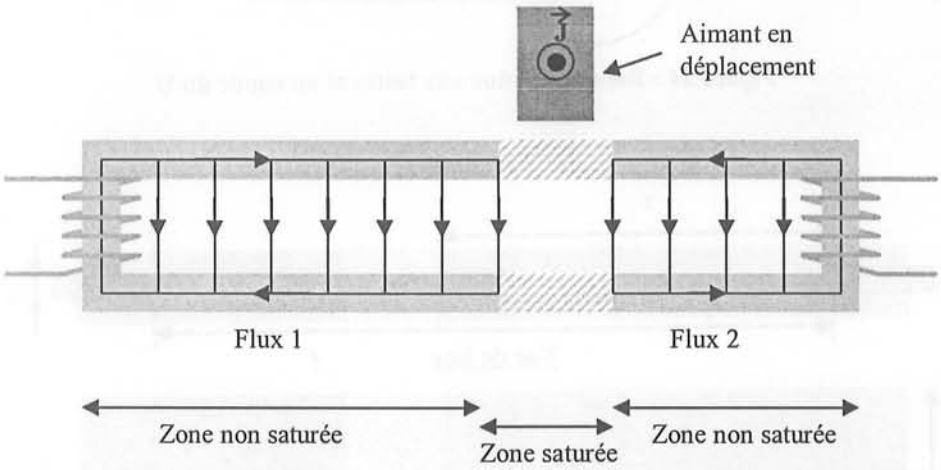

Figure 33 : Capteur à variation d'inductances en mode différentiel, selon [LEG-06 01] (échelle non homogène : dilatation verticale)

3.2. Modélisation du capteur

Le but de la méthode de modélisation est d'obtenir d'une manière très simple l'évolution de l'inductance du capteur en fonction de la position de l'aimant. Elle se base sur le calcul de la réluctance du circuit magnétique [ROT 41]. Seules les parties du circuit magnétique utiles au trajet du flux créé par la source alternative sont prises en compte. De plus la réluctance des matériaux ferromagnétiques non saturés sera considérée comme nulle à cause de leur forte perméabilité.

Dans cette méthode, seules sont prises en compte les variations dues au déplacement de l'aimant. Les effets fréquentiels (courants de Foucault créés par les flux alternatifs des bobines)

n'interviennent pas en première approche car le rôle des tôles n'est que de définir la partie active d'air. Ils peuvent cependant être pris en compte sous certaines conditions comme nous le verrons dans le chapitre 4.

La réluctance du circuit magnétique et les inductances de ce type de capteur se calculent simplement en fonction des paramètres géométriques définis dans la figure ci-dessous. L'inductance d'une bobine varie linéairement en fonction de la position x de l'aimant comme le montrent les équations suivantes.

Nous considérerons une inductance L_0 correspondant à l'inductance du capteur lorsque l'aimant arrive en bord de bobine ($x = 0$) c'est-à-dire à l'inductance due aux fuites au niveau du coude du U et (cf. figure ci-dessous).

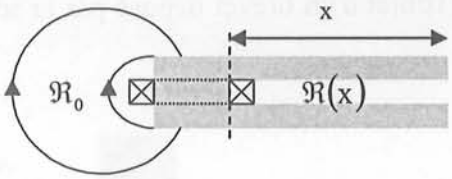

Figure 34 : Réluctance due aux fuites et au coude du U

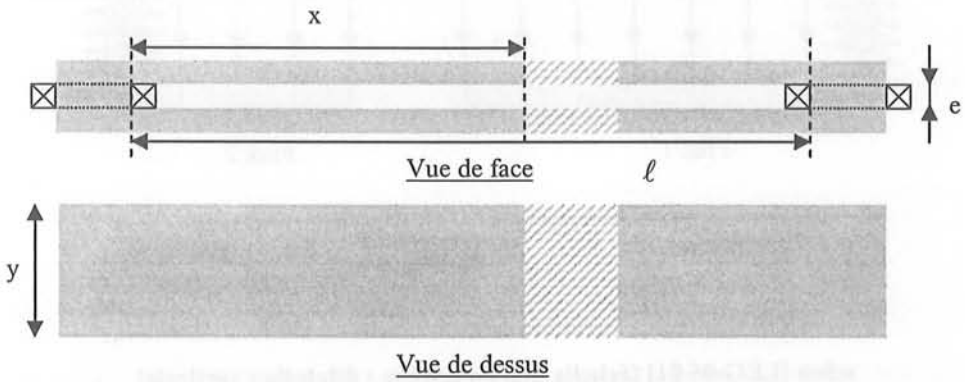

Figure 35 : Définition des paramètres du capteur à variation d'inductances

$$\Re_{capteur} = \Re_0 // \Re(x) = \left(\frac{1}{\Re_0} + \frac{\mu_0\, y\, x}{e} \right)^{-1}$$

$$L(x) = N^2 \left(\frac{1}{\Re_0} + \frac{1}{\Re(x)} \right) = L_0 + \frac{N^2}{\Re(x)} = L_0 + \mu_0\, N^2\, \frac{y}{e}\, x$$

Ce qui au final donne deux inductances pour le capteur en mode différentiel, qui varient linéairement en sens inverse en fonction de la position x de l'aimant.

$$\begin{cases} L_1(x) = L_0 + \mu_0 N^2 \dfrac{y}{e} x \\ L_2(x) = L_0 + \mu_0 N^2 \dfrac{y}{e} (\ell - x) \end{cases}$$

4. Capteurs de position à variation de mutuelles

4.1. Capteur à variation de mutuelles et bobines mixtes

4.1.1. Présentation du capteur

Trois bobines sont placées dans un circuit magnétique fermé. La bobine primaire est étalée au centre de l'entrefer et les deux bobines secondaires concentrées aux deux extrémités. Un aimant en déplacement vient partiellement saturer les tôles au droit de celui-ci afin de séparer le flux primaire en deux parties qui seront collectées par les bobines secondaires. Ce système a été développé au LEG durant cette thèse et a fait l'objet d'un brevet déposé par la société Siemens VDO Automotive [LEG-04 01] (cf. Annexe 6). La mesure de mutuelle entre le primaire et les deux secondaires est directement proportionnelle à la position de l'aimant qui modifie le couplage primaire/secondaires par saturation locale du circuit magnétique.

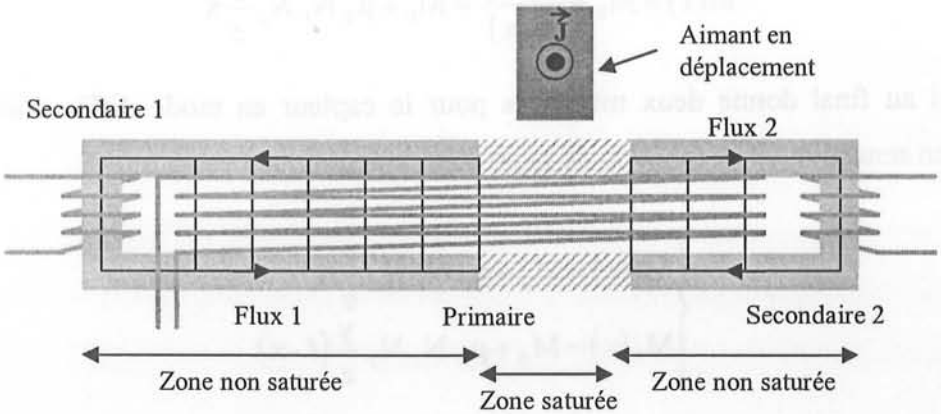

Figure 36 : Capteur de position à variation de mutuelles et bobine mixte en mode différentiel, selon [LEG-04 01] (échelle non homogène : dilatation verticale)

4.1.2. Modélisation du capteur

Pour ce capteur la réluctance se calcule simplement en considérant que les flux issus du bobinage se referment intégralement dans les bobinages secondaires. L'équation suivante décrit la

loi de variation de la réluctance en fonction de la position x de l'aimant et des paramètres définis dans la figure ci-dessous.

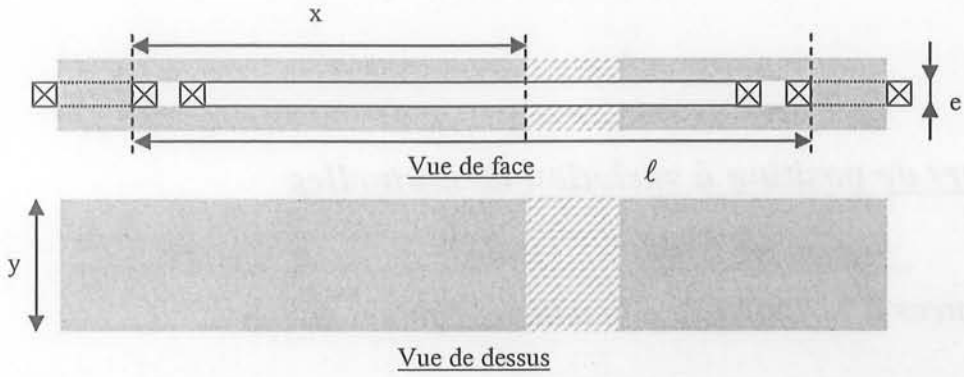

Figure 37 : Définition des paramètres du capteur à variation de mutuelles et bobines mixtes

$$\Re(x) = \frac{e}{\mu_0\, y\, x}$$

La variation de mutuelle M, entre la bobine primaire (N_1 spires) et la bobine secondaire (N_2 spires), est alors parfaitement linéaire comme l'indique l'équation ci-dessous. De même que pour le capteur à variation d'inductance (cf. §3.2), nous rajoutons un terme M_0 représentant les fuites et le coude du U.

$$M(x) = M_0 + \frac{N_1\, N_2}{\Re(x)} = M_0 + \mu_0\, N_1\, N_2\, \frac{y}{e}\, x$$

Ce qui au final donne deux mutuelles pour le capteur en mode différentiel, qui varient linéairement en sens inverse en fonction de la position x de l'aimant.

$$\begin{cases} M_1(x) = M_0 + \mu_0\, N_1\, N_2\, \dfrac{y}{e}\, x \\ M_2(x) = M_0 + \mu_0\, N_1\, N_2\, \dfrac{y}{e}\, (\ell - x) \end{cases}$$

4.2. Capteur à variation de mutuelles et bobines concentrées

4.2.1. Présentation du capteur

Sur le même principe que le capteur à variation d'inductance, nous présentons ici un capteur à variation de mutuelles pour un fonctionnement en mode différentiel. L'axe principal comporte deux paires de bobines (une émettrice et une collectrice pour chaque paire). Les bobines sont enroulées autour du circuit magnétique fermé.

Les deux bobines émettrices sont de préférence en opposition de phase (les flux qu'elles génèrent se regardent) afin d'avoir un système électriquement stable même sans aimant et de diminuer les effets de variation de distance aimant/capteur. En effet dans ce cas, les flux générés s'opposent et les mutuelles sont égales à celles obtenues lorsque l'aimant est en position médiane.

Le flux créé par la bobine émettrice est intégralement reçu par la bobine collectrice via le circuit magnétique. L'aimant sature localement le circuit magnétique, et modifie la valeur de la mutuelle entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice proportionnellement à sa position.

Cette version a aussi fait l'objet d'un brevet déposé par la société Siemens VDO Automotive au cours de cette thèse [LEG-06 01] (cf. Annexe 5).

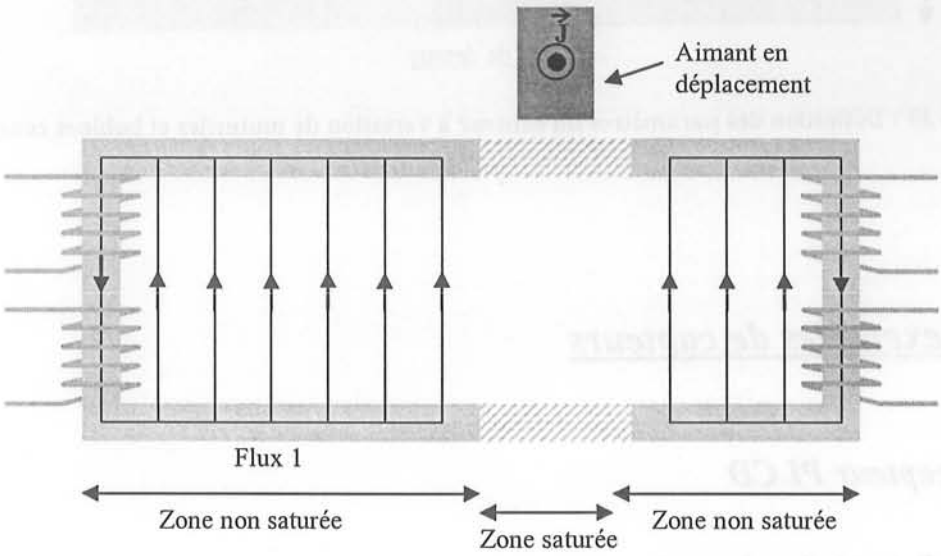

Figure 38 : Capteur à variation de mutuelle et bobines concentrées, selon [LEG-06 01] (échelle non homogène : dilatation verticale)

4.2.2. Modélisation du capteur

Pour ce capteur, la réluctance du circuit magnétique puis la mutuelle entre primaire (N_1 spires) et secondaire (N_2 spires) d'un même côté sont calculées. L'équation ci-dessous montre clairement que la mutuelle varie linéairement en fonction de la position x de l'aimant.

$$\Re(x) = \frac{e}{\mu_0 \, y \, x}$$

$$M(x) = M_0 + \frac{N_1 \, N_2}{\Re(x)} = M_0 + \mu_0 \, N_1 \, N_2 \, \frac{y}{e} \, x$$

Ce qui au final donne deux mutuelles pour le capteur en mode différentiel, qui varient linéairement en sens inverse en fonction de la position x de l'aimant.

$$\begin{cases} M_1(x) = M_0 + \mu_0 N_1 N_2 \dfrac{y}{e} x \\ M_2(x) = M_0 + \mu_0 N_1 N_2 \dfrac{y}{e}(\ell - x) \end{cases}$$

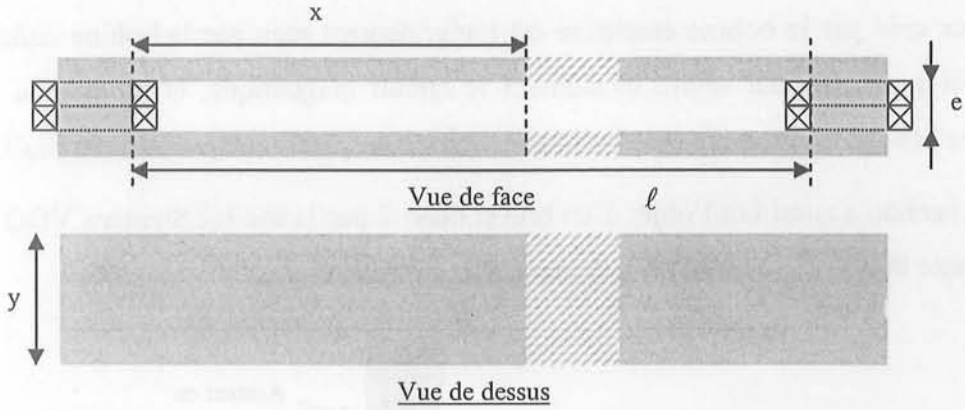

Figure 39 : Définition des paramètres du capteur à variation de mutuelles et bobines concentrées

5. *Autres exemples de capteurs*

5.1. Le capteur PLCD

5.1.1. Présentation du capteur

Un prototype de capteur, tel que décrit précédemment (cf. Chapitre 1 §2.7.4) a été construit et étudié au LEG [CURT 99]. Le bobinage primaire consiste en un bobinage à spires jointives réalisé sur toute la longueur d'une tôle FeSi GO (280mm) dans lequel un courant alternatif (≈3kHz) circule afin de créer un flux variable à l'intérieur de la tôle. Aux deux extrémités de la tôle, la tension induite par ce flux est mesurée grâce à deux bobinages secondaires (cf. figure ci-dessous).

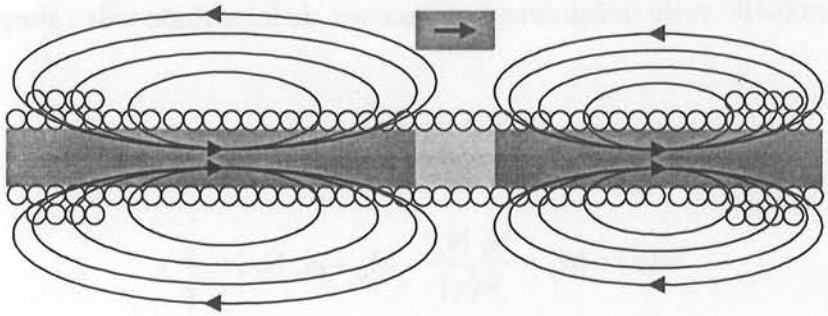

Figure 40 : Capteur PLCD

5.1.2. Signal de réponse d'un capteur PLCD

Dans ce cas présent, il y a variation linéaire de sources de champ magnétique (nombre de spires primaires couplées à chaque secondaire), c'est-à-dire variations des ampères-tours en plus de la variation de réluctance non linéaire du circuit magnétique. Une fois ces variations conjuguées, l'ensemble reste non linéaire (cf. figure ci-dessous).

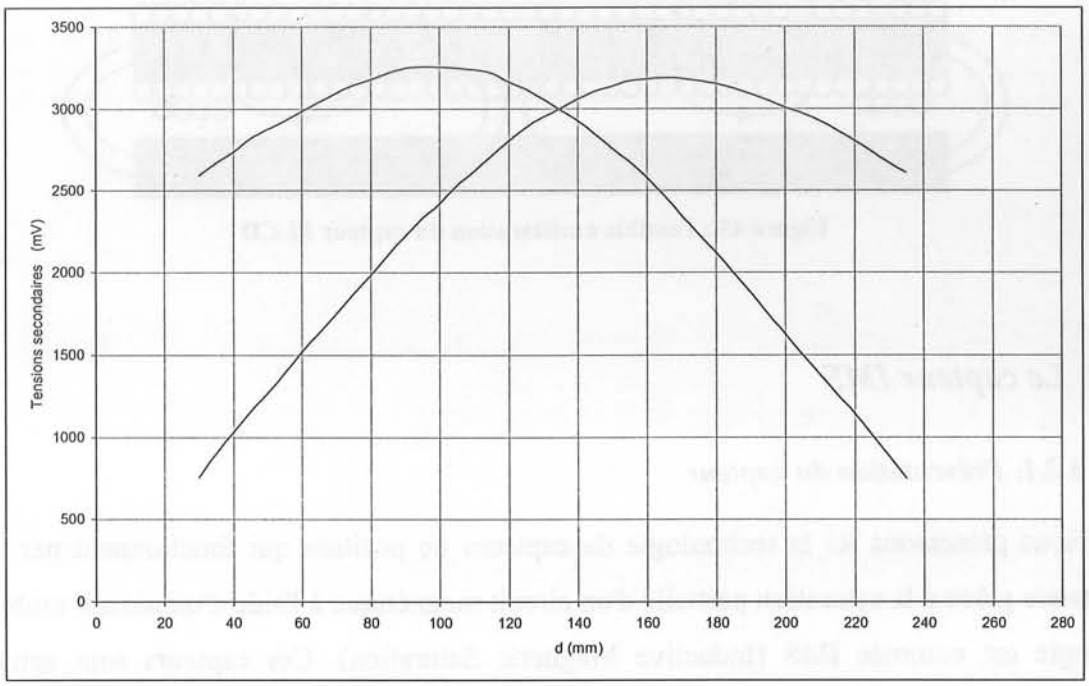

Figure 41 : Tensions induites aux secondaires dans un capteur PLCD (mesures sur un prototype monté au LEG)

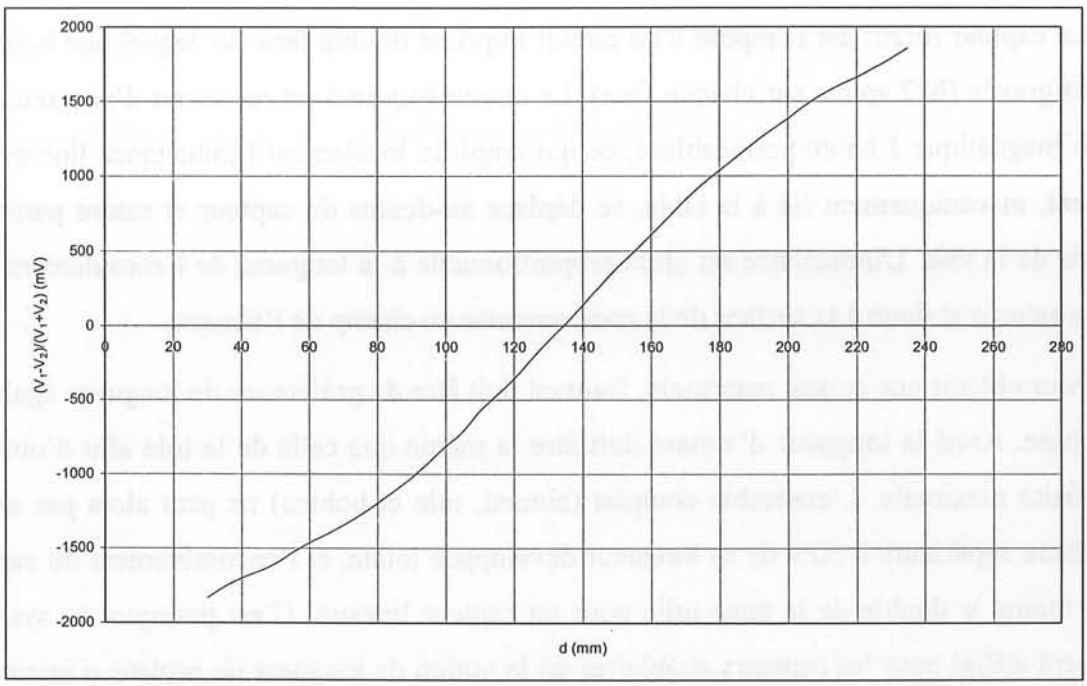

Figure 42 : Tension de sortie différentielle d'un capteur PLCD (mesures sur un prototype monté au LEG)

Le circuit magnétique n'étant pas fermé, une grande partie du flux créé part alors en fuites et se trouve être inutilisable pour la mesure. Une grande amélioration du système consiste à mettre une deuxième plaque sous le capteur (cf. figure ci-dessous) afin d'avoir un flux de fuites se rebouclant mieux et donc une meilleure réponse en terme de linéarité et de rapport signal sur bruit [CUR 99].

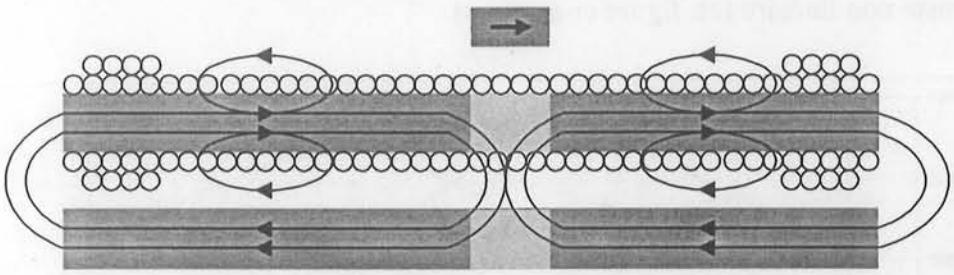

Figure 43 : Possible amélioration du capteur PLCD

5.2. Le capteur IMS

5.2.1. Présentation du capteur

Nous présentons ici la technologie de capteurs de position qui fonctionnent par variation d'inductance grâce à la saturation partielle d'un circuit magnétique à l'aide d'un aimant mobile. Cette technologie est nommée IMS (Inductive Magnetic Saturation). Ces capteurs sont actuellement développés par Siemens VDO Automotive à Toulouse [GEN 99], en collaboration avec le LEG pour le calcul et le dimensionnement.

Le capteur rotatif est composé d'un circuit imprimé double face sur lequel une bobine de N spires est gravée (N/2 spires sur chaque face). Le circuit imprimé est recouvert d'une seule tôle en matériau magnétique à haute perméabilité, ce qui amplifie localement l'inductance linéique du fil. Un aimant, mécaniquement lié à la cible, se déplace au-dessus du capteur et sature partiellement une partie de la tôle. L'inductance est alors proportionnelle à la longueur de l'enroulement situé en zone non saturée et donc à la surface de la zone soumise au champ de l'aimant.

Pour obtenir une course maximale, l'aimant doit être de préférence de longueur égale à celle de la bobine. Ainsi la longueur d'aimant doit être la même que celle de la tôle afin d'obtenir une zone linéaire maximale. L'ensemble complet (aimant, tôle et bobine) ne peut alors pas avoir une zone linéaire supérieure à 50% de sa longueur développée totale, et l'encombrement du capteur est alors au moins le double de la zone utile pour un capteur linéaire. C'est pourquoi ce système est uniquement utilisé pour les capteurs angulaires où la notion de longueur de capteur n'intervient pas et où l'encombrement est invariablement de 360°. La plage de mesure est d'environ 180°, mais elle peut être de 360° en utilisant deux jeux de bobines décalées de 90°.

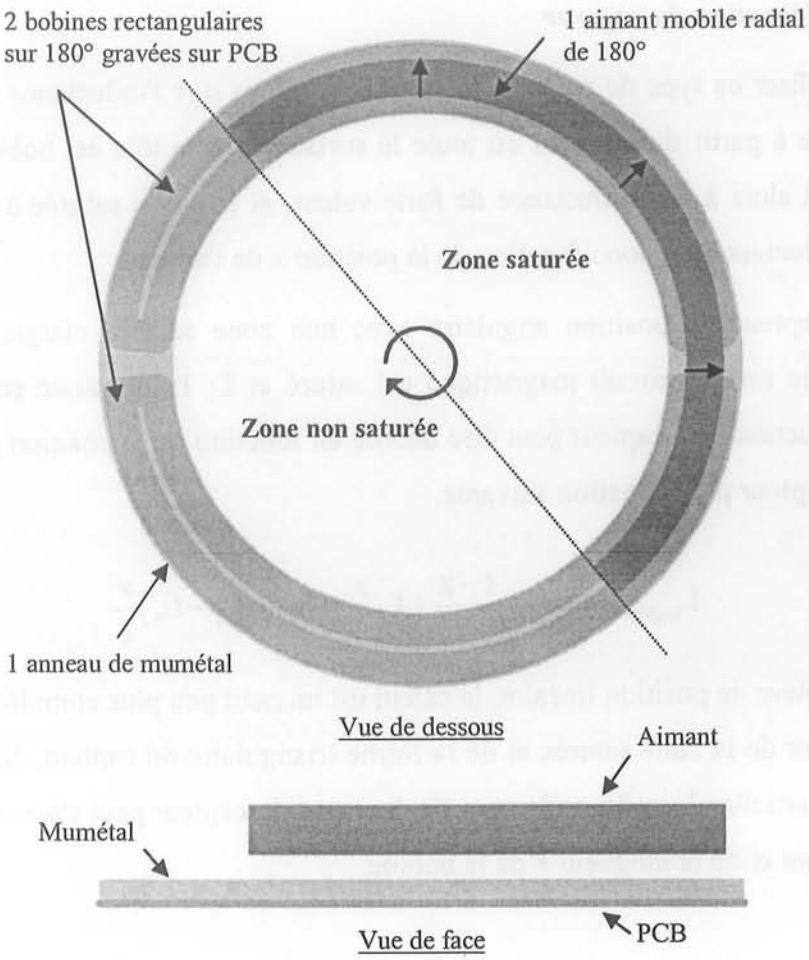

Figure 44 : Capteur IMS angulaire

Pour les capteurs linéaires le même principe a été gardé mais en essayant de réduire la taille de l'aimant afin de réduire l'encombrement. Il a donc été choisi de réaliser des bobines triangulaires et d'utiliser un aimant moins long (cf. figure ci-dessous).

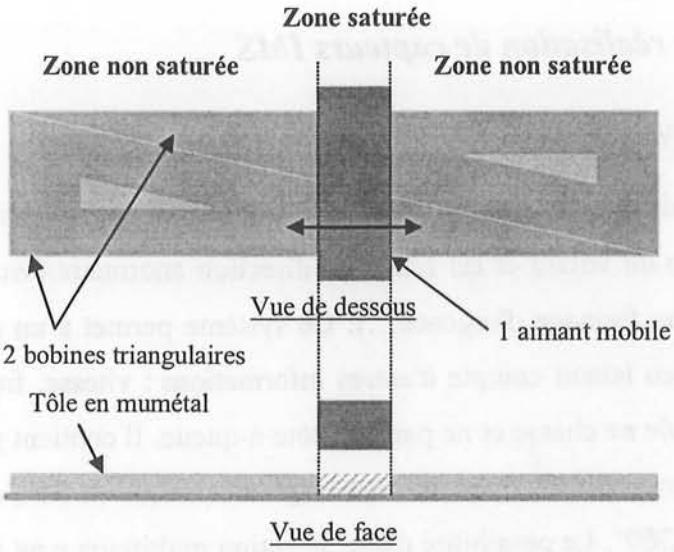

Figure 45 : Capteur IMS linéaire

5.2.2. Modélisation du capteur

Pour modéliser ce type de capteur, nous considérerons que l'inductance du capteur est une inductance répartie à partir du moment où toute la surface sous la tôle est bobinée. La partie non saturée correspond alors à une inductance de forte valeur, et la partie saturée à une inductance de faible valeur. L'inductance est donc fonction de la position x de l'aimant.

Pour un capteur de position angulaire avec une zone saturée élargie, si L_0 représente l'inductance lorsque tout le circuit magnétique est saturé et L_1 l'inductance en absence de zone saturée, alors l'inductance du capteur peut être décrite en fonction de la position x de l'aimant et de la longueur ℓ du capteur par l'équation suivante.

$$L_{\text{angulaire}}(x) = L_0 \frac{\ell - x}{\ell} + L_1 \frac{x}{\ell} = L_0 + (L_1 - L_0)\frac{x}{\ell}$$

Pour un capteur de position linéaire, le calcul est un petit peu plus compliqué car il faut tenir compte de la largeur de la zone saturée et de la forme triangulaire du capteur. Néanmoins il existe deux inductances partielles L_2 et L_3, telles que l'inductance du capteur peut s'écrire en fonction de la position x de l'aimant et de la longueur ℓ de la bobine.

$$L_{\text{linéaire}}(x) = L_2 - L_3 \frac{x}{\ell}$$

Pour ces deux capteurs nous pouvons donc calculer l'inductance en fonction de la position de l'aimant d, d'une inductance L_0 et d'un coefficient de proportionnalité α.

$$L(x) = L_0 + \alpha\, x$$

5.3. Exemples de réalisation de capteurs IMS

5.3.1. Capteur d'angle volant

Le premier type de réalisation est un capteur d'angle volant utilisé sur la colonne de direction pour détecter la position du volant et les écarts de direction anormaux (virage brusque, évitement d'un obstacle, réaction au freinage d'urgence...). Ce système permet à un actionneur de contrôler l'action du conducteur (en tenant compte d'autres informations : vitesse, freinage...) sur les roues pour éviter que le véhicule ne chasse et ne parte en tête-à-queue. Il contient pour sa part un système de deux paires de bobines montées avec un déphasage mécanique de 90°, ce qui permet d'obtenir une réponse linéaire sur 360°. La possibilité d'une détection multitours peut être envisagée selon les besoins de l'application.

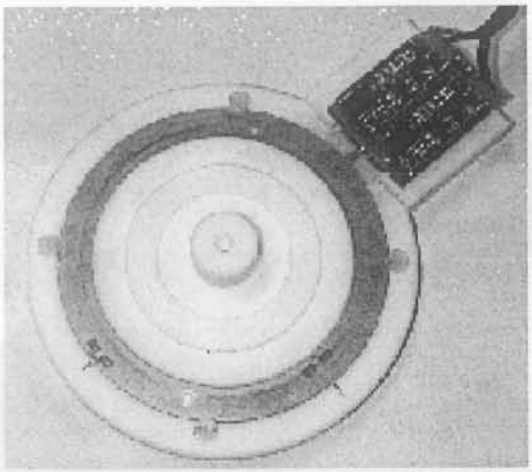

Figure 46 : Prototype de capteur d'angle volant (course de 360°)

5.3.2. Capteur de papillon d'admission d'air

Le deuxième exemple de réalisation est un capteur utilisé pour réaliser une contre-réaction sur le contrôle du papillon d'admission d'air. Il réalise une mesure angulaire sur 90° et s'intègre dans un module compact de 25cm^2.

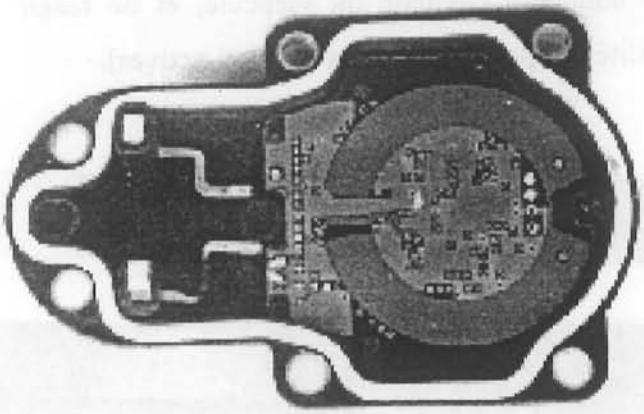

Figure 47 : Module d'un capteur de papillon d'admission d'air (course de 90°)

5.3.3. Capteur pour boîte de vitesses

Le troisième capteur présenté ici réalise une détection linéaire sur une faible course (35 mm) destiné par exemple pour mesurer la position d'une boîte de vitesses automatique. L'aimant rectangulaire est généralement immergé dans l'huile à l'intérieur de la boîte. Le capteur est quant à lui à l'extérieur de la culasse. La longueur totale de l'ensemble est de 50mm.

Le même système avec un aimant annulaire peut s'insérer dans le premier piston d'un embrayage hydraulique remplaçant l'embrayage à disques, ou bien dans le piston d'un module de frein électro-hydraulique.

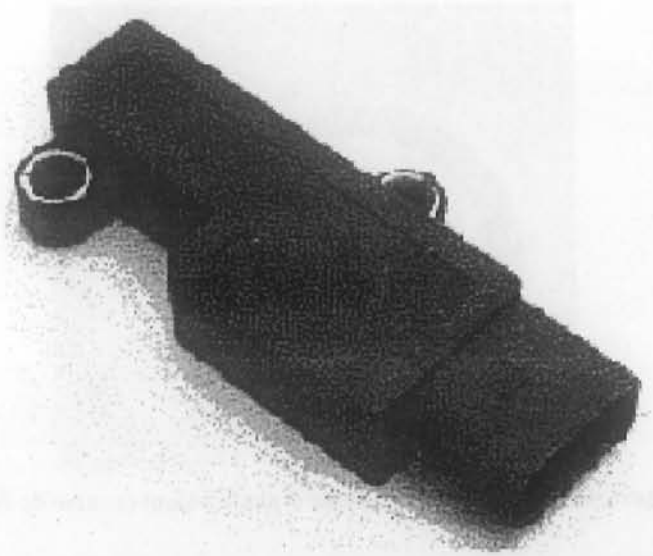

Figure 48 : Module intégré de capteur IMS pour boîte de vitesses (course de 35mm)

5.3.4. Capteur pour amortisseurs

Ce capteur réalise une détection sur une longue course (200mm) avec un aimant annulaire, pour observer la position d'un amortisseur. La combinaison avec les détections sur les autres amortisseurs permet de connaître l'assiette du véhicule, et de réagir via des actionneurs afin d'assurer une bonne stabilité (suspensions actives ou semi-actives).

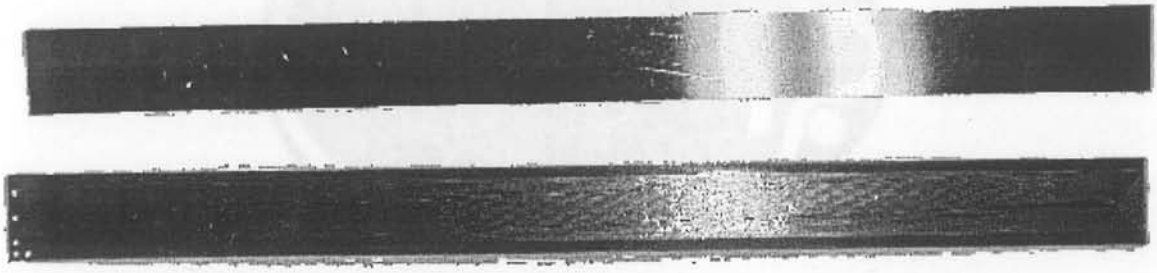

Figure 49 : PCB d'un capteur IMS pour amortisseur (course de 200mm)

5.4. Conclusion sur les capteurs IMS

Bien que ces capteurs utilisent des circuits magnétiques différents de ceux explicités au début de ce chapitre (cf. §2.1), qui concernent les structures à retour de flux, ils présentent une variation de signal linéaire. La simplicité de réalisation de ces capteurs (bobines sur PCB intégrant l'électronique, une seule tôle de circuit magnétique) fait qu'ils sont d'un coût de fabrication très faible, ce qui les rend extrêmement attractifs. Nous verrons au cours du chapitre 3 que nous avons contribué à leur développement pendant ce travail de thèse.

6. *Conclusion sur les capteurs de position fonctionnant par effet de saturation*

Durant ce chapitre nous avons nommé les différents principes possibles pour réaliser un capteur de position fonctionnant par saturation. Les différentes parties de ces capteurs ont été approfondies afin de mieux percevoir le fonctionnement de ce type de capteur.

Nous avons présenté trois nouveaux types de réalisations, retenus du fait qu'ils présentaient une variation intrinsèquement linéaire d'inductance ou de mutuelle en fonction de la position de l'aimant : le capteur à variation d'inductance, le capteur à variation de mutuelle et bobines mixtes, le capteur à variation de mutuelle et bobines concentrées.

Ces capteurs ont été modélisés par des réluctances. Cette méthode est très simple d'approche pour la compréhension du fonctionnement des capteurs et sa mise en œuvre est aisée. Elle permet de prédire rapidement les lois de variation des inductances, et de montrer la linéarité des systèmes au premier ordre.

Nous avons également présenté dans ce chapitre deux autres types de capteurs disponibles sur le marché et fonctionnant sur le même principe de saturation (le PLCD et les IMS).

CHAPITRE 3 : DIMENSIONNEMENT DES AIMANTS, APPLICATION AUX CAPTEURS IMS

1. Introduction

Ce chapitre porte sur les systèmes de création de champ magnétique statique pour les capteurs de position fonctionnant par effet de saturation. Nous allons illustrer notre étude par les capteurs du type IMS, qui sont en développement avancé chez Siemens VDO Automotive et soumis à différents cahiers des charges suivant les applications. Il nous fallait alors mettre en place une méthode reproductible de dimensionnement afin de pouvoir rapidement répondre aux demandes des clients.

Il faut noter que les systèmes de création de champ magnétique statique étudiés ici sont aussi utilisables pour les autres capteurs fonctionnant par effet de saturation d'un circuit magnétique.

2. Modélisation des capteurs IMS rotatifs

2.1. Rappel de la géométrie

Le capteur IMS (cf. Chapitre 2 §5.2) angulaire comporte deux bobines identiques rectangulaires conformées en arc de cercle sur 180° chacune et gravées sur PCB double face.

Deux générations de capteurs ont été chronologiquement étudiées. Premièrement les capteurs IMS SV1, utilisés sur des papillons d'admission d'air (Swirl-Valve en anglais). Et ensuite les capteurs IMS SV2, toujours utilisés pour la même application mais avec une géométrie plus simple qui a servi de base à la suite des nos études.

- Les capteurs IMS SV1 comportent deux anneaux de mumétal de mêmes dimensions que les deux bobines, placés de part et d'autre de ces dernières.
- Les capteurs SV2 ne comportent qu'un seul anneau placé sur les bobines du côté de l'aimant.

L'aimant, lui-même conformé en arc de cercle sur 125° car la saturation déborde de la surface en regard de l'aimant, se déplace au dessus des bobines et en sature une partie. Pour fonctionner correctement, il doit créer dans l' (les) anneau(x) de mumétal une zone saturée d'environ 180°. Toutefois la zone linéaire attendue ne pourra excéder 160° du fait que les bobinages se referment sur 10° de chaque côté (distribution des conducteurs).

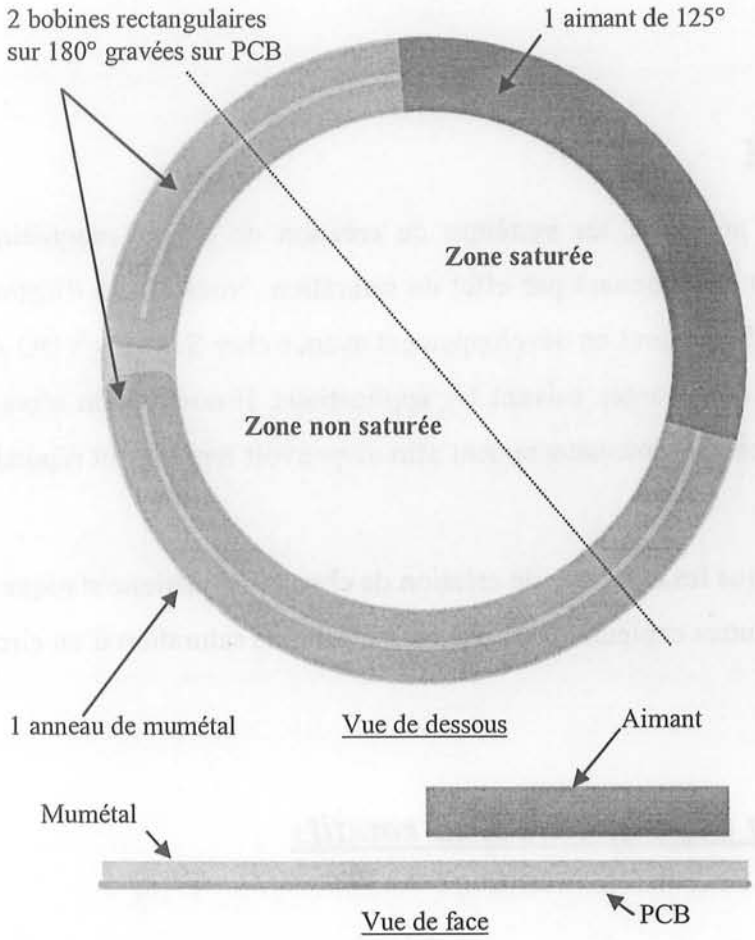

Figure 50 : Capteur IMS angulaire (type SV2)

2.2. Sens d'aimantation de l'aimant

Nous présentons ici les résultats de travaux de simulation pour déterminer le sens optimal d'aimantation de l'aimant (radiale ou parallèle) afin d'obtenir le meilleur profil d'induction dans la tôle.

La géométrie utilisée sous Flux3D est la suivante :

Aimant :	Rayon intérieur = 13mm
	Rayon extérieur = 20mm
	Épaisseur = 2,5mm
	J = 0,65T (plasto-NdFeB)
Entrefer :	1,84mm (distance aimant-mumétal)
Mumétal :	Rayon intérieur = 13mm
	Rayon extérieur = 20mm
	Épaisseur = 0,073mm
	$\mu_{r\text{-statique-max}} = 60000$
	$J_s = 0{,}8T$
	Loi de saturation analytique simple : $B(H) = \mu_0 H + \frac{2J_s}{\pi}\operatorname{arctg}\left(\frac{\pi(\mu_r - 1)\mu_0 H}{2J_s}\right)$

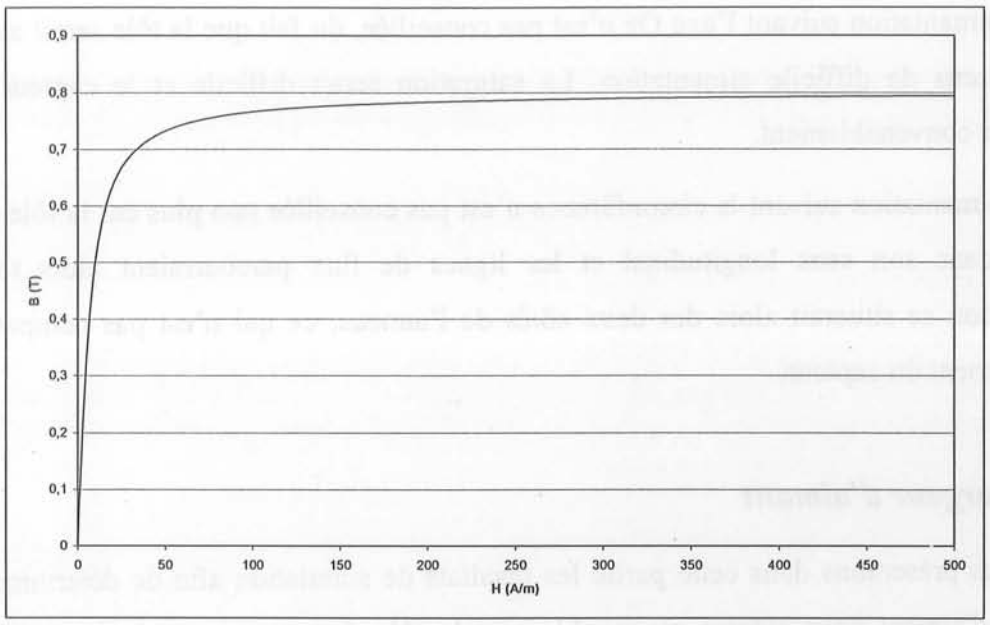

Figure 51 : Courbe de saturation du mumétal utilisée pour les simulations sous Fux2D et Flux3D

Comme nous le voyons dans les figures ci-dessous, pour un aimant de 125° l'aimantation radiale crée une zone saturée de 180° tandis que l'aimantation parallèle pour un aimant de mêmes dimensions couvre une trop grande zone saturée de 300°. Cette zone saturée trop étendue dégrade la linéarité du capteur à 60° environ.

Figure 52 : Saturation (en Tesla) dans l'anneau de mumétal pour un aimant radial avec un angle d'ouverture de 125°

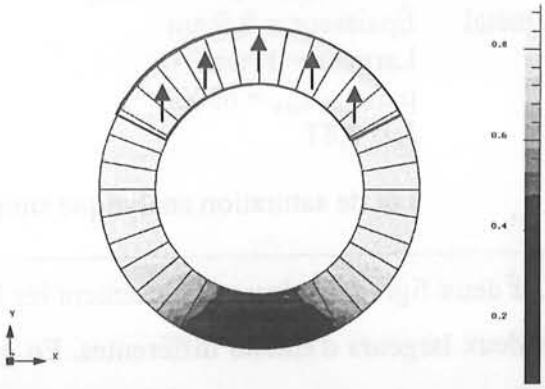

Figure 53 : Saturation (en Tesla) dans l'anneau de mumétal pour un aimant parallèle avec un angle d'ouverture de 125°

Les mêmes tests ont été effectués en réduisant l'angle d'ouverture pour une aimantation parallèle dans le but de réduire le volume d'aimant et d'augmenter la linéarité, mais la zone saturée ne varie que très peu en angle d'ouverture, alors que le niveau de saturation décroît dans la zone située au droit de l'aimant. Il faut donc rester avec une aimantation radiale et jouer sur l'angle d'ouverture et l'épaisseur en fonction de l'entrefer désiré pour obtenir une zone linaire maximale et un volume d'aimant optimal.

L'aimantation suivant l'axe Oz n'est pas conseillée, du fait que la tôle serait alors aimantée dans son sens de difficile aimantation. La saturation serait difficile et le capteur ne pourrait fonctionner convenablement.

L'aimantation suivant la circonférence n'est pas conseillée non plus car la tôle se trouverait aimantée dans son sens longitudinal et les lignes de flux parcourraient alors toute la tôle. L'aimantation se situerait alors des deux côtés de l'anneau, ce qui n'est pas compatible avec le fonctionnement du capteur.

2.3. Largeur d'aimant

Nous présentons dans cette partie les résultats de simulation afin de déterminer la largeur nécessaire d'aimant pour saturer convenablement la tôle dans toute son épaisseur. Dans ce cas particulier, les simulations ont été effectuées sous Flux2D afin d'obtenir une bonne résolution dans l'épaisseur. La résolution sous Flux3D n'est pas assez bonne pour visualiser convenablement le niveau de saturation dans l'épaisseur, car il est impossible de mailler convenablement une tôle de ces dimensions sans ralentir le calcul de façon rédhibitoire.

Aimant :	Épaisseur = 2,5mm
	J =0,39T (Ferrite)
Entrefer :	0,5mm (aimant-mumétal)
Mumétal :	Épaisseur = 0,5mm
	Largeur = 10mm
	$\mu_{r\text{-statique-max}} = 60000$
	$J_s = 0{,}8T$
	Loi de saturation analytique simple : $B(H) = \mu_0 H + \frac{2J_s}{\pi} \operatorname{arctg}\left(\frac{\pi(\mu_r - 1)\mu_0 H}{2J_s}\right)$

Les deux figures ci-dessous présentent les lignes de champ et le niveau de saturation dans la tôle pour deux largeurs d'aimant différentes. En gris clair le niveau de saturation est de 0,8T et en noir de 0T.

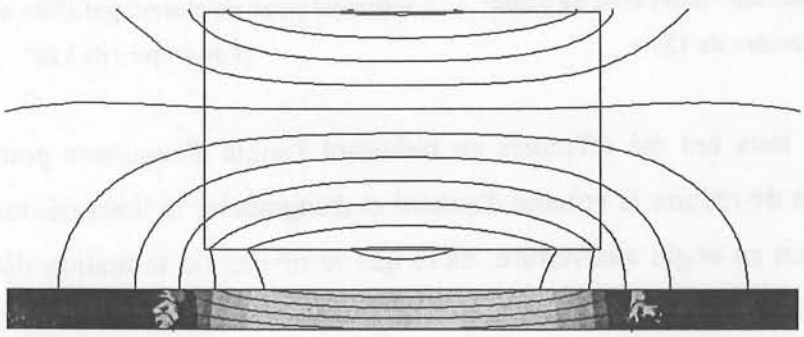

Figure 54 : Lignes de champ et saturation dans la tôle pour une largeur d'aimant 5mm (vue partielle, zoom sur la zone saturée, coupe radiale)

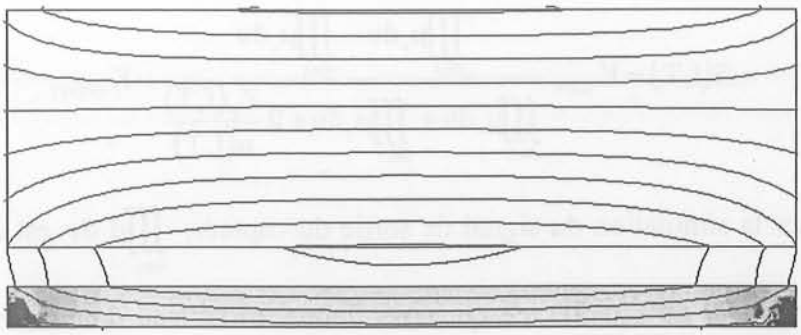

Figure 55 : Lignes de champ et saturation dans la tôle pour une largeur d'aimant 10mm (vue partielle, zoom sur la zone saturée, coupe radiale)

Lorsque l'aimant est de largeur inférieure à la largeur de tôle la saturation ne se fait qu'au droit de celui-ci, laissant les bords de l'anneau dans un flou magnétique. En règle générale, l'aimant sera de même largeur que l'anneau de tôle, surtout si celle-ci est épaisse et l'aimant de faible polarisation. Nous retrouvons donc aussi ce même résultat quelque soit la nature de l'aimant (plasto-NdFeB, NdFeB ou SmCo).

2.4. Modélisation de l'inductance d'un capteur IMS angulaire

2.4.1. Présentation de la méthode

La bobine gravée d'un capteur de type Swirl-Valve est rectangulaire, ce qui implique que dans la partie médiane le déplacement relatif du capteur va induire une variation relative d'inductance constante quelle que soit la position de l'aimant, soit $dL/dx = cste$. Les variations de l'inductance peuvent alors être considérées comme proportionnelles au volume de tôle non saturée. Ceci est aussi valable pour la part de la résistance série qui est proportionnelle aux courants de Foucault développés dans l'anneau. Cette hypothèse ne tenant pas compte des variations dues aux effets fréquentiels ni des fuites, nous rajouterons donc une constante et un facteur de proportionnalité, respectivement Z_0 et α qui devront être déterminés de manière empirique en fonction de la fréquence f et de la température T d'utilisation.

L'impédance a donc été modélisée par le calcul de $\iiint_{\text{tôles}} \mu_r d\upsilon$ (qui représente le volume de tôle non saturée), et s'écrit selon l'équation ci-dessous (cf. Chapitre 1 §1.4.1).

$$Z = Z_0(f,T) + \alpha(f,T) \iiint_{\text{tôles}} \mu_r d\upsilon$$

Lorsque le capteur travaille en mode différentiel avec l'électronique développée le signal de sortie obtenu est alors le suivant :

$$S(f,T) = K_{GAIN} \frac{\iiint_{tôle1} \mu_r dv - \iiint_{tôle2} \mu_r dv}{\iiint_{tôle1} \mu_r dv + \iiint_{tôle2} \mu_r dv + 2\frac{Z_0(f,T)}{\alpha(f,T)}} + K_{OFFSET}$$

Pour réaliser la simulation du signal de sortie du capteur, $\iiint_{tôles} \mu_r dv$ est calculé pour chaque inductance via le solveur de Flux3D, ce qui nous donne un tableau de valeurs. K_{GAIN} et K_{OFFSET} correspondent au gain et à l'offset de l'électronique et sont des grandeurs ajustables lors du traitement des données sous tableur. En pratique, le terme présent au dénominateur est quasiment constant quelle que soit la position de l'aimant, le choix de Z_0 et α peut alors être absorbé dans celui de K_{GAIN}. De toute façon, lors de la fabrication en grande série de ces capteurs, un banc de calibrage est nécessaire en fin de chaîne de manière à ce que tous les capteurs aient la même réponse. En conséquence, lors de la modélisation les valeur de K_{GAIN} et K_{OFFSET} ont été préalablement établies pour obtenir une valeur moyenne de 2,5V et une dynamique comprise entre 0V et 5V.

2.4.2. Simulations pour un capteur IMS SV2 d'angle volant

La figure ci-dessous présente la saturation dans un anneau de mumétal. Cette simulation a été effectuée à l'aide de Flux3D avec un matériau de perméabilité relative initiale 60000 et une induction à saturation de 0,8T en magnétostatique. La zone saturée ($B \geq 0{,}8T$) est en gris clair et la zone non saturée ($B \approx 0T$) en noir. L'aimant situé au-dessus est aimanté radialement. Cela correspond au cas d'un capteur d'angle volant.

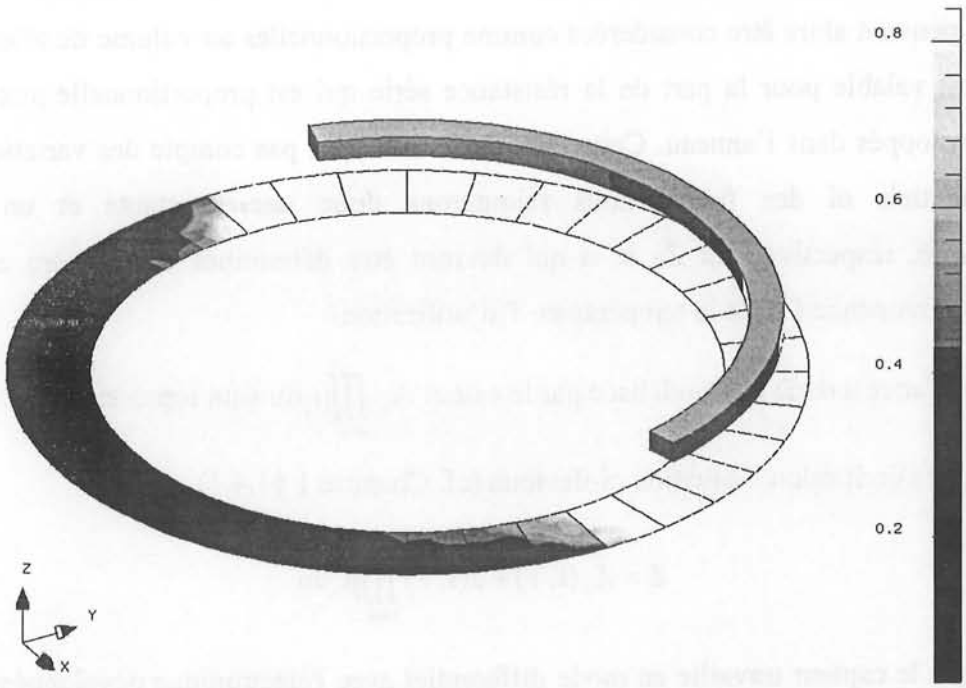

Figure 56 : Saturation (en Tesla) de la tôle en mumétal d'un capteur IMS

2.4.3. Mesures et comparaison pour une variation d'entrefer

Nous présentons ici les résultats d'une simulation d'un capteur d'angle volant avec variation d'entrefer (distance entre la tôle et l'aimant). Le signal simulé par la méthode explicitée précédemment et le signal réel mesuré sur prototype ont une bonne adéquation (cf. figures ci-dessous). Cette méthode est applicable pour d'autres problèmes à étudier.

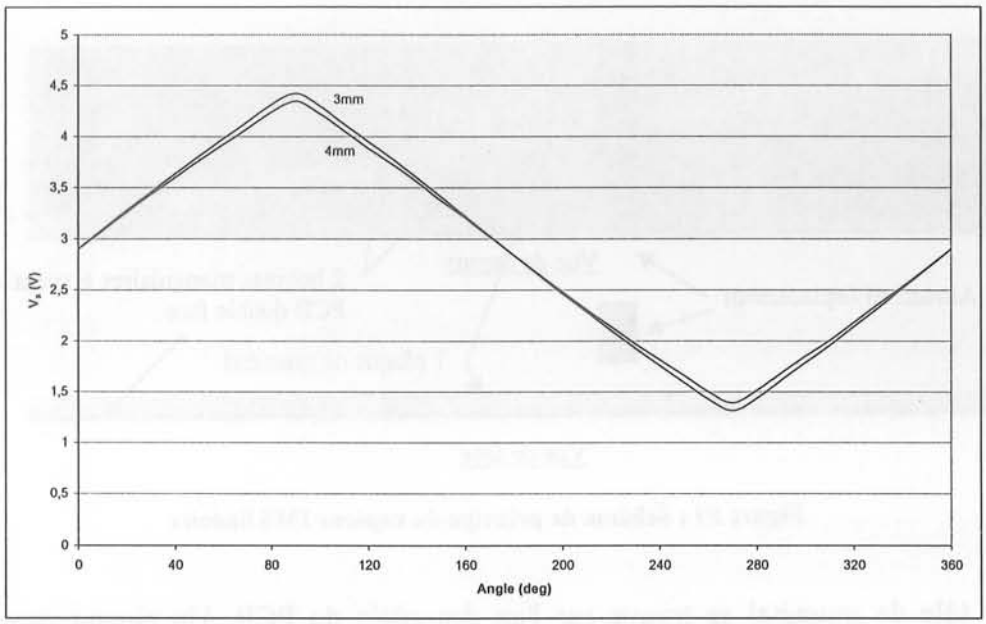

Figure 57 : Signal simulé pour un entrefer de 3mm et de 4mm (K_{GAIN} et K_{OFFSET} constant)

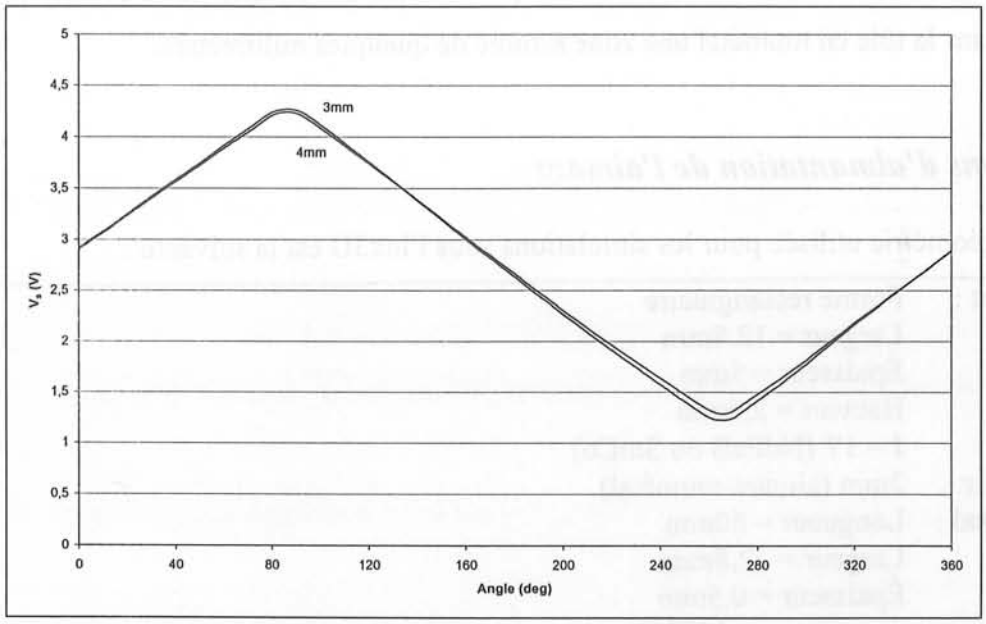

Figure 58 : Signal réel pour un entrefer de 3mm et de 4mm

Le capteur a montré sa robustesse : face à une variation d'entrefer de l'ordre de 20%, le signal de sortie varie de moins de 1%.

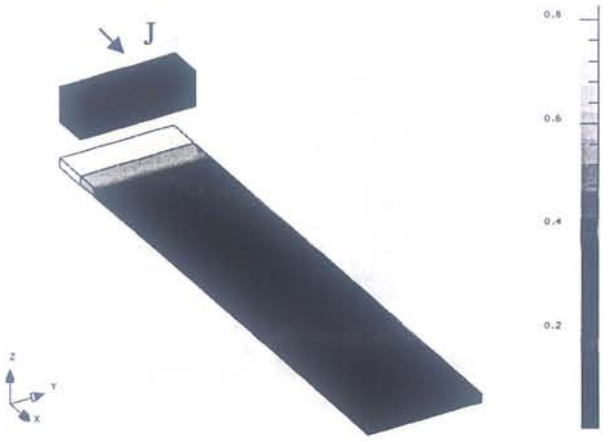

Figure 60 : Niveau de saturation (en Tesla) dans la tôle pour un aimant aimanté selon Ox (¼ géométrie)

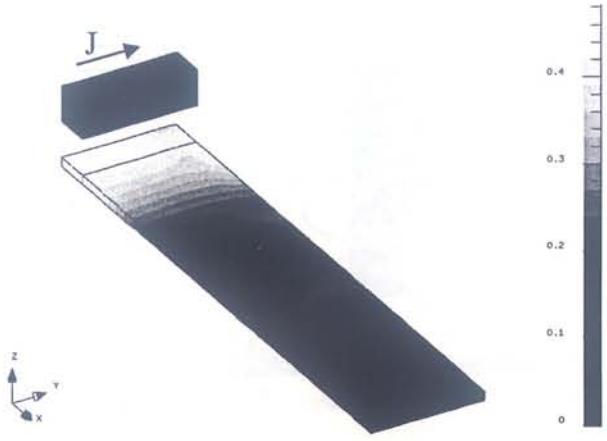

Figure 61 : Niveau de saturation (en Tesla) dans la tôle pour aimant aimanté selon Oy (¼ géométrie)

L'aimant doit être aimanté dans le sens de déplacement (axe Ox), cette configuration crée des niveaux de saturation perpendiculaires au déplacement, ce qui réduit la sensibilité à un désaxement et restreint la zone saturée. En effet, avec un aimant orienté perpendiculairement au déplacement (axe Oy), les niveaux de flux sont de forme elliptique, ce qui induit une plus grande sensibilité à un désaxement.

De plus, à volume d'aimant égal, la saturation est beaucoup moins importante avec un aimant perpendiculaire, et il apparaît une zone de décroissance importante, source de non-linéarités importantes. Il semble impossible de saturer convenablement la tôle, c'est-à-dire y créer une zone saturée restreinte de quelques millimètres, avec un aimant perpendiculaire au déplacement.

3.3. Largeur d'aimant

Il est intéressant de noter que les simulations faites en modifiant la largeur de l'aimant (magnétisé selon Ox) montrent que tant que celui-ci est plus large que la tôle, cela n'a aucune influence sur l'induction dans la tôle. En conséquence, quelques millimètres (1mm ou 2mm) supplémentaires auront pour effet de réduire la sensibilité à un mauvais placement de l'aimant.

3.4. Effet de rebond de saturation

3.4.1. Explication de l'effet de rebond de saturation

En plus de la zone saturée, quand le volume d'aimant est si important qu'un flux supplémentaire arrive "en plus" sur la tôle, ce flux se referme dans le sens opposé à celui créé par la saturation. Il est alors observé dans la tôle un zéro d'induction et une inversion du sens d'aimantation (cf. figure ci-dessous).

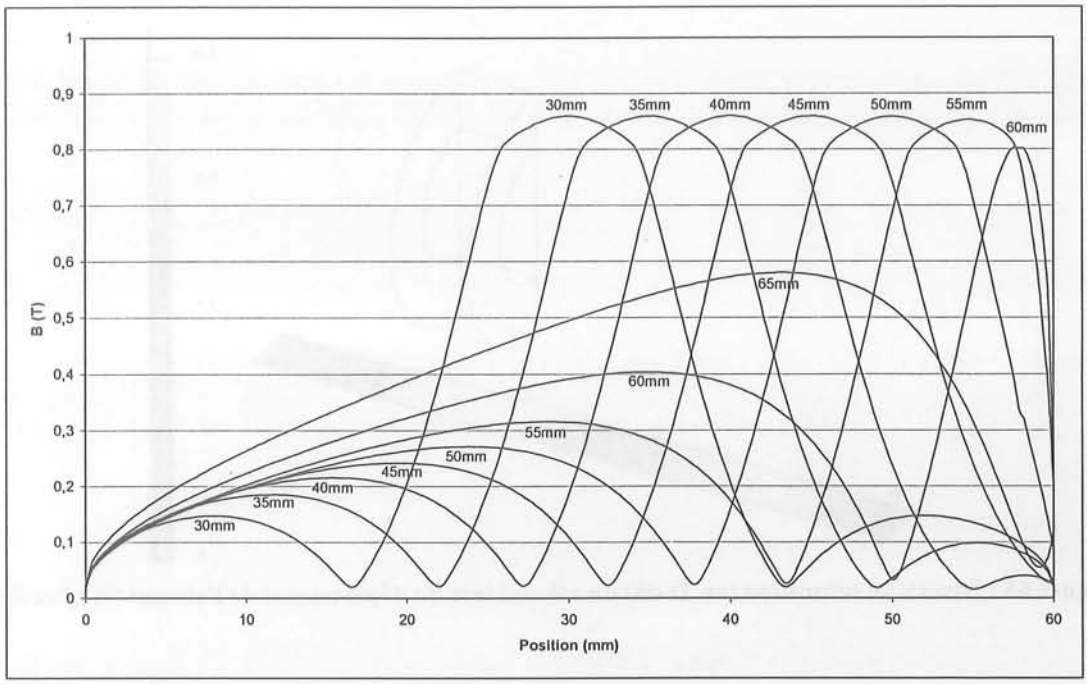

Figure 64 : Comportement de la zone "inter-inversions" lors du déplacement de l'aimant du centre (x = 30) à une extrémité (x = 60)

Lors du déplacement de l'aimant, seul le niveau de rebond varie. Nous considérons que le capteur se situe dans une zone linéaire tant que la zone "inter-inversions" est stable et que le niveau de rebond est inférieur à 0,6T pour une tôle en mumétal (niveau pour lequel la perméabilité de la tôle est faible et donc l'inductance linéique négligeable, cf. courbe B(H) §.2.2).

La zone linéaire est quant à elle la zone maximale espérée de linéarité. Elle dépend de la zone "inter-inversions" mais aussi du niveau de rebond. Un rebond trop important en position centrale va induire une saturation du rebond, et donc apparition d'une très rapide non-linéarité lorsque l'aimant se déplacera le long de la tôle.

3.4.2. Exemple d'effet de rebond

Cette simulation a été réalisée à partir d'un aimant d'épaisseur 6mm, de diamètre intérieur 10mm et diamètre extérieur 19mm.

Le niveau de rebond en position centrale est de 0,45T et la zone "inter-inversions" à 19mm. Ceci laisse supposer une zone linéaire théorique de 31mm (= 50mm – 19mm).

Dans cet exemple, un déplacement de 8mm autour de la position médiane positionne le niveau de rebond vers 0,7T ce qui est très proche de la saturation. Il en résulte une zone linéaire restreinte à 16mm au lieu des 31mm supposés. Il faut donc choisir un aimant "moins puissant" afin de réduire le niveau des rebonds et d'augmenter la zone linéaire.

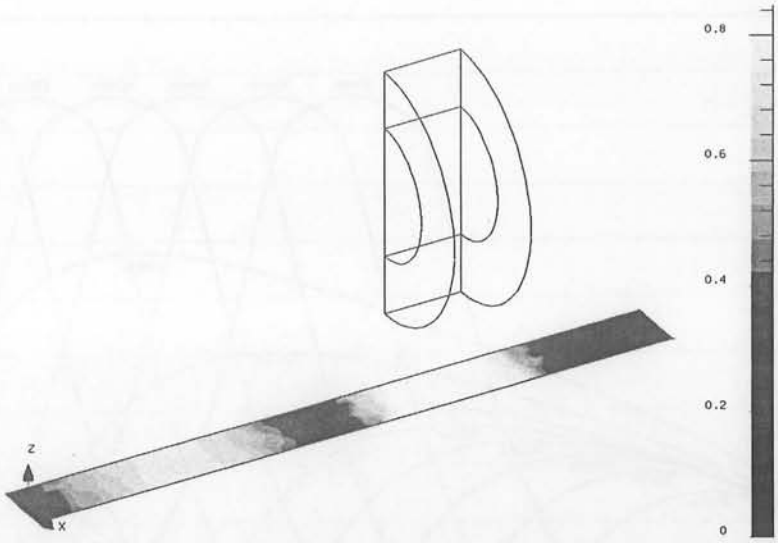

Figure 65 : Niveau de saturation (en Tesla) du rebond lors du déplacement de l'aimant (½ géomètrie)

3.4.3. Simulations à diamètre intérieur constant

Nous présentons dans le tableau suivant les résultats de simulation d'un capteur IMS linéaire. Le diamètre extérieur de l'aimant est fixé à 19mm et son diamètre intérieur à 10mm. Sa polarisation est de 1T.

Épaisseur	Niveau de rebond	Zone "inter-inversions"	Zone linéaire théorique	Zone linéaire	Cause
3mm	0,05T	26mm	24mm	24mm	Bout de course
4mm	0,2T	23mm	27mm	27mm	Bout de course
5mm	0,35T	20,5mm	29,5mm	26mm	Rebond saturé
6mm	0,45T	19mm	31mm	16mm	Rebond saturé
7mm	0,5T	19mm	31mm	14mm	Rebond saturé
8mm	0,55T	19mm	31mm	12mm	Rebond saturé

Tableau 1 : Résultats de simulation avec un aimant d'épaisseur variable et de diamètres intérieur et extérieur constants pour une tôle de longueur 60mm et de largeur 12,8mm

Le niveau de saturation s'élève avec l'augmentation de l'épaisseur d'aimant et la zone "inter-inversions" se resserre. Ce sens de variation est compréhensible par le fait que si l'épaisseur d'aimant est trop faible, une partie du flux sortant de celui-ci va se refermer par le dessous sans agir sur la saturation. Il y aura quand même présence de rebond si le diamètre intérieur est assez faible, mais celui-ci aura lieu beaucoup plus loin et sera d'un niveau plus faible.

La largeur d'aimant optimale se situe à 6mm lorsque la zone "inter-inversions" ne varie plus, tout en laissant le niveau de rebond croître. Il faut donc pour obtenir une zone linéaire théorique maximale, avoir une épaisseur d'aimant sensiblement égale à l'entrefer (tôle/aimant). Ce résultat a déjà été observé de manière empirique.

Nous montrerons par la suite que le niveau de rebond peut être réduit en augmentant le diamètre intérieur de l'aimant, c'est-à-dire en diminuant le flux sortant de l'aimant.

3.4.4. Simulations à épaisseur constante

Nous présentons dans le tableau suivant les résultats de simulation d'un capteur IMS linéaire. Le diamètre extérieur est fixé à 19mm et l'épaisseur est fixée à 6mm. Sa polarisation est de 1T.

$Ø_{int}$	Niveau de rebond	Zone "inter-inversions"	Zone linéaire théorique	Zone linéaire	Cause
8mm	0,5T	18mm	32mm	14mm	Rebond saturé
10mm	0,45T	19mm	31mm	16mm	Rebond saturé
12mm	0,3T	19mm	31mm	18mm	Rebond saturé
14mm	0,2T	20mm	30mm	30mm	Bout de course
16mm	0,1T	26mm	24mm	24mm	Bout de course

Tableau 2 : Résultats de simulation avec un aimant de diamètre extérieur et d'épaisseur constants pour une tôle de longueur 60mm et de largeur 12,8mm

Pour des diamètres intérieurs trop faibles, le niveau de rebond est suffisamment important pour obtenir sa saturation rapide lorsque l'aimant se déplace vers le bord de la tôle. Ceci a pour effet de réduire considérablement la zone linéaire.

Si le diamètre intérieur est grand, le niveau de rebond est faible. Lorsque ce dernier tend à disparaître, la zone "inter-inversions" s'agrandit, diminuant ainsi la zone linéaire.

L'optimum est obtenu pour un diamètre intérieur de 14mm. On obtient alors une zone linéaire de 30mm.

3.4.5. Conclusion sur l'effet des rebonds

La présence d'une zone de rebond est nécessaire pour assurer la restriction maximale de la zone saturée et pouvoir ainsi obtenir une linéarité maximale.

En présence de rebonds, plus l'épaisseur d'aimant est grande, plus la zone "inter-inversions" est serrée. L'optimum est atteint lorsque l'épaisseur d'aimant est sensiblement égale à l'entrefer (tôle/aimant).

Le diamètre intérieur de l'aimant est, soit à simuler en 3D pour obtenir un niveau de rebond de l'ordre de 0,2T, soit à obtenir empiriquement en enlevant des couches internes successives d'aimant puis en mesurant la zone linéaire sur un prototype.

3.5. Ajout de pièces polaires

Nous avons aussi pensé à ajouter des pièces polaires pour concentrer le flux statique créé par l'aimant et le guider en direction de la tôle afin de mieux répartir les charges magnétiques (cf. figure ci-dessous).

Pour un aimant de même puissance, non seulement la zone de saturation s'élargit, mais les rebonds disparaissent avec l'ajout des pièces polaires. Ceci a pour effet de nuire à la linéarité du signal de réponse du capteur (cf. §.3.4).

Différentes formes ont été testées sans succès sur des prototypes ; à chaque fois le capteur avec l'aimant seul avait le signal de réponse le plus linéaire.

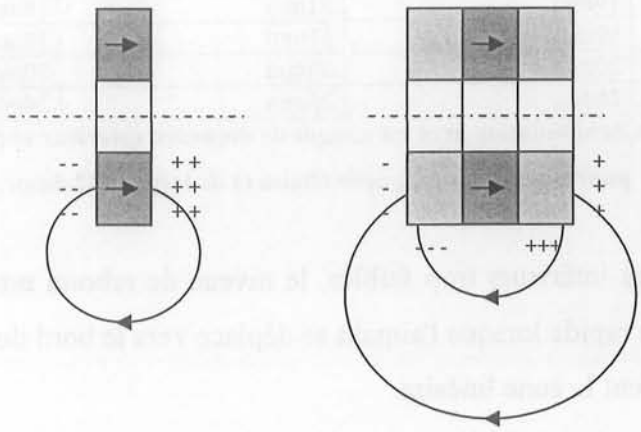

Figure 66 : Répartition des charges magnétiques sur un aimant cylindrique et ligne de flux sans et avec pièces polaires

3.6. Effet boussole

Comme cela a été écrit précédemment, les capteurs linéaires sont sensibles au champ magnétique terrestre à cause des dimensions de la tôle de mumétal. En effet, cette tôle joue le rôle d'un concentrateur de flux. Certaines applications "boussole" utilisent cette propriété des matériaux magnétiques.

Dans notre cas cet effet est à réduire au maximum. Nous présentons ici les résultats de deux simulations Flux2D pour voir l'influence de l'épaisseur d'une tôle sous champ magnétique terrestre (50µT). Le cas le plus défavorable est rencontré pour une orientation du champ terrestre dans le grand axe de la tôle (axe de facile aimantation).

Ces simulations nous montrent qu'une induction environ 10 fois plus faible est observée pour une tôle 10 fois plus épaisse. Il faut donc choisir une épaisseur de tôle suffisante pour ne pas voir cet effet boussole, mais pas trop importante pour ne pas avoir à utiliser un aimant trop puissant.

1ère tôle :	Longueur = 50mm Largeur = 15mm Épaisseur = 50µm	B_{max} = 0,12T
2ième tôle :	Longueur = 50mm Largeur = 15mm Épaisseur = 500µm	B_{max} = 0,015T

Tableau 3 : Effet du champ magnétique terrestre sur le niveau d'induction dans la tôle

3.7. Modélisation de l'inductance du capteur IMS linéaire

La méthode utilisée est la même que celle présentée pour le capteur angulaire (cf. §.2.4). L'impédance est assimilée à l'intégrale de la perméabilité de la tôle sur son volume. Le signal de sortie est défini par l'équation ci-dessous (cf. Chapitre 1 §1.4.1).

$$S(f,T) = K_{GAIN} \frac{\iiint_{tôle1} \mu_r d\upsilon - \iiint_{tôle2} \mu_r d\upsilon}{\iiint_{tôle1} \mu_r d\upsilon + \iiint_{tôle2} \mu_r d\upsilon + 2\frac{Z_0(f,T)}{\alpha(f,T)}} + K_{OFFSET}$$

Cela peut se justifier par le fait qu'étant donnée notre fréquence de travail (500kHz pour le signal alternatif alimentant les bobines), le champ créé par un conducteur est localisé dans le volume de tôle au droit de celui-ci. Le fil de cuivre et le petit volume de tôle au-dessus se comportent comme une impédance linéique. Il n'y a plus dans ce cas de notion de flux commun embrassé par les spires. Le fait de refermer les bobines au-delà de la tôle permet alors de considérer l'impédance totale comme une impédance répartie, et de calculer le signal de sortie comme présenté ci-dessus.

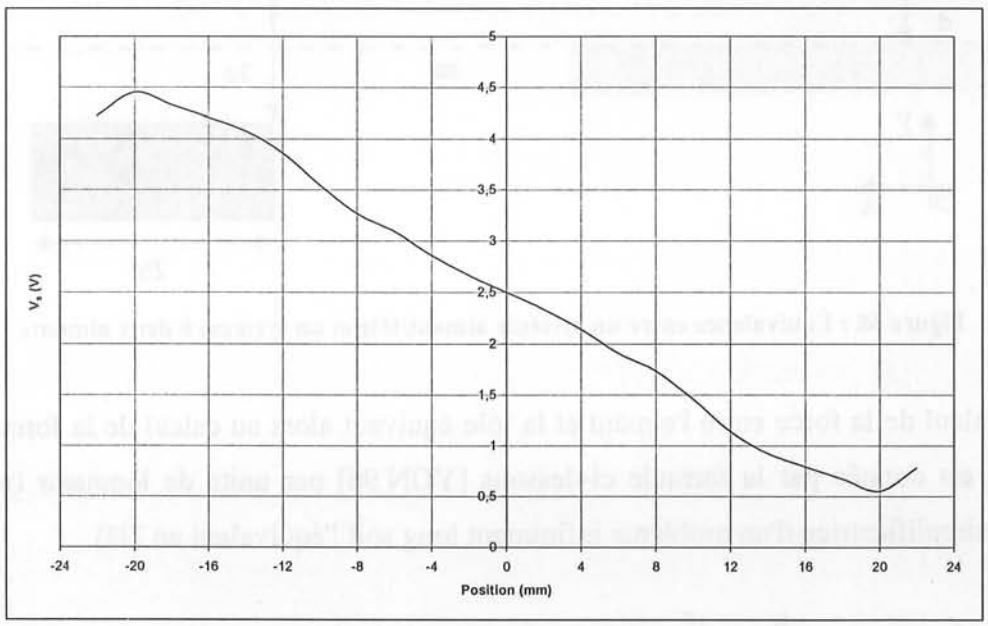

Figure 67 : Résultat de simulation du capteur IMS linéaire

Contrairement au capteur angulaire, la méthode ne donne pas entière satisfaction. Cela est dû en partie aux effets de bords qui sont plus prépondérants que pour les capteurs angulaires composés d'un anneau et donc ayant une saturation constante lorsque l'aimant se déplace. Sur les capteurs linéaires, lorsque l'aimant arrive en bout de course, le niveau de rebond augmente et devient alors aussi prépondérant que la zone saturée dans le terme intégral. Ceci a pour effet de fausser le modèle.

De plus, sans tenir compte des non-linéarités dans la zone médiane, la course utile du capteur serait d'environ 40mm pour une longueur de tôle de 52mm. Les mesures faites sur prototype donnent plutôt une zone linéaire de 30mm.

4. *Attraction entre un aimant et une tôle*

Nous allons maintenant nous attarder sur le calcul de la force entre un aimant et une tôle ferromagnétique. La tôle se comporte comme une équipotentielle pour le champ magnétique créé par l'aimant. Un ensemble aimant/tôle peut donc se ramener à un ensemble de deux aimants éloignés du double de la distance entre l'aimant et la tôle du premier ensemble (cf. figure ci-dessous).

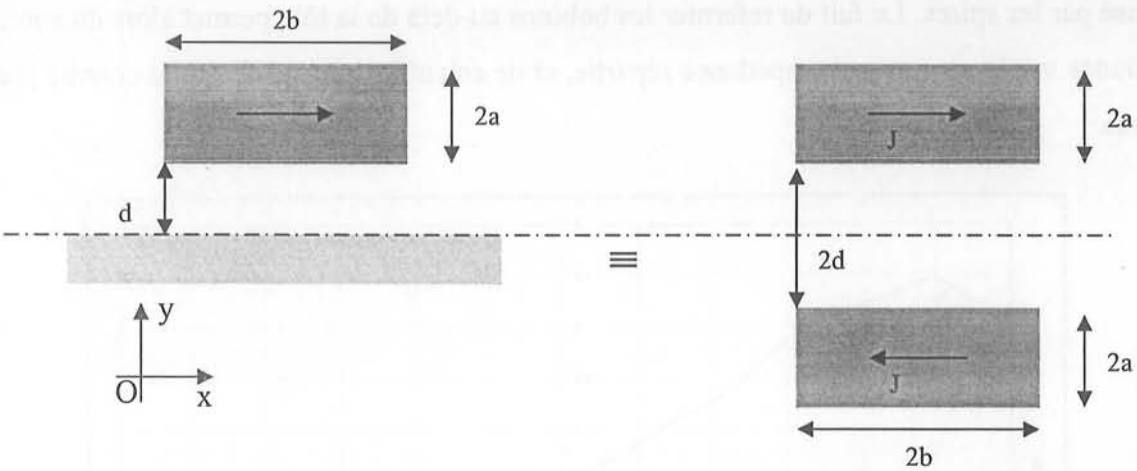

Figure 68 : Équivalence entre un système aimant/tôle et un système à deux aimants

Le calcul de la force entre l'aimant et la tôle équivaut alors au calcul de la force entre deux aimants qui est donnée par la formule ci-dessous [YON 96] par unité de longueur (nous faisons l'hypothèse simplificatrice d'un problème infiniment long soit l'équivalent en 2D).

$$\frac{F}{L} = \frac{J^2}{4\pi\mu_0} \sum_{i=0,1} \sum_{j=0,1} \sum_{k=0,1} \sum_{\ell=0,1} (-1)^{i+j+k+\ell} \Phi\left(u_{i,j}, v_{k,\ell}\right)$$

Où pour la force Fx selon l'axe Ox : $\Phi_x = -u \ln\left(u^2 + v^2\right) - 2\, v \arctan\left(\frac{u}{v}\right)$

Et pour la force F_y selon l'axe Oy : $\Phi_y = -v \ln\left(u^2 + v^2\right) - 2\, u \arctan\left(\frac{u}{v}\right)$

Avec $u_{i,j} = 2\,d + a\left((-1)^i + (-1)^j\right)$ et $v_{k,,\ell} = b\left((-1)^k + (-1)^\ell\right)$

A titre d'exemple, pour un aimant de largeur 5mm, de longueur 5mm, de profondeur L=10mm et avec une polarisation J de 1T (ce qui correspond à peu près au cas d'un capteur IMS linéaire), la force sur une tôle parallèle au sens de l'aimantation et à une distance de 2,5mm est d'environ 6,3N (soit 630 grammes force).

Cette force n'est certes pas négligeable. Heureusement le capteur est enfermé dans un boîtier rigide. L'aimant est de plus en translation rectiligne et parallèle au grand axe de la tôle, ce qui fait que la force ne viendra pas agir sur la planéité de la tôle et que l'aimant ne verra pas sa trajectoire déviée. Le signal de sortie ne devrait donc pas être modifié par cette force. Il faudra en revanche prévoir un guidage des pièces assez robuste afin que cette force n'agisse pas sur le fonctionnement du système utilisateur.

5. *Conclusion sur le dimensionnement des aimants*

Au cours de ce chapitre nous avons présenté la simulation du comportement des capteurs de type IMS à partir d'une méthode basée sur le calcul de la surface non saturée de circuit magnétique, pour obtenir l'inductance du capteur en fonction de la position de l'aimant. Cette méthode est certes bien adaptée pour les capteurs angulaires, mais un peu moins pour les capteurs linéaires à cause de la forme rectangulaire de la tôle de matériau magnétique.

Pour les capteurs linéaires, il est préférable d'utiliser la méthode plus intuitive qui consiste à observer le déplacement de la zone saturée en fonction du déplacement de l'aimant. Cela a permis d'optimiser les formes d'aimant pour différents cahiers des charges.

Nous avons aussi expliqué une méthode de calcul de la force entre un aimant et une tôle. Au regard du conditionnement du capteur, cette force est non négligeable mais ne devrait pas avoir d'influence sur le signal de sortie si la fixation et le guidage son réalisés correctement.

CHAPITRE 4 : EFFETS FRÉQUENTIELS DANS LES CAPTEURS DE POSITION

1. *But de la modélisation des effets fréquentiels*

Avant de commencer une modélisation plus précise que les modèles simplifiés utilisés précédemment, il est nécessaire d'expliciter notre démarche. Nous n'avons pas la prétention de faire un modèle parfait de ces capteurs (même si nous nous y sommes essayé). Trop de contraintes physiques et technologiques rentrent en jeu. Nous allons simplement développer ici la modélisation des effets fréquentiels pour deux types de capteurs, le capteur IMS angulaire et le capteur à variation d'inductance (cf. Chapitre 2 §5.2 et Chapitre 2 §3).

2. *Effets fréquentiels pour le capteur IMS angulaire*

2.1. *Les courants de Foucault*

Les flux alternatifs induisent dans le circuit magnétique des courants de Foucault dépendant de la fréquence d'excitation [STO 74]. Ils modifient l'impédance, plus particulièrement l'inductance et la résistance vues aux bornes de la bobine.

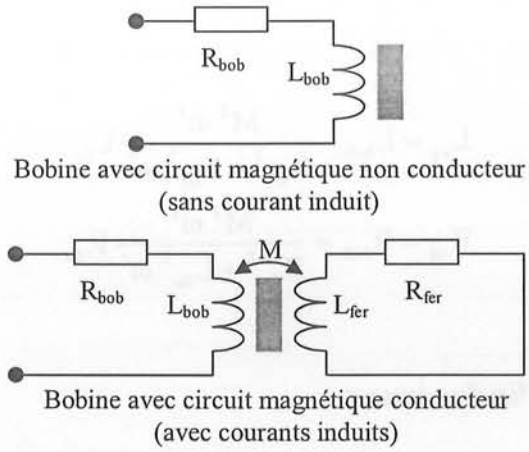

Figure 69 : Effet du circuit magnétique sur les paramètres équivalents de la bobine

Les paramètres équivalents de la bobine avec circuit magnétique peuvent être exprimés en fonction des paramètres de la bobine en cuivre en présence d'un circuit magnétique non conducteur (L_{bob}, R_{bob}), des paramètres du circuit magnétique conducteur (L_{fer}, R_{fer}) et de la mutuelle M (couplage faible) entre les deux, comme le montrent les équations ci-après [VAS 91].

L_{bob} et R_{bob} sont peu dépendants de la fréquence. R_{bob} correspond à la résistance de l'enroulement ; l'effet de la fréquence n'intervient que lorsque l'épaisseur de peau du matériau devient plus faible que la moitié de la plus grande dimension de la section du conducteur. Ce phénomène est très haut en fréquence pour des conducteurs en cuivre de faible section (plusieurs MHz dans notre cas). L_{bob} correspond à l'inductance de l'enroulement avec un circuit magnétique non conducteur.

L_{fer} et R_{fer} représentent les paramètres équivalents d'une bobine virtuelle correspondant au circuit magnétique conducteur pouvant se représenter comme un secondaire en court-circuit vu aux bornes de la bobine à caractériser. Ces deux coefficients ne dépendent que du matériau utilisé pour le circuit magnétique (résistivité ρ_{fer} et perméabilité μ_{fer}).

M est la mutuelle entre la bobine à caractériser et le circuit magnétique. Elle dépend essentiellement de la géométrie du système global et reste difficile à identifier du fait des différentes répartitions des courants induits dans le circuit magnétique en fonction de la fréquence.

Au final, les paramètres équivalents peuvent être représentés en deux parties. Une partie correspondant à l'inductance et à la résistance de la bobine en présence d'un circuit magnétique non conducteur, et une partie correspondant aux pertes dans le circuit magnétique lorsque la résistivité de ce dernier intervient. Les pertes viennent ainsi diminuer l'inductance équivalente et augmenter la résistance totale, donc dégrader les caractéristiques de la bobine en fonction de la fréquence d'excitation. Les formules de l'inductance équivalente et la résistance équivalente sont données ci-dessous.

$$L_{eq} = L_{bob} - \frac{M^2\,\omega^2}{R_{fer}^{\;2} + L_{fer}^{\;2}\,\omega^2} L_{fer}$$

$$R_{eq} = R_{bob} + \frac{M^2\,\omega^2}{R_{fer}^{\;2} + L_{fer}^{\;2}\,\omega^2} R_{fer}$$

2.2. Modélisation de l'inductance

Pour rappel, l'inductance des capteurs IMS angulaires peut être considérée comme répartie au niveau de la surface de la tôle ferromagnétique. Elle est fonction de la position de l'aimant d, de l'inductance L_0 lorsque l'aimant sature toute la tôle ($d = 0$), et de α coefficient de proportionnalité (cf. Chapitre 2).

$$L(d) = L_0 + \alpha\, d$$

La variation fréquentielle de l'inductance L_0 (cf. figure ci-dessous) est due aux courants de Foucault qui se développent dans la tôle saturée mais conductrice. Plus la fréquence est élevée, plus les courants induits dans le circuit magnétique sont importants, diminuant ainsi la valeur de l'inductance vue aux bornes de la bobines (cf. §2.1).

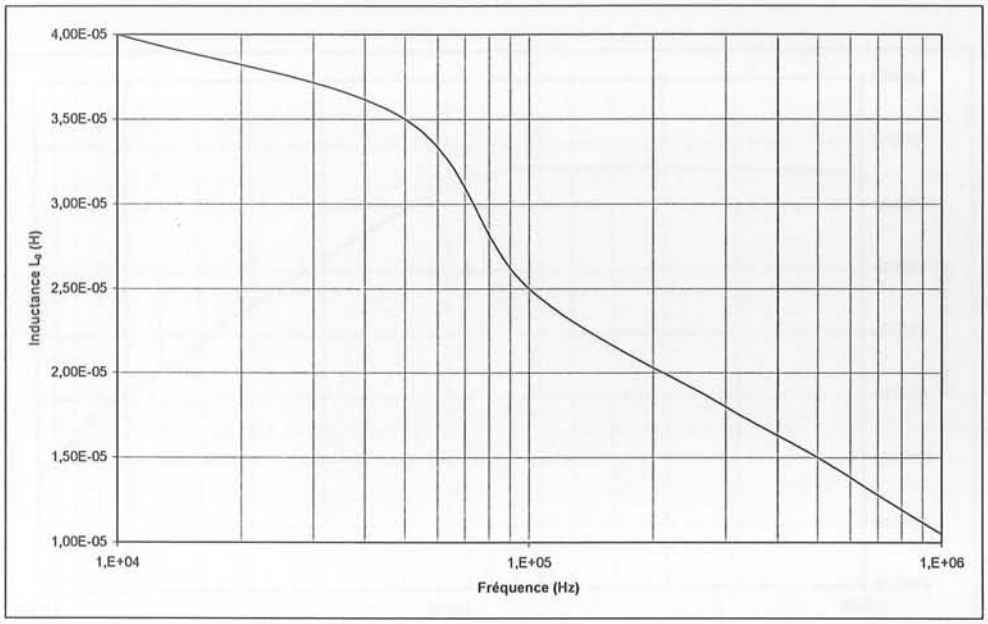

Figure 70 : Inductance $L_0(f)$ en fonction de la fréquence mesurée sur un prototype de capteur de position angulaire de type IMS SV2 (mesure effectuée en saturant complètement la tôle, soit d=0)

Le terme α est légèrement fonction de la fréquence. En effet α.d représente la partie de l'inductance qui est due à la zone non saturée. Cette partie est elle-même soumise aux courants induits qui s'y développent en fonction de la fréquence. Il est donc normal que ce terme dépende aussi de la fréquence. Nous proposons, dans l'équation ci-dessous, une loi de variation de l'inductance, pour un capteur IMS angulaire, linéaire en fonction de la position de l'aimant et dépendante de la fréquence.

$$L(d,f) = L_0(f) + \alpha(f)\,d$$

Elle peut aussi s'écrire en fonction de la position normalisée ($0 \le d_{norm} \le 1$, $d_{norm} = 0$ tôle complètement saturée par l'aimant, $d_{norm} = 1$ tôle non saturée par l'aimant) et de $\alpha_{norm} = \dfrac{\alpha}{\text{course de l'aimant}}$ exprimé en Henry.

$$L(d_{norm},f) = L_0(f) + \alpha_{norm}(f)\,d_{norm}$$

En ce qui concerne le terme α_{norm}, il subit une variation de 22% entre 10kHz et 1MHz (cf. figure ci-dessous) pour les prototypes que nous avons réalisés. Cela correspond à la variation de

coefficient directeur dans la zone de variation linéaire du capteur IMS angulaire (de 70° à 200°, cf. figure ci-dessous). Cependant l'amplitude de ces variations de pente reste relativement faible, α_{norm} peut être considéré comme constant entre 10kHz et 1MHz.

$$\alpha_{norm}(f) = 1{,}13.10^{-4} - 3.10^{-11}\, f \approx 1{,}13.10^{-4}\ \mathrm{H}$$

Figure 71 : Évolution du terme $\alpha_{norm}(f)$ en fonction de la fréquence mesurée sur un prototype de capteur de position angulaire de type IMS SV2

La forme de variation de la courbe s'explique par le fait qu'à partir d'une fréquence de 70kHz l'épaisseur de peau δ devient inférieure à l'épaisseur de tôle. Dans la pratique, le paramètre non maîtrisé est la perméabilité relative μ_r du matériau. En l'identifiant pour la fréquence de 70kHz avec une résistivité $\rho = 0{,}4.10^{-6}\,\Omega.\mathrm{m}$, la formule de l'épaisseur de peau ci-dessous donne $\mu_r = 10000$. Cette valeur n'est pas aberrante pour du mumétal mécaniquement stressé.

$$\delta = \sqrt{2\rho/\omega\mu}$$

La figure ci-dessous montre la variation d'inductance en fonction de la position de l'aimant et de la fréquence d'utilisation pour un capteur de position angulaire. Nous y retrouvons bien la forme prévue de l'inductance (un terme initial L_0 fonction de la fréquence et une variation linéaire de l'inductance de pente α_{norm} globalement constante selon la fréquence). La variation linéaire de l'inductance s'observe sur deux plages de 100° chacune.

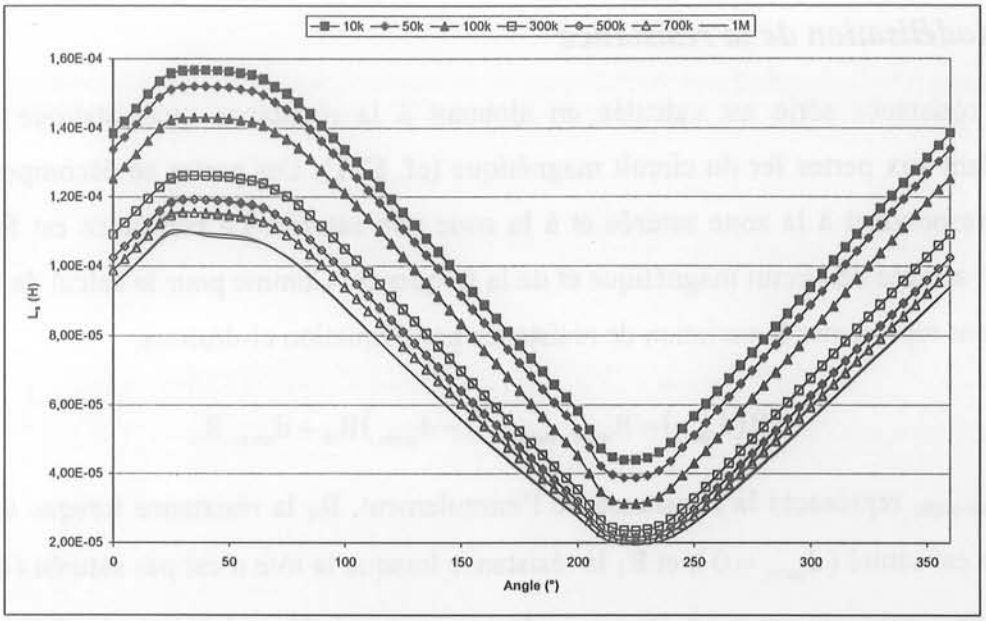

Figure 72 : Mesure de l'inductance série en fonction de la position angulaire de l'aimant à 10kHz, 50KHz, 100kHz, 300kHz, 500kHz, 700kHz et 1MHz

Les deux "plats" à 45° et 225° correspondent aux deux zones où les bobines se referment. Lorsque l'aimant passe au-dessus de celles-ci, il se produit une discontinuité qui crée ces non-linéarités. Une de ces non-linéarités est plus étendue que l'autre car les bobines ont été conformées sur 170° chacune laissant ainsi libre un espace de 20° afin de pouvoir câbler l'électronique (cf. figure ci-dessous).

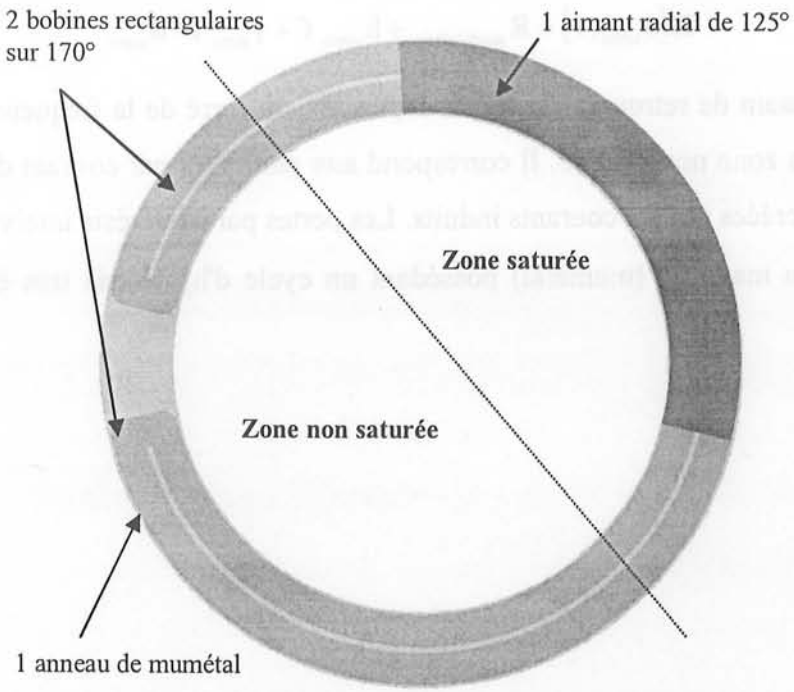

Figure 73 : Capteur utilisé pour la validation du modèle

2.3. Modélisation de la résistance

La résistance série est calculée en ajoutant à la résistance quasi-statique la résistance correspondant aux pertes fer du circuit magnétique (cf. §2.1). Ces pertes se décomposent en deux parties correspondant à la zone saturée et à la zone non saturée. La résistance est fonction de la surface non saturée de circuit magnétique et de la fréquence. Comme pour le calcul de l'inductance, nous pouvons représenter la variation de résistance par l'équation ci-dessous.

$$R(d_{norm}) = R_{quasi-static} + (1 - d_{norm})R_0 + d_{norm}\, R_1$$

$R_{quasi\text{-}static}$ représente la résistance de l'enroulement, R_0 la résistance lorsque tout le circuit magnétique est saturé ($d_{norm} = 0$), et R_1 la résistance lorsque la tôle n'est pas saturée ($d_{norm} = 1$). La résistance de l'enroulement peut être considérée comme indépendante de la fréquence car les bobines sont gravées sur PCB (largeur 100µm, hauteur 50µm), et l'effet de peau n'intervient alors qu'à environ 1,5MHz. En revanche R_0 et R_1 sont des fonctions de la fréquence car elles représentent les pertes dans le matériau ferromagnétique.

$$R(d_{norm}, f) = R_{quasi-static} + R_0(f) + (R_1(f) - R_0(f))\, d_{norm}$$

L'identification des paramètres sur les mesures faites sur le prototype(cf. figures ci-dessous) donne l'expression de R suivante en fonction de la position normalisée d_{norm} et de la fréquence f.

$$R(d_{norm}, f) = R_{quasi-static} + \beta_{norm}\, f + \gamma_{norm}\, f^2\, d_{norm}$$

Il est intéressant de retrouver un terme dépendant du carré de la fréquence mais aussi de la longueur d_{norm} de la zone non saturée. Il correspond aux pertes fer par courant de Foucault dans le circuit magnétique créées par les courants induits. Les pertes par hystérésis interviennent peu du fait de l'utilisation d'un matériau (mumétal) possédant un cycle d'hystérésis très étroit ($H_c = 1A/m$) [VAC 79].

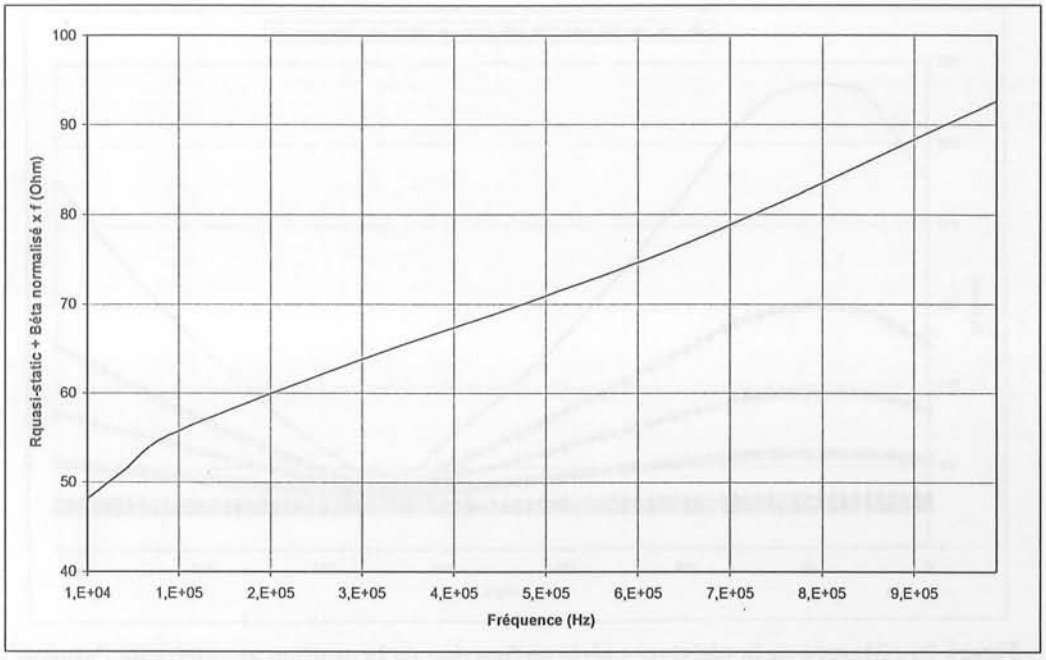

Figure 74 : Résistance $R_{quasi\text{-}static}+\beta_{norm}.f$ en fonction de la fréquence mesurée sur un prototype de capteur de position angulaire de type IMS SV2

Le terme $\beta_{norm}.f$ peut être considéré comme représentant les pertes dans la totalité de la tôle lorsque celle-ci est complètement saturée ($\mu_r = 1$). Dans notre plage de fréquence, il correspond à une approximation linéarisée de la résistance d'un capteur à courants de Foucault (cf. §2.1).

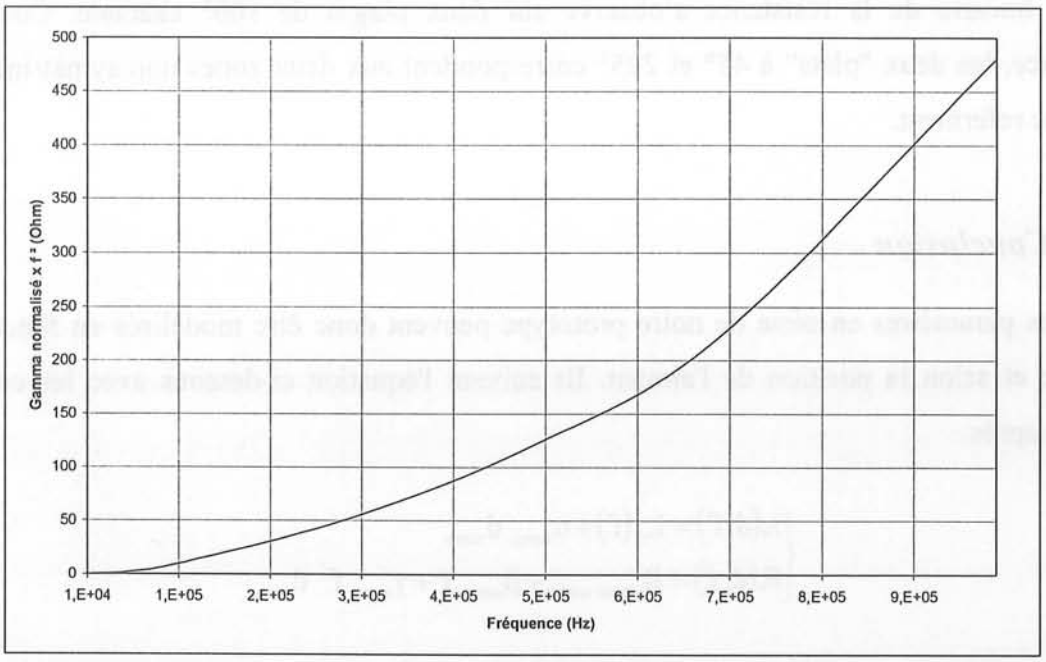

Figure 75 : Évolution du coefficient multiplicateur $\gamma_{norm}.f^2$ en fonction de la fréquence mesurée sur un prototype de capteur de position angulaire de type IMS SV2

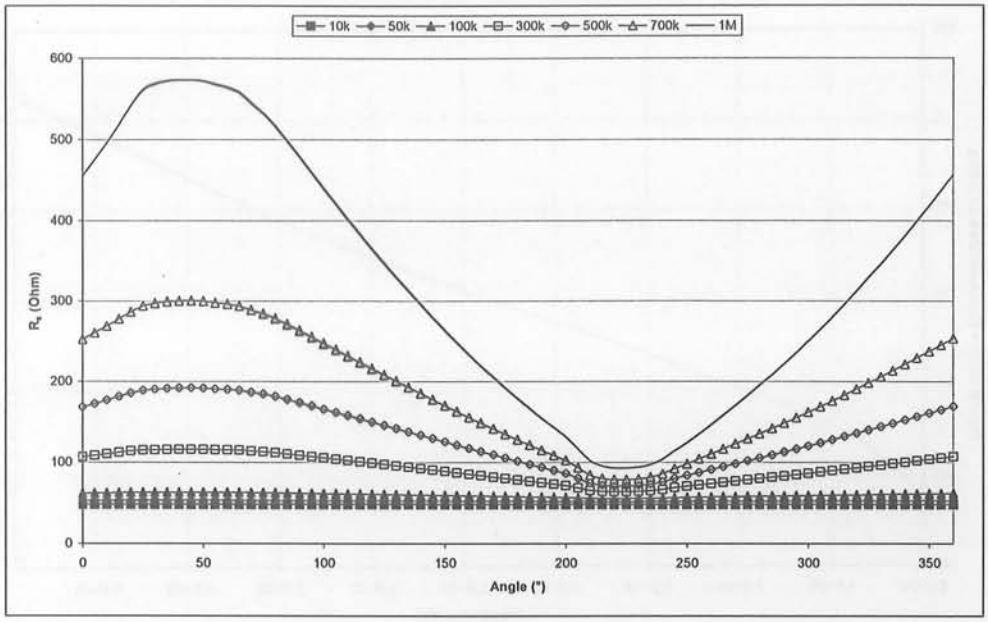

Figure 76 : Mesure de la résistance série en fonction de la position angulaire de l'aimant à 10kHz, 50KHz, 100kHz, 300kHz, 500kHz, 700kHz et 1MHz

La figure ci-dessus présente la variation de résistance en fonction de la position de l'aimant et de la fréquence d'utilisation pour un capteur de position angulaire. Nous y retrouvons bien la forme prévue de la résistance (un terme constant $R_{quasi\text{-}static}$, un terme linéaire en fonction de la fréquence et indépendant de la position, enfin une pente variant selon le carré de la fréquence). La variation linéaire de la résistance s'observe sur deux plages de 100° chacune. Comme pour l'inductance, les deux "plats" à 45° et 225° correspondent aux deux zones non symétriques où les bobines se referment.

2.4. Conclusion

Les paramètres en série de notre prototype peuvent donc être modélisés en fonction de la fréquence et selon la position de l'aimant. Ils suivent l'équation ci-dessous avec les coefficients définis ci-après.

$$\begin{cases} L(d,f) = L_0(f) + \alpha_{norm}\, d_{norm} \\ R(d,f) = R_{quasi\text{-}static} + \beta_{norm}\, f + \gamma_{norm}\, f^2\, d_{norm} \end{cases}$$

$$\alpha_{norm} = 1{,}13.10^{-4}\,H$$
$$\beta_{norm} = 4.10^{-5}\,\Omega.Hz^{-1}$$
$$\gamma_{norm} = 5.10^{-10}\,\Omega.Hz^{-2}$$
$$R_{quasi-static} = 50\Omega$$

3. Effets fréquentiels pour un capteur à variation d'inductance

3.1. Rappels

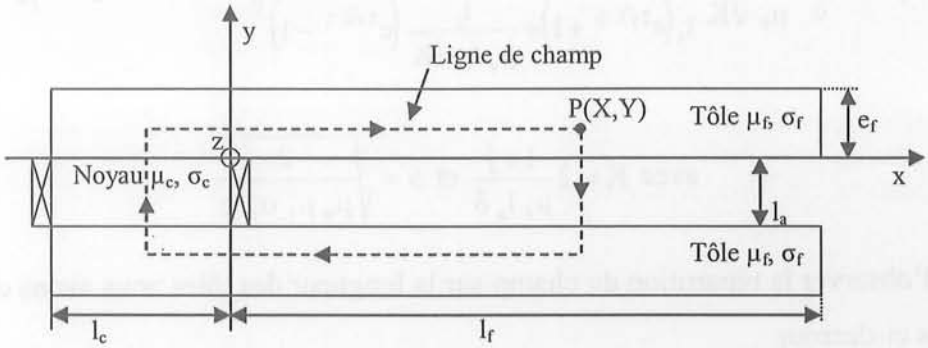

Figure 77 : Géométrie du capteur pour la modélisation des effets fréquentiels

Rappelons la géométrie du capteur. Il est composé d'un noyau (μ_c, σ_c) autour duquel est placée une bobine plate (N spires). Deux tôles (μ_f, σ_f), d'épaisseur e_f, enserrent le noyau et la bobine en une de leurs extrémités. Le tout formant un circuit magnétique en U avec une bobine centrale.

La partie médiane (entrefer), entre les deux tôles et le noyau, a pour dimensions l_a (l'épaisseur du noyau) et l_f (la longueur des tôles à laquelle est soustraite la longueur l_c du noyau). La profondeur Z_{prof} du système n'intervient pas directement car nous supposons que tout se passe en deux dimensions, cela se justifie par la forte perméabilité des matériaux qui forment un guide de flux parfait selon l'axe Ox. Pour cette même raison, le champ dans les tôles sera supposé parallèle à l'axe Ox, le champ dans le noyau et le champ dans l'air parallèles à l'axe Oy.

Nous utiliserons, en correspondance avec les hypothèses énoncées précédemment et la figure ci-dessous, les définitions ci-dessous.

$\overrightarrow{H_a} = H_a(x)\overrightarrow{u_y}$ Le champ dans l'entrefer

$\overrightarrow{H_f} = H_f(x,y)\overrightarrow{u_x}$ Le champ dans les tôles

$\overrightarrow{H_c} = H_c\,\overrightarrow{u_y}$ Le champ dans le noyau

3.2. Expression des champs dans les tôles et dans l'entrefer

Le calcul des champs dans les tôles H_f et dans l'entrefer H_a est expliqué en annexe (cf. Annexe 7). Ils dépendent des différents paramètres électriques et géométriques comme le montrent les équations ci-dessous.

$$\overrightarrow{H_a(x,t)} = \frac{N\,I}{l_a\left(e^{2\sqrt{K}.l_f}+1\right)+\dfrac{l_a}{\mu_c\,l_c\,\sqrt{K}}\left(e^{2\sqrt{K}.l_f}-1\right)}\left(e^{2\sqrt{K}.l_f-\sqrt{K}.x}+e^{\sqrt{K}.x}\right)e^{j\omega t}\overrightarrow{u_y}$$

$$\overrightarrow{H_f(x,y,t)} = -\frac{1+j}{\delta}\frac{1}{\mu_f\,\sqrt{K}}\frac{N\,I}{l_a\left(e^{2\sqrt{K}.l_f}+1\right)+\dfrac{l_a}{\mu_c\,l_c\,\sqrt{K}}\left(e^{2\sqrt{K}.l_f}-1\right)}\left(e^{2\sqrt{K}.l_f-\sqrt{K}.x}-e^{\sqrt{K}.x}\right)e^{-\frac{1+j}{\delta}y+j\omega t}\overrightarrow{u_x}$$

$$\text{avec } K = 2\frac{1+j}{\mu_f\,l_a\,\delta} \text{ et } \delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0\,\mu_f\,\sigma_f\,\omega}}$$

Afin d'observer la répartition du champ sur la longueur des tôles nous avons choisi d'utiliser les paramètres ci-dessous.

$N = 300$	$\mu_f = 30000$	$\mu_c = 1000$	$l_a = 2\,mm$
$I = 10\,mA$	$\rho_f = 0{,}4.10^{-6}\ \Omega.m$	$\rho_c = \infty$	$l_c = 2\,mm$
$f = 5\,kHz$			$l_f = 200\,mm$

Cela nous a permis de mettre en évidence le retournement progressif du champ dû aux courants induits dans les tôles et donc dans l'entrefer. En effet, l'action de ces courants est de freiner la circulation du champ par création d'un champ opposé à celui dont il est la cause afin d'obtenir une énergie minimale et donc un champ nul dans les tôles.

Selon les propriétés du matériau (μ, ρ) la réaction est plus ou moins importante. Pour un matériau hautement perméable peu résistif, elle sera importante et le champ rapidement annulé. Au contraire un matériau faiblement perméable et très résistif réagira moins fort, le champ ne s'annulera que difficilement. Globalement la pénétration du champ dans les tôles est amortie et déphasée (cf. figure ci-dessous).

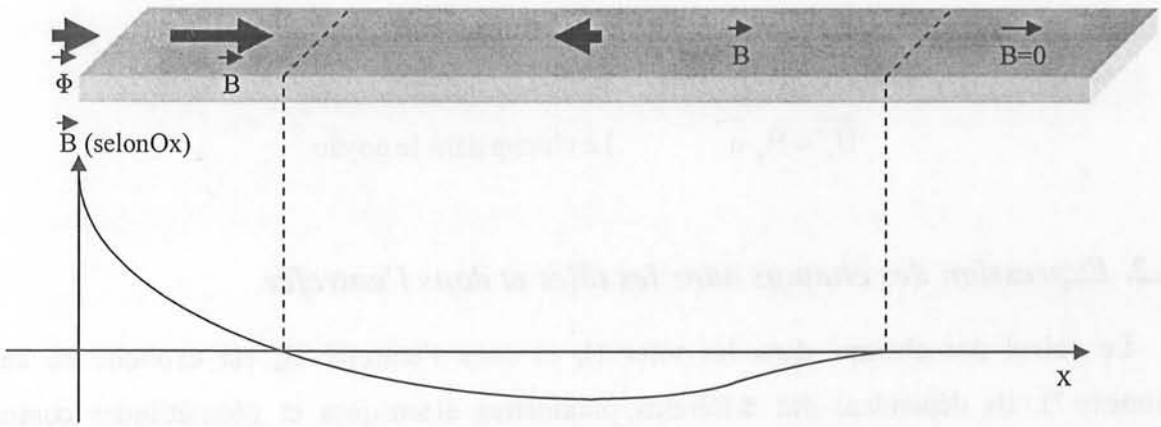

Figure 78 : Retournement du champ dans une tôle

L'expression de H_f montre que l'amplitude et la phase dépendent de la position d'observation. Pour simplifier nous pouvons écrire les champs dans les tôles et l'entrefer selon les formules ci-dessous. La direction de $\overrightarrow{H_f}$ et celle de $\overrightarrow{H_a}$ sont alors totalement liées à la position et à l'instant d'observation (cf. figures ci-dessous).

$$\overrightarrow{H_f(x,y,t)} = A\sin(\varphi_1(x))e^{j\omega t+\varphi_2(y)}\overrightarrow{u_x}$$
$$\overrightarrow{H_a(x,t)} = B\cos(\varphi_3(x))e^{j\omega t+\varphi_4}\overrightarrow{u_y}$$

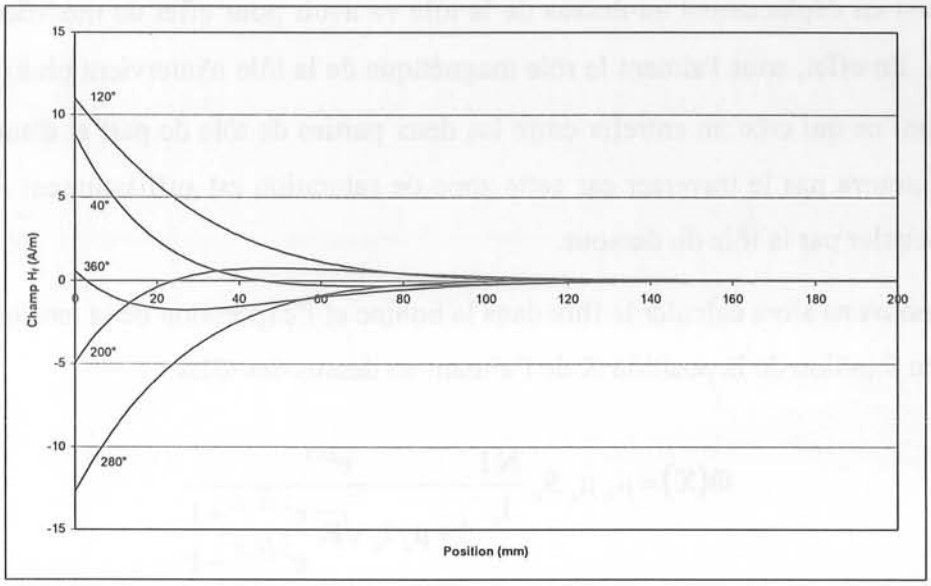

Figure 79 : Champ suivant Ox dans la tôle selon le modèle développé à différents instants de phase (40°, 120°, 200°, 280°, 360°)

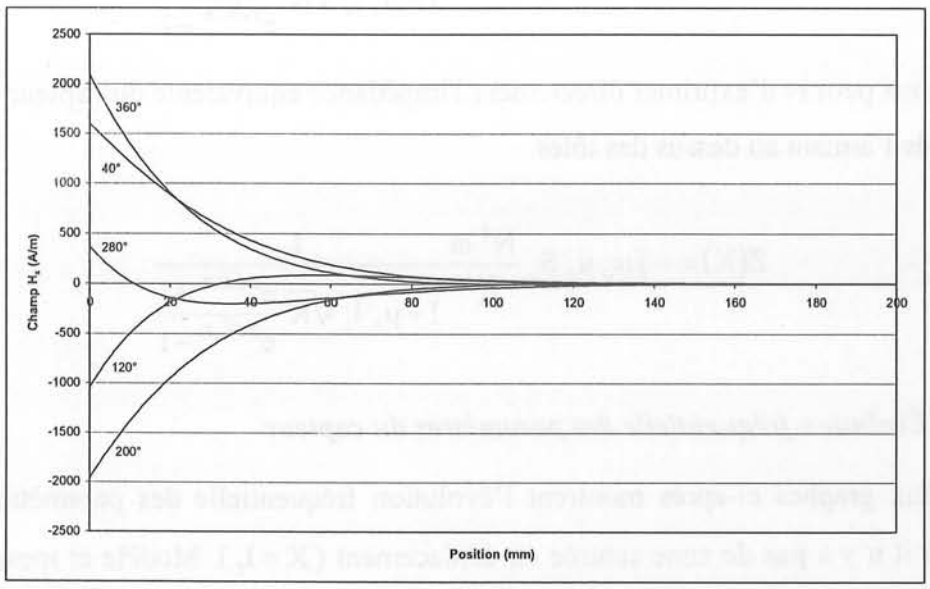

Figure 80 : Champ suivant Oy dans l'entrefer selon le modèle développé à différents instants de phase (40°, 120°, 200°, 280°, 360°)

3.3. Calcul du signal de sortie du capteur

La tension aux bornes de la bobine s'écrit $E = -N\left(d\Phi/dt\right)$ où Φ est le flux au niveau de la bobine. Le flux peut aussi se calculer dans la tôle en $x = 0$ car nous avons supposé qu'il n'y a pas de flux de fuite.

$$\Phi = \mu_0\, \mu_c\, S_c\, H_c = \mu_0\, \mu_f\, Z_{prof} \int_0^{ep} H_f(0,y,t)\, dy$$

L'aimant en déplacement au-dessus de la tôle va avoir pour effet de modifier virtuellement sa longueur l_f. En effet, sous l'aimant le rôle magnétique de la tôle n'intervient plus ($\mu_r = 1$ à cause de la saturation) ce qui crée un entrefer entre les deux parties de tôle de part et d'autre de l'aimant. Le champ ne pourra pas le traverser car cette zone de saturation est suffisamment large pour qu'il préfère se reboucler par la tôle du dessous.

Nous pouvons alors calculer le flux dans la bobine et l'expression de la tension E aux bornes de la bobine en fonction de la position X de l'aimant au dessus des tôles.

$$\Phi(X) = \mu_0\, \mu_c\, S_c\, \frac{N\, I}{l_a} \frac{e^{j\omega t}}{1 + \mu_c\, l_c\, \sqrt{K}\, \dfrac{e^{2\sqrt{K}.X} + 1}{e^{2\sqrt{K}.X} - 1}}$$

$$E(X) = -\mu_0\, \mu_c\, S_c\, \frac{N^2\, I\, \omega}{l_a} \frac{e^{j\omega t + j\frac{\pi}{2}}}{1 + \mu_c\, l_c\, \sqrt{K}\, \dfrac{e^{2\sqrt{K}.X} + 1}{e^{2\sqrt{K}.X} - 1}}$$

Ceci nous permet d'exprimer directement l'impédance équivalente du capteur en fonction de la position X de l'aimant au dessus des tôles.

$$Z(X) = -j\, \mu_0\, \mu_c\, S_c\, \frac{N^2\, \omega}{l_a} \frac{1}{1 + \mu_c\, l_c\, \sqrt{K}\, \dfrac{e^{2\sqrt{K}.X} + 1}{e^{2\sqrt{K}.X} - 1}}$$

3.3.1. Évolution fréquentielle des paramètres du capteur

Les deux graphes ci-après montrent l'évolution fréquentielle des paramètres en série du capteur lorsqu'il n'y a pas de zone saturée en déplacement ($X = l_f$). Modèle et mesures suivent la même évolution, mais une sous-estimation de la résistance et une surestimation de l'inductance, c'est-à-dire une sous-estimation des pertes fer, est présente.

Une des causes est la difficulté de réalisation du prototype. En effet la forme en U du circuit magnétique nous a imposés de travailler avec trois pièces ferromagnétiques distinctes (deux tôles FeSi et un noyau en ferrite), ce qui a créé des entrefers difficilement contrôlables au niveau des jonctions.

De plus le modèle n'est pas parfait. Le champ dans les tôles est supposé parallèle à Ox, ce qui peut diminuer les pertes fer car le virage du champ dans les tôles n'est pas considéré alors que c'est un grand consommateur d'énergie électromagnétique.

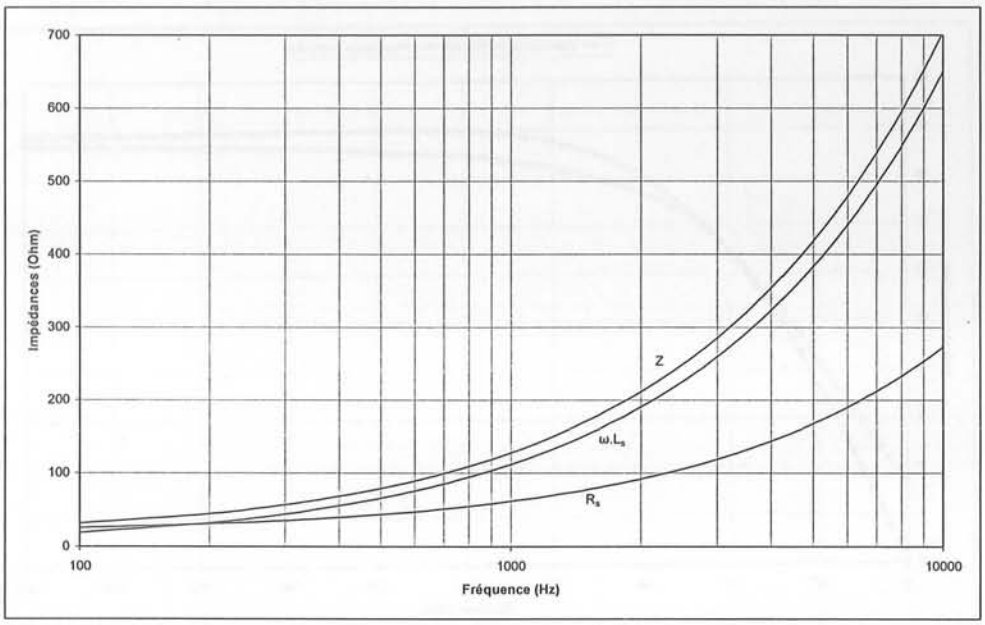

Figure 81 : Paramètres en série modélisés en fréquence

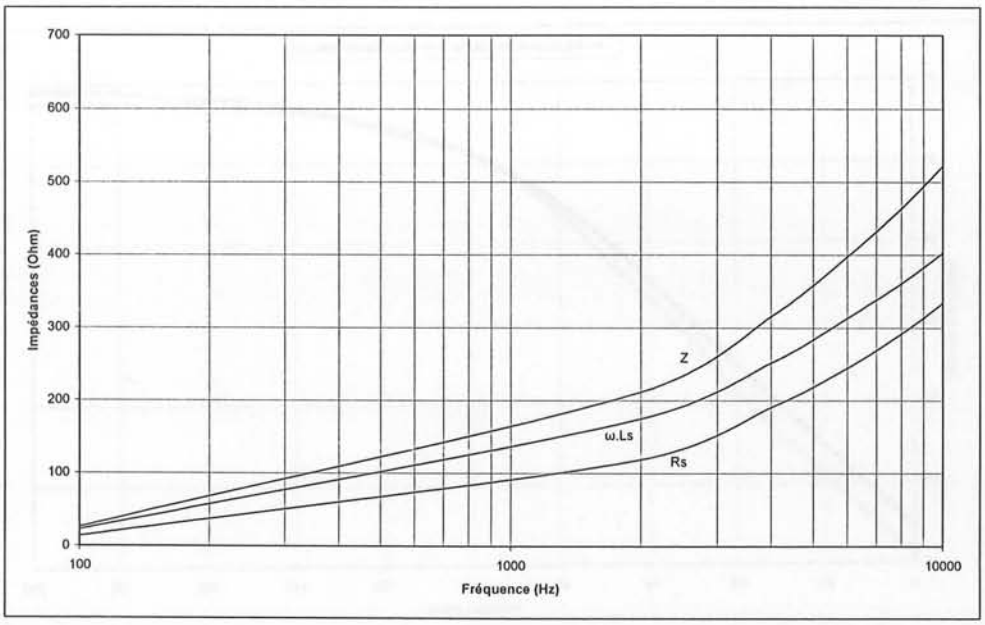

Figure 82 : Paramètres en série mesurés en fréquence

3.3.2. Évolution spatiale des paramètres du capteur

En ce qui concerne l'évolution des paramètres (L_s, R_s) en série du capteur en fonction de la position de l'aimant (cf. figures ci-dessous), modèle et mesures sont en bonne adéquation. La seule différence notable se présente lorsque la zone saturée approche du noyau.

Dans le modèle, l'entrefer est de surface nulle et le trajet dans les tôles de longueur nulle, l'inductance est alors nulle. La résistance le serait aussi sans l'ajout d'une constante correspondant à la résistance du cuivre.

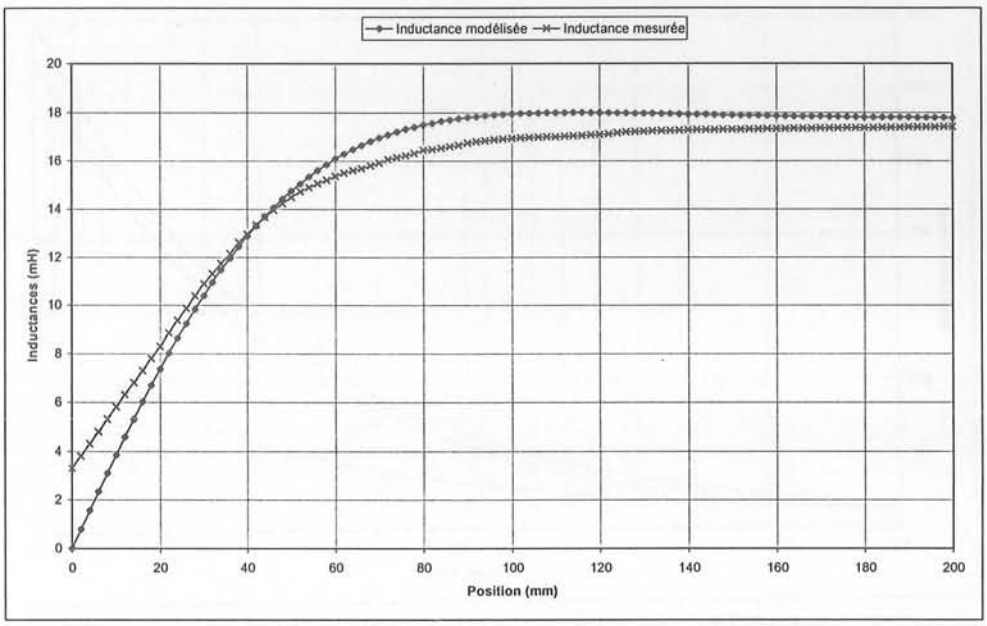

Figure 83 : Évolution de l'inductance en fonction de la position à 1kHz

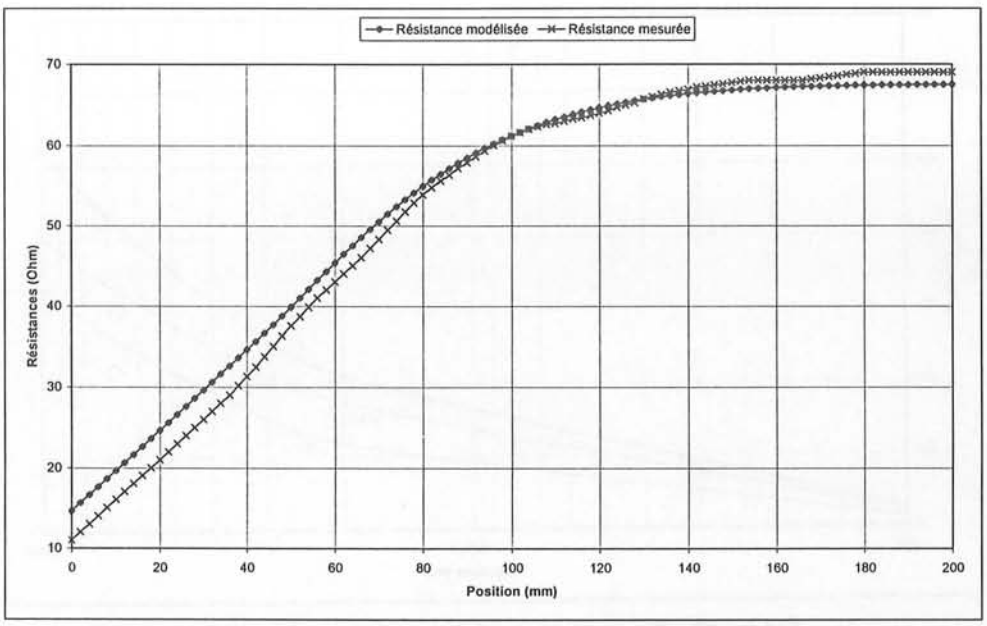

Figure 84 : Évolution de la résistance en fonction de la position à 1kHz

3.4. Conclusion

La linéarité escomptée n'est pas présente avec le prototype de grandes dimensions (30cm) réalisé (tôle en FeSi et noyau en ferrite). Les courants induits dans les tôles sont trop élevés pour avoir une modification linéaire sur une grande partie de la zone utile du capteur. Pour les réduire, une diminution de la fréquence ne peut être envisagée dans une application automobile en raison du temps de réponse désiré mais la recherche de matériau plus résistifs (amorphes par exemple) semble être la bonne solution.

Un soin tout particulier doit être apporté à la réalisation des capteurs afin d'avoir une zone homogène la plus longue possible. Il faut éviter d'être perturbé par des contraintes mécaniques, ce qui se répercuterait sur le signal de sortie.

4. Conclusion sur les effets fréquentiels dans les capteurs de position

Les mêmes phénomènes physiques (pénétration du champ dans les tôles, effet de peau, courants induits) entrent en jeux dans tous les capteurs fonctionnant avec un circuit magnétique soumis à un champ créé par un bobinage proche. Cependant, la modélisation analytique de ces problèmes est à chaque fois différente et parfois pose des difficultés de généralisation.

CHAPITRE 5 : CAPTEURS DE POSITION FONCTIONNANT PAR VARIATION DE MAGNÉTO-IMPÉDANCE

1. Introduction

Nous allons présenter dans ce chapitre l'utilisation de la magnéto-impédance pour réaliser un capteur de position fonctionnant grâce à la magnéto-impédance. Ce phénomène est basé sur la variation d'impédance d'un fil en matériau ferromagnétique selon le champ magnétique extérieur qui lui est appliqué.

2. Théorie de la magnéto-impédance

Les bases de la magnéto-impédance sont explicitées de manière complète dans la référence [KRA 99]. L'explication de la théorie commence par la compréhension de l'effet de peau dans les conducteurs parcourus par un courant alternatif de pulsation ω. L'épaisseur de peau, sur laquelle se répartissent les courants sous forme exponentielle, se calcule par la formule :

$$\delta = \sqrt{2\rho/\omega\mu}$$

L'épaisseur de peau varie en fonction de la fréquence et de la perméabilité du matériau. Lorsqu'un champ extérieur statique est appliqué à l'échantillon sa perméabilité change, c'est-à-dire qu'en fonction de la valeur de ce champ et de la fréquence des courants, l'épaisseur de peau varie (effet dû à la superposition du champ statique H et des courants alternatifs).

$$\delta(H,\omega) = \sqrt{2\rho/\omega\mu(H)}$$

Cette variation influe d'une part sur la valeur de la résistance de l'échantillon par une répartition du courant sur les bords en fonction de la fréquence d'utilisation et du champ externe et d'autre part sur la valeur de l'inductance, le tout donnant la magnéto-impédance. Un modèle simple proposé par J.M. Barandarian dans [BAR 98] donne la formule de la variation d'impédance d'un échantillon de section rectangulaire en fonction de la fréquence de travail pour une valeur de perméabilité fixée (avec R_{DC} résistance statique et θ la fréquence normalisée définie par $\theta^2 = a^2\,\sigma\,\mu\,\omega$, conductivité σ, pulsation ω, et demi épaisseur a).

$$\frac{Z(\theta)}{R_{DC}} = j^{1/2}\,\theta\coth\left(j^{1/2}\,\theta\right)$$

Nous pouvons écrire l'impédance sous la forme :

$$\frac{Z(H,\omega)}{R_{DC}} = j^{1/2}\, a \sqrt{\sigma\, \mu(H)\, \omega}\, \coth\left(j^{1/2}\, a \sqrt{\sigma\, \mu(H)\, \omega}\right)$$

3. *Principe du capteur de position*

C'est sur ce principe qu'un nouveau type de capteur de position a été développé [GEN 99]. Un premier capteur avait été pensé par R. Valenzuela [VAL 96]. Ce capteur utilisait un fil de $(Co_{0.94}Fe_{0.06})_{72.5}B_{15}Si_{12.5}$, matériau amorphe difficile à manipuler. Un aimant venait se déplacer à proximité du fil, il en résultait une variation du champ extérieur appliqué et donc une variation de l'impédance de l'échantillon.

Le capteur de position que nous avons développé ici utilise le même principe (le changement de perméabilité d'un matériau soumis à un champ extérieur) mais en passant directement d'un champ nul au champ nécessaire à la saturation magnétique.

Nous avons réalisé un circuit avec un fil en $Fe_{20}Ni_{80}$ (mumétal ou équivalent) sur lequel on fait une mesure d'impédance à fréquence fixe. Au-dessus de ce fil un aimant se déplace et réalise une saturation localisée dudit fil (cf. figure ci-dessous). L'impédance du fil est alors fonction de la position de l'aimant, c'est-à-dire de la longueur de fil saturée.

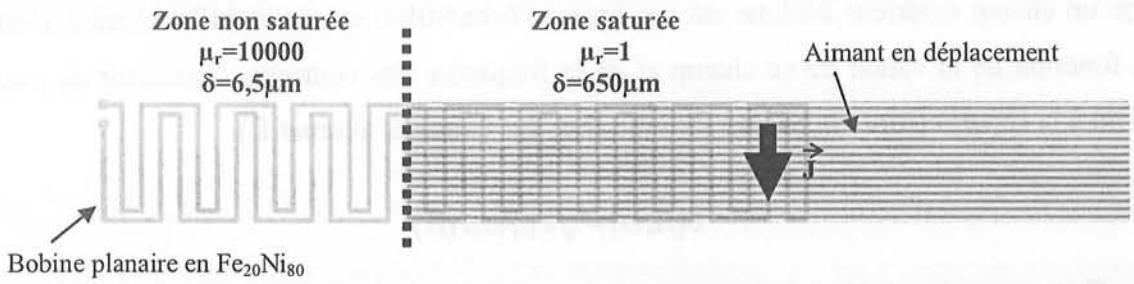

Figure 85 : Principe du capteur à bobine en $Fe_{20}NI_{80}$

Toutes les formes de bobinage sont possibles pour réaliser le circuit. Plus il y a de matériau, plus élevé sera le signal et donc meilleure sera la mesure.

Dans la figure ci-dessus nous avons utilisé un matériau d'épaisseur 50µm de résistivité $\rho = 0{,}85.10^{-6}\ \Omega.m$ et une fréquence de travail de 500kHz pour le fil saturé. L'épaisseur de peau vaut 650µm. Les courants se répartissent dans toute la section de conducteur. Lorsque le même fil n'est pas saturé, l'épaisseur de peau vaut 6,5µm soit 100 fois moins que pour le fil saturé et bien en deçà de son épaisseur. La répartition du courant se fait alors sur les bords du conducteur augmentant ainsi l'impédance du fil.

4. Modélisation de l'impédance du capteur

4.1. Magnéto-impédance

4.1.1. Calcul du champ dans le conducteur

Nous reprenons ici le calcul de l'impédance du fil de mumétal avec comme base la théorie de l'effet de peau telle qu'explicitée par R.L. Stoll [STO 74].

Nous travaillons avec un conducteur rectangulaire gravé dans une feuille de matériau collée sur époxy. L'hypothèse principale consiste à supposer que la surface extérieure du conducteur est parcourue par une ligne de champ H_0. Le théorème d'Ampère définit alors la valeur du champ surfacique en fonction du courant I et des dimensions géométriques (a et b) du conducteur.

$$H_0 = \frac{I}{4(a+b)}$$

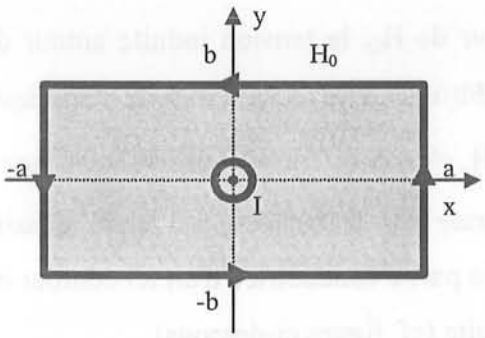

Figure 86 : Définition du champ sur le conducteur (coupe transversale)

Le calcul de R.L. Stoll [STO 74] donne alors l'expression de la densité de courant J dans le conducteur en fonction de $\alpha = \sqrt{j\sigma\mu\omega}$. Le conducteur est en régime linéaire, il n'y a pas saturation et donc la perméabilité μ est constante.

$$\vec{J} = \alpha H_0 \left(\frac{ch(\alpha y)}{sh(\alpha b)} + \frac{ch(\alpha x)}{sh(\alpha a)} \right) \overrightarrow{u_z}$$

$$I = \int_{-b}^{b}\int_{-a}^{a} J dx dy$$

Le calcul du champ dans le conducteur grâce à $\overrightarrow{Rot(H)} = \vec{J}$ donne le résultat ci-dessous qui vérifie bien $\oint_{\substack{\text{contour du}\\ \text{conducteur}}} \vec{H}\, d\vec{\ell} = I$.

$$\vec{H} = \begin{pmatrix} -H_0 \dfrac{sh(\alpha y)}{sh(\alpha b)} \\ H_0 \dfrac{sh(\alpha x)}{sh(\alpha a)} \\ 0 \end{pmatrix}$$

4.1.2. Vérification de la formule de Barandarian

Pour vérifier la formule de Barandarian donnée dans le deuxième paragraphe il nous faut faire l'hypothèse d'un conducteur ruban. Un côté est donc supposé très grand devant l'autre, a >> b dans notre cas, ce qui implique $H_0 = I/4a$.

Le calcul du flux dans le conducteur s'effectue alors sur une surface définie par $(x = 0, b \geq y \geq 0, c \geq z \geq 0)$, avec c la profondeur du ruban.

$$\Phi = \mu_0 \mu_r \int_0^c \int_0^b -H_0 \frac{sh(\alpha y)}{sh(\alpha b)} dydz = -\mu_0 \mu_r H_0 \frac{c}{\alpha}\left(\coth(\alpha b) - \frac{1}{sh(\alpha b)}\right)$$

En remplaçant la valeur de H_0, la tension induite autour de cette surface se calcule alors aisément par la formule $e = -d\Phi/dt$. Cette tension induite s'applique alors dans le conducteur sur la longueur définie par $(c \geq z \geq 0)$, c'est-à-dire à ses bornes. Supposons un contour avec Y légèrement supérieur à b, le flux (intégrale sur la surface) est alors quasiment identique à celui calculé ci-dessus. En revanche, la seule partie conductrice d'un tel contour est le centre du conducteur, là où s'applique alors la tension induite (cf. figure ci-dessous).

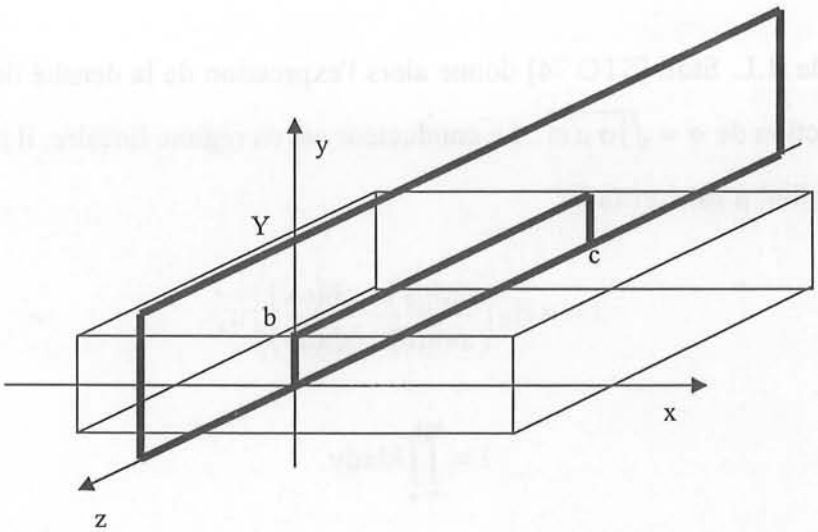

Figure 87 : Contours utilisés pour le calcul de la tension induite

$$e = j\,\omega\,\mu\,\frac{I}{4\,a}\,\frac{c}{\alpha}\left(\coth(\alpha b) - \frac{1}{\mathrm{sh}(\alpha b)}\right) = \frac{I}{4\,a}\,\frac{\alpha\,c}{\sigma}\left(\coth(\alpha b) - \frac{1}{\mathrm{sh}(\alpha b)}\right)$$

En reprenant la définition de $\alpha = \sqrt{j\,\sigma\,\mu\,\omega}$ et en posant $\theta^2 = b^2\,\sigma\,\mu\,\omega$, l'équation ci-dessus se simplifie. Nous pouvons alors en extraire l'impédance $Z(\theta)$ du fil.

$$e = \left(\frac{c}{\sigma\,2b\,2a}\right) j^{1/2}\,\theta\left(\coth\left(j^{1/2}\,\theta\right) - \frac{1}{\mathrm{sh}\left(j^{1/2}\,\theta\right)}\right) I = Z(\theta)\,I$$

Nous retrouvons bien dans cette formule l'expression formulée par Barandarian, $Z(\theta) = R_{DC}\,j^{1/2}\,\theta\coth\left(j^{1/2}\,\theta\right)$ avec la même définition de θ et pour les hautes fréquences (le terme en sinus hyperbolique étant alors négligeable).

4.1.3. Application à un conducteur rectangulaire

Notre conducteur n'est pas un ruban comme pour le calcul effectué par Barandarian mais un rectangle de rapport 3 (a=75µm et b=25µm). Nous devons donc reprendre le calcul du flux dans le conducteur avec les formules et hypothèses du §4.1.1. En effet, la définition du champ et l'hypothèse de départ ne permettent pas la conservation du flux à l'intérieur du conducteur.

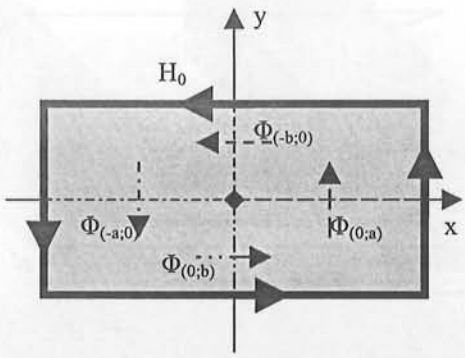

Figure 88 : Non conservation du flux due à l'hypothèse sur le champ $\Phi_{(-a;0)}=\Phi_{(0;a)}\neq\Phi_{(-b;0)}=\Phi_{(0;b)}$

Cette différence selon les axes Ox et Oy est certainement due au changement progressif d'orientation du champ H dans les coins du conducteur. Nos hypothèses sur H impliquent quant à elles une discontinuité locale de la direction du champ lors du franchissement de l'angle. Afin d'obtenir une expression simple de l'impédance, nous avons décidé de calculer le flux à partir d'une moyenne pondérée des flux selon les deux axes principaux (Ox et Oy).

$$Z = R_{DC}\,\alpha\,\frac{a\,b}{a+b}\left(\frac{a}{a+b}\left(\coth(\alpha b) - \frac{1}{\mathrm{sh}(\alpha b)}\right) + \frac{b}{a+b}\left(\coth(\alpha a) - \frac{1}{\mathrm{sh}(\alpha a)}\right)\right)$$

De plus, cette équation permet de retrouver l'expression déterminée précédemment pour un conducteur ruban en faisant tendre l'un des paramètres géométriques vers ∞. Pour obtenir un modèle correct en basses fréquences la résistance statique doit être ajoutée car le calcul précédent est basé sur les variations de flux induites par les courants alternatifs. Ceci nous donne le modèle global et final de l'impédance de notre fil.

$$Z = R_{DC}\,\alpha\,\frac{a\,b}{a+b}\left(\frac{a}{a+b}\left(\coth(\alpha b)-\frac{1}{\mathrm{sh}(\alpha b)}\right)+\frac{b}{a+b}\left(\coth(\alpha a)-\frac{1}{\mathrm{sh}(\alpha a)}\right)\right)+R_{DC}$$

4.2. Calcul de la capacité

Pour calculer la capacité entre spires, les formules de Roters [ROT 49] donnant approximativement les expressions des tubes de flux (champs électriques) entre deux surfaces sont utilisées.

On considère deux fils sur une même surface de PCB (permitivité ϵ_r), dans ce cas on ne prend en compte que les tubes de flux venant des trois faces les plus proches. Chaque fil est à un potentiel électrique différent, ce qui correspond au fil aller et au fil retour de notre circuit comme présenté dans la figure au paragraphe 3.

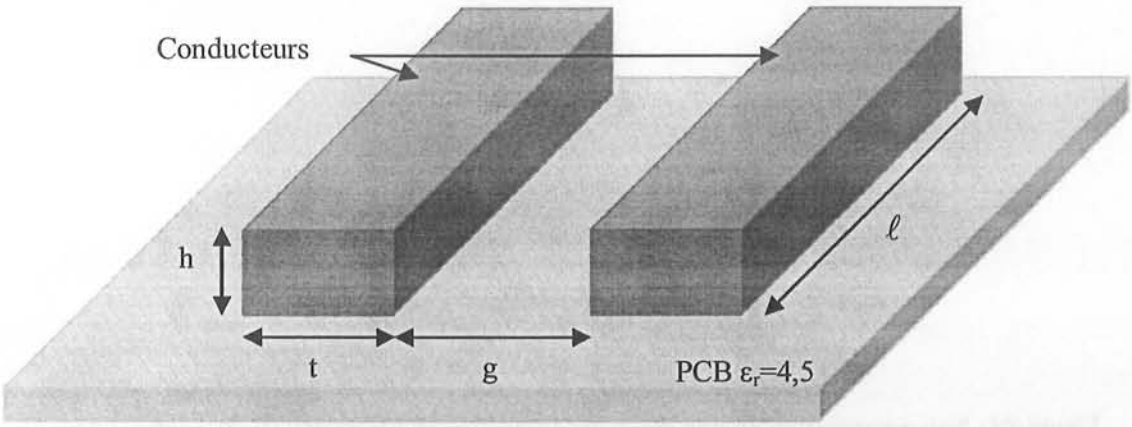

Figure 89 : Schéma pour le calcul de la capacité

$$C = \varepsilon_0\,\frac{h\,\ell}{g} + 0{,}26\,\varepsilon_0\,\ell + \varepsilon_0\,\frac{\ell}{\pi}\ln\left(1+2\,\frac{t}{g}\right) + 0{,}26\,\varepsilon_0\,\varepsilon_r\,\ell + \varepsilon_0\,\varepsilon_r\,\frac{\ell}{\pi}\ln\left(1+2\,\frac{t}{g}\right)$$

Avec les valeurs des dimensions choisies, la capacité obtenue vaut $C = 32{,}5\,\mathrm{pF/m}$, ce qui est corroboré par la même simulation sous Flux2D où $C = 34{,}4\,\mathrm{pF/m}$. Cette valeur correspond à la capacité de deux fils rectilignes parallèles et soumis à des potentiels électriques différents et constants sur la longueur. La valeur obtenue est une valeur approchée, mais la méthode permet de visualiser les sens de variation de la capacité selon les différents paramètres géométriques.

4.3. Modèle fréquentiel de l'impédance totale et aspects technologiques

Les calculs effectués auparavant ne tiennent pas compte de la structure géométrique de la bobine sur le circuit imprimé. Nous avons alors essayé d'inclure cette dernière dans les équations afin de se rapprocher au plus près de la réalité.

4.3.1. Dégradations magnétiques du matériau

Tout d'abord il faut se rappeler que le matériau magnétique est pressé sur PCB puis gravé chimiquement dans de petites dimensions. Ceci induit donc à l'intérieur de celui-ci des contraintes mécaniques qui vont modifier ses propriétés magnétiques. Nous n'avons malheureusement pas pu mesurer ses dégradations. Elles resteront donc hypothétiques et justifient la présence de coefficients de réglage lors de la modélisation.

Néanmoins, nous pouvons déjà dire que la perméabilité du FeNi est fortement dégradée à cause du traitement subi par les tôles. Nous avons alors introduit deux valeurs de perméabilité suivant un axe parallèle au PCB et un axe perpendiculaire car le pressage et la gravure induisent des contraintes différentes et donc une anisotropie dans le matériau.

L'impédance linéaire s'écrit alors en fonction de α_a et α_b, les deux coefficients complexes de pénétration, qui dépendent des caractéristiques du matériau selon les deux axes (parallèle et perpendiculaire).

$$Z_{lin} = R_{DC\,lin}\frac{a\,b}{a+b}\left(\frac{a\,\alpha_b}{a+b}\left(\coth(\alpha_b b)-\frac{1}{sh(\alpha_b b)}\right)+\frac{b\,\alpha_a}{a+b}\left(\coth(\alpha_a a)-\frac{1}{sh(\alpha_a a)}\right)\right)+R_{DC\,lin}$$

4.3.2. Structure capacitive de la bobine

Le calcul de la capacité effectué précédemment donne une capacité linéique de la bobine si celle-ci est faite d'un seul aller-retour, ce qui n'est pas le cas. Il nous faut considérer les différents allers-retours du fil sur le PCB. La capacité calculée auparavant est donc à multiplier environ par 2 puisque chaque conducteur est entouré par 2 conducteurs.

De plus il faut ajouter à cette capacité la résistance parallèle correspondant aux pertes dans le diélectrique. Cette résistance est de l'ordre de la dizaine de mégohms et sera elle aussi ajustée par la suite.

$$C_{lin} = 60\,pF/m$$
$$R_{lin} = 10\,M\Omega/m$$

4.3.3. Modélisation de la bobine

Dans le modèle fréquentiel complet suivant les paramètres et équations calculés précédemment, l'inductance s'applique pour une longueur ℓ (longueur totale de fil), la capacité linéique et sa résistance ne s'appliquent quant à elles que pour $\ell/2$ entre le fil aller et le fil retour.

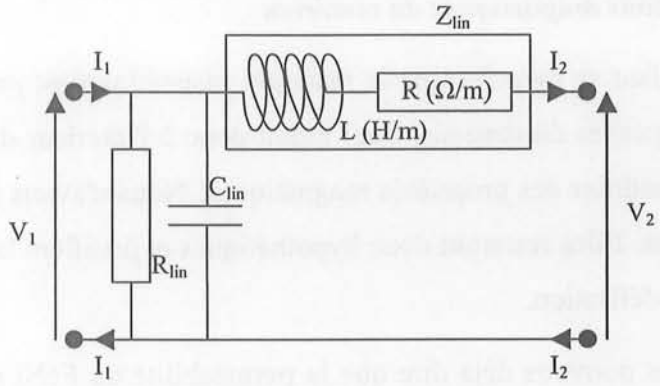

Figure 90 : Bloc électrique linéique équivalent du capteur

Nous pouvons alors calculer l'impédance totale de la bobine à l'aide de la matrice bloc correspondante au schéma de l'impédance linéique présentée dans la figure ci-dessus.

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1+2\,Z_{lin}\dfrac{\ell}{2n}\dfrac{1+j\,R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}C_{lin}\dfrac{\ell}{2n}\omega}{R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}} & -2\,Z_{lin}\dfrac{\ell}{2n} \\ -\dfrac{1+j\,R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}C_{lin}\dfrac{\ell}{2n}\omega}{R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}$$

Le nombre n représente le niveau de subdivision en éléments blocs du capteur. Le premier vecteur (tension, courant) correspond à la tension appliquée au capteur et à sa résultante en courant. Le dernier vecteur (tension, courant) correspond au demi-tour du fil.

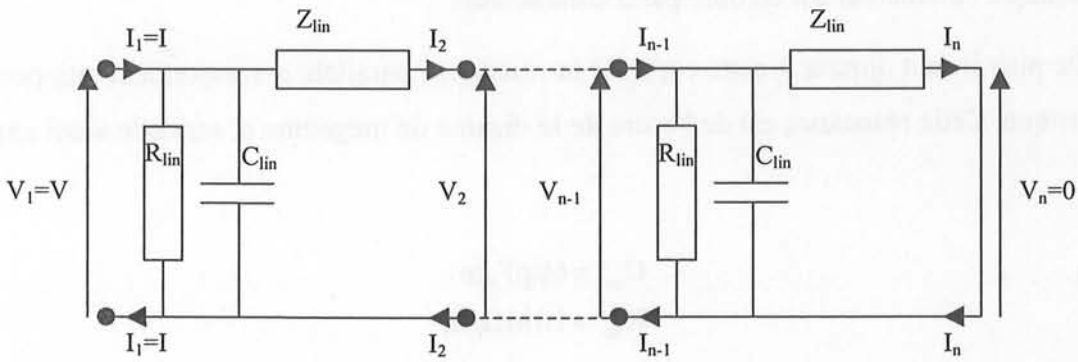

Figure 91 : Subdivision électrique linéique du capteur

La suite du calcul comporte la multiplication de toutes les matrices blocs afin d'obtenir un système solvable et l'extraction de l'impédance du capteur suivant les conditions limites.

$$\begin{pmatrix} V_n = 0 \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + 2\,Z_{lin}\dfrac{\ell}{2n}\dfrac{1 + j\,R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}C_{lin}\dfrac{\ell}{2n}\omega}{R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}} & -2\,Z_{lin}\dfrac{\ell}{2n} \\ -\dfrac{1 + j\,R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}C_{lin}\dfrac{\ell}{2n}\omega}{R_{lin}\dfrac{\ell}{2n}} & 1 \end{pmatrix}^{n-1} \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix}$$

$$Z = -\frac{Z_{12}}{Z_{11}}$$

La figure ci-dessous présente la variation d'impédance calculée grâce aux modèles définis auparavant et comparée à la réalité. Trois phases sont observées entre 100Hz et 20MHz : une phase résistive jusqu'à 100kHz, puis une phase inductive entre 100kHz et 15MHz, enfin une phase capacitive à partir de 15MHz. Modèle et réalité se rejoignent très bien entre 0Hz et 20MHz, mais s'éloignent un peu au-delà.

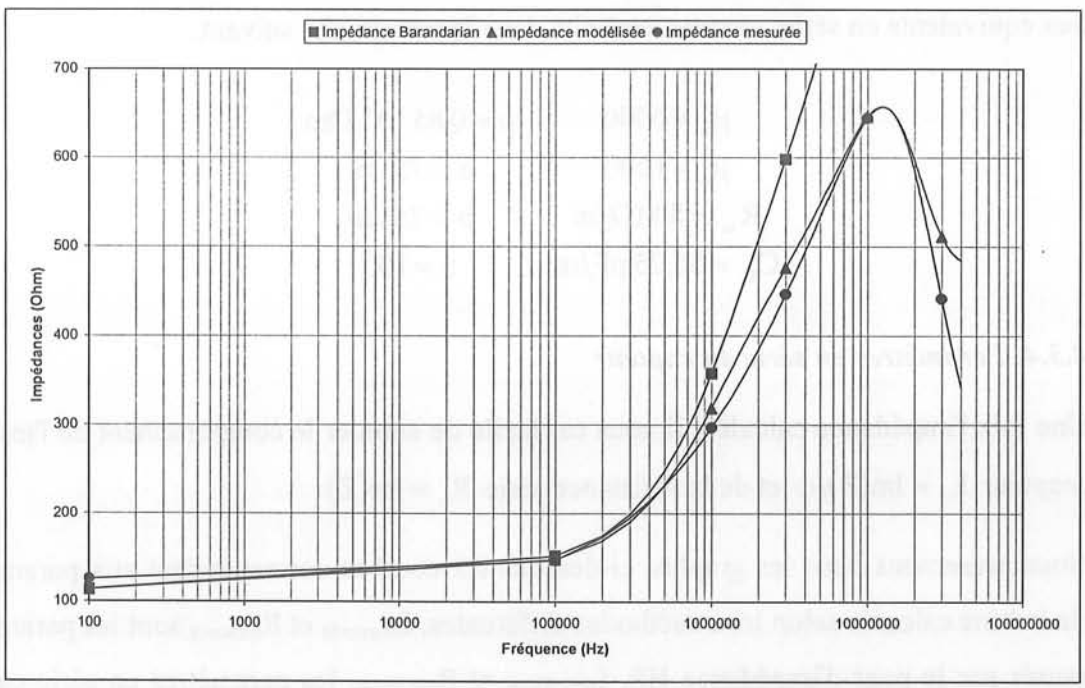

Figure 92 : Corrélation de l'impédance de 100Hz à 20MHz entre le modèle complet et la réalité, différence avec l'impédance déduite de la formule de Barandarian

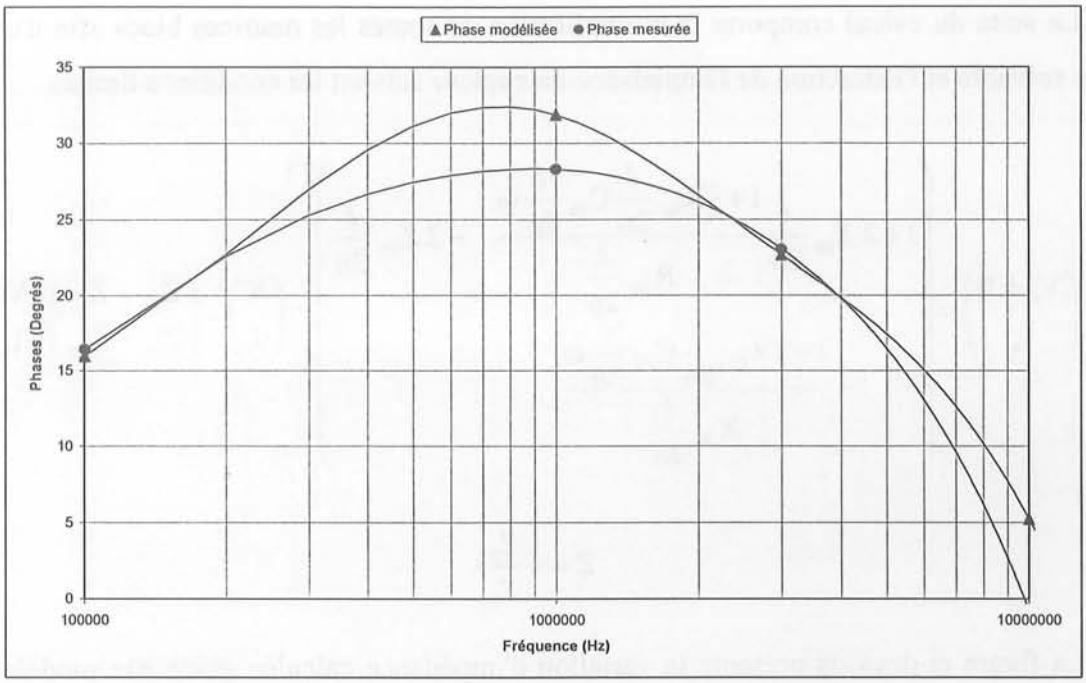

Figure 93 : Corrélation de la phase entre 100kHz et 10MHz entre le modèle complet et la réalité

Les termes de réglage ont été choisis afin de rapprocher le plus possible le modèle de la mesure de la bobine (module et phase de l'impédance vue des bornes). Le réglage de la phase est difficile à effectuer directement sur la courbe de phase, il a en fait été achevé sur les courbes des paramètres équivalents en série, comme explicité dans le paragraphe suivant.

$$\mu_a = 6000 \qquad \rho = 0{,}85\,10^{-6}\ \Omega\text{m}$$
$$\mu_b = 1000 \qquad a = 75\ \mu\text{m}$$
$$R_{lin} = 8\ \text{M}\Omega/\text{m} \qquad b = 25\ \mu\text{m}$$
$$C_{lin} = 56{,}25\ \text{pF/m} \qquad n = 100$$

4.3.4. Paramètres en série du capteur

Une fois l'impédance calculée, il nous est facile de simuler le comportement de l'inductance série du capteur $L_s = \text{Im}(Z)/\omega$ et de la résistance série $R_s = \text{Re}(Z)$.

Nous présentons dans les graphes ci-dessous six courbes correspondant aux paramètres en série de la bobine calculés selon trois méthodes différentes. $L_{mesurée}$ et $R_{mesurée}$ sont les paramètres en série mesurés par le pont d'impédance HP, $L_{modélisée}$ et $R_{modélisée}$ les paramètres en série calculés à partir de notre modèle et $L_{Barandarian}$ et $R_{Barandarian}$ les paramètres en série calculés à partir de la formule de l'impédance Z_{lin} du paragraphe 4.3.1 de ce chapitre.

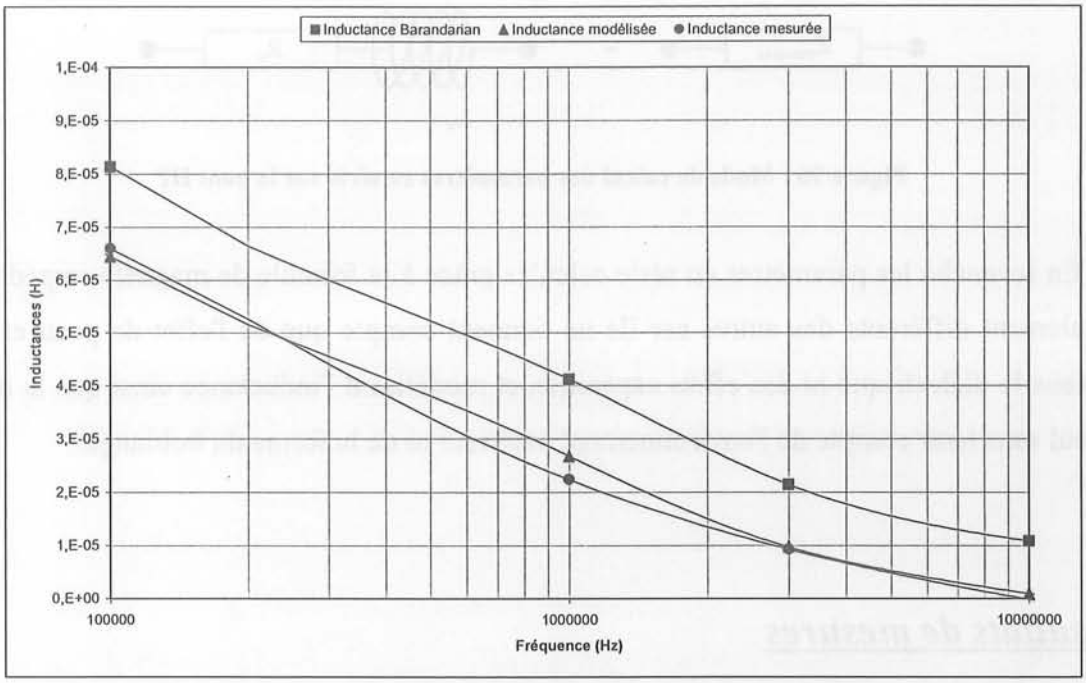

Figure 94 : Évolution de l'inductance de 100kHz à 10MHz

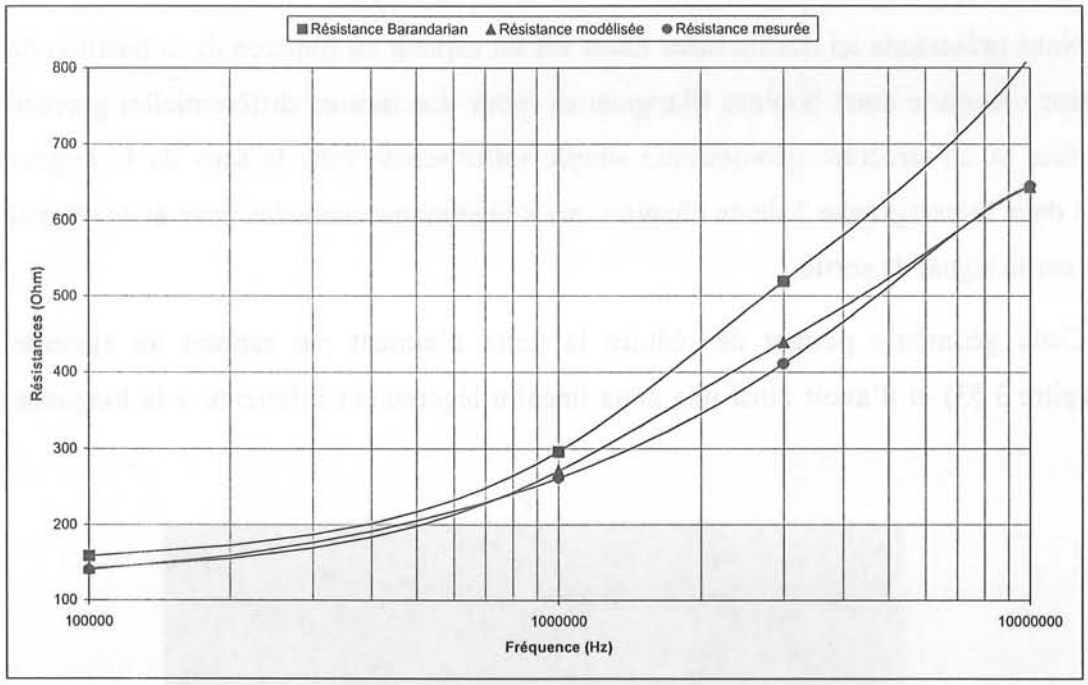

Figure 95 : Évolution de la résistance de 100kHz à 10MHz

Les courbes réelles et celles calculées à partir de notre modèle sont à peu près identiques car le principe de mesure du pont HP et notre méthode de calcul sont semblables. Nous nous en sommes servis pour régler la phase de la bobine correctement.

Le pont HP identifie l'impédance du système (seule composante qu'il mesure réellement) avec un circuit L_s-R_s série équivalent, ce que nous avons également fait afin de régler correctement les paramètres de modélisation.

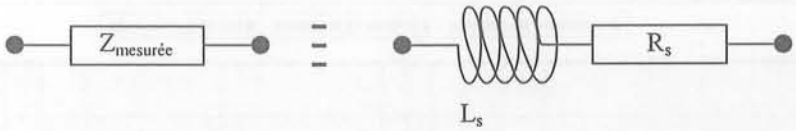

Figure 96 : Mode de calcul des paramètres en série sur le pont HP

En revanche les paramètres en série calculés grâce à la formule de magnéto-impédance sont eux totalement différents des autres car ils ne tiennent compte que de l'effet de peau et non des pertes dans le diélectrique ni des effets capacitifs, et modélisent l'inductance ainsi que la résistance du fil seul sans tenir compte de l'environnement extérieur ni de la forme du bobinage.

5. *Résultats de mesures*

5.1. Bobine simple

Nous présentons ici des mesures faites sur un capteur en fonction de la position de l'aimant. Le capteur comporte deux bobines triangulaires (pour une mesure différentielle) gravées sur PCB simple face et de structure géométrique simple (aller-retour dans le sens de la largeur) comme présenté dans le paragraphe 3 de ce chapitre, mais légèrement inclinées pour éviter d'avoir un effet escalier sur le signal de sortie.

Cette géométrie permet de réduire la taille d'aimant par rapport au système de base (cf. Chapitre 3 §3) et d'avoir ainsi une zone linéaire légèrement inférieure à la longueur totale du capteur.

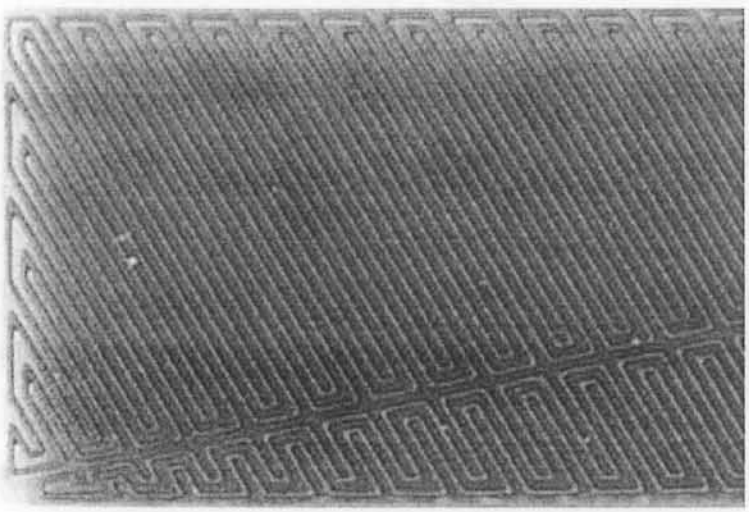

Figure 97 : Motif d'une bobine simple en $Fe_{20}Ni_{80}$

Nous avons utilisé un double aimant cylindrique sans retour de flux (cf. figure ci-dessous). En effet cette configuration crée un champ magnétique dans le sens de facile aimantation des bobines (direction sensiblement parallèle à la largeur du PCB). Elle minimise les effets de bords par une meilleure concentration de la zone saturée sous les aimant contrairement à un aimant rectangulaire qui aurait tendance à créer une zone saturée plus épanouie.

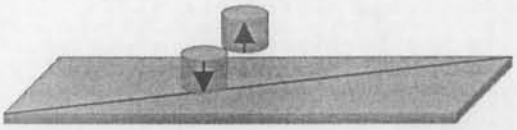

Figure 98 : Double aimant cylindrique sans retour de flux

La zone linéaire du capteur est de 30mm pour une longueur de 50mm (cf. figure ci-dessous) et ce avec une bonne linéarité ($\leq 1\%$). En revanche le capteur est sensible au nord magnétique (effet boussole) à hauteur de 2% environ du niveau de sortie. Ceci est essentiellement dû à la structure de bobinage qui favorise une direction d'aimantation. L'extrême perméabilité du matériau concentre alors les lignes de champ externe, ce qui modifie les valeurs d'inductance pour certaines positions.

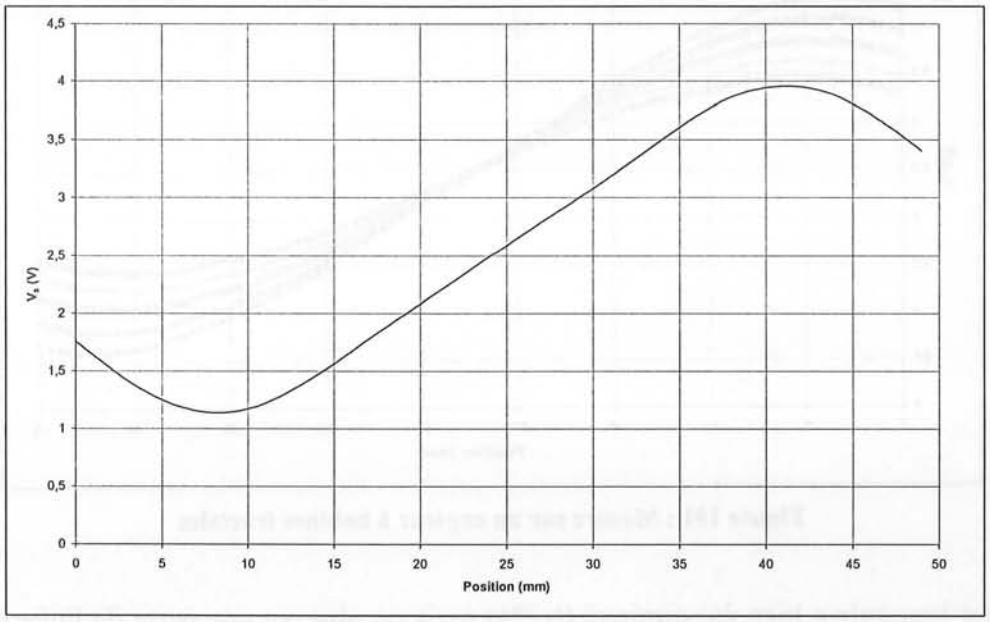

Figure 99 : Signal de sortie d'un capteur de position à magnéto-impédance

5.2. Bobine fractale

Les premières bobines en mumétal présentaient une très bonne linéarité mais avaient une sensibilité à l'effet boussole de 2% (détection du nord magnétique). Cette sensibilité a considérablement gêné le développement de ce type de capteurs. Le but des bobines fractales est de

réduire cette sensibilité en cassant les longs fils de Fer-Nickel des précédentes bobines en une multitude de petits fils afin d'équirépartir l'effet boussole.

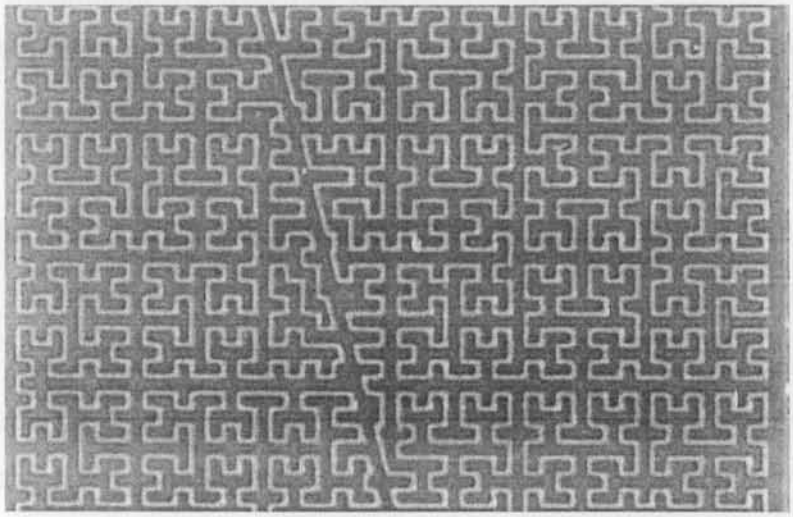

Figure 100 : Motif des bobines fractales

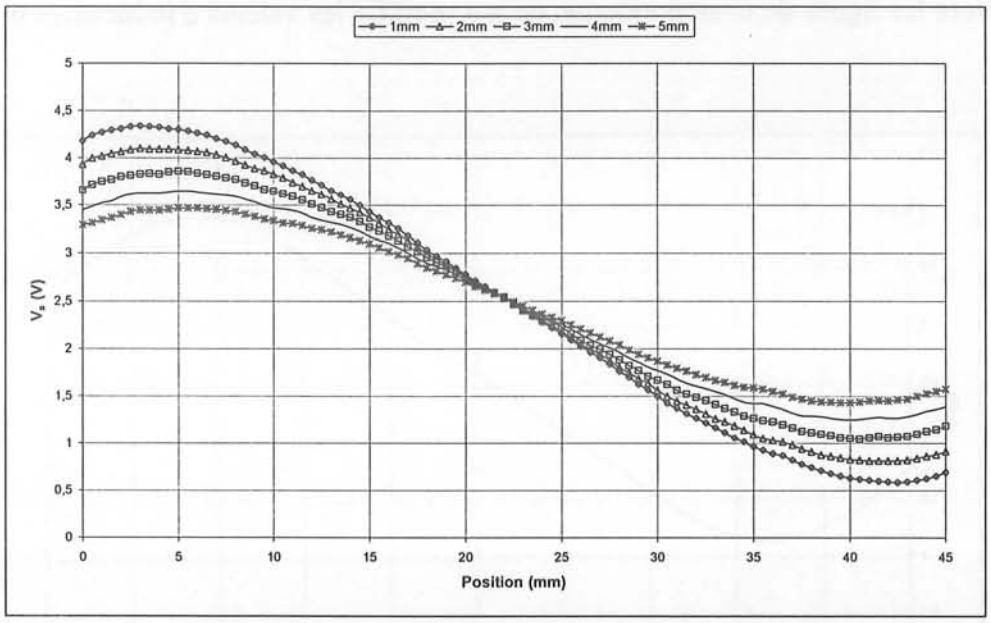

Figure 101 : Mesure sur un capteur à bobines fractales

L'effet boussole a bien été diminué (0,2%) mais on observe une perte de linéarité. Pour des aimants optimisés afin d'avoir une grande zone linéaire potentielle, des escaliers sont observés. Ils sont notamment dus à la répétitivité du motif fractal de base. Pour les prochaines bobines fractales en Fer-Nickel il faudra prendre soin à la réalisation du circuit pour éviter toute non-linéarité (par ex. motif incliné, changement de motif, ou mieux motif fractal pur sur tout le triangle…). L'aimant sera lui aussi à optimiser pour avoir la meilleure réponse possible.

6. *Conclusion sur les capteurs de position fonctionnant par variation de magnéto-impédance*

Nous avons décrit dans ce chapitre un capteur de position fonctionnant par saturation d'un fil en Fer-Nickel gravé sur PCB. L'évolution fréquentielle de l'inductance suit une loi de magnéto-impédance (typiquement l'effet de peau vient modifier l'inductance et la résistance du fil). Et les caractéristiques magnétiques du matériau sont modifiées par la présence d'un aimant dont nous voulons détecter la position.

Nous avons présenté la modélisation fréquentielle du capteur entre 0Hz et 10Mhz. Cette modélisation présente une bonne adéquation avec les mesures faites sur un prototype. Les paramètres de réglage dépendent essentiellement de contraintes technologiques (forme de la bobine, distance entre les fils…).

Deux types de bobines ont été présentés. La première (aller-retour simple dans le sens de la largeur) est le plus intuitif. Le fonctionnement de ce capteur est conforme aux prédictions mais présente une sensibilité au nord magnétique. Le deuxième type de bobinage élimine cette sensibilité mais dégrade la linéarité de par sa forme. Les bobines suivantes seront réalisées en fonction de l'expérience acquise sur les deux précédentes afin d'avoir une bonne linéarité et une faible sensibilité aux champs extérieurs.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail de thèse a porté sur l'étude de capteurs de position fonctionnant par saturation d'un circuit magnétique pour le domaine de l'automobile. Une collaboration entre le LEG (Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble) et Siemens VDO Automotive (équipementier automobile) dans le cadre d'un contrat CIFRE, a permis de mener à bien cette étude dans un cadre extrêmement dynamique.

Après avoir réalisé une importante recherche bibliographique, et défini l'état de l'art, nous avons pu mettre en évidence la forte demande industrielle surtout dans le domaine de l'automobile pour des capteurs de position sans contact. Leurs intérêts sont évidents : absence d'usure mécanique d'où une durée de vie importante absence d'entretien, détection à travers des parois, désolidarisation complète de la cible et de l'élément sensible, etc…

Nous avons étudié un moyen de réaliser une détection linéaire de position. Trois types de réalisation ont été retenus du fait qu'ils présentent une variation intrinsèquement linéaire d'inductance ou de mutuelle en fonction de la position d'un aimant lié à la cible. Ces capteurs ont été modélisés par des réluctances. Cette méthode, très simple d'approche pour la compréhension du fonctionnement des capteurs, nous a permis de prédire rapidement les lois de variation des inductances, et de montrer la linéarité des systèmes au premier ordre. Deux autres types de capteurs fonctionnant sur le même principe de saturation ont été présentés.

Nous avons ensuite présenté la simulation du comportement magnétique des capteurs de type IMS à partir d'une méthode basée sur le calcul de la surface non saturée de circuit magnétique et sur l'observation du déplacement de la zone saturée en fonction de la position de l'aimant. Cela nous a permis d'optimiser les formes d'aimants en fonction de différents cahiers des charges. Nous avons aussi présenté l'influence de la direction d'aimantation et de la variation de forme des aimants sur la zone saturée et le comportement final du capteur.

Les effets fréquentiels des capteurs IMS ont été étudiés afin de prédire l'évolution des paramètres (inductance et résistance) série en fréquence et de comprendre le fonctionnement de cette technologie. Partant d'un même besoin nous avons étudié la circulation d'un champ dans un circuit magnétique en forme de U, servant de base à la modélisation des capteurs explicités durant

le deuxième chapitre. Au final, cette étude des effets fréquentiels nous a permis de mieux appréhender les problèmes de courants induits dans les matériaux ferromagnétiques utilisés pour nos capteurs.

Présenté en dernier mais se situant chronologiquement en premier sur les trois années d'études, le capteur de position fonctionnant par saturation d'un fil en Fer-Nickel a eu quelques problèmes dus essentiellement à la difficulté de trouver des sous-traitant à même de graver les bobines sur PCB. Cette trop grande dépendance vis-à-vis d'un fournisseur et les difficultés du marché des capteurs de position pour l'automobile a ralenti considérablement le développement de cette technique pourtant pleine d'intérêt. L'évolution fréquentielle de l'impédance d'un capteur de ce type suit une loi de magnéto-impédance qui a été complètement modélisée en fonction de la position de l'aimant au-dessus de la bobine.

Enfin cette étude des capteurs de position a abouti au dépôt de deux brevets et à la publication de 8 articles dont 2 en revues internationales et 1 en revue nationale. Bien des choses n'ont pas été finalisées notamment l'impact de l'utilisation de nouveaux matériaux et l'étude des contraintes technologiques pour les capteurs longues distances brevetés afin d'améliorer les caractéristiques techniques. Les perspectives des capteurs de position sans contact sont très grandes dans un marché automobile en constante expansion où les volumes sont de l'ordre du million de pièces par an. Les efforts effectués durant cette étude pour améliorer et comprendre certains capteurs.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[ADE 96] **S. ADENOT**
Étude de capteurs magnétiques de position angulaire
Thèse INPG, Grenoble, 1996

[ASC 92] **G. ASCH & COLL.**
Les capteurs en instrumentation industrielle
Dunod, Paris, 1992

[BAI 88] **BAIBICH M.N & ALL.**
Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr magnetic super lattices
Physical Review Letters, vol. 61, num. 21, pp. 2472-2475, 21 novembre 1988

[BAR 98] **J.M. BARANDARIAN & ALL.**
A simple model of the magnetoresistance contribution to the magnéto-impédance effect in thin films
Physica Status Solidi, Rapid Research Notes, 98-050

[BER 76] **V.M. BERNIN**
Positional tranducer utilizing magnetic elements
Illinois Tools Works Inc., Chicago
Brevet US 3958203, édité le 18 mai 1976

[CUR 99] **C. CURT**
Capteurs de position à aimants permanents
Rapport de DESS "Techniques et Application de la Physique"
Spécialité : Matériaux Magnétiques
UJF, Grenoble, 1999

[DIE 00] **B. DIENY, J.M. FEDELI**
Capteurs magnétorésistifs
Techniques de l'ingénieur, Traité Mesures et Contrôles, R416 09/2000

[DOR 02] **Y. DORDET, B. LEGRAND, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
Contactless position sensors for safety-critical applications
AMAA 2002, Berlin, 21-22 Mars 2001
Eds. S. Krueger-W. Gessner, Springer Verlag, Berlin, 2002, pp. 212-221

[FIO 88] **D. FIORI**
Sensor Technologies Inc.
Brevet US 4777436, édité le 11 octobre 1988

[GEN 99] **B. GÉNOT, Y. DORDET, L. JANSSEUNE, G. BONHOMME**
Capteur analogique de position sans contact
Siemens Automotive S.A.
Brevet FR 9913437, déposée le 27 novembre 1999

[HER 86] **E.E. HERCEG**
Handbook of Measurement and Control
Schaevitz Engineering, 1986

[HER 93] **M. HERMANN, J. VON DER HEIDE, H.D. PAPST, U. MUELLER**
Position sensor employing a soft magnetic core
Papst-Motoren GmbH & Co. KG
Brevet US 5204621, édité le 20 avril 1993

[HOF 00] **B. HOFFELDER, M. DEGEN**
Magnetischer Positionssensor, seine Verwendung und seine Herstellung
Tyco Electronics Logistics AG.
Brevet EP 1048932, édité le 2 novembre 2000

[HOL 98] **D. HOLT**
Sensors and the automobile
Automotive Engineering International, septembre 1998, pp. 52-60

[HUB 01] **M. HUBIN**
CNRS, PSI, INSA Rouen
Capteurs et technologies associées pour l'automobile
http://membres.lycos.fr/michelhubin/DOTECSI/ DOTECSI6/chap651.htm

[IRL 01] **H. IRLE, N. KOST, F.J. SCHMIDT**
Induktiver Positionssensor
Hella KG Hueck & Co.
Brevet EP 1158276, édité le 28 novembre 2001

[JAN-01 01] **L. JANSSEUNE, B. LEGRAND, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
A new technology for contacless position sensors
ATA 2001, Ancona, 13-14 septembre 2001
Publication disponible dans les actes du congrès (CD-ROM, 4 pages)

[JAN-02 01] **L. JANSSEUNE, B. LEGRAND, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
Planar-coil displacement sensors
ATTCE 2001, Barcelona, 1-3 octobre 2001
Publication disponible dans les actes de SAE 2002 World Congress & Exhibition, Mars 2002, Detroit, article n°2002-01-1284, 5 pages

[KRA 99] **L. KRAUS**
Theory of giant magneto-impedance in the planar conductor with unaxial magnetic anisotropy
Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 195, pp. 764-778

[LEG-01 00] **B. LEGRAND**
Capteurs de position
Rapport de DEA Génie électrique INPG, Grenoble, 2000

[LEG-02 01] **B. LEGRAND, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
Utilisation des effets magnétiques dans les capteurs de position
Colloque ARATEM 2001, Grenoble, 12 juin 2001

[LEG-03 01] **B. LEGRAND, B. GÉNOT, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
The use of local magnetic saturation for position sensors
JEMS'01, Grenoble, 28 Août - 1 Septembre 2001
Résumé disponible dans les actes du congrès p. 195
JMMM, vol. 242-245, 21 Juin 2002, pp. 1136-1138

[LEG-04 01] **B. LEGRAND, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
Capteur de position sans contact de type à inductance mutuelle
Siemens VDO Automotive S.A.S.
Brevet FR 0112944, déposé le 9 novembre 2001

[LEG-05 01] **B. LEGRAND, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET, B. GÉNOT**
Capteur de position sans contact fonctionnant par saturation de tôles hautement perméables
EF'01, Nancy, 14-15 Novembre 2001
Publication disponible dans les actes du congrès pp. 227-230
REE, février 2002, pp. 30-34

[LEG-06 01] **B. LEGRAND, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
Capteur magnétique de mesure de la position d'une pièce mobile
Siemens VDO Automotive S.A.S.
Brevet FR 0113599, déposé le 22 novembre 2001

[LEG-08 02] **B. LEGRAND, Y. DORDET, J-Y. VOYANT, J-P. YONNET**
Contactless position sensors using magnetic saturation
EMSA 2002, Athènes, 3-5 Juillet 2002
Publication disponible dans les actes du congrès
Sensors and Actuators, en cours de publication

[LEG-09 02] **B. LEGRAND, J-P. YONNET, J-Y. VOYANT, Y. DORDET**
Position sensors working with rare-earth magnets for automotive applications
REM 2002, Delaware, 18-22 Août 2002
Publication disponible dans les actes du congrès pp. 135-140

[MEL 01] **MELEXIS**
Nouveau transceiver LIN haute intégration
http://www.melexis.com/site/pr/tech_lin_fr.htm

[MAD 01] **A.M. MADNI & ALL.**
The next generation of position sensing
Sensors, vol. 18, num. 3, mars 2001

[MAS 00] **K. MASRELIEZ, N.I. ANDERMO, K.W. ATHERTON**
Induced current position transducer having a low power electronic circuit
Mitutoy Corporation, Kawasaki
Brevet US 6011389, édité le 4 janvier 2000

[MTS 00] **MTS SYSTEMS CORPORATION**
Absolute non-contact low cost position sensing for moderate to high-volume applications
Part number 03/00 550707 revision B, 2000

[NIL 88] **H.J. NILIUS**
Position sensor for generating a voltage changing proportionally to the position of a magnet
Vacuumschmelze GmbH.
Brevet US 4774765, édité le 22 septembre 1988

[PAL 01] **R. PALLÀS-ARENY, J.G.WEBSTER**
Sensors and signal conditioning
John Wiley & Sons Inc., London, 2001

[ROT 41] **H.C. ROTERS**
Electromagnetic devices
John Wiley & Sons Inc., New-York, 1941

[SIE 98] **SIEMENS AG**
Magnetic sensors, giant magneto resistors
Application notes 10.98, 1998

[STO 74] **STOLL R.L.**
The analysis of eddy currents
Clarendon Press, Oxford, 1974

[VAL 96] **R. VALENZUELA & ALL.**
A position sensor based on magnetoimpedance
Journal of Applied Physics, vol. 79, num. 8, 15 avril 1996, pp. 6549-6551

[VAS 91] **P. VASSEUR**
Étude de la faisabilité d'un capteur intelligent de déplacement à courants de Foucault
Thèse de l'Université de Reims Champagne-Ardenne, Reims, 1991

[WEL 97] **S.D. WELSBY, T. HITZ**
True position measurement with eddy current technology
Sensors, vol. 14, novembre 1997, pp. 30-40

[YON 96] **J-P. YONNET**
Magnetomechanical devices
Rare-earth Iron Permanent Magnets, pp. 430-451
J.M.D. Coey, Clarendon Press, Oxford, 1996

[ZIE 00] **S. ZIEBS**
Market sensors by combining competence
Sensors and Actuators, vol. 81, 2000, pp. 317-319

ANNEXES

Annexe 1 : Table des abréviations 139

Annexe 2 : Tableau récapitulatif des différentes technologies de capteurs de position 140

Annexe 3 : Vocabulaire spécifique au domaine des capteurs 141

Annexe 4 : Table de correspondance anglais/français relatif à la figure 3 142

Annexe 5 : Accusé de réception du dépôt de brevet n° 0113599 143

Annexe 6 : Accusé de réception du dépôt de brevet n° 0112944 144

Annexe 7 : Calcul du champ dans un système composé de deux tôles et d'un entrefer 145

Annexe 1 : Table des abréviations

ABS	Antilock Brake System
AMR	Anisotropic Magneto Resistance
AOP	Amplifier Operational
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CAN	Controller Area Network
CEM	Compatibilité ÉlectroMagnétique
DAC	Digital Analog Converter
EGR	Exhaust Gas Recirculation
GMR	Giant Magneto Resistance
I/O	Input/Output
IMS	Inductive Magnetic Saturation
LIN	Local Interconnect Network
LVDT	Linear Variable Differential Transformer
LVIT	Linear Variable Inductive Transducer
MR	Magneto Resistance
NCAPS	Non Contact Angular Position Sensor
PCB	Printed Circuit Board
PLCD	Permanent magnetic Linear Contacless Displacement
RVIT	Rotary Variable Inductive Transducer
SV1	Swirl-Valve, capteur de type 1
SV2	Swirl-Valve, capteur de type 2

Annexe 2 : Tableau récapitulatif des différentes technologies de capteurs de position

Technologie	Principe de fonctionnement	Fabricants Modèles	Caractéristiques techniques	Applications spécifiques
Résistif	Modification de résistance par déplacement d'un curseur mécanique sur une piste électrique.	Novotechnik TLH300	Plage : 300mm Linéarité : 0,06% Répétitivité : 0,01mm	Automobile
Capacitif	Modification de capacité par un déplacement relatif de deux armatures.	Polytec PI D100	Plage : 300µm Résolution : <0,01nm Linéarité : <0,05%	
Courants de Foucault	Modification d'impédance d'un enroulement par déplacement d'une pièce conductrice à proximité.	Micro-Epsilon NCDT ES04	Plage : 0,04-0,44mm Résolution : 0,2% Fréquence : 25kHz Linéarité : 8µm	
Magnétostrictif	Génération d'une onde élastique par effet électromagnétique sur un barreau magnétostrictif en fonction d'une contrainte sur le dit barreau.	MTS Temposonic®	Plage : 60mm-240mm Résolution : <0.3mm	
Piézoélectrique	Génération d'une onde électrique sur une plaque piézoélectrique en fonction d'une contrainte sur la dite plaque.		Plage : Résolution : Fréquence : Linéarité :	
Magnétorésistif	Modification de résistance par action d'un champ magnétique extérieur sur une piste réalisée à l'aide d'un matériau magnétorésistif.	Honeywell HMC4001	Plage : 10mm Fréquence : 300Hz Linéarité : 0,2mm	Automobile
Effet Hall	Observation d'un flux magnétique statique créé par une source en fonction de la géométrie du circuit magnétique associé.	MMT Sagem-LEG	Plage : 360° Linéarité : 0,5%	Aérospatiale Automobile Militaire
Réluctance variable	Modification de la réluctance d'un enroulement par déplacement du circuit magnétique utile associé (LVIT/RVIT)	Schaevitz	Plage : 18mm Linéarité : <0,5%	Automobile
Transformateur variable	Modification de couplage entre deux enroulements par déplacement du circuit magnétique utile associé (LVDT)	Schaevitz MP series	Plage : 50cm Linéarité : 0,25%	Automobile
Potentiomètres inductifs	Transformateurs synchrones : déplacement d'un enroulement rotorique par rapport à un stator triphasé équilibré.	Singer Kearfott	Plage : 360° Linéarité : 0,02%	Aérospatiale Militaire
	Resolveurs : déplacement d'un enroulement rotorique par rapport à deux enroulements statoriques à 90°	Singer Kearfott	Plage : 360° Linéarité : 0,03%	Aérospatiale Militaire
	Inductosyns® : encodeur inductif	Farrand Controls	Plage : 250mm Résolution : 2,5µm	Aérospatiale Militaire
PLCD®	Mesure de couplage entre deux enroulements via un circuit magnétique localement saturé par un aimant en déplacement	Tyco Electronics	Plage : 20mm Fréquence : 3kHz	Automobile
Hella	Mesure de couplage entre deux enroulements (dont un en court-circuit) via un troisième de forme adéquate.	Hella KG. Hueck & Co.	Plage : 360° Résolution : 0,3° Linéarité : <1%	Automobile
NCAPS®	Modification de couplage entre plusieurs enroulements grâce à un "écran magnétique" en déplacement	Bei.	Plage : 360° Fréquence : 1Mhz Linéarité : <1%	Automobile

Annexe 3 : Vocabulaire spécifique au domaine des capteurs

La plage de mesure est la différence algébrique des positions extrêmes à l'intérieure desquelles le capteur à une réponse satisfaisante du point de vue du cahier des charges. Elle est définie pour toutes les caractéristiques suivantes.

La plage de sortie correspond au signal de sortie du capteur sur la plage de mesure.

La précision représente la plage de valeurs maximales autour de la valeur moyenne dans laquelle le signal de sortie doit se trouver et ce pour chaque point de mesure. Elle est généralement exprimée en pourcentage de la plage de sortie et inclut toutes les erreurs possibles (non linéarité, offset, dérive en température...).

Le domaine fréquentiel de réponse représente la plage de fréquence pour laquelle le capteur répond de manière satisfaisante aux exigences attendues et ce dans la plage de mesure.

L'hystérésis est la différence entre le signal de sortie lorsque la plage de mesure est parcourue dans un sens puis en sens inverse. On définit alors l'erreur d'hystérésis correspondant au maximum de cette courbe exprimé en pourcentage de la plage de sortie.

La linéarité correspond au maximum de déviation du signal de sortie par rapport à une droite de référence dans la plage de mesure. Elle est exprimée en pourcentage de la plage de sortie.

La sensibilité du capteur est le ratio entre la plage de sortie et la plage de mesure. Elle correspond à la pente de la droite de référence utilisée pour la définition de la linéarité (dans le cas d'un capteur à réponse linéaire).

La répétitivité d'un capteur est sa capacité à reproduire le même signal lorsqu'on lui applique la même grandeur dans les mêmes conditions et selon la même direction. La valeur associée correspond au maximum de différence en pourcentage de la plage de sortie.

La résolution est la plus petite variation détectable par le capteur.

La plage de température représente les températures pour lesquelles le capteur répond de manière satisfaisante aux exigences attendues et ce dans la plage de mesure.

La finesse d'un capteur correspond à l'influence de l'ensemble du capteur sur l'élément sensible et donc son influence sur le signal de sortie.

Le calibrage d'un échantillon correspond à la comparaison entre le signal dudit échantillon et le signal de référence. Il permet notamment de compenser les erreurs d'offset en sortie de chaîne de production.

Annexe 4 : Table de correspondance anglais/français relatif à la figure 3

ANGLAIS	FRANCAIS
Acceleration sensor	Capteur d'accélération
Air bag acceleration sensor	Capteur d'accélération d'airbag
Air pressure sensor	Capteur de pression d'air
Air temperature sensor	Capteur de température d'air
Anti-theft sensor	Capteur antivol
Camshaft sensor	Capteur d'arbre à cames
Collision avoidance sensor	Capteur de collisions possibles
Coolant level sensor	Capteur de niveau du liquide de refroidissement
Coolant temperature sensor	Capteur de température du liquide de refroidissement
Crankshaft timing sensor	Capteur de passage du vilebrequin
EGR sensor	Capteur de position de la valve EGR
Engine sensor	Capteur du régime moteur
Fuel level sensor	Capteur du niveau d'essence
Fuel tank pressure sensor	Capteur de pression du réservoir à essence
High pressure fuel injection sensor	Capteur du niveau de pression d'injection
Load sensor	Capteur de charge
Manifold absolute pressure sensor	Capteur de pression de l'admission
Occupant sensing sensor	Capteur d'occupation des sièges
Oil pressure sensor	Capteur de pression d'huile
Oil quality sensor	Capteur de qualité d'huile
Oxygen sensor	Capteur d'oxygène
Pedal position sensor	Capteur de position de la pédale d'accélérateur
Radar braking sensor	Radar d'anticipation au freinage
Rain/moisture sensor	Capteur de pluie et de saletés
Ride control sensor	Capteur de contrôle du style de conduite
Seat position sensor	Capteur de position de siège
Side impact sensor	Capteur d'impact latéral
Steering angle sensor	Capteur d'angle volant
Steering rate sensor	Capteur de vitesse d'angle volant
Tachometer timing sensor	Tachymètre
Throttle position sensor	Capteur de position de l'arrivée des gaz
Tire pressure sensor	Capteur de pression des pneus
Torque sensor	Capteur de couple
Transmission shift position sensor	Capteur de position de transmission
Transmission speed sensor	Capteur de vitesse de transmission
Variable intake control sensor	Capteur de contrôle de l'admission
Vehicle height sensor	Capteur de hauteur du véhicule
Vehicle speed sensor	Capteur de vitesse du véhicule
Weight sensor	Capteur de poids
Wheel speed sensor	Capteur de vitesse des roues
Yaw rate sensor	Capteur de stabilité du véhicule

Annexe 5 : Accusé de réception du dépôt de brevet n° 0113599

Inventeurs : B. Legrand, J-Y. Voyant, J-P. Yonnet

INPI
NATIONAL DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ
Code de la propriété intellectuelle - Livre VI

cerfa N° 11354*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 540 W /260899

Réservé à l'INPI	
REMISE DES PIÈCES DATE LIEU 22 OCT 2001 75 INPI PARIS N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI 0113599 DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI	**1** NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE CABINET DE BOISSE ET COLAS 37 Avenue Franklin D. Roosevelt 75008 PARIS
Vos références pour ce dossier *(facultatif)* D3104/RL	

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐ N° attribué par l'INPI à la télécopie

2 NATURE DE LA DEMANDE	**Cochez l'une des 4 cases suivantes**	
Demande de brevet	☒	
Demande de certificat d'utilité	☐	
Demande divisionnaire	☐	
Demande de brevet initiale	N°	Date / /
ou demande de certificat d'utilité initiale	N°	Date / /
Transformation d'une demande de brevet européen *Demande de brevet initiale*	☐ N°	Date / /

3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)

Capteur magnétique de mesure de la position d'une pièce mobile

4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE	Pays ou organisation Date / /	N°
	Pays ou organisation Date / /	N°
	Pays ou organisation Date / /	N°
	☐ **S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»**	

5 DEMANDEUR		☐ **S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»**	
Nom ou dénomination sociale		SIEMENS AUTOMOTIVE SA	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		3 1 4 7 2 2 0 2 6	
Code APE-NAF			
Adresse	Rue	Avenue du Mirail	
	Code postal et ville	31100	TOULOUSE
Pays		FRANCE	
Nationalité		Française	
N° de téléphone *(facultatif)*			
N° de télécopie *(facultatif)*			
Adresse électronique *(facultatif)*			

Annexe 6 : Accusé de réception du dépôt de brevet n° 0112944

Inventeurs : B. Legrand, J-Y. Voyant, J-P. Yonnet

INPI
INSTITUT NATIONAL DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ
Code de la propriété intellectuelle - Livre VI

cerfa N° 11354*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire — DB 540 W / 190600

Réservé à l'INPI

REMISE DES PIÈCES
DATE 9 OCT 2001
LIEU 31 INPI TOULOUSE
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI 0112944
DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI

1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE

SIEMENS AUTOMOTIVE S.A.
Service Propriété Industrielle
B.P. 1149 - Avenue du Mirail
31036 - TOULOUSE Cedex

Vos références pour ce dossier *(facultatif)* 2001P10456FR

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐ N° attribué par l'INPI à la télécopie

2 NATURE DE LA DEMANDE	Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet	☒	
Demande de certificat d'utilité	☐	
Demande divisionnaire	☐	
Demande de brevet initiale	N°	Date
Ou demande de certificat d'utilité initiale	N°	Date
Transformation d'une demande de	☐	
brevet européen *Demande de brevet initiale*	N°	Date

3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)

Capteur de position sans contact de type à inductance mutuelle

4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE	Pays ou organisation Date	N°
	Pays ou organisation Date	N°
	Pays ou organisation Date	N°
	☐ S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé « Suite »	

5 DEMANDEUR		☐ S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé « Suite »	
Nom ou dénomination sociale		SIEMENS AUTOMOTIVE S.A.	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		| 3 . 1 . 4 . 7 . 2 . 2 . 0 . 2 . 6 |	
Code APE-NAF		| 3 . 1 . 6 . A |	
Adresse	Rue	B. P. 1149 - Avenue du Mirail	
	Code postal et ville	31036	TOULOUSE Cedex
Pays		France	
Nationalité		Française	
N° de téléphone *(facultatif)*		05.61.19.86.19	
N° de télécopie *(facultatif)*		05.61.19.25.68	
Adresse électronique *(facultatif)*		pierre.baroghel@at.siemens.fr	

Annexe 7 : Calcul du champ dans un système composé de deux tôles et d'un entrefer

1. Rappels

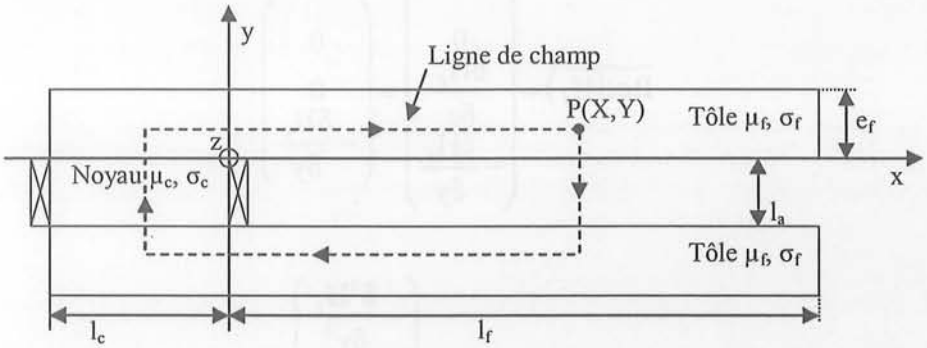

Figure 102 : Géométrie du capteur pour la modélisation des effets fréquentiels

Rappelons la géométrie du capteur. Il est composé d'un noyau (μ_c, σ_c) autour duquel est placée une bobine plate (N spires). Deux tôles (μ_f, σ_f), d'épaisseur e_f, enserrent le noyau et la bobine en une de leurs extrémités. Le tout formant un circuit magnétique en U avec une bobine centrale. La partie centrale (entrefer), entre les deux tôles et le noyau, a pour dimensions l_a (l'épaisseur du noyau) et l_f (la longueur des tôles à laquelle est soustraite la longueur l_c du noyau). La profondeur Z_{prof} du système n'intervient pas directement car nous supposons que tout se passe en deux dimensions, cela se justifie par la forte perméabilité des matériaux qui forment un guide de flux parfait selon l'axe Ox. Pour cette même raison le champ dans les tôles sera supposé parallèle à l'axe Ox, le champ dans le noyau et le champ dans l'air parallèles à l'axe Oy.

Nous utiliserons, en correspondance avec les hypothèses énoncées précédemment et la figure ci-dessus, les définitions ci-dessous.

$$\overrightarrow{H_a} = H_a(x)\overrightarrow{u_y} \quad \text{Champ dans l'entrefer}$$
$$\overrightarrow{H_f} = H_f(x,y)\overrightarrow{u_x} \quad \text{Champ dans les tôles}$$
$$\overrightarrow{H_c} = H_c\overrightarrow{u_y} \quad \text{Champ dans le noyau}$$

2. Expressions du champ et des courants induits dans la tôle

Nous allons calculer le champ dans la tôle supérieure et dans l'entrefer en utilisant les formulations de Maxwell et le théorème d'Ampère. Grâce à la formule du champ dans l'entrefer explicitée dans le paragraphe précédent, nous pouvons écrire le champ $\overrightarrow{H_f}$ dans la tôle selon les formules ci-dessous.

$$\overrightarrow{H_f} = \begin{pmatrix} H_f(x,y) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\overrightarrow{Rot(H_f)} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\delta H_f}{\delta z} \\ -\frac{\delta H_f}{\delta y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{\delta H_f}{\delta y} \end{pmatrix}$$

$$\overrightarrow{Rot(Rot(H_f))} = \begin{pmatrix} -\frac{\delta^2 H_f}{\delta y^2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Les équations de Maxwell donnent :

$$\frac{\overrightarrow{Rot(Rot(H_f))}}{\sigma_f} = -\frac{\overrightarrow{\delta B_f}}{\delta t} = -j\,\mu_0\,\mu_f\,\omega\,\overrightarrow{H_f}$$

Ce qui nous permet alors d'écrire :

$$\overrightarrow{Rot(Rot(H_f))} = \begin{pmatrix} -j\,\mu_0\,\mu_f\,\sigma_f\,\omega\,H_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Nous obtenons alors l'équation de diffusion :

$$j\,\mu_0\,\mu_f\,\sigma_f\,\omega\,H_f = \frac{\delta^2 H_f}{\delta y^2}$$

Le module du champ dans la tôle est solution de cette équation différentielle, dont nous écrivons la solution générale ci-dessous. Le terme en exponentielle positive est négligé par la suite car la perméabilité du champ et la contrainte de retour sur celui-ci est suffisante pour qu'il se situe uniquement sur les bords intérieurs de la tôle. La décroissance du champ est alors très rapide suivant l'axe Oy.

$$H_f(x,y) = C_1(x)\,e^{\sqrt{j\mu_0\mu_f\sigma_f\omega}.y} + C_2(x)\,e^{-\sqrt{j\mu_0\mu_f\sigma_f\omega}.y} = C(x)\,e^{-\sqrt{j\mu_0\mu_f\sigma_f\omega}.y} \quad (\text{éq.1})$$

En appelant δ l'épaisseur de peau, nous écrivons le champ dans la tôle selon l'équation ci-dessous :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0\,\mu_f\,\sigma_f\,\omega}}$$

$$H_f(x,y) = C(x)\,e^{-\frac{1+j}{\delta}y}$$

La densité de courants induits dans les tôles peut s'écrire via les formulations de Maxwell :

$$\overrightarrow{J_f} = \overrightarrow{\mathrm{Rot}(H_f)} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ C(x)\frac{1+j}{\delta}e^{-\frac{1+j}{\delta}y} \end{pmatrix} e^{j\omega t} = J_{max}(x,y)\,e^{j\omega t}\overrightarrow{u_z} \quad (\text{éq.}2)$$

3. Théorème d'Ampère

Le théorème d'Ampère nous précise que $\oint \overrightarrow{H}.\overrightarrow{dl} = \sum I$ sur une ligne de champ définie par le point $P = (X,Y)$ (cf. figure ci-dessus) dans la tôle et ce en considérant les courants induits définis par l'équation précédente (éq. 2). Nous pouvons donc écrire, en $P = (X,Y)$, l'équation ci-après puis son développement :

$$H_c\,l_a + 2\int_0^X H_f(x,Y)dx - H_a(X)l_a = -N\,I - 2\int_0^X\int_0^Y J_z(x,y)dxdy$$

$$H_c\,l_a + 2\,e^{-\frac{1+j}{\delta}Y}\int_0^X C(x)dx - H_a(X)l_a = -N\,I - 2\frac{1+j}{\delta}\int_0^X C(x)dx\int_0^Y e^{-\frac{1+j}{\delta}y}dy$$

$$H_c\,l_a + 2\,e^{-\frac{1+j}{\delta}Y}\int_0^X C(x)dx - H_a(X)l_a = -N\,I + 2\int_0^X C(x)dx\left(e^{-\frac{1+j}{\delta}Y} - 1\right)$$

Cette dernière équation est indépendante de Y, nous pouvons donc l'écrire en $Y = 0$:

$$H_c\,l_a - H_a(X)l_a + 2\int_0^X C(x)dx = -N\,I \quad (\text{éq.}3)$$

En dérivant cette équation par rapport à x, nous obtenons l'équation ci-dessous :

$$\frac{dH_a}{dx}(X)l_a - 2\,C(X) = 0 \quad (\text{éq.}4)$$

4. Conservation du flux

En utilisant la conservation du flux et en considérant que tout le flux circulant dans le noyau se retrouve dans la surface de tôle définie par $x = 0$, puis dans la surface d'entrefer en contact avec la tôle, nous pouvons écrire l'équation ci-dessous. Pour rappel, Z_{prof} correspond à la profondeur du capteur et nous définissons ici S_c la surface du noyau en contact avec la tôle.

$$\mu_c H_c S_c = \mu_f Z_{prof} \int_0^{e_f} H_f(0,y)dy = -Z_{prof} \int_0^{l_f} H_a(x)dx \quad (\text{éq. } 5)$$

Nous pouvons aussi écrire la conservation du flux en considérant que le flux dans la surface de tôle définie par $x = X$ (avec $0 \le X \le l_f$) se retrouve dans la surface de l'entrefer définie par $X \le x \le l_f$. Nous obtenons alors les équations ci-après :

$$\mu_f \int_0^{e_f} H_f(X,y)dy = -\int_X^{l_f} H_a(x)dx$$

$$\mu_f \int_0^{e_f} C(X)e^{-\frac{1+j}{\delta}y} dy = -\int_X^{l_f} H_a(x)dx$$

De cette dernière équation nous pouvons alors extraire le terme $C(X)$.

$$C(X) = \frac{\frac{1+j}{\delta}\int_X^{l_f} H_a(x)dx}{\left(e^{-\frac{1+j}{\delta}e_f} - 1\right)\mu_f}$$

En considérant, comme nous l'avons déjà expliqué, que la décroissance du champ dans les tôles suivant l'axe Oy est très rapide, nous pouvons écrire l'équation suivante, en négligeant le terme exponentiel dans l'équation $C(X)$.

$$C(X) = -\frac{1+j}{\mu_f \delta}\int_X^{l_f} H_a(x)dx \quad (\text{éq. } 6)$$

5. Équation différentielle de H_a

En réinjectant le terme précédent (éq. 6) dans (éq. 4), nous obtenons alors l'équation différentielle ci-dessous :

$$\frac{dH_a}{dx}(X)l_a + 2\frac{1+j}{\mu_f\,\delta}\int_X^{l_f} H_a(x)dx = 0 \quad (\text{éq. } 7)$$

En dérivant par rapport à x cette dernière équation différentielle, nous obtenons l'équation différentielle du second ordre ci-dessous :

$$\frac{d^2H_a}{dx^2}(X) = 2\frac{1+j}{\mu_f\,l_a\,\delta}H_a(X)$$

La solution générale de cette équation est :

$$H_a(x) = K_1\,e^{-\sqrt{K}.x} + K_2\,e^{\sqrt{K}.x} \text{ avec } K = 2\frac{1+j}{\mu_f\,l_a\,\delta}.$$

6. Calcul des coefficients de la solution H_a

L'équation (éq. 7), prise en l_f, montre que $\frac{dH_a}{dx}(l_f) = 0$. Cela nous donne une première relation entre les termes K_1 et K_2. Physiquement cette équation correspond au fait qu'il n'y a plus de flux circulant dans la surface de tôle définie par $x = l_f$, c'est-à-dire à l'hypothèse qu'il n'y a pas de fuite et que tout le flux créé par la bobine circule dans l'entrefer.

$$K_1\,e^{-\sqrt{K}.l_f} - K_2\,e^{\sqrt{K}.l_f} = 0$$

La conservation du flux (éq. 5) impose une relation entre K_1, K_2 et H_c :

$$\mu_c\,S_c\,H_c = -Z_{prof}\left[\frac{K_1}{-\sqrt{K}}\left(e^{-\sqrt{K}.l_f} - 1\right) + \frac{K_2}{\sqrt{K}}\left(e^{\sqrt{K}.l_f} - 1\right)\right]$$

L'équation (éq. 3) en $X = 0$ donne une autre relation entre K_1, K_2 et H_c.

$$K_1 + K_2 = H_c + \frac{N\,I}{l_a}$$

La combinaison des deux dernières équations nous fournit la deuxième relation entre K_1 et K_2, afin de d'obtenir le système de deux équations à deux inconnues ci-dessous.

$$\begin{cases} K_1\left[1 + \frac{1}{\mu_c\,l_c\,\sqrt{K}}\left(1 - e^{-\sqrt{K}.l_f}\right)\right] + K_2\left[1 + \frac{1}{\mu_c\,l_c\,\sqrt{K}}\left(-1 + e^{\sqrt{K}.l_f}\right)\right] = \frac{N\,I}{l_a} \\ K_1\,e^{-\sqrt{K}.l_f} - K_2\,e^{\sqrt{K}.l_f} = 0 \end{cases}$$