



**HAL**  
open science

# Introduction des techniques numériques pour les capteurs magnétiques GMI (Giant Magneto-Impedance) à haute sensibilité: mise en œuvre et performances

Papa Silly Traore

## ► To cite this version:

Papa Silly Traore. Introduction des techniques numériques pour les capteurs magnétiques GMI (Giant Magneto-Impedance) à haute sensibilité: mise en œuvre et performances. Energie électrique. Université Grenoble Alpes, 2017. Français. NNT: 2017GREAT061 . tel-01720331

**HAL Id: tel-01720331**

**<https://theses.hal.science/tel-01720331v1>**

Submitted on 1 Mar 2018

**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.

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE LA COMMUNAUTE UNIVERSITE GRENOBLE ALPES**

Spécialité : **Génie électrique**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

**Papa Silly TRAORE**

Thèse dirigée par **Aktham ASFOUR** et **Jean-Paul YONNET**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie électrique de Grenoble**  
et de l'École Doctorale **EEATS**

## **Introduction des techniques numériques pour les capteurs magnétiques GMI (Giant Magneto-Impedance) à haute sensibilité : mise en œuvre et performances.**

Thèse soutenue publiquement le **19 Octobre 2017**

devant le jury composé de :

**M. Christophe DOLABDJIAN**

Professeur, Université de Caen Basse Normandie (Président du jury)

**M. Christophe COILLOT**

Ingénieur de Recherche - HDR, Laboratoire Charles Coulomb  
Montpellier (Rapporteur)

**M. Kosai RAOOF**

Professeur, Université du Maine (Rapporteur)

**M. Aktham ASFOUR**

Maître de Conférences, Université Grenoble Alpes, (Directeur de thèse)

**M. Jean-Paul YONNET**

Directeur de recherche CNRS, Grenoble-INP, (Co-directeur de thèse)



## **REMERCIEMENT**

S'il est vrai que tout travail scientifique est empreint d'un cachet personnel, il n'en demeure pas moins que sa réalisation nécessite l'apport d'autres personnes dont les connaissances et les divers conseils nous ont été utiles et d'un grand soutien.

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mes encadrants M. Aktham ASFOUR et M. Jean Paul YONNET pour tout le temps qu'ils m'ont consacré, leurs directives précieuses, et pour la qualité de leur suivi tout au long de cette thèse.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à M. Christophe DOLABDJAN, Professeur à l'université de Caen Basse Normandie pour l'honneur qu'il nous a fait en présidant ce jury mais aussi pour son concours à ce travail à travers de nombreuses discussions enrichissantes. Merci pour le temps qu'il nous a accordé et pour son accueil au laboratoire GREYC. Qu'il trouve ici l'expression de ma sympathie.

Je remercie très sincèrement les rapporteurs de ce manuscrit, M. Christophe COILLOT (Ingénieur de Recherche – HDR au laboratoire Charles Coulomb) et M. Kosai RAOOF (Professeur à l'université du Maine), d'avoir accepté de s'intéresser à ma thèse. Je suis très honoré d'avoir reçu leur consentement.

Je remercie également tous les membres du laboratoire G2ELAB pour l'ambiance agréable qui y règne. Je pense particulièrement aux membres de l'équipe MADEA (Matériaux et dispositifs électromagnétiques avancés). Merci également à tous mes collègues et à tous mes amis.

Je dédie ce travail à ma femme, à mes très chers parents et toute ma famille en France et depuis le Sénégal pour leur soutien et leurs encouragements. Mes remerciements vont enfin à toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail mais et à tout le corps administratif du G2ELAB.

## RESUME

La Magneto-Impédance Géante (GMI) consiste en une forte variation de l'impédance d'un matériau ferromagnétique doux parcouru par un courant d'excitation alternatif haute fréquence lorsqu'il est soumis à un champ magnétique extérieur. Ce travail de thèse introduit de nouvelles techniques numériques et les pistes d'optimisation associées pour les capteurs GMI à haute sensibilité. L'originalité réside dans l'intégration d'un synthétiseur de fréquence et d'un récepteur entièrement numérique pilotés par un processeur de traitement de signal. Ce choix instrumental se justifie par le souhait de réduire le bruit de l'électronique de conditionnement qui limite le niveau de bruit équivalent en champ. Ce dernier caractérise le plus petit champ mesurable par le capteur. Le système de conditionnement conçu est associé à la configuration magnétique off-diagonal pour accroître la sensibilité intrinsèque de l'élément sensible. Cette configuration magnétique consiste en l'utilisation d'une bobine de détection autour du matériau ferromagnétique. Cette association permet en outre d'obtenir une caractéristique impaire de la réponse du capteur autour du champ nul, et par conséquent de pouvoir mettre en œuvre et d'utiliser le capteur sans avoir recours à une polarisation magnétique. Ce choix permet ainsi d'éliminer, ou au moins de minimiser les problématiques liées aux offsets des dispositifs GMI, tout en validant l'intérêt de cette configuration magnétique, notamment sur le choix du point de fonctionnement. Une modélisation des performances en bruit de toute la chaîne de mesure, incluant le système de conditionnement numérique, est réalisée. Une comparaison entre les niveaux de bruit équivalent en champ attendus par le modèle et mesurés est effectuée. Les résultats obtenus ont permis de dégager des lois générales d'optimisation des performances pour un capteur GMI numérique. Partant de ces pistes d'optimisation, un prototype de capteur complet et optimisé a été implémenté sur FPGA. Ce capteur affiche un niveau de bruit équivalent en champ de l'ordre de  $1 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  en zone de bruit blanc. En outre, ce travail permet de valider l'intérêt des techniques numériques dans la réalisation de dispositifs de mesure à haute sensibilité.

---

### Titre

Introduction des techniques numériques pour les capteurs magnétiques GMI (Giant Magneto-Impedance) à haute sensibilité : mise en œuvre et performances

---

### Mots clés

Magneto-Impédance Géante (GMI), circuits électroniques numériques, capteurs, haute sensibilité, mesures, instrumentation faible bruit, matériaux ferromagnétiques.

---

## ABSTRACT

The Giant Magneto-Impedance (GMI) is a large change of the impedance of some soft ferromagnetic materials, supplied by an alternating high-frequency excitation current, when they are submitted to an external magnetic field. This thesis presents the design and performance of an original digital architecture for high-sensitivity GMI sensors. The core of the design is a Digital Signal Processor (DSP) which controls two other key elements: a Direct Digital Synthesizer (DDS) and a Software Defined Radio (SDR) or digital receiver. The choice of these digital concepts is justified by the will to reduce the conditioning electronics noise that limits the equivalent magnetic noise level. The latter characterizes the smallest measurable field by the sensor. The developed conditioning system is associated with the off-diagonal magnetic configuration in order to increase the intrinsic sensitivity of the sensitive element. This magnetic configuration consists of the use of an additional a pick-up coil wound around the ferromagnetic material. This association also makes it possible to obtain an asymmetrical characteristic (odd function) of the sensor response near the zero-field point and to consequently allow for sensor implementation and use without any bias magnetic field. Thus, this choice eliminates, or at least minimizes, the problems related to the offset cancelling of the GMI devices. Also, it validates the advantage of this magnetic configuration, especially the choice of the operating point. Modeling of the noise performance of the entire measurement chain, including the digital conditioning, is performed. A comparison between the expected and measured equivalent magnetic noise levels is then carried out. The results yield general optimization laws for a digital GMI sensor. Using these laws, an optimized prototype of a GMI sensor is designed and implemented on FPGA. An equivalent magnetic noise level in a white noise zone region of approximately  $1 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  is obtained. Furthermore, this work also makes it possible to validate the interest of digital techniques in the realization of a high-sensitivity measuring devices.

---

### Title

Introduction of digital techniques for high-sensitivity GMI (Giant Magneto-Impedance) magnetic sensors : implementation and performance.

---

### Keywords

Giant Magneto-Impedance (GMI), digital electronic circuits, sensors, high sensitivity, measurements, low noise instrumentation, ferromagnetic materials.

---

## Liste des abréviations

**CAN** : Convertisseur Analogique-Numérique

**CIC** : Cascaded Integrator Comb

**CLB** : Configurable Logic Block

**CNA** : Convertisseur Numérique-Analogique

**DDC** : Digital Down Converter

**DDS** : Direct Digital Synthetiser

**DMA** : Direct Memory Access

**DSP** : Digital Signal Processor

**DVGA** : Digital Variable Gain Amplifier

**GMI** : Giant Magneto-Impedance

**FPGA** : Field Programmable Gate Array

**LUT** : Look-Up Table

**LSB** : Least Significant Bit

**MIG** : Magnéto-Impédance Géante

**MSB** : Most Significant Bit

**NCO** : Numerical Controlled Oscillator

**SDR** : Software Defined Radio

**RAM** : Read Access Memory

**RIF** : Réponse Impulsionnelle Finie

---

# Introduction générale

Notre travail s'inscrit dans le cadre des recherches menées par l'équipe MADEA « Matériaux et dispositifs électromagnétiques avancés » du Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2ELAB) visant à développer une nouvelle catégorie de capteurs magnétiques basés sur la Magnéto-Impédance Géante (MIG ou GMI pour « Giant Magneto-Impedance » en anglais). La magnéto impédance est une modification importante de l'impédance d'un matériau ferromagnétique doux lorsqu'il est soumis à un champ magnétique extérieur. Ce phénomène n'a cessé d'attirer l'intérêt de la communauté scientifique pour le développement de capteurs de champ magnétique par la mesure de l'impédance du matériau ferromagnétique (élément sensible). Les capteurs magnétiques jouent un rôle essentiel dans la technologie moderne. Ils sont largement utilisés dans la quasi-totalité des secteurs de l'ingénierie et de l'industrie. Il a notamment été démontré que les capteurs GMI offraient plusieurs avantages par rapport aux capteurs conventionnels. L'avantage décisif est la très grande sensibilité sans utilisation de supraconducteurs. Cet avantage, associé à un coût très bas et au potentiel de miniaturisation, laisse à penser que ces dispositifs ont un avenir certain dans la réalisation de capteurs pour une large palette d'applications.

Cette technologie de capteurs n'est en réalité pas encore complètement mature. Malgré les importants progrès réalisés depuis la découverte du phénomène physique il y a plus de deux décennies, aussi bien dans la compréhension et la modélisation du phénomène physique que dans leur mise en œuvre, seuls très peu de capteurs GMI sont de nos jours commercialisés. Pour des applications de haute sensibilité, il a été montré que les performances de ces capteurs étaient limitées par le niveau du bruit de l'électronique de conditionnement, notamment en zone de bruit blanc. En d'autres termes, les performances ultimes de l'élément sensible ne sont pas encore atteintes.

Actuellement tous les capteurs GMI sont associés à une électronique de conditionnement de type analogique. L'objectif général de la thèse est d'introduire de nouvelles techniques de conditionnement numérique pour ces capteurs. Il s'agit de décliner les fonctions numériques nécessaires et leur implémentation en temps-réel. Parallèlement, l'objectif est d'explorer l'apport général de ces techniques et leur potentiel pour tenter de réduire le bruit de l'électronique de conditionnement ou au moins prédire les performances globales pouvant être atteintes ainsi que les limitations éventuellement existantes.

Ce manuscrit s'articule autour de quatre chapitres.

Le chapitre 1 est consacré à la description générale des mécanismes associés à la Magnéto-Impédance Géante dans les matériaux ferromagnétiques amorphes. Cette description s'effectue d'un point de vue macroscopique, puis d'un point de vue microscopique à travers

une approche énergétique. Par la suite, le principe de mise en œuvre des capteurs GMI est présenté puis les pistes générales d'optimisation des performances du capteur sont rappelées au regard de l'état de l'art. Nous présenterons finalement les principales motivations qui ont été à l'origine des travaux effectués durant cette thèse.

Le chapitre 2 présente un nouveau système de conditionnement numérique des capteurs magnétiques GMI basé sur un DSP. Nous décrirons la chaîne de mesure du capteur conçue. Lors de cette description, nous déclinons en détails les fonctions numériques nécessaires à cette mise en œuvre et les contraintes d'implémentation en temps réel, aussi bien au niveau matériel que logiciel. Enfin une validation expérimentale du capteur GMI numérique est effectuée.

Le chapitre 3 traite de l'étude des performances du capteur présenté dans le chapitre 2. Un modèle analytique permettant de prédire les performances en zone de bruit blanc du capteur est présenté. A l'issue de cette modélisation, une validation expérimentale est effectuée. Celle-ci consiste en une comparaison des résultats issus du modèle analytique avec des mesures de bruit réelles. La suite de cette modélisation consiste à identifier les différentes fonctions numériques qui dégradent les performances en bruit du capteur. Par la suite, les performances du capteur, incluant le niveau de bruit, la bande passante, le slew rate et la plage dynamique, sont présentées. Enfin les limitations et les pistes d'optimisation des performances sont discutées.

Le quatrième chapitre présente un nouveau prototype de capteur GMI basé sur un FPGA (Field-Programmable Gate Array). Toutes les fonctions numériques du capteur ont été implémentées dans le FPGA en considérant les différentes pistes d'optimisations dégagées dans le chapitre 3. A l'issue de cette implémentation, une validation expérimentale a été effectuée. Par la suite, le modèle analytique présenté dans le chapitre 3 est généralisé pour le nouveau prototype. Il permet en outre de pouvoir estimer les performances en bruit en zone de bruit blanc de n'importe quel capteur GMI numérique. Les performances du capteur, en termes de slew rate, bande passante, plage dynamique et niveau de bruit, sont ensuite mesurées. Enfin une comparaison des performances présentées avec les meilleures obtenues dans le domaine des capteurs GMI est effectuée. Cette comparaison permet de positionner les travaux présentés au regard de l'état de l'art puis de discuter du potentiel du concept proposé pour la réalisation de capteurs magnétiques à haute sensibilité.

## Table des matières

RESUME.....	i
ABSTRACT .....	i
Liste des abréviations .....	1
Introduction générale.....	1
<i>CHAPITRE 1</i> : Etat de l’art des capteurs GMI et principe de fonctionnement .....	7
1.1 Introduction sur les capteurs magnétiques .....	9
1.2 Origine et contexte de la Magnéto-Impédance Géante .....	11
1.3 L’effet GMI dans un fil ferromagnétique.....	12
1.3.1 Régimes de fréquence .....	15
1.3.2 Eléments de modélisation de l’effet GMI.....	17
1.3.2.1 Structure magnétique de l’échantillon.....	17
1.3.2.2 Modèle de calcul de la perméabilité.....	19
1.3.2.3 Dynamique de l’aimantation .....	19
1.3.2.4 Modèle de calcul de l’impédance du fil ferromagnétique.....	22
1.4 Du fil ferromagnétique à la réalisation d’un capteur.....	23
1.4.1 Stratégie de conditionnement d’un capteur GMI.....	26
1.4.1.1 Le système d’excitation.....	26
1.4.1.2 Le système de démodulation .....	26
1.4.1.3 Problématique de l’offset .....	27
1.4.2 Capteur GMI en boucle fermée.....	27
1.5 Performances en bruit d’un capteur GMI.....	28
1.5.1 Bruit d’un matériau GMI .....	29
1.5.1.1 Le bruit de Johnson-Nyquist .....	29
1.5.1.2 Le bruit magnétique .....	30
1.5.2 Optimisation de la sensibilité.....	30
1.5.2.1 Optimisation du courant d’excitation.....	30
1.5.2.2 Optimisation des propriétés du matériau.....	31
1.6 Choix d’une configuration magnétique optimale.....	31

1.7	Etat de l’art sur les performances en bruit des capteurs GMI .....	36
1.8	Positionnement du travail de thèse .....	40
<b>CHAPITRE 2 : CONCEPTION ET DEVELOPPEMENT D’UN CAPTEUR GMI</b>		
<b>NUMERIQUE.....</b>		
2.1	Introduction .....	45
2.2	Implémentation matérielle (hardware) .....	46
2.2.1	La carte DSP-SHARC.....	47
2.2.2	Le synthétiseur numérique de fréquence (DDS).....	49
2.2.2.1	Architecture d’un DDS .....	49
2.2.2.2	Interfaçage du DDS avec le DSP.....	52
2.2.3	Le récepteur numérique (SDR) .....	54
2.2.3.1	Le DVGA .....	56
2.2.3.2	Le convertisseur analogique-numérique.....	56
2.2.3.3	Le DDC.....	56
2.2.3.4	Le gain du récepteur numérique .....	63
2.2.3.5	Quantification du retard.....	64
2.2.4	Validations expérimentales et résultats préliminaires.....	65
2.3	Implementation logicielle (software) .....	68
2.4	Conclusion.....	70
<b>CHAPITRE 3 : Quantification et performances du capteur GMI numérique .....</b>		
3.1	Introduction .....	73
3.2	Bruit du système d’excitation.....	73
3.2.1	Modèle de bruit du DDS .....	74
3.2.2	Bruit des convertisseurs tension-courant .....	78
3.3	Bruit de la configuration off-diagonal.....	79
3.4	Modèle de bruit du SDR.....	84
3.4.1	Bruit du DVGA.....	84
3.4.2	Modèle de bruit du CAN.....	85
3.4.2.1	Bruit de quantification du CAN.....	85
3.4.2.2	Calcul de la densité spectrale du CAN .....	88
3.4.3	Modèle de bruit du DDC.....	89
3.4.3.1	Le NCO .....	91

3.4.3.2	Le premier circuit d'arrondi « Round 1 » .....	91
3.4.3.3	Les circuits de décalage.....	93
3.4.3.4	Le filtre CIC .....	93
3.4.3.5	Le second circuit d'arrondi « Round 2 ».....	93
3.4.3.6	Les filtres RIF.....	94
3.4.4	Synthèse et validation du modèle de bruit du SDR .....	96
3.5	Présentation et caractérisation de la chaîne complète .....	99
3.5.1	Modèle de bruit de la chaîne de mesure complète .....	100
3.5.2	Caractérisation de la chaîne .....	101
3.5.2.1	Bruit et bande passante du capteur en boucle ouverte.....	103
3.5.2.2	Vitesse de variation maximale en champ .....	107
3.6	Conclusion.....	108
<i>CHAPITRE 4 : Développement et caractérisation d'un prototype de capteur</i> .....		110
4.1	Introduction .....	111
4.2	Conception du prototype de capteur.....	112
4.2.1	FPGA .....	114
4.2.2	Démarche de conception par FPGA .....	115
4.2.3	Implémentation sous Vivado de l'électronique numérique d'un capteur GMI .	117
4.2.3.1	DDS basé sur un FPGA.....	117
4.2.3.2	SDR basé sur un FPGA .....	118
4.3	Caractérisation des performances du nouveau prototype.....	124
4.3.1	Evaluation des performances en bruit.....	124
4.3.1.1	Le système d'excitation.....	125
4.3.1.2	L'élément sensible associé au préamplificateur .....	127
4.3.1.3	Le SDR.....	127
4.3.1.4	Validation du modèle de bruit .....	129
4.3.2	Vitesse de variation maximale en champ et dynamique du capteur .....	135
4.4	Proposition d'architecture optimale .....	136
4.5	Conclusion.....	137
Conclusion générale .....		138
Bibliographie.....		142

Liste des publications .....	152
Table des figures .....	154
Liste des tableaux .....	158
ANNEXES .....	159
Annexe 1 .....	160
Annexe 2 .....	161
Annexe 3 .....	163
Annexe 4 .....	167
Annexe 5 .....	170

# **CHAPITRE 1 : Etat de l'art des capteurs GMI et principe de fonctionnement**

## **Sommaire**

---

1.1	Introduction sur les capteurs magnétiques .....	9
1.2	Origine et contexte de la Magnéto-Impédance Géante .....	11
1.3	L'effet GMI dans un fil ferromagnétique.....	12
1.3.1	Régimes de fréquence .....	15
1.3.2	Eléments de modélisation de l'effet GMI.....	17
1.3.2.1	Structure magnétique de l'échantillon.....	17
1.3.2.2	Modèle de calcul de la perméabilité.....	19
1.3.2.3	Dynamique de l'aimantation .....	19
1.3.2.3.1	Etat d'équilibre statique .....	20
1.3.2.3.2	Résolution des équations dynamiques .....	21
1.3.2.4	Modèle de calcul de l'impédance du fil ferromagnétique.....	22
1.4	Du fil ferromagnétique à la réalisation d'un capteur.....	23
1.4.1	Stratégie de conditionnement d'un capteur GMI.....	26
1.4.1.1	Le système d'excitation.....	26
1.4.1.2	Le système de démodulation .....	26
1.4.1.3	Problématique de l'offset .....	27
1.4.2	Capteur GMI en boucle fermée.....	27
1.5	Performances en bruit d'un capteur GMI.....	28
1.5.1	Bruit d'un matériau GMI .....	29
1.5.1.1	Le bruit de Johnson-Nyquist .....	29
1.5.1.2	Le bruit magnétique .....	30
1.5.2	Optimisation de la sensibilité.....	30
1.5.2.1	Optimisation du courant d'excitation.....	30
1.5.2.2	Optimisation des propriétés du matériau.....	31
1.6	Choix d'une configuration magnétique optimale.....	31
1.7	Etat de l'art sur les performances en bruit des capteurs GMI .....	36
1.8	Positionnement du travail de thèse.....	40

---

## **Résumé**

*Ce chapitre introductif vise à préciser le cadre dans lequel s'inscrit ce travail. Les mécanismes associés à la Magneto-Impédance Géante dans les microfils amorphes sont discutés d'un point de vue macroscopique, puis d'un point de vue microscopique à travers une approche énergétique. Par la suite, le principe de mise en œuvre d'un capteur GMI est présenté, puis des pistes générales d'optimisation des performances du capteur sont discutées au regard de l'état de l'art. Nous présenterons enfin les principales motivations qui ont été à l'origine du travail présenté.*

## 1.1 Introduction sur les capteurs magnétiques

Les capteurs magnétiques sont largement utilisés pour la mesure du champ magnétique dans une multitude de domaines tels que les applications biomédicales, le contrôle non destructif, les applications spatiales, militaires... Ils sont également très utilisés dans de nombreux domaines industriels pour la mesure indirecte (par mesure de champ sans contact) de quantités non-magnétiques tels que le courant électrique ou la position linéaire et angulaire.

Il existe une grande variété de capteurs aux principes physiques différents. Une liste non exhaustive peut par exemple inclure les capteurs à effet Hall, les Fluxgates, les capteurs inductifs, les capteurs MagnétoRésistance Anisotrope (AMR), à MagnétoRésistance Géante (GMR), etc. [1].

Un capteur magnétique transforme, bien évidemment, le champ ou l'induction magnétique en signal électrique. Son architecture standard est celle de n'importe quel autre type de capteur comme illustrée par la Figure.1.1. Le terme capteur est en réalité un mot très vaste. Il peut définir le transducteur associé à son électronique de conditionnement ou le transducteur seul [2]. Ce dernier a pour fonction essentielle de traduire la grandeur physique, objet de la mesure et que l'on nomme la mesurande, en une grandeur électrique image de la grandeur physique [3].

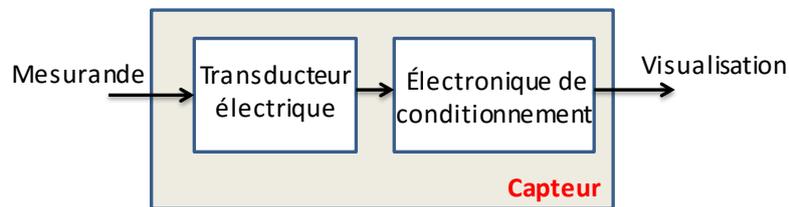


Figure 1. 1 : Architecture générale d'un capteur

Le transducteur constitue l'élément de base de la chaîne de mesure. Sa conception est étroitement liée au domaine d'application pour lequel le capteur sera utilisé. Les capteurs sont en général basés sur des phénomènes physiques variés. Le conditionnement est quant à lui adapté au type de capteur utilisé.

Les capteurs magnétiques sont qualifiés à l'aide de diverses caractéristiques. En fonction de l'application ciblée, il est possible d'accorder plus ou moins d'importance à certaines d'entre elles. Parmi ces caractéristiques nous pouvons essentiellement distinguer [4] :

- La bande passante : généralement exprimée en Hz, elle désigne la plage fréquentielle dans laquelle peut être utilisée le capteur.
- La dynamique : exprimée en dB, elle caractérise le rapport entre le plus grand et le plus petit champ magnétique mesurable par le capteur.

- Le slew rate : encore appelé vitesse de balayage, elle désigne la plus grande variation de champ magnétique que peut reproduire le capteur. Elle est exprimée en T/s
- L'hystérésis : elle caractérise la différence de réponse du capteur suivant le sens (croissant ou décroissant) de variation d'une même grandeur d'entrée.
- La sensibilité : exprimée en V/T, elle désigne le rapport entre la variation du signal en sortie du capteur et la variation du signal à son entrée.
- La linéarité : elle caractérise le rapport de proportionnalité entre la grandeur en sortie du capteur et celle à son entrée sur une plage de fonctionnement.
- Le bruit : Il s'agit de fluctuations aléatoires indésirables du signal de sortie caractérisant ainsi le plus petit champ magnétique mesurable par le capteur. Pour les capteurs magnétiques, les performances en bruit sont souvent quantifiées en termes de bruit équivalent en champ exprimé en  $T/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Un capteur reste néanmoins un système plus complexe par rapport au principe illustré sur la Figure. 1.1 et nécessite souvent la mise en œuvre de fonctions supplémentaires. Par exemple, il peut être nécessaire d'alimenter le transducteur pour assurer la conversion de la grandeur magnétique en grandeur électrique [3]. D'autres fonctions dédiées à l'extraction du signal utile telles que la démodulation d'amplitude ou de fréquence peuvent être nécessaires. Aussi, le principe de mise en œuvre implique parfois d'autres fonctions comme par exemple la polarisation magnétique du capteur, la linéarisation, ou encore la suppression d'offset qui peut être intrinsèque au transducteur ou provoqué par le principe même de cette mise œuvre. Par ailleurs, la réduction du bruit de capteur reste naturellement un objectif important dans un bon nombre d'applications. Il est à noter que dans la pratique et dans un environnement réel d'utilisation du capteur, la réduction de l'effet des paramètres d'influence (température, contraintes mécaniques...) peut exiger l'implémentation des techniques appropriées rajoutant ainsi un degré de complexité dans la chaîne.

Les capteurs GMI ne font pas une exception quant à la diversité des fonctions nécessaires à leur mise en œuvre. Même si le principe de base reste relativement simple, cette technologie n'est pas encore très mature. Cependant, son potentiel continue à susciter beaucoup d'intérêt. Les objectifs généraux des travaux dans ce domaine, aussi bien au niveau des matériaux qu'au niveau des paramètres physiques de mise en œuvre du transducteur, visent globalement à une meilleure compréhension des phénomènes physiques impliqués afin de comprendre leur impact sur les performances et de décliner des pistes d'optimisation, notamment en termes de sensibilité et de bruit. De ce point de vue, il a été montré que les performances ultimes en bruit ne sont pas encore atteintes et que celles en zone de bruit blanc sont principalement limitées par le bruit de l'électronique analogique de conditionnement de ce capteur.

Ce premier chapitre du manuscrit présente un état de l'art incluant une description générale du phénomène physique de la GMI. Les principes de mise en œuvre, les problématiques

associées ainsi que les pistes d'optimisation des performances sont également rappelées. La présentation s'achève par les principales motivations à l'origine de ce travail de thèse.

Il convient également de noter que la comparaison des performances actuelles entre les capteurs GMI et d'autres catégories de capteurs magnétiques ne sera pas effectuée dans le présent document. Le lecteur intéressé peut néanmoins se référer à la référence [4] concernant cet aspect.

## 1.2 Origine et contexte de la Magnéto-Impédance Géante

La GMI caractérise la variation de l'impédance  $|Z_{GMI}|$  d'un conducteur magnétique soumis à un champ magnétique  $H$  et parcouru par un courant d'excitation alternatif  $i_{ac}$  de quelques centaines de kilohertz. A titre d'illustration, la Figure 1.2 montre cette variation typique d'impédance en fonction du champ.

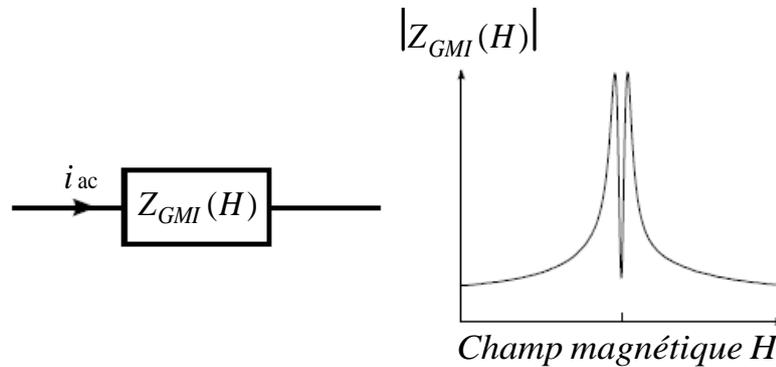


Figure 1. 2: Illustration de l'effet magnéto impédance

Il s'agit d'un phénomène connu de très longue date. Il a été établi dès 1935 par E.P. Harrison *et coll.*, qui observaient des variations de la partie imaginaire de l'impédance pour des fréquences de quelques dizaines de kilohertz sur des fils de Nickel Fer [5], [6]. Oublié, K. Mohri et L.V. Panina qui travaillaient sur des matériaux ferromagnétiques amorphes ultra doux ont rebaptisé le phénomène, Magnéto-Impédance Géante en 1994, en raison de la large dépendance de l'impédance mesurée sur des fils amorphes à base de Cobalt et FeCoSiB [7], [8]. Durant cette période, les auteurs avaient proposé un modèle physique afin d'expliquer ce phénomène. La comparaison des résultats entre modèle et mesure n'allait pas de pair. Les premières recherches se sont donc focalisées sur la modélisation de la GMI et l'optimisation des structures afin d'améliorer l'amplitude relative de la variation d'impédance  $\frac{|\Delta Z|}{|Z_{GMI}|}$  en fonction du champ magnétique.

Ce phénomène n'a donc cessé d'attirer l'intérêt de la communauté scientifique pour le développement de capteurs. Ces derniers peuvent être conçus sous différentes formes et suivant différentes géométries. On distingue les structures homogènes intégrant les rubans (ou

couches minces), les fils (ou microfils) puis les structures non homogènes où l'on rencontre les sandwichs, les fils électro-déposés (ou fils composites) et les configurations où le matériau est entouré par une bobine. Une synthèse détaillée de ces différentes structures est effectuée dans la référence [9].

Ainsi, les résultats les plus convaincants avaient été mesurés sur des microfils. A titre d'exemple, les travaux de K.R. Pirota *et. Coll.* ont montré que l'on pouvait obtenir une variation de 600% à 15 MHz avec un microfil CoFeSiB [10]. J. Velluer *et. Coll.* ont également présenté une variation de 700% avec des microfils de NiFeMo [11]. Prometteur pour réaliser des magnétomètres, il a suscité un large engouement notamment pour leur commercialisation. Un certain nombre de capteurs utilisant des microfils a déjà été commercialisé [12]. L'utilisation de fils n'étant pas favorable à leur intégration, les rubans restent tout de même plus adaptés à la technologie microélectronique. Les travaux [13], [14] ont montré que les rubans ne permettaient pas d'avoir une grande variation d'impédance. Néanmoins, des études sur la structure tri-couche, ont obtenu des résultats plus convaincants [17]. A titre d'exemple, le capteur à base de CoSiB/Cu/CoSiB réalisé par L. V. Panina *et. Coll.* a permis d'obtenir une variation de 70% à 68 MHz [15]. De nouvelles structures telles que les empilements de multicouches [14] et de tri-couches de forme méandrique [17] ont été présentées plus récemment. Des couches d'isolation sont utilisées entre les couches magnétiques et la piste conductrice permettant ainsi d'améliorer l'effet GMI mais compliquant le procédé de fabrication.

La recherche sur ce phénomène physique s'est donc orientée pendant des années sur l'amélioration du rapport  $\frac{|\Delta Z|}{|Z_{GMI}|}$ . Récemment, d'autres équipes de recherche se sont intéressées à l'accroissement du facteur  $\frac{\partial |Z|}{\partial B}$ , représentant la variation de l'impédance du conducteur par rapport à l'induction magnétique  $B$  ( $B = \mu_0 H$ ), en vue de réaliser des capteurs à haute sensibilité. A titre d'exemple, la thèse de J. Moutoussamy [3] va dans ce sens. Les travaux effectués au laboratoire GREYC, notamment la thèse de B. Dufay [4] traitent aussi de l'optimisation de ce dernier facteur.

Le travail présenté dans ce manuscrit sera principalement focalisé sur des microfils ferromagnétiques de type amorphe. L'essentiel des principes énumérés ici reste néanmoins transposable aux autres structures géométriques.

### 1.3 L'effet GMI dans un fil ferromagnétique

La GMI caractérise la dépendance de l'impédance d'un fil ferromagnétique (de rayon  $a$  et de longueur  $l$  supposée très grande devant le rayon) parcouru par un courant d'excitation haute fréquence (HF) et soumis à un champ magnétique extérieur axial  $H_z$  comme illustré sur la

Figure 1.3. Généralement, l'impédance électrique complexe de tout dipôle est définie comme étant le rapport des amplitudes complexes de la tension à ses bornes sur le courant le parcourant. L'impédance  $\underline{Z}$  du fil GMI peut par conséquent s'exprimer par :

$$\underline{Z} = R + jX = \frac{\underline{V}_{ac}}{\underline{I}_{ac}} \quad (1.1)$$

Où R et X désignent respectivement les parties réelle et imaginaire de l'impédance ;  $\underline{V}_{ac}$  et  $\underline{I}_{ac}$  représentent les amplitudes complexes de la tension,  $v_{ac}$ , aux bornes du dispositif GMI et le courant,  $i_{ac}$ , le parcourant, respectivement. Les grandeurs à manipuler dans ce chapitre seront de nature complexe. Dans un souci de lisibilité, leurs notations complexes est implicite (à titre d'exemple, la grandeur complexe de l'impédance ( $\underline{Z}$ ) est notée Z). Les grandeurs complexes du courant et de la tension sont telles que :

$$\underline{i}_{ac} = \underline{I}_{ac} \times e^{-j(2\pi f_p t)} \quad \text{avec} \quad \underline{I}_{ac} = I_{ac} e^{-j\varphi_1} \quad (1.2)$$

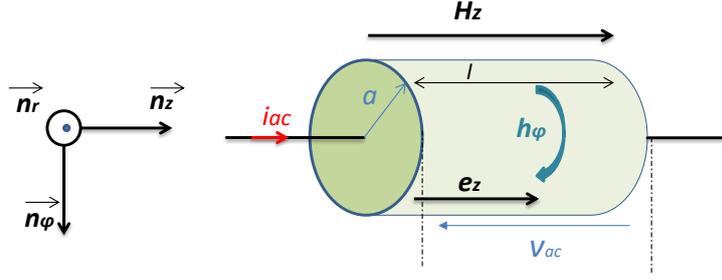
$$\underline{v}_{ac} = \underline{V}_{ac} \times e^{-j(2\pi f_p t)} \quad \text{avec} \quad \underline{V}_{ac} = V_{ac} e^{-j\varphi_2} \quad (1.3)$$

Où  $I_{ac}$  et  $V_{ac}$  sont les amplitudes du courant et de la tension du dispositif GMI ;  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  sont les phases à l'origine du courant et de la tension, respectivement et  $f_p$  représente la fréquence du courant d'excitation  $i_{ac}$ .

Dans les matériaux GMI, la relation entre  $v_{ac}$  et  $i_{ac}$  peut être fortement non linéaire, il est néanmoins possible de les aborder dans le cas d'une approximation linéaire pour de faibles amplitudes du courant  $I_{ac}$ . Ainsi, l'excitation en courant  $i_{ac}$  du matériau génère d'après le théorème d'ampère un champ magnétique circonférentiel  $h_\varphi$  variable. La circulation de ce champ magnétique est à l'origine d'un flux variable créant à son tour un champ électrique axial  $e_z$  (loi de Faraday) proportionnel à la tension aux bornes du dispositif GMI selon les relations suivantes :

$$i_{ac} = 2\pi.a \times h_\varphi \quad (1.4)$$

$$v_{ac} = l \times e_z \quad (1.5)$$



**Figure 1.3 : Représentation de la géométrie de l'élément sensible GMI et les différentes grandeurs y intervenant**

L'étude de l'effet GMI repose sur la compréhension des liens existants entre les champs électrique et magnétique à la surface de l'échantillon. Ceux-ci sont donnés par le tenseur d'impédance de surface  $[\xi_s]$  [18] provenant d'une combinaison des équations de Maxwell-Faraday, Maxwell-Ampère et de Maxwell flux magnétique. Le tenseur d'impédance de surface est donné par :

$$\begin{pmatrix} e_\varphi \\ e_z \end{pmatrix} = [\xi_s] \times \begin{pmatrix} h_z \\ h_\varphi \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} e_\varphi \\ e_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \xi_{\varphi\varphi} & \xi_{\varphi z} \\ \xi_{z\varphi} & \xi_{zz} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} h_z \\ h_\varphi \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

Où  $e_\varphi$  et  $h_z$  désignent respectivement le champ électrique circonférentiel et le champ magnétique axial à la surface du dispositif GMI.

En utilisant les équations (1.2), (1.3) et (1.4), l'impédance du matériau devient :

$$Z = \frac{l}{2\pi a} \times \frac{e_z}{h_\varphi} = \frac{l}{2\pi a} \left( \xi_{zz} + \xi_{z\varphi} \frac{h_z}{h_\varphi} \right) \quad (1.7)$$

Cette expression se réduit au terme en  $\xi_{zz}$  si la composante du champ magnétique axial  $h_z$  ou la composante  $\xi_{z\varphi}$  s'annule. Il a également été montré que dans le cas d'une excitation en courant et d'une détection en tension aux bornes du dispositif GMI, l'impédance n'est fonction que du terme en  $\xi_{zz}$  donné par [18] :

$$\xi_{zz} = \Gamma \rho \frac{J_0(\Gamma a)}{J_1(\Gamma a)} \quad (1.8)$$

Où  $\Gamma = \frac{1-j}{\delta}$  et  $\delta$  représentent respectivement le vecteur d'onde lié à la propagation radiale de l'onde électromagnétique et la profondeur de pénétration de cette onde dans le matériau

(cf. équation (1.10)) ;  $\rho$  est la résistivité du matériau ;  $J_0$  et  $J_1$  désignent les fonctions de Bessel du premier ordre. Il est alors possible d'en déduire l'expression de l'impédance  $Z$  du matériau par :

$$Z = R_{dc} \times \frac{\Gamma a J_0(\Gamma a)}{2 J_1(\Gamma a)} \quad (1.9)$$

Où  $R_{dc} = \frac{\rho \times l}{\pi \times a^2}$  est la résistance statique du conducteur ferromagnétique.

L'effet GMI peut alors être assimilé à un phénomène classique de l'électrodynamique appelé effet de peau pourvu que l'on introduise une perméabilité effective relative,  $\mu_{reff}$ , dans l'expression de l'épaisseur de peau  $\delta$  du courant parcourant le conducteur, telle que :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \times f_p \times \mu_0 \times \mu_{reff} (H_z, i_{ac}, f_p)}} \quad (1.10)$$

La forte perméabilité relative des matériaux ferromagnétiques doux engendre l'apparition de l'effet de peau à des fréquences plus faibles que pour un matériau non magnétique de résistivité similaire. Ainsi, la variation d'impédance en fonction du champ liée à la variation de la profondeur de pénétration, dépend de la fréquence d'excitation du courant [19], [20], [21].

### 1.3.1 Régimes de fréquence

M. Knobel *et. coll.* ont donc proposé une classification suivant trois régimes fréquentiels de fonctionnement [19], [20] :

- Aux basses fréquences ( $f_p < 100\text{kHz}$ ) : la variation d'impédance est liée à un effet d'auto-induction. L'effet de peau est négligeable et la circulation du courant est uniforme à l'intérieur du conducteur. Lorsque la profondeur de pénétration est très grande devant le rayon du conducteur, soit  $\delta \gg a$ , un développement en série de Taylor de l'équation (1.8) conduit à l'estimation suivante :

$$\frac{J_0(\Gamma a)}{J_1(\Gamma a)} \approx \frac{2}{\Gamma a} \left( 1 - \frac{(\Gamma a)^2}{4} \right) \quad (1.11)$$

Soit une expression de  $Z$  donnée par :

$$Z = R_{dc} + j \frac{l \times f_p \times \mu_{eff}(H_z, I_{ac}, f_p)}{4} \quad (1.12)$$

Dans ce cas, la variation d'impédance résulte principalement de la contribution de sa partie imaginaire qui est proportionnelle à la perméabilité effective du matériau. Cet effet est appelé effet magnéto-inductif.

- Aux moyennes fréquences ( $100 \text{ kHz} < f_p < 100\text{MHz}$ ) : la variation d'impédance est liée à l'effet de peau grâce à la forte dépendance de la perméabilité effective du matériau. Cette dépendance est observée pour des champs magnétiques de l'ordre d'une dizaine de  $\mu\text{T}$  [7]. Cette forte sensibilité constitue un des critères recherchés dans les travaux présentés dans ce manuscrit consistant en la réalisation de capteurs à haute sensibilité.

Pour ces gammes de fréquence, l'épaisseur de peau est très prononcée. Par conséquent  $\delta \ll a$  soit :

$$\frac{J_0(\Gamma a)}{J_1(\Gamma a)} \approx j \quad (1.13)$$

D'où l'expression de  $Z$  donnée par :

$$Z = (1 + j) \frac{l \times \rho}{2\pi \times a \times \delta(H_z, I_{ac}, f_p)} \quad (1.14)$$

La variation de la perméabilité intègre aussi la dynamique de l'aimantation. Pour les fréquences allant de quelques centaines de kilohertz jusqu'à 1 MHz, la variation de la perméabilité est liée aux déplacements des parois de domaine et les effets gyromagnétiques (encore appelés mécanismes de rotation de l'aimantation). Pour des fréquences plus élevées, on note un amortissement du mouvement des parois de domaines dû aux courants de Foucault. La GMI est dans ce cas principalement dominée par les mécanismes de rotation de l'aimantation.

- Aux hautes fréquences ( $f_p > 100\text{MHz}$ ) : Les mécanismes de rotation de l'aimantation annoncent la signature d'une résonance ferromagnétique. Le pic maximal d'impédance est alors observé dans des régions où l'échantillon est saturé magnétiquement. D'ailleurs, A. Yelon *et. coll.* [28] ont également pu effectuer une analogie entre l'effet GMI et la résonance ferromagnétique.

### 1.3.2 Eléments de modélisation de l'effet GMI

La phénoménologie de la GMI a été exposée dans les paragraphes précédents. Du fait que la dépendance en champ de l'impédance du matériau GMI est à l'image de la variation de la perméabilité effective, la compréhension de celle-ci nécessite la connaissance de la structure magnétique de l'échantillon à l'état microscopique.

#### 1.3.2.1 Structure magnétique de l'échantillon

Les matériaux magnétiques adoptent une structure magnétique hétérogène de sorte que leur observation microscopique met en évidence l'apparition de domaines magnétiques au sein desquels l'aimantation est uniforme et dirigée (en règle générale) selon un des axes du cristal considéré. En 1907, Pierre Weiss a montré qu'un échantillon de taille macroscopique, afin de diminuer son énergie globale, se subdivise en de nombreuses régions aimantées à saturation (domaines) séparées par des frontières (parois de Bloch ou paroi de Néel). En tout point du matériau, le vecteur aimantation peut changer mais conserve le même module qui est l'aimantation à saturation  $M_s$ . L'aimantation est orientée selon des directions privilégiées appelées axes de facile aimantation.

La transition de l'orientation du vecteur  $M_s$  entre deux domaines s'effectue sur une zone large de quelques dizaines de distances inter atomiques nommée paroi magnétique. Cette configuration peut s'expliquer par une approche énergétique dans laquelle l'équilibre magnétique formant cette structure en domaines est le fruit de différentes interactions énergétiques au sein de la matière. A l'échelle atomique, l'état d'équilibre peut alors s'expliquer par la compétition de différents termes énergétiques. L'énergie globale,  $E$ , s'écrit [22] :

$$E = E_{ch} + E_k + E_{ms} + E_{me} \quad (1.15)$$

Où

- $E_{ch}$  représente l'énergie d'échange. Elle traduit l'interaction entre les moments magnétiques (chaque moment élémentaire est soumis à des actions produites par l'ensemble des moments élémentaires voisins)
- $E_k$  désigne l'énergie d'anisotropie magnéto-cristalline. Elle favorise l'alignement des moments magnétiques avec certains axes cristallographiques du matériau.
- $E_{ms}$  désigne l'énergie magnétostatique. Elle est habituellement divisée en deux contributions [23] :
  - ❖ L'énergie de Zeeman : associée au champ magnétique extérieur, elle tend à aligner la direction de l'aimantation avec celle du champ extérieur. Elle est

minimale quand l'aimantation est parallèle et de même sens que le champ magnétique appliqué.

- ❖ Le champ démagnétisant : dépendant de la géométrie et de la distribution de l'aimantation dans tout le milieu, il tend à minimiser le parcours des lignes de champ (sources de charges surfaciques) par la création de nouveaux domaines.

- $E_{me}$  représente l'énergie magnéto-élastique. Celle-ci résulte de l'orientation préférentielle de l'aimantation lorsque le cristal est sous contrainte mécanique

Lorsque le matériau est soumis à un champ magnétique extérieur, le processus d'aimantation peut évoluer suivant deux mécanismes pouvant exister ensemble ou l'un après l'autre suivant les propriétés du matériau :

- Le moment magnétique d'équilibre est atteint par le mouvement des parois de domaines (certains domaines dans lesquels l'aimantation est dans le même sens que le champ magnétique appliqué, croissent au détriment des autres)
- Le moment magnétique d'équilibre est atteint par la rotation des moments magnétiques au sein de chaque domaine.

La dynamique du mouvement des parois de domaines est relativement lente et n'agit plus au-delà d'une fréquence de quelques dizaines de kilohertz pour certains matériaux alors que la rotation des moments magnétiques peut apparaître à des fréquences plus élevées. De plus, lorsque le champ appliqué est suffisant pour saturer le matériau, ce dernier n'est alors plus subdivisé en domaines.

Nous considérons dans les travaux présentés un échantillon filaire homogène anisotrope et cylindrique placé dans un champ magnétique  $H_z$ . On suppose que la longueur du fil  $l$  est très grande devant son diamètre  $d$  (soit  $l \gg d$ ) et que le fil est suffisamment court afin de négliger la propagation longitudinale. Typiquement,  $l$  est de l'ordre de quelques centimètres alors que le diamètre  $d$  avoisine les quelques dizaines de micromètres. Les champs démagnétisants longitudinaux peuvent donc être négligés dans ces conditions. Nous supposons également que les effets du couplage magnéto-élastique ont été négligés ici. Sa contribution est similaire à celui du champ d'anisotropie et peut par conséquent être incluse en considérant un champ d'anisotropie effectif global. La Figure 1.4 représente la géométrie du système, le choix des coordonnées cylindriques étant parfaitement adapté pour le cas des microfils.

Par ailleurs, le fil est supposé avoir une aimantation hélicoïdale uniforme, c'est-à-dire que la direction de l'axe facile est caractérisée par des composantes axiales et circonférentielles qui sont toutes différentes de zéro et une composante radiale qui est toujours nulle.

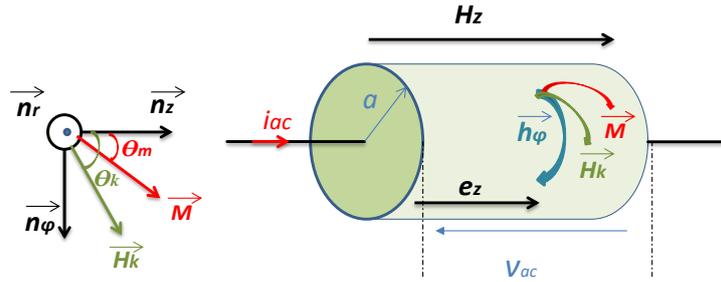


Figure 1. 4 : Géométrie du système mono-domaine caractérisant l'effet GMI. Dans un repère cylindrique de coordonnées  $(\vec{n}_r, \vec{n}_\varphi, \vec{n}_z)$ , le champ magnétique est axial, l'aimantation  $\vec{M}$  et le champ d'anisotropie  $\vec{H}_k$  sont hélicoïdaux. Ils ont des directions définies respectivement par  $\vec{n}_M$  et  $\vec{n}_k$  formant des angles  $\theta_m$  et  $\theta_k$  avec l'axe  $\vec{n}_z$

### 1.3.2.2 Modèle de calcul de la perméabilité

De nombreux travaux se sont concentrés depuis la découverte de l'effet GMI sur sa modélisation qui est aujourd'hui relativement maîtrisée.

Un premier modèle théorique de calcul de la perméabilité a donc été proposé [24], [25]. Il décrit le comportement d'un fil ferromagnétique CoFeSiB muni d'une structure en domaines. Ce modèle intègre l'effet de l'amortissement des parois de domaines dû aux courants de Foucault induits dans le matériau. Ceux-ci sont uniquement valables aux fréquences d'excitation moyennes tant que les mouvements de l'aimantation ne proviennent pas de la rotation gyromagnétique.

Pour des fréquences plus élevées, un certain nombre de travaux [26], [27] néglige l'effet de l'interaction d'échange. A l'inverse, A. Yelon *et. coll.* [28] ont montré que la théorie de la résonance ferromagnétique dans les métaux, incluant explicitement les phénomènes d'échange-conductivité, était rigoureusement similaire aux phénomènes de l'effet GMI. D. Ménard *et. coll.* [29], [30] ont obtenu cette équivalence pour des échantillons non saturés, mono-domaine et à anisotropie hélicoïdale. Les travaux présentés dans cette section sont principalement basés sur les travaux de D. Ménard [30] dont les résultats sont suffisants pour la compréhension de l'effet GMI. Aussi, la configuration mono-domaine est justifiée ici. En effet, pour les fréquences d'excitation généralement utilisées du matériau GMI, ( $f_p \in [1 \text{ MHz} - 10\text{MHz}]$ ), la contribution du mouvement des parois de domaines est relativement amortie par les micro-courants de Foucault. De surcroît, l'ajout d'un courant de polarisation  $I_{dc}$  génère un champ circonférentiel continu permettant de supprimer toutes configurations en domaines [21]. Ainsi l'orientation de l'aimantation portée par l'angle  $\theta_m$  ne s'effectue que par sa rotation.

### 1.3.2.3 Dynamique de l'aimantation

L'impédance du matériau est fonction des champs électriques et magnétiques à la surface de l'échantillon. Ceux-ci sont donnés par une combinaison des relations de Maxwell Faraday et

de Maxwell Ampère (en négligeant les courants de conduction) associées à loi d'Ohm  $J = \sigma E$  où  $\sigma$  désigne la conductivité électrique et  $J$ , la densité de courant :

$$\vec{\text{rot}}(\vec{\text{rot}}(\vec{H})) = \sigma\mu_0 \frac{\partial(\vec{H} + \vec{M})}{\partial t} \quad (1.16)$$

Dans un matériau magnétique, l'orientation de l'aimantation dépend de la contribution des différents champs régnant à l'intérieur de l'échantillon. Il est possible de définir un champ magnétique effectif,  $H_{eff}$ , intégrant les différentes contributions énergétiques présentées précédemment (équation 1.15). Pour des fréquences allant du continu jusqu'au GHz, le mouvement de l'aimantation  $\vec{M}$  en fonction du champ effectif  $\vec{H}_{eff}$  est donné par la relation de Landau-Lifshitz [31], [15] :

$$\frac{\partial \vec{M}}{\partial t} = \gamma \times \mu_0 \vec{M} \wedge \left[ \vec{H}_{eff} - \frac{\alpha}{M_s} \vec{M} \wedge \vec{H}_{eff} \right] \quad (1.17)$$

Où  $\gamma$  est le rapport gyromagnétique et  $\alpha$  est le paramètre d'amortissement phénoménologique de Gilbert.

En décomposant l'aimantation et le champ effectif en une composante statique et une composante petit signal (régime dynamique) telle que,  $\vec{M} = \vec{M}_0 + \vec{m}(t)$  et  $\vec{H}_{eff} = \vec{H}_{eff_0} + \vec{h}_{eff}(t)$ , il est possible de linéariser l'équation (1.17) afin d'obtenir une solution analytique. Celle-ci passe par deux étapes :

- La détermination de la structure de l'échantillon en donnant les directions des positions d'équilibre statique  $\vec{M}_0$  et  $\vec{H}_{eff_0}$  en fonction du champ magnétique.
- La résolution simultanée des équations de Maxwell et de Landau Lifshitz en petits signaux.

### 1.3.2.3.1 Etat d'équilibre statique

Il apparaît que la minimisation de l'énergie libre permet de déterminer l'état d'équilibre statique  $\vec{M}_0$  (c'est-à-dire l'angle  $\theta_m$  (cf. (Figure 1.4)) caractérisant la direction de l'aimantation). Cette énergie  $U_0$  est donnée par [32], [21] :

$$\frac{U_0}{\mu_0 M_s} = -H_z \cos(\theta_m) - H_\varphi \sin(\theta_m) - \frac{1}{2} H_k \cos^2(\theta_k - \theta_m) \quad (1.18)$$

Les deux premiers termes correspondent aux contributions des énergies de Zeeman dues aux champs magnétiques statiques axial  $H_z$  et circonférentiel  $H_\varphi$ . Ce dernier est induit par le courant statique  $I_{dc}$  qui est éventuellement associé au courant  $i_{ac}$  pour l'excitation de l'élément

sensible. Nous reviendrons sur le rôle de cette composante continue dans la section 1.4.1.1. Quant au troisième terme, il correspond au champ d'anisotropie,  $H_k$ , dont la direction forme un angle  $\theta_k$  avec l'axe du fil (cf. (Figure 1.4)).

La minimisation de l'énergie libre conduit à l'équation (1.19) permettant de déterminer les angles d'équilibres  $\theta_m$ .

$$H_z \sin(\theta_m) - H_\varphi \cos(\theta_m) - \frac{1}{2} H_k \sin[2(\theta_k - \theta_m)] = 0 \quad (1.19)$$

A l'équilibre, le couple  $C = -\frac{dU_0}{d\theta} = M_0 \times H_0 = 0$ ; par conséquent  $\vec{M}_0$  est colinéaire à  $\vec{H}_{eff0}$  soit :

$$H_{eff0} = H_z \cos(\theta_m) + H_\varphi \sin(\theta_m) + H_k \cos^2(\theta_k - \theta_m) \quad (1.20)$$

Par ailleurs, lors de la résolution des équations (1.16) et (1.17), il apparaît un second champ d'échange effectif dans l'équation du mouvement de l'aimantation [30]. Ce champ d'échange effectif conduit à un nouveau champ effectif interne  $H_{int}$ , permettant de caractériser la dynamique de l'aimantation, tel que :

$$H_{int} = H_{eff0} - H_k \sin^2(\theta_k - \theta_m) \quad (1.21)$$

### 1.3.2.3.2 Résolution des équations dynamiques

Lorsque la structure magnétique en régime statique du matériau est connue, D. Ménard *et coll.* [30] ont montré que la résolution simultanée des équations de Maxwell et de Landau Lifshitz en petits signaux permet de déterminer l'impédance du matériau. La résolution de cette équation montre :

- Qu'il existe quatre modes de propagation de l'onde électromagnétique dans le fil. Trois de ces modes sont dits magnétiques et un mode non magnétique. Seuls les trois premiers modes sont pris en compte lorsque le champ magnétique appliqué est suffisant pour saturer axialement l'échantillon. Dans le cas contraire, l'ensemble des quatre modes sont nécessaires.
- Que les composantes transverses de l'aimantation et du champ magnétique sont proportionnelles, ce qui se traduit par l'apparition d'une perméabilité transverse,  $\mu_T$ , liée aux trois modes magnétiques telle que :

$$\mu_T = \frac{M_s}{H_{int}} \mu_0 \quad (1.22)$$

Par la suite, la perméabilité effective du matériau s'exprime en considérant les quatre modes de propagation selon [32], [21] :

$$\mu_{eff} \approx \left( \sqrt{\mu_T} \cos^2(\theta_m) + \sqrt{\mu_0} \sin^2(\theta_m) \right)^2 \quad (1.23)$$

#### 1.3.2.4 Modèle de calcul de l'impédance du fil ferromagnétique

La détermination d'une expression analytique de l'impédance du matériau nécessite celle du tenseur d'impédance de surface d'après l'équation (1.7). En considérant un nouveau système de coordonnées  $(\vec{n}_r, \vec{n}_\varphi, \vec{n}_z)$ , obtenu par la rotation d'un angle  $\theta_m$  par rapport au repère initial  $(\vec{n}_r, \vec{n}_\varphi, \vec{n}_z)$ , D. Ménard *et. coll.* ont également montré que l'impédance de surface s'exprime dans ce cas en fonction de  $\theta_m$  et des impédances magnétiques  $Z_M$  et non magnétiques  $Z_N$  telle que :

$$\begin{cases} \xi_{zz} = Z_M \cos^2(\theta_m) + Z_N \sin^2(\theta_m) \\ \xi_{\varphi\varphi} = -Z_M \sin^2(\theta_m) - Z_N \cos^2(\theta_m) \\ \xi_{z\varphi} = -\xi_{\varphi z} = (Z_M - Z_N) \sin(\theta_m) \cos(\theta_m) \end{cases} \quad (1.24)$$

Pour des régimes à fort effet de peau,  $|Z_N|$  et  $|Z_M|$  sont négligeables devant l'unité, par conséquent, les impédances  $Z$ ,  $Z_N$  et  $Z_M$  s'expriment comme suit :

$$Z = \frac{l}{2\pi a} \left( Z_M \cos^2(\theta_m) + Z_N \sin^2(\theta_m) \right) \quad (1.25)$$

$$Z_M = k_M \rho \frac{J_0(k_M a)}{J_1(k_M a)} \quad (1.26)$$

$$Z_N = k_N \rho \frac{J_0(k_N a)}{J_1(k_N a)} \quad (1.27)$$

Avec  $k_M = k_N \sqrt{\mu_T / \mu_0}$ ,  $k_N = \frac{1-j}{\delta_n}$  et  $\delta_n = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \times \pi \times f_p}}$ . Pour plus de détails, nous

invitons le lecteur à se référer à la thèse de D. Ménard [32].

La modélisation présentée dans les sections précédentes a permis de mieux appréhender la phénoménologie de la GMI. Il apparaît que la dépendance de l'impédance en fonction du champ est liée à l'échelle macroscopique à la variation de la perméabilité. A l'échelle atomique, cette variation de la perméabilité effective et par conséquent de l'impédance, varie en fonction du champ magnétique appliqué suivant deux mécanismes : d'une part par

réorientation de l'aimantation statique (variation de  $\theta_m$ ) mais aussi par la variation de la perméabilité transverse en fonction de  $H_{int}$ .

### 1.4 Du fil ferromagnétique à la réalisation d'un capteur

Cette section détaille la mise en œuvre d'un fil GMI comme élément sensible d'un capteur. Alimenté par un courant d'excitation  $i_{ac}$ , de fréquence  $f_p$  puis soumis à un champ magnétique  $H_z$ , l'impédance de l'élément sensible peut s'exprimer sous la forme [3] :

$$Z(f_p, H_z) = |Z(f_p, H_z)| e^{j\varphi(f_p, H_z)} \tag{1.28}$$

Où  $|Z|$  et  $\varphi$  représentent respectivement le module et la phase de l'impédance. Ils sont fonction de la fréquence et du champ magnétique appliqué.

Comme illustrée sur la Figure 1.5, la caractéristique classique de l'effet GMI est fortement non linéaire et ne permet pas de distinguer les champs positif et négatif. La linéarité du système est alors obtenue en fixant un point de fonctionnement,  $H_{z0}$ , tel que  $H_z = H_{z0} + dh$ . Ce point de fonctionnement est généralement choisi dans la zone quasi-linéaire et présentant le maximum de sensibilité.

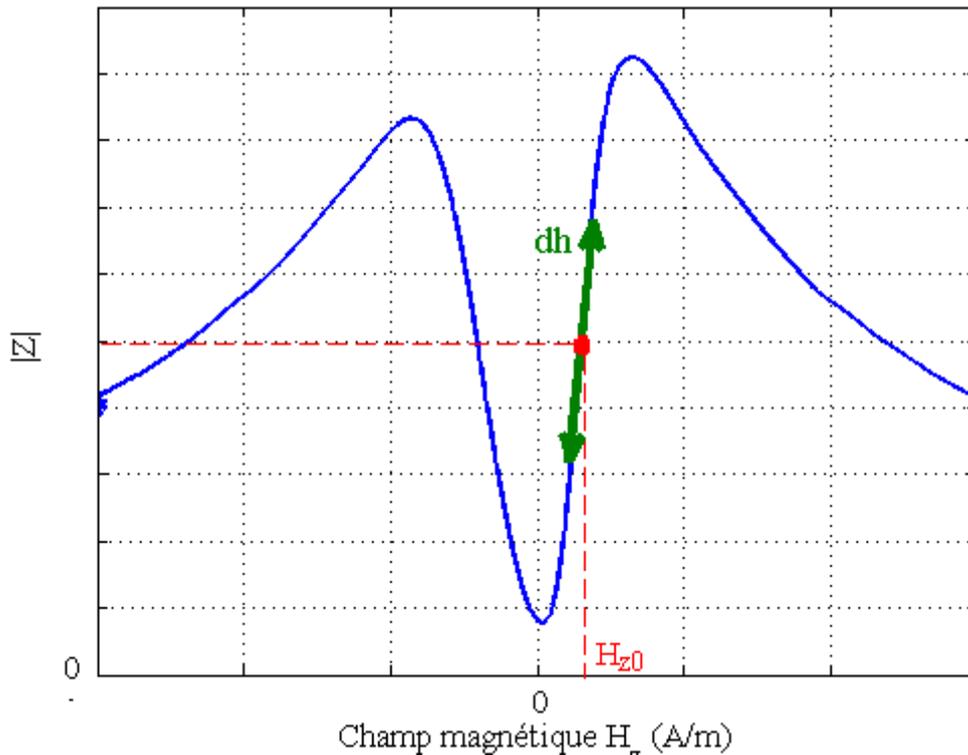


Figure 1.5 : Illustration de la polarisation de l'effet GMI pour un fonctionnement en capteur

Soumise à une variation  $dh$  de champ magnétique autour de ce point de fonctionnement, la variation de l'impédance  $dZ$  peut s'écrire comme suit :

$$Z + dZ = \left| Z(f_p, H_{z0}) \right| e^{j\varphi(f_p, H_{z0})} + d \left[ \left| Z(f_p, H_z) \right| e^{j\varphi(f_p, H_z)} \right] \quad (1.29)$$

En développant le terme lié à la variation d'impédance, puis considérant  $dh$  infinitésimal, l'expression précédente devient [3] :

$$\begin{aligned} Z + dZ = & \left| Z(f_p, H_{z0}) \right| e^{j\varphi(f_p, H_{z0})} + \left. \frac{\partial \left| Z(f_p, H_z) \right|}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh \cdot e^{j\varphi(f_p, H_z)} \\ & + j \left. \frac{\partial \varphi(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh \left[ \left| Z(f_p, H_z) \right| e^{j\varphi(f_p, H_z)} \right] \end{aligned} \quad (1.30)$$

Cette dernière relation fait ainsi apparaître les expressions des variations du module et de la phase de l'impédance. En exprimant l'impédance sous la forme d'un module et d'une phase, on obtient :

$$Z + dZ = \sqrt{\left( \left| Z(f_p, H_{z0}) \right| + \left. \frac{\partial \left| Z(f_p, H_z) \right|}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh \right)^2 + \left( \left| Z(f_p, H_z) \right| \frac{\partial \varphi(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} dh \right)^2} \times e^A \quad (1.31)$$

Avec

$$A = j\varphi(f_p, H_{z0}) + \arctan \left( \frac{\left| Z(f_p, H_z) \right| \frac{\partial \varphi(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}}}{\left| Z(f_p, H_z) \right| + \left. \frac{\partial \left| Z(f_p, H_z) \right|}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}}} \right) \quad (1.32)$$

La plupart des travaux sur les capteurs GMI exploitent la modulation d'amplitude [4], [34] - [35], [42] – [48]. La modulation de phase n'est jusque-là que très peu utilisée [33], [49] - [51]. Dans les travaux présentés dans ce manuscrit, seule la modulation d'amplitude est considérée. Ainsi, en négligeant la modulation de phase devant la modulation d'amplitude, l'expression (1.31) devient :

$$Z + dZ = \left( Z_0 + \left. \frac{\partial \left| Z(f_p, H_z) \right|}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh \right) \times e^{j\varphi_0} \quad (1.33)$$

Avec

$$Z_0 = |Z(f_p, H_{z0})| \text{ et } \varphi_0 = \varphi(f_p, H_{z0}) \quad (1.34)$$

La tension apparaissant aux bornes du fil GMI est ainsi donnée par :

$$v_{GMI}(t) = Z_0 \left( 1 + \frac{1}{Z_0} \times \frac{\partial |Z(f_p, H_z)|}{\partial H_z} \Big|_{H_z=H_{z0}} \times dh \right) \times I_{ac} \sin(2\pi f_p t + \varphi_1) \quad (1.35)$$

Cette dernière relation fait apparaître l'expression d'une tension modulée en amplitude par le champ magnétique  $dh$  à mesurer. La chaîne de détection doit par conséquent impérativement intégrer un démodulateur dans le but d'obtenir une tension de sortie  $v_s(t)$  image du champ magnétique à mesurer telle que :

$$v_s(t) = G_d \times I_{ac} \frac{\partial |Z(f_p, H_z)|}{\partial H_z} \Big|_{H_z=H_{z0}} \times dh \quad (1.36)$$

Où  $G_d$  est le gain du démodulateur.

Ainsi, autour de la composante statique  $H_{z0}$  et considérant un comportement linéaire, la variation d'impédance de l'élément sensible est caractérisée par la sensibilité en tension en V/T. Cette dernière peut être évaluée au gain du démodulateur près, par :

$$S_v = I_{ac} \frac{\partial |Z(f_p, H_z)|}{\mu_0 \partial H_z} \Big|_{H_z=H_{z0}} \times dh = I_{ac} \times S_\Omega \quad (1.37)$$

Où  $S_\Omega = \frac{\partial |Z(f_p, H_z)|}{\mu_0 \partial H_z}$  désigne la sensibilité intrinsèque du dispositif en  $\Omega/T$ .

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les premières recherches se sont concentrées sur l'optimisation du rapport  $\frac{|\Delta Z|}{|Z_{GMI}|}$ . La référence [4] montre que l'augmentation de cette dernière ne va pas de pair avec l'augmentation de la sensibilité. La variation d'impédance étant caractérisée par la sensibilité  $(\frac{\partial Z}{\partial B})$  (équation 1.37), celle-ci sera retenue dans ce manuscrit comme paramètre caractéristique.

En résumé, la mise en œuvre d'un capteur GMI nécessite un système d'excitation HF polarisant l'élément sensible puis un système de démodulation d'amplitude du fondamental du signal GMI afin d'extraire une tension proportionnelle au champ magnétique à mesurer. Le synoptique général d'un capteur GMI est illustré sur la Figure 1.6.

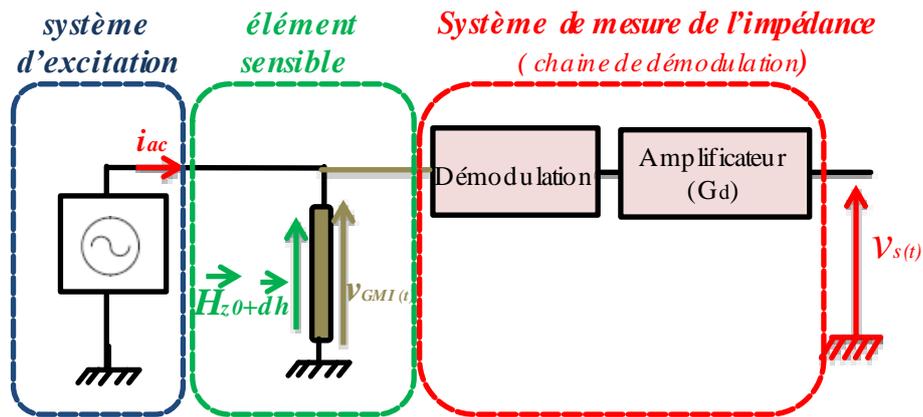


Figure 1. 6 : Principe de mise en œuvre d'un capteur GMI

## 1.4.1 Stratégie de conditionnement d'un capteur GMI

### 1.4.1.1 Le système d'excitation

La stratégie de conditionnement consiste en l'utilisation d'un oscillateur HF associé à un convertisseur tension-courant pour délivrer le courant d'excitation. Différents oscillateurs HF ont été proposés dans les travaux portant sur les capteurs GMI. Il est possible de distinguer les oscillateurs à relaxation et les oscillateurs quasi-sinusoïdaux. La plupart des travaux proposent des oscillateurs quasi-sinusoïdaux de type Colpitts [33], [34], des oscillateurs à quartz [35], du circuit RLC résonnant [36] et plus récemment des synthétiseurs numériques de fréquences [37]. D'autres travaux utilisant des oscillateurs à relaxation ont également été proposés. Parmi ces derniers, nous pouvons citer les multivibrateurs astables [38] et les oscillateurs à portes logiques (ou oscillateurs RC) [39].

La tension en sortie de l'oscillateur HF est par la suite convertie en courant à l'aide d'un convertisseur tension-courant. Nous pouvons par exemple distinguer les convertisseurs tension-courant à base de résistance (ou résistance d'injection) [40], [35] et la source de Howland [41]. Cette dernière utilise une structure différentielle qui fait appel à un amplificateur opérationnel et à un ensemble de résistances.

L'excitation en courant peut donc être réalisée avec soit un signal pulsé, soit une sinusoïde. Une source de polarisation continue est éventuellement utilisée en plus de l'excitation HF afin de s'affranchir des problèmes liés au retournement de l'aimantation [21].

### 1.4.1.2 Le système de démodulation

Parmi les démodulateurs hautes fréquences rencontrés dans les capteurs GMI, il est possible de distinguer les détecteurs d'amplitude et d'enveloppe puis les détecteurs synchrones [40], [42] - [45]. Leur principe général de fonctionnement peut être résumé en une représentation

mathématique du produit du signal entrant  $v_I(t)$  avec un signal  $v_m(t)$  suivi d'un filtrage passe bas. L'expression donnée à  $v_m(t)$  permet de classifier les différents types de détecteurs. Ainsi,

- Si  $v_m(t)$  est un signal de pulsation identique à celle de  $v_I(t)$ , on est alors dans la configuration d'un détecteur synchrone.
- Si  $v_m(t)$  est un signal découpé, ce fonctionnement peut alors être assimilé à celui d'un détecteur d'enveloppe ou d'amplitude. A titre d'information, dans le cas d'un détecteur à diode par exemple, le signal découpé correspond naturellement aux intervalles de conduction de la diode.

#### 1.4.1.3 Problématique de l'offset

Comme mentionné précédemment, une polarisation magnétique continue doit être appliquée pour garantir la linéarité. Cette polarisation, généralement appliquée dans la région présentant le maximum de sensibilité, entraîne ainsi un décalage (offset) intrinsèque à champ magnétique nul. Pour résoudre ce problème, plusieurs solutions ont été mises en œuvre. Les auteurs des références [47] - [48] utilisent une méthode de suppression d'offset en soustrayant la valeur de l'impédance à champ nul. Pour ce faire, un amplificateur différentiel est souvent utilisé. De plus, cet offset intrinsèque pourrait également être affecté par une variété de paramètres d'influence tels que la température [52] - [54] et les contraintes [55] - [57]. Un ajustement régulier de cet offset est alors souvent nécessaire.

Une autre solution a été fréquemment étudiée pour annuler directement cet offset. Cette solution consiste en l'utilisation d'un champ de polarisation AC symétrique par rapport au champ nul de l'élément sensible. Dans cette configuration, la tension aux bornes du fil GMI présente deux modulations : une modulation à la fréquence du courant d'excitation HF et une autre modulation à la fréquence du champ de polarisation. Pour obtenir, le champ magnétique à mesurer, une double démodulation associée à un filtrage passe haut est alors nécessaire. Une première démodulation à la fréquence porteuse du courant HF suivie d'une seconde démodulation à la fréquence du champ AC [58], [59]. Il est à noter que le principe de cette technique et son efficacité supposent essentiellement que la caractéristique de l'impédance soit parfaitement symétrique pour permettre une parfaite annulation de l'offset. Aussi, dans la pratique, la symétrie de la courbe d'impédance est dépendante des paramètres d'influence.

#### 1.4.2 Capteur GMI en boucle fermée

Plusieurs travaux font référence à la mise en œuvre de capteurs en utilisant l'effet GMI pour des applications de mesure de courant [41] et bien entendu de magnétométrie [4], [42], [43]. Comme la plupart des magnétomètres, la réponse en champ des dispositifs GMI est non linéaire. Pour les considérer comme magnétomètres, ils doivent être accompagnés d'une chaîne de conditionnement adaptée. Afin de s'affranchir des problèmes de non linéarités, un système asservi en champ magnétique est réalisé, dans lequel l'élément sensible GMI

(convertisseur champ-tension) assure le rôle de comparateur de champ. La Figure 1.7 montre le synoptique d'un capteur GMI associé à une contre-réaction en champ magnétique.

Dans cette illustration, l'élément sensible GMI est soumis, autour du point de fonctionnement, à une superposition du champ magnétique à mesurer  $dh$  et du champ de contre-réaction  $H_{cr}$ . Ce dernier est généré à l'aide d'un convertisseur tension-courant associé à une bobine de compensation. Par principe, le bouclage assure que ces deux champs magnétiques s'opposent, de ce fait l'élément sensible GMI est soumis à un même champ magnétique constant permettant de fixer le point de fonctionnement. Ce procédé permet en outre de réduire la non-linéarité et l'instabilité de la sensibilité vis-à-vis des différents paramètres d'influence que peuvent être la dépendance à la température, l'hystérésis, les fluctuations pouvant provenir du vieillissement du matériau ou des conditions expérimentales...

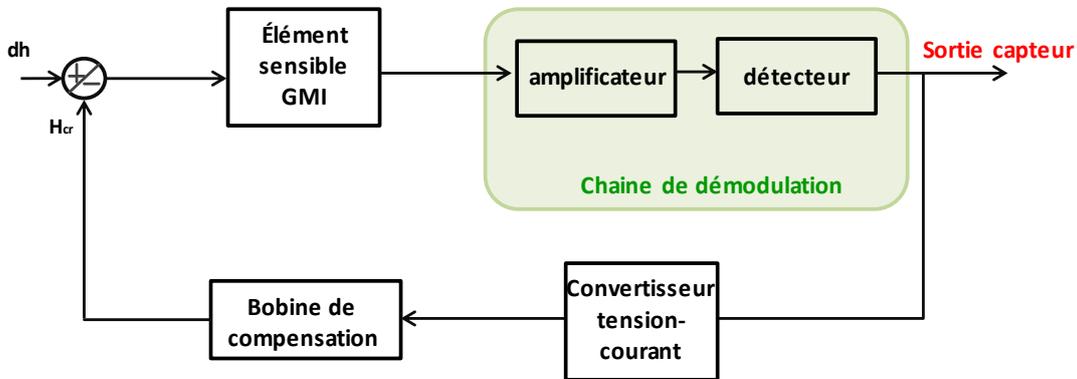


Figure 1. 7 : Principe de mise en œuvre d'un magnétomètre GMI

L'asservissement en champ est utilisé dans de nombreux magnétomètres (Fluxgates, SQUIDS ...) [1]. Ainsi, la sensibilité du système est proportionnelle au gain, "ici électromagnétique", de la chaîne de retour. Par conséquent, la calibration du système dépend uniquement de la connaissance du gain de contre-réaction, et non plus de la chaîne directe (élément sensible associé à son électronique).

## 1.5 Performances en bruit d'un capteur GMI

Un des objectifs visés dans les travaux présentés dans ce manuscrit est la haute sensibilité. Celle-ci est caractérisée par le niveau de bruit équivalent en champ  $b_{ec}$  (en  $T/\sqrt{Hz}$ ), exprimé en entrée du capteur et donné par [4] :

$$b_{ec} = \sqrt{\frac{e_{n_{total}}^2}{S_v^2} + b_m^2} \quad (1.38)$$

Où

- $e_{n_{total}}$  désigne la densité spectrale du bruit de l'électronique de conditionnement en  $V/\sqrt{Hz}$
- $b_m$  représente le bruit de l'élément sensible en  $T/\sqrt{Hz}$
- $S_v$  est la sensibilité en tension exprimée en  $V/T$

Pour des applications à très haute sensibilité, le but principal est d'obtenir un bruit équivalent en champ le plus faible possible. Cette dernière relation laisse donc apparaître le rôle de la densité spectrale de l'électronique de conditionnement et de la sensibilité du capteur. Cette dernière doit être la plus grande possible afin de réduire la contribution de l'électronique de conditionnement sur le niveau de bruit équivalent en champ. Pour des performances ultimes, le bruit de l'électronique de conditionnement doit être très réduit et la sensibilité en tension la plus grande possible afin d'atteindre la limite intrinsèque du capteur correspondant à celle de l'élément sensible.

### 1.5.1 Bruit d'un matériau GMI

De nombreux travaux se sont intéressés à la modélisation du bruit intrinsèque à l'élément sensible [60], [4], [21]. Deux principales sources de bruit sont à considérer :

- Le bruit thermique (ou bruit de Johnson propre à chaque impédance)
- Le bruit magnétique

#### 1.5.1.1 Le bruit de Johnson-Nyquist

Comme pour toute impédance, les fluctuations thermiques des porteurs de charges de l'impédance conduisent à des fluctuations de tension aux bornes du dispositif GMI. Ces fluctuations thermiques sont à l'origine d'un bruit dont la densité spectrale en tension,  $V_n$ , est exprimée en  $V/\sqrt{Hz}$  par :

$$V_n = \sqrt{4 \times k_B \times T_{amb} \times R(f_p, H_{z0})} \quad (1.39)$$

Où

- $R(f_p, H_{z0})$  désigne la partie résistive de l'impédance de l'échantillon à la fréquence d'excitation  $f_p$  et au point de fonctionnement  $H_{z0}$  choisi. »
- $T_{amb}$  et  $k_B$  représentent respectivement la température ambiante et la constante de Boltzmann ( $k_B = 1,38 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$ ).

Ce bruit peut être exprimé par un bruit équivalent en champ (en  $T/\sqrt{Hz}$ ) en divisant cette expression par la sensibilité en tension du dispositif GMI en  $V/T$ .

### 1.5.1.2 Le bruit magnétique

Les fluctuations thermiques de la direction de l'aimantation  $\theta_m$  (fluctuations à l'origine de l'effet GMI), engendrent des fluctuations d'impédance responsable du bruit magnétique du dispositif GMI. L'échantillon étant considéré mono-domaine, il n'est pas nécessaire de considérer le bruit Barkhausen dû au mouvement des parois de domaine. Les théorèmes d'équipartition (donnant les fluctuations thermiques moyennes de la direction de l'aimantation) et de fluctuations dissipations permettent de déterminer la densité spectrale des fluctuations thermiques de l'aimantation et par conséquent le bruit magnétique intrinsèque attendu  $b_{nGMI}$  en  $T/\sqrt{\text{Hz}}$  [61], [62] :

$$b_{nGMI} \approx \frac{1}{\sin(\theta_m)} \sqrt{\frac{2\alpha \times k_B \times T_{amb}}{\gamma \times M_s \times V}} \quad (1.40)$$

Où

- $V$  désigne le volume de l'échantillon
- $M_s$ ,  $\theta_m$  sont l'aimantation à saturation et la position d'équilibre de l'aimantation
- $\gamma$  est le rapport gyromagnétique et  $\alpha$ , le paramètre d'amortissement phénoménologique de Gilbert.

A titre d'exemple, pour un matériau ferromagnétique amorphe à base de Cobalt de longueur 1 cm et de diamètre 36  $\mu\text{m}$ , le bruit magnétique intrinsèque attendu est inférieur à la dizaine de  $\text{fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  [61].

## 1.5.2 Optimisation de la sensibilité

Du fait que la variation d'impédance est caractérisée par la sensibilité (cf équation (1.37)), la recherche de matériau maximisant l'effet GMI revient à maximiser la sensibilité en tension  $S_v$ . Celle-ci peut dépendre de divers paramètres incluant la fréquence et le courant d'excitation mais aussi les propriétés du matériau. Cette section revient brièvement sur les différentes pistes permettant d'accroître la sensibilité au regard de l'état de l'art.

### 1.5.2.1 Optimisation du courant d'excitation

Comme montré dans l'équation (1.37), il apparaît qu'une augmentation linéaire du courant  $I_{ac}$  permet d'accroître la sensibilité,  $S_v$ , et par conséquent rendre le capteur plus performant. Cette remarque n'est vraie que si le dispositif GMI a un comportement linéaire vis-à-vis des paramètres électriques d'excitation. Or, en augmentant progressivement l'amplitude du courant,  $I_{ac}$ , les deux pics caractéristiques de la GMI tendent à se confondre, ce qui engendre une réduction de la pente et par conséquent de la sensibilité. Il apparaît donc, un courant optimal d'excitation,  $I_{ac-opt}$ , pour lequel la sensibilité,  $S_v$ , est maximale. Les travaux de D. Seddaoui montrent que ce courant optimal apparaît très légèrement au-dessus du seuil d'apparition des effets non linéaires [63]. En effet, dans cette configuration, le courant  $I_{ac}$

induit un champ circonférentiel permettant de saturer le matériau. Cette saturation se traduit par une distorsion, synonyme d'harmoniques de tension aux bornes de l'élément sensible.

Néanmoins, le modèle linéaire peut être utilisé raisonnablement jusqu'à  $I_{ac-opt}$ . La sensibilité maximale,  $S_{v-max}$ , peut alors être évaluée par :

$$S_{v-max} = S_{\Omega} \times I_{ac-opt} \quad (1.41)$$

### 1.5.2.2 Optimisation des propriétés du matériau

L'optimisation des propriétés du matériau repose aussi sur l'équation (1.37). Du fait que cette dernière reste complexe pour en dégager des pistes d'optimisation du matériau, un modèle simplifié de cette équation a été mis en œuvre [64].

Ainsi, pour un régime à fort effet de peau, il apparaît que la sensibilité intrinsèque  $S_{\Omega}$  du dispositif GMI peut être estimée par le rapport  $\frac{Z_{pk}}{\mu_0 H_{pk}}$

où

- $Z_{pk}$  représente la valeur maximale de l'impédance. Celle-ci est inversement proportionnelle à la profondeur de pénétration minimale accessible pour le matériau. Cette dernière est limitée soit par les effets d'échange-conductivité, soit par le paramètre phénoménologique d'amortissement de Gilbert suivant la fréquence [64].
- $H_{pk}$  désigne la valeur du champ pour laquelle l'impédance est maximale. Ce champ est approximé à celui créé par le courant d'excitation optimal tel que :

$$I_{ac-opt} = 2\pi \times a \times H_{pk} \quad (1.42)$$

Il en résulte une relation simple d'estimation de la sensibilité non reprise ici. Du fait que l'étude présentée dans ce manuscrit ne traite pas de l'optimisation des propriétés du matériau, nous amenons le lecteur intéressé à se reporter à la thèse de B. Dufay [4] pour plus d'informations. Il ressort de son analyse que la valeur de l'aimantation à saturation ainsi que celle de la résistivité doivent être choisies les plus grandes possibles afin d'accroître la sensibilité.

## 1.6 Choix d'une configuration magnétique optimale

Parallèlement aux différentes pistes d'optimisation tant électrique que sur le matériau GMI, d'autres études ont montré une configuration magnétique permettant de tirer profit de l'effet GMI et d'augmenter la sensibilité. Cette configuration appelée configuration off-diagonal

consiste en l'ajout d'une bobine de capture autour du fil GMI comme illustré sur la Figure 1.8.

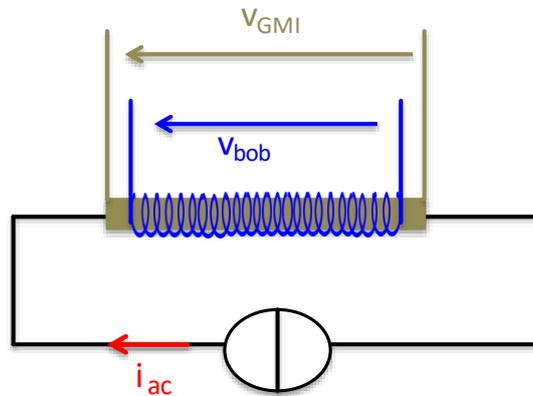


Figure 1.8 : Architecture de la configuration off-diagonal de l'élément sensible

Dans la littérature, l'effet off-diagonal est expliqué par l'effet Wiedemann inverse [65], [43]. L'effet off-diagonal est en fait un phénomène d'aimantation croisée [66], [4], basé sur l'apparition d'une aimantation longitudinale dans un conducteur ferromagnétique lorsque celui-ci dispose d'une aimantation circonférentielle créée par le courant d'excitation  $i_{ac}$ . Pour observer la composante off-diagonale, la composante  $[\xi_{z\phi}]$  du tenseur d'impédance à l'origine des phénomènes d'aimantation croisée, doit être présente dans le matériau. La composante axiale de l'aimantation crée un flux qui peut être détecté par la bobine de capture. Cette association corps ferromagnétique-bobine est depuis longtemps utilisée dans les capteurs à vannes de flux (Fluxgates) mais aussi dans les capteurs GMI afin d'accroître la sensibilité ou la zone de linéarité ; le flux capté par la bobine augmentant avec son nombre de tours  $N_s$  [67], [68]. La différence entre ces deux types de capteurs réside dans le procédé de fonctionnement. Alors que le capteur Fluxgate, où la tension détectée est souvent liée aux harmoniques de la fréquence d'excitation, fonctionne en régime fortement non linéaire, le capteur off-diagonal fonctionne en régime linéaire et utilise le fondamental du signal. Un des avantages du capteur off-diagonal, c'est que le courant ne doit pas saturer le matériau dans la direction circonférentielle. Ainsi, la consommation d'énergie peut être plus faible.

Il est à noter que dans un conducteur ferromagnétique, une composante  $[\xi_{z\phi}]$  non nulle n'est obtenue que si l'aimantation suit un chemin hélicoïdal. Une telle structure magnétique peut être obtenue de deux manières. La première est basée sur la présence d'une anisotropie magnétique hélicoïdale, qui peut être introduite, par exemple par torsion ou recuit du conducteur. La deuxième méthode utilise un courant continu  $I_{dc}$ , qui est superposé au courant d'excitation  $i_{ac}$ . Le champ circonférentiel dû au courant de polarisation combiné avec le champ axial à mesurer produit un champ hélicoïdal qui magnétise le conducteur le long d'un chemin hélicoïdal. La première méthode a été utilisée dans le capteur basé sur l'effet

Wiedemann inverse [65]. Les travaux présentés dans ce manuscrit reposent en partie sur l'exploitation de la deuxième méthode, celle du courant continu superposé.

Cette configuration magnétique présente également l'avantage d'utiliser tous les termes de la matrice impédance  $[\zeta_s]$  au lieu de la composante  $[\zeta_{zz}]$  seule qui caractérise l'impédance du fil GMI. Ainsi, toutes les pistes d'optimisation des performances des capteurs magnétiques GMI peuvent être appliquées avec le nouvel élément sensible.

La Figure 1.9 (a) présente un exemple de mise en œuvre de l'élément sensible en configuration off-diagonal. Dans cette illustration les grandeurs  $i_{fil}$  et  $v_{fil}$  correspondent au courant d'excitation  $i_{ac}$  et la tension aux bornes du microfil GMI, respectivement.

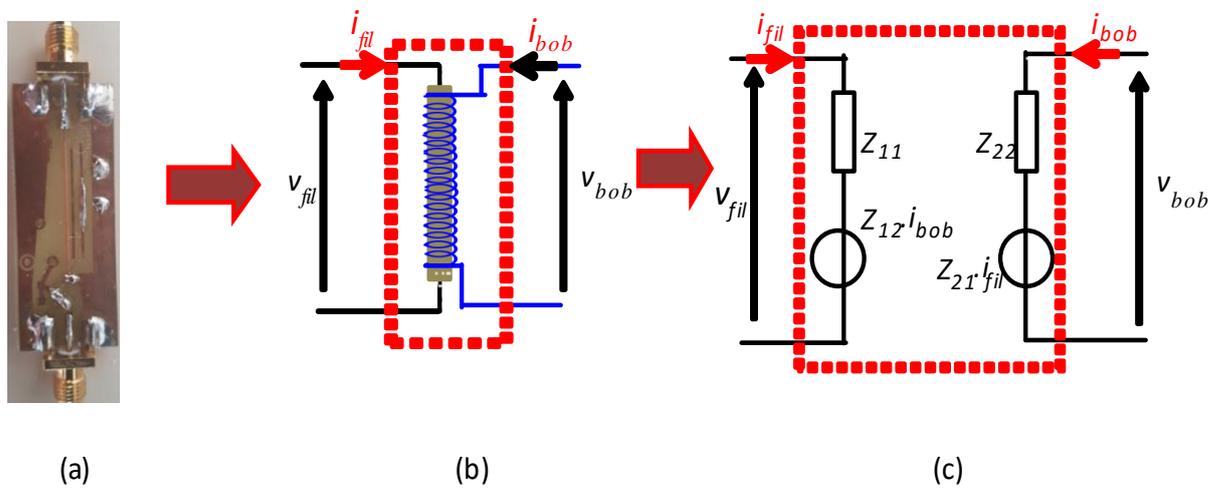


Figure 1.9 : Exemple de dispositif, (a), mettant en œuvre un bobinage couplé à l'échantillon GMI. Il est représenté par son schéma électrique, (b) et par son modèle quadripôle équivalent, (c), faisant apparaître les grandeurs électriques,  $v_{fil}$ ,  $v_{bob}$ ,  $i_{fil}$ ,  $i_{bob}$  à considérer. L'échantillon (a) est de longueur 2.5 cm et de diamètre 100  $\mu$ m.

Celui-ci est modélisé par une structure quadripolaire (Figure 1.9 (b) et (c)) dont les grandeurs électriques sont reliées à la matrice d'impédance  $Z_{ij}$  par :

$$\begin{pmatrix} v_{fil} \\ v_{bob} \end{pmatrix} = [Z_{ij}] \begin{pmatrix} i_{fil} \\ i_{bob} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} v_{fil} \\ v_{bob} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{fil} \\ i_{bob} \end{pmatrix} \quad (1.43)$$

Où  $v_{fil}$ ,  $i_{fil}$ ,  $v_{bob}$ ,  $i_{bob}$  représentent respectivement la tension et le courant appliqués au microfil GMI et ceux appliqués à la bobine de capture

D'une manière similaire au cas du matériau GMI seul, ces grandeurs sont reliées aux composantes axiale du champ électrique et circumférentielle du champ magnétique à la périphérie du matériau, si les effets capacitifs parasites de la bobine de capture sont négligés tels que :

$$\begin{aligned}
 V_{fil} &= l \times e_z \\
 i_{fil} &= 2\pi \times a \times h_\varphi \\
 v_{bob} &= -2\pi \times a \times N_s \times e_\varphi \\
 i_{bob} &= \frac{l_c}{N_s} h_z
 \end{aligned} \tag{1.44}$$

Dans ces relations, le fil GMI est considéré de rayon  $a$  et de longueur  $l$  supposée très grande devant le rayon ;  $N_s$  spires jointives sont bobinées sur une longueur  $l_c$  sensiblement égale à la longueur du microfil GMI.

La matrice  $Z_{ij}$  est fonction de la géométrie de la bobine de capture, des propriétés du microfil et des impédances magnétique  $Z_M$  et non-magnétique  $Z_N$  (cf section 1.3.2.4) telle que :

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{l}{2\pi a} (Z_M \cos^2(\theta_m) + Z_N \sin^2(\theta_m)) & N_s (Z_N - Z_M) \sin(\theta_m) \cos(\theta_m) \\ N_s (Z_N - Z_M) \sin(\theta_m) \cos(\theta_m) & \frac{2\pi a N_s^2}{l_c} (Z_M \cos^2(\theta_m) + Z_N \sin^2(\theta_m)) \end{pmatrix} \tag{1.45}$$

Il apparaît que les différentes composantes de la matrice d'impédance varient conjointement en fonction du champ magnétique suivant l'impédance magnétique et l'orientation de l'aimantation. Les résultats obtenus à l'issu de cette modélisation montrent que ces relations traduisent mal le comportement de l'impédance vis-à-vis du champ dans cette configuration magnétique. A titre d'information, la dépendance de la composante  $Z_{21}$  de la matrice d'impédance en fonction du champ, caractérisant la configuration off-diagonal, présente un comportement conforme au modèle pour des fréquences inférieures à 300 kHz. Au-delà de cette fréquence, deux nouveaux pics apparaissent [47]. Par la suite, les références [47], [69] ont montré que ce comportement aux fréquences élevées dépendait principalement de la géométrie de la bobine (nombre de tours, dimension). Il en ressort que ce phénomène était principalement lié à la capacité parasite due aux effets inter-spires et apparaissant en parallèle de la bobine de capture.

Pour conclure, nous pouvons noter que l'augmentation du nombre de tours a pour conséquence d'accroître la sensibilité intrinsèque  $\frac{\partial Z_{21}}{\mu_0 \partial H_z}$  pourvu que la capacité parasite ne limite pas cet effet. Il est alors important de bien choisir la fréquence d'excitation. La dépendance en champ magnétique pour les parties réelle ( $Re$ ) et imaginaire ( $Im$ ) de la composante off-diagonal, est illustrée sur la Figure 1.10.

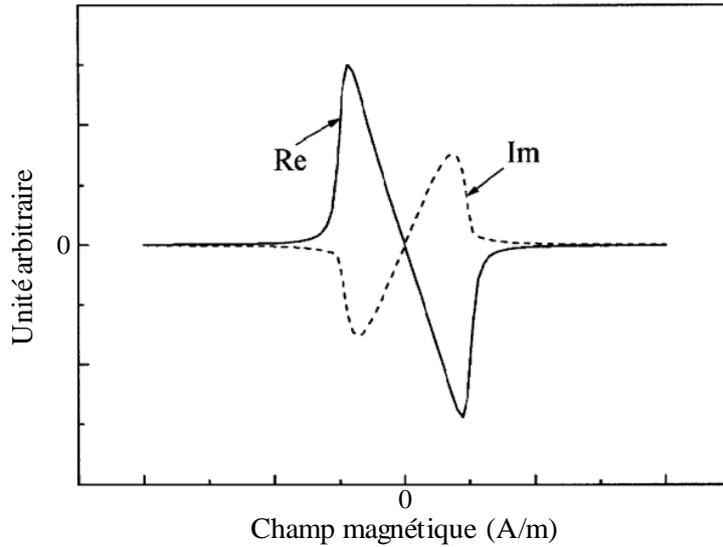


Figure 1. 10 : Allure des parties réelle (*Re*) et imaginaire (*Im*) de la composante off-diagonal [66]

L'illustration présentée montre clairement que les caractéristiques intrinsèques de la composante off-diagonal présentent une réponse symétrique autour de zéro (fonction impaire) et une plage quasi-linéaire. Ainsi une telle configuration peut être très bien adaptée pour un capteur car elle ne nécessiterait pas de champ de polarisation. Néanmoins pour profiter de cette caractéristique impaire de la composante off-diagonal, un détecteur de type synchrone (disposant de l'information de phase) doit être utilisé. Il convient également de noter qu'une telle réponse ne peut être obtenue avec le détecteur de crête fréquemment utilisé dans les capteurs GMI. En effet, ce type de détecteur détecte l'enveloppe du signal et par conséquent une caractéristique redressée (fonction paire) telle qu'illustrée sur la Figure 1.11 est alors obtenue. De plus, pour s'affranchir de la tension de seuil de la diode, il est nécessaire de la polariser.

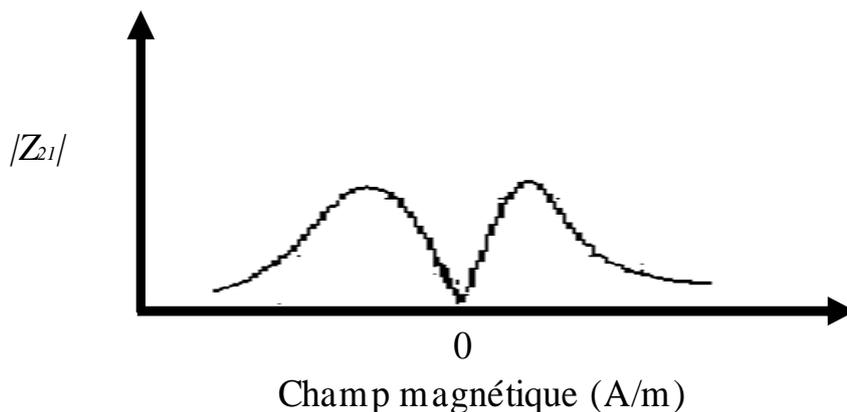


Figure 1. 11 : Composante off-diagonal obtenue en sortie d'un détecteur de crête

En résumé, le bon fonctionnement d'un détecteur à diode nécessite une polarisation et par conséquent l'utilisation d'une méthode de suppression d'offset s'impose.

Les sections précédentes ont permis d'exposer les différents paramètres permettant d'accroître la sensibilité ainsi que les potentiels de la configuration off-diagonal pour la réalisation de capteur à haute sensibilité. Dans cette optique, une comparaison du niveau de bruit équivalent en champ des quatre configurations possibles du microfil a déjà été effectuée [4]. Les résultats obtenus montrent que le niveau de bruit équivalent en champ est dominé en zone de bruit blanc par le système d'excitation pour de fortes amplitudes du courant d'excitation tandis que pour des amplitudes faibles du courant, le bruit est dominé par l'électronique de détection. Ces résultats confirment néanmoins la piste prometteuse de la configuration off-diagonal pour la réalisation de dispositifs de mesure à haute sensibilité.

## 1.7 Etat de l'art sur les performances en bruit des capteurs GMI

Comme mentionné précédemment, l'élément sensible doit être associé à son électronique de conditionnement pour la réalisation d'un capteur. De ce fait, plusieurs travaux ont abordé ce sujet suivant différentes mises en œuvre [42] - [45], [47], [70] - [73], [4]. Le tableau 1.1 montre une revue récente des principaux travaux effectués dans ce domaine. Une attention particulière sera portée aux performances en bruit obtenues.

Ainsi, il apparaît que seuls quelques travaux utilisent une mise œuvre associée à une contre réaction en champ, même si celle-ci reste indispensable pour pouvoir considérer le capteur comme magnétomètre, car la réponse est souvent non linéaire vis-à-vis du champ à mesurer. Aussi, on peut remarquer que peu de travaux se sont intéressés au niveau de bruit équivalent en champ qui caractérise le plus petit champ mesurable par le capteur. Parmi ceux-ci, nous pouvons considérer les travaux de L. Kraus *et. coll.* [42], [43] qui présentent des dispositifs intégrant une mise en œuvre complète d'un magnétomètre. Les performances obtenues avoisinent la dizaine de  $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  à 1 Hz avec des échantillons de type CoFeSiBCr en configuration off-diagonal. Au regard de ces bonnes performances, une attention particulière doit être portée à la longueur de l'élément sensible car la sensibilité intrinsèque du dispositif GMI est inversement proportionnelle au volume de l'échantillon. Pour un même diamètre, une augmentation de la longueur se traduit donc par une réduction du niveau de bruit équivalent en champ. De plus, il est à noter que les bandes passantes obtenues restent relativement faibles. L. Kraus *et. coll.* [43] note une dégradation des performances en bruit lors de la contre-réaction. Celle-ci est attribuée à un intégrateur utilisé lors de la contre réaction afin d'annuler l'erreur statique.

B. Dufay montre également une approche complète de réalisation d'un magnétomètre optimisé pour un microfil de 2.5 cm [4], [47]. Des performances en bruit de  $35 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $0.9 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  à 1 Hz et en zone de bruit blanc respectivement sont obtenues avec une contre-réaction sur un solénoïde externe. Puis pour une contre-réaction sur la bobine de capture, ils présentent des performances de  $35 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $1.5 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  à 1 Hz et en zone de bruit blanc

respectivement. Ces performances font parties des meilleures dans l'état de l'art actuel des capteurs GMI.

On distingue aussi une autre catégorie de travaux n'utilisant pas le principe de contre-réaction. Dans cette catégorie, certains travaux discutent de la plage dynamique [44], [45], [70]. Ainsi, Y. Geliang *et. Coll.* obtiennent une plage dynamique relativement élevée de  $\pm 250 \mu\text{T}$  [44], [45]. Ces résultats avaient été obtenus à l'aide d'une structure différentielle avec deux éléments sensibles soumis séparément à une polarisation statique  $H_{z0}$  opposée. De ce fait, les non linéarités du premier sont annulées par celles du second. Des performances en bruits non compétitives de  $5 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$  sont obtenues à 1 Hz. Toujours parmi les travaux sans contre-réaction un certain nombre affiche de bonnes performances en bruit : à titre d'exemple, les travaux de T. Ushiyama *et. Coll.* traitent de l'utilisation de capteur GMI pour des applications liées à la magnéto-cardiographie (MCG). Cependant les valeurs de champ magnétique mesurées de l'ordre du nT, sont largement supérieures en amplitude à celles usuellement mesurées (environ 50 pT à une distance du cœur de 10 cm) [71].

Par la suite, des performances en bruit de  $30 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $4 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  respectivement à 1 Hz et en zone de bruit blanc sont obtenues par M. Malatek *et. Coll.* [72]. Il ressort de ces travaux que le bruit  $1/f$  est lié au bruit magnétique de l'élément sensible et que celui en zone de bruit blanc est dominé par l'électronique de conditionnement. Les performances ont par la suite été améliorées par une suppression de porteuse pour finalement atteindre un niveau de  $0.7 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  en zone de bruit blanc.

Pour finir, S. Tajima *et. Coll.* [73] obtiennent plus récemment des performances  $30 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $15 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  respectivement à 1 Hz et en zone de bruit blanc avec un démodulateur basé sur un TAD (Time Analog to Digital). Les performances obtenues en zone de bruit blanc ne sont pas forcément compétitives au regard de l'état de l'art actuel.

En résumé, les meilleures performances actuelles des capteurs GMI avoisinent le  $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  en zone de bruit blanc avec une plage dynamique de l'ordre de la centaine de  $\mu\text{T}$  et des bandes passantes de quelques dizaines de kHz.

Réf	Elément sensible	Excitation	Détection	Contre réaction Utilisation d'un champ de polarisation	Sensibilité Plage dynamique Bande passante Bruit équivalent en champ	Note
[42]	Configuration off-diagonal  Ruban $\text{Co}_{67}\text{Fe}_4\text{Si}_8\text{B}_{14}\text{Cr}_7$ (11 cm $\times$ 1mm $\times$ 17 $\mu\text{m}$ ) avec bobine de 290 tours (8 cm, 9mm de diamètre)	Sinusoïdal $i_{ac} : 10 \text{ mArms}$ $I_{dc} : 5 \text{ mA}$ $f_p = 800 \text{ kHz}$  Sinusoïdal $i_{ac} : 3 \text{ mArms}$ $I_{dc} : 5 \text{ mA}$ $f_p = 290 \text{ kHz}$	Détection synchrone SR840 analogique  Détection synchrone à multiplieur analogique	Non Non  Oui Non	8 kV/T - - 17 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 Hz  38 kV/T $\pm 75 \mu\text{T}$ DC à 10 Hz 70 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1Hz	-  Bruit dominé par l'étage d'intégration lors de la contre réaction  Contre réaction par la bobine de capture
[43]	Configuration off-diagonal  Deux rubans $\text{Co}_{67}\text{Fe}_4\text{Si}_8\text{B}_{14}\text{Cr}_7$ (8 cm $\times$ 1mm $\times$ 17 $\mu\text{m}$ ) avec bobine de 490 tours	sinusoidal $i_{ac} : 1.2 \text{ mArms}$ $f_p = 290 \text{ kHz}$	Détection Synchrone	Oui Non	3,1 kV/T $\pm 75 \mu\text{T}$ DC à 15 Hz 5,9 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 Hz	Contre réaction par la bobine de capture
[4]	Configuration off-diagonal  Microfil $\text{C}_0\text{F}_E\text{S}_i\text{B}$ (2.5 cm $\times$ 1mm $\times$ 100 $\mu\text{m}$ de diamètre) avec bobine de 1000 tours	Sinusoïdal $i_{ac} : 13 \text{ mArms}$ $f_p = 1 \text{ MHz}$ $I_{dc} = 6 \text{ mA}$	Détection de crête à diode	Oui Oui	490 kV/T $\pm 20 \mu\text{T}$ DC à 90 kHz 35 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 Hz 0.9 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ en zone de bruit blanc  100 kV/T $\pm 100 \mu\text{T}$ DC à 70 kHz 35 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 Hz 1.5 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ en zone de bruit blanc	Contre réaction par la bobine de capture  Contre réaction par un solénoïde externe
[44] [45]	Configuration $Z_{22}$ ruban $\text{Fe}_{78}\text{Si}_9\text{B}_{13}$ (1,2 cm $\times$ 2mm $\times$ 20 $\mu\text{m}$ ) avec bobine de 100 tours (6mm)	Courant pulsé $i_{ac} : 20 \text{ mArms}$ $f_p = 300 \text{ kHz}$	Détecteur crête à diode	Non Oui	2 kV/T $\pm 250 \mu\text{T}$ 2 kHz 5 nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 Hz	-
[70]	Configuration off-diagonal  Microfil $\text{CoFeSiB}$ (1 cm, 30 $\mu\text{m}$ de diamètre) avec bobine de 600 tours	Courant pulsé $I_{dc} : 3 \text{ mA}$ $f_p = 31 \text{ kHz}$	Détection synchrone à multiplieur analogique	Non -	88 kV/T $> \pm 10 \mu\text{T}$ - 3 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 Hz	Mesure du cœur (5 nT).

Tableau 1. 1 : Synthèse des performances des capteurs GMI obtenues par les différentes équipes de recherche

<u>Réf</u>	<u>Elément sensible</u>	<u>Excitation</u>	<u>Détection</u>	<u>Contre réaction</u> <u>Utilisation d'un champ de polarisation</u>	<u>Sensibilité</u> <u>Linéarité</u> <u>Bande passante</u> <u>Bruit</u> <u>équivalent en champ</u>	<u>Note</u>
[72]	Configuration off-diagonal Ruban $\text{Co}_{67}\text{Fe}_4\text{Si}_8\text{B}_{14}\text{Cr}_7$ (11 cm × 1 mm × 17 μm) avec bobine de 290 tours (8 cm, 9mm de diamètre)	sinusoïdal $i_{ac} : 50 \text{ mArms}$ $I_{dc} : 10 \text{ mA}$ $f_p = 360 \text{ kHz}$	Détection synchrone SR844 analogique	Non -	8 kV/T - 10 pT/√Hz à 10 Hz 4 pT/√Hz en zone de bruit blanc	-
		sinusoïdal $i_{ac} : 30 \text{ mArms}$ $I_{dc} : 10 \text{ mA}$ $f_p = 360 \text{ kHz}$	Détection synchrone SR844	Non -	8 kV/T - 30 pT/√Hz à 1 Hz 0.7 pT/√Hz en zone de bruit blanc	Suppression de porteuse
[47]	Configuration off-diagonal Microfil $\text{CoFeSiB}$ (2.5 cm × 1 mm × 100 μm de diamètre) avec bobine de 1000 tours	sinusoïdal $i_{ac} : 13 \text{ mArms}$ $f_p = 1 \text{ MHz}$ $I_{dc} : 6 \text{ mA}$	Détection de crête à diode	Non Oui	490 kV/T - DC à 90 kHz 30 pT/√Hz à 1 Hz 0.7 pT/√Hz en zone de bruit blanc	-
[73]	Configuration off-diagonal Microfil amorphe (1 cm × 1 mm × 30 μm) avec bobine de capture	Courant pulsé $i_{ac} : 13 \text{ mArms}$ $I_{dc} : 20 \text{ mA}$ $f_p = 60 \text{ MHz}$	Détection basé sur un TAD	Non Oui	- - - 30 pT/√Hz à 1 Hz 15 pT/√Hz en zone de bruit blanc	-

**Tableau 1.1 (suite) : Synthèse des performances des capteurs GMI obtenues par les différentes équipes de recherche**

Par ailleurs, il convient aussi de pouvoir positionner les travaux présentés dans ce manuscrit avec les capteurs Fluxgates orthogonaux dont la structure reste assez similaire à celle de la configuration off-diagonal à la différence que dans les Fluxgates :

- L'élément sensible est saturé périodiquement par le courant ou le champ d'excitation
- La bobine de capture est utilisée pour détecter les harmoniques présents lorsque le matériau est saturé. Cette détection est généralement réalisée soit sur le second harmonique soit sur le premier. Dans ce dernier cas, le Fluxgate orthogonal est en

mode fondamental. De plus, cette configuration ne peut être obtenue sans l'ajout d'un courant  $I_{dc}$  dans l'échantillon d'où la similitude avec la configuration off-diagonal de la GMI.

Un certain nombre d'études concernant les performances en bruit des capteurs Fluxgates en mode fondamental a été mené. Parmi celles-ci, M. Butta *et. coll.* ont axé leurs travaux sur l'optimisation des performances en bruit à 1 Hz et 10 Hz [74]. Il apparaît que leurs travaux font partie des meilleurs, atteignant des niveaux de  $1 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $650 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  respectivement à 1 Hz et en zone de bruit blanc pour un microfil avec une structure en U de 65 mm de longueur associé à une bobine de 750 spires. Ces résultats ont été obtenus pour des conditions d'excitation où  $I_{ac}=I_{dc}=45 \text{ mA}$  et une fréquence d'excitation de 70 kHz.

Cette synthèse des performances s'achève par les récents travaux présentés par M. Butta qui s'orientent vers des techniques de démodulation numérique [75]. Des performances de  $1.8 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $200 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  respectivement à 1 Hz et en zone de bruit blanc sont obtenues avec un microfil de 85 mm de longueur associé à une bobine de capture de 695 tours. Il ressort aussi de ces travaux que le niveau de bruit  $1/f$  est dominé par le bruit magnétique.

Afin de poursuivre, il convient de noter que la première mise en œuvre des techniques numériques a été réalisée au laboratoire G2ELAB pour un capteur GMI en configuration classique [76]. En revanche, aucune optimisation de l'implémentation n'avait été effectuée et encore moins au niveau des performances du capteur. Les travaux de M. Butta sont apparus plus tard. Il utilise dans ses travaux une carte de National Instruments (NI-PXI 5922) avoisinant la dizaine de milliers d'euros [75]. De plus, seules des mesures de bruits ont été réalisées. Le modèle de bruit en numérique n'a pas encore été étudié jusqu'aux travaux présentés dans ce manuscrit.

## 1.8 Positionnement du travail de thèse

Ce premier chapitre introductif a présenté d'une manière assez détaillée les phénomènes liés à la GMI puis décrit son utilisation pour la réalisation de capteurs.

Une revue des travaux récents montre que plusieurs équipes de recherches s'intéressent à l'utilisation de l'effet GMI pour des applications de capteurs mais que très peu d'entre elles se sont penchées sur les performances en bruit de ces derniers. De plus, les études menées sur la modélisation du bruit intrinsèque de l'élément sensible laissent toujours à penser que les dispositifs GMI sont des candidats prometteurs pour la réalisation de capteurs à haute sensibilité à la température ambiante. Les performances de ces derniers sont caractérisées, comme mentionné précédemment, par le niveau de bruit équivalent en champ. Cependant, au regard de l'état de l'art des performances en bruit, le niveau de bruit est principalement dominé en zone de bruit blanc par l'électronique de conditionnement. Partant de l'équation (1.38) définissant le bruit équivalent en champ, il apparaît que celui-ci peut être amélioré en

augmentant la sensibilité en tension tout en réduisant le bruit de l'électronique de conditionnement.

Du fait qu'actuellement tous les capteurs GMI sont associés à une électronique de conditionnement de type analogique, il devient légitime d'explorer le potentiel de nouvelles techniques de conditionnement numérique afin de tenter de réduire le bruit de l'électronique de conditionnement ou au moins prédire les performances globales que l'on peut obtenir tout en dégageant les principales limitations éventuellement existantes au regard de la technologie actuelle de l'électronique numérique.

Cette piste de réduction probable du bruit de l'électronique est associée à la configuration magnétique off-diagonal dans l'optique d'accroître la sensibilité du dispositif en augmentant, jusqu'à une certaine limite, le nombre de tours de la bobine de capture.

Au-delà des aspects importants liés aux performances en sensibilité et en bruit, le choix de cette configuration magnétique se justifie également pour le comportement presque linéaire et impaire de la composante off-diagonal autour du champ nul [77], [65] tout en profitant d'une plage de linéarité, en boucle ouverte, relativement plus élevée qu'en configuration classique. Cette caractéristique intrinsèque est d'une grande valeur puisqu'elle peut permettre l'implémentation du capteur sans a priori avoir recours à un champ de polarisation. Elle simplifie également les exigences relatives au dispositif d'annulation d'éventuel offset résiduel. En outre, il a été démontré que, comparée à la configuration classique, la configuration off-diagonal était prometteuse vis-à-vis des paramètres d'influence telles que la température et les contraintes [78].

Néanmoins, pour profiter des avantages intrinsèques de cette configuration magnétique, notamment le type de réponse, l'élément sensible doit être associé à un démodulateur adéquat. Ce démodulateur doit impérativement être de type synchrone, permettant de conserver l'information de phase de la tension modulée. Si une mise en œuvre analogique de ce type de détecteur reste toujours possible, il apparaît néanmoins, et de loin, qu'une implémentation entièrement numérique d'un tel détecteur aurait des avantages certains en termes de flexibilité dans la mise en œuvre et probablement au niveau de sa contribution globale dans le bruit de l'électronique de conditionnement du capteur.

Ce travail de thèse a donc pour principal objectif d'explorer l'apport des techniques numériques pour les capteurs GMI suivant différents points de vue qui seront abordés tout au long du document, même si la majeure partie du travail sera consacrée à l'étude des performances en bruit en zone de bruit blanc.

Dans cette optique, la plupart des fonctions de conditionnement analogique conventionnelles du capteur GMI sera remplacée par de l'électronique numérique comme illustrée sur la Figure 1.12, la conversion analogique-numérique se faisant au plus près de l'élément sensible.

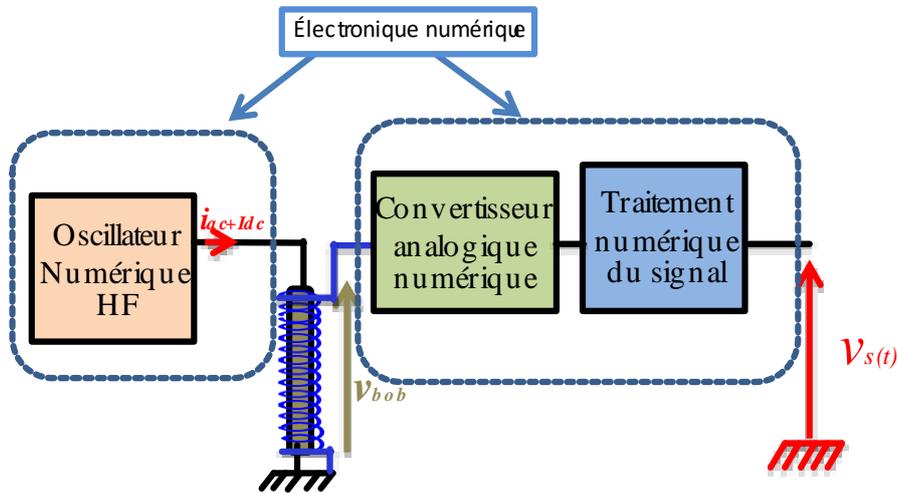


Figure 1. 12 : Structure générale de capteur GMI numérique : vers des capteurs GMI Intelligents et communicants

Le travail est globalement organisé selon deux grands axes fortement liés. Dans un premier temps, il s'agit pour nous d'établir les règles puis de décliner les fonctions numériques et leur mise en œuvre pour la GMI, en tenant compte des contraintes d'implémentation en temps-réel. Dans cette optique, l'architecture du capteur proposée permet de préserver et d'allier facilement les avantages de la configuration magnétique off-diagonal à ceux de la mise en œuvre numérique. A noter aussi, qu'une électronique numérique peut présenter des avantages généraux en termes de stabilité et de dérive par rapport à une électronique analogique. Ce point peut s'avérer important, notamment dans des applications nécessitant une très bonne stabilité de la réponse du capteur à long terme.

Dans un deuxième temps, et partant de l'architecture proposée, il s'agit d'évaluer les performances pouvant être atteintes en termes de bruit équivalent en champ, et de dégager les limitations du système de ce point de vue. L'idée sous-jacente est d'identifier, une fois pour toutes, les sources de bruit impliquées dans le système numérique et détailler l'évaluation du bruit. Dans cette optique, un modèle de bruit général sera proposé pour permettre d'établir les règles d'évaluation et d'anticiper les performances en zone de bruit blanc d'autres systèmes numériques. Le modèle devrait également permettre de définir les critères d'implémentation matérielle temps-réel en tenant compte des performances en bruit.

Dans le contexte du numérique, il convient de noter que cette thèse s'inscrit aussi dans des réflexions beaucoup plus générales et lointaines. A titre d'exemple, cette introduction des techniques numériques dans les capteurs GMI constitue un premier pas vers des architectures

de capteurs magnétiques intelligents et communicants dont l'intérêt ne cesse de croître comme par exemple dans le domaine de l'énergie et des réseaux électriques intelligents (smartgrids), de nombreuses mises en œuvre de capteurs ne pouvant être réalisées qu'en numérique.

Ces dernières réflexions et ambitions dépassent largement le cadre de la thèse. Quant au travail présenté dans ce manuscrit, il s'articulera autour de trois volets :

- Le premier volet présente la conception et le développement d'un capteur GMI numérique basé sur un processeur de traitement numérique du signal (DSP). Nous présenterons dans ce volet les différentes fonctions impliquées dans la chaîne numérique et nous déclinerons les règles de leur implémentation en temps-réel.
- Le second volet porte sur la modélisation et la caractérisation en bruit de la chaîne développée. La modélisation effectuée sera principalement focalisée sur les performances attendues en zone de bruit blanc. Des pistes générales d'optimisation du niveau de bruit équivalent en champ attendu ainsi que les limitations seront données pour un capteur GMI numérique.
- Le troisième volet présente un prototype de capteur numérique conçu avec un FPGA partant des pistes d'optimisation dégagées dans le second volet. Dans un premier temps, nous élaborerons un modèle généralisé des niveaux de bruit équivalent en champ attendus pour un capteur GMI numérique. Dans un second temps, nous nous attacherons à vérifier la véracité des pistes d'optimisation déjà dégagées en vue d'aboutir à une structure « optimale » de capteur GMI numérique. Nous nous intéresserons également à la prédiction et à la vérification des performances obtenues en termes de bruit, slew rate, sensibilité, bande passante et plage dynamique. Une attention particulière sera portée au retard intrinsèque au traitement numérique.

## **CHAPITRE 2 : CONCEPTION ET DEVELOPPEMENT D'UN CAPTEUR GMI NUMERIQUE**

### **Sommaire**

---

2.1	Introduction .....	45
2.2	Implémentation matérielle (hardware) .....	46
2.2.1	La carte DSP-SHARC.....	47
2.2.2	Le synthétiseur numérique de fréquence (DDS).....	49
2.2.2.1	Architecture d'un DDS .....	49
2.2.2.2	Interfaçage du DDS avec le DSP.....	52
2.2.3	Le récepteur numérique (SDR).....	54
2.2.3.1	Le DVGA .....	56
2.2.3.2	Le convertisseur analogique-numérique.....	56
2.2.3.3	Le DDC.....	56
2.2.3.3.1	L'oscillateur numérique local (NCO) .....	56
2.2.3.3.2	Le filtre CIC .....	58
2.2.3.3.3	Les filtres à réponses impulsionnelles finies .....	60
2.2.3.4	Le gain du récepteur numérique.....	63
2.2.3.5	Quantification du retard.....	64
2.2.4	Validations expérimentales et résultats préliminaires.....	65
2.3	Implementation logicielle (software) .....	68
2.4	Conclusion.....	70

---

### **Résumé**

*Dans ce chapitre, un système de conditionnement numérique original des capteurs magnétiques est présenté. Ce système de mesure est principalement constitué d'un processeur de traitement de signal (DSP), d'un synthétiseur numérique de fréquence (ou DDS pour "Direct Digital Synthetiser"), et d'un récepteur numérique (ou SDR pour "Software Defined Radio") fréquemment utilisé dans les applications de télécommunications.*

*Le banc de test mis en place sera décrit puis le protocole expérimental détaillé. Cette description sera scindée en deux parties : une partie liée à l'implémentation matérielle du dispositif puis une seconde liée à l'implémentation logicielle associée. Enfin les potentiels et les limitations du système seront discutés.*

## 2.1 Introduction

Comme présenté dans la section 1.4, le synoptique général d'un capteur GMI se résume en un générateur de tension suivi d'un convertisseur tension-courant pour fournir l'excitation en courant. Le système intègre également un système de démodulation permettant d'obtenir une tension proportionnelle aux variations de champ magnétique. La tension aux bornes de l'élément sensible peut au préalable être transmise à un amplificateur de tension présentant souvent une forte impédance. Cet amplificateur joue aussi un rôle d'adaptateur d'impédance entre l'élément sensible et le démodulateur.

Dans ce chapitre, un nouveau système de conditionnement numérique des capteurs GMI est présenté. L'originalité et la nouveauté dans les capteurs GMI résident principalement dans l'intégration d'un synthétiseur de fréquence et d'un récepteur entièrement numérique piloté par un processeur de traitement de signal. Ce choix technique se justifie par le souhait de réduire le bruit de l'électronique de conditionnement tout en s'orientant vers une structure de capteur intelligent. Ce système de conditionnement est associé à la configuration magnétique off-diagonal pour accroître la sensibilité intrinsèque de l'élément sensible. Cette association permet en outre de profiter de la caractéristique impaire de la composante off-diagonal afin de minimiser les éventuelles problématiques liées à l'offset des dispositifs GMI. Néanmoins, l'obtention de cette réponse impaire nécessite la mise en œuvre d'un récepteur numérique de type synchrone.

Un banc de test tel qu'illustré sur la Figure 2.1 a été conçu pour valider l'intégration des dispositifs numériques dans les capteurs GMI. Il se résume en :

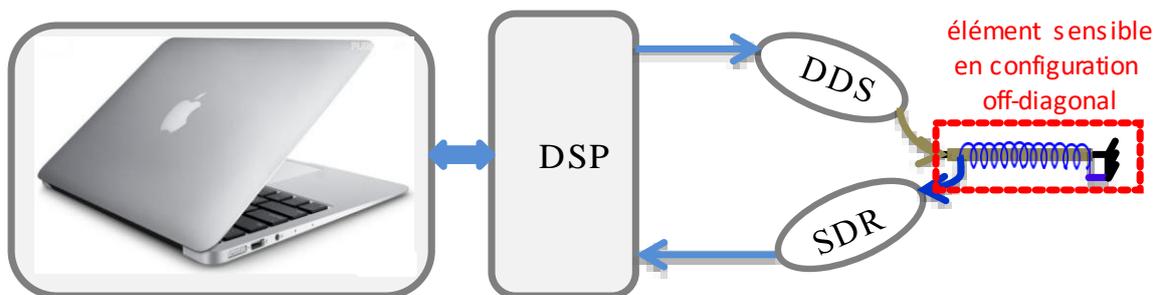


Figure 2. 1 : Banc de test d'un capteur GMI numérique

- un PC permettant à l'utilisateur d'entrer les différents paramètres nécessaires du synthétiseur numérique de fréquence, du récepteur numérique et éventuellement d'afficher les résultats,
- un synthétiseur numérique de fréquence ou DDS qui délivre l'excitation en courant de l'élément sensible. L'amplitude, la fréquence et la phase étant directement programmables par le DSP.
- un récepteur numérique ou SDR (ou "Radio logicielle" en français) qui assure la fonction de démodulation.

- un processeur de traitement numérique de signal ou DSP (pour "Digital Signal Processor") qui contrôle le DDS et le SDR à partir des données issues du PC.

Nous décrivons donc le banc de test conçu. Cette description sera scindée en deux parties : une première liée à l'architecture matérielle du banc dans laquelle seront décrits les différents circuits mis en place (DDS, DSP, SDR ...); puis une seconde dans laquelle nous présenterons l'architecture logicielle associée qui assure la communication entre le DSP et le PC.

## 2.2 Implémentation matérielle (hardware)

La Figure 2.2 montre l'architecture du capteur GMI numérique proposée [79] - [81]. Il est basé sur un processeur de traitement du signal. Ce processeur, de type SHARC (Super Harvard Architecture Computer), constitue le cœur d'une carte PCI Plug-and-Play. Il contrôle deux éléments majeurs du système : le synthétiseur numérique de fréquence ou DDS et le récepteur numérique ou SDR. La communication entre ces derniers et le DSP se fait par l'intermédiaire des bus parallèles.

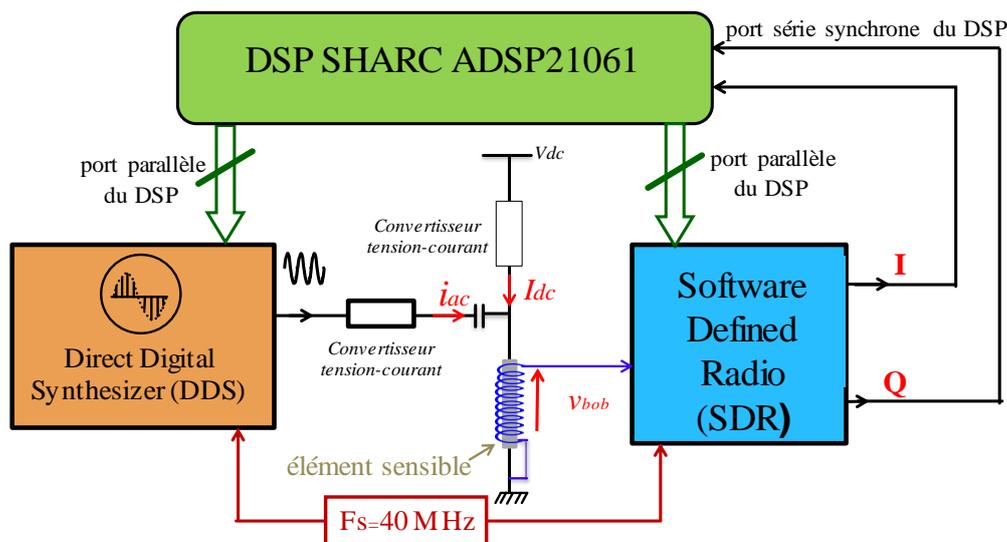


Figure 2. 2 : Architecture matérielle d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur un DSP, un DDS et un SDR.

Le fil GMI est parcouru par un courant d'excitation alternatif haute fréquence  $i_{ac}$ . Ce dernier est fourni par le DDS associé à un convertisseur tension-courant. Le choix d'un convertisseur tension-courant à base de résistance a été adopté pour plus de simplicité. La valeur de cette résistance est choisie très grande devant le module de l'impédance du fil GMI.

Lorsque l'élément sensible (fil GMI en configuration off-diagonal) est soumis à un champ magnétique extérieur variable, une tension modulée en amplitude apparaît aux bornes de la bobine de capture. Cette tension est appliquée à l'entrée du SDR pour une détection synchrone numérique en quadrature fournissant deux signaux : I « In phase » et Q «

Quadrature ». Les échantillons des signaux démodulés (I et Q) sont ensuite transmis vers la RAM (Read Access Memory) du DSP par l'intermédiaire du port série. Ces données stockées dans la RAM peuvent davantage être traitées numériquement si nécessaire avant d'être éventuellement converties en signal analogique, même si les principales fonctions du traitement en temps réel sont actuellement implémentées dans le SDR.

Une source de courant continu, permettant la prise en compte d'un courant de polarisation statique, est également intégrée dans la chaîne. Elle est construite à l'aide d'une tension  $V_{dc}$  (fournie par une batterie) associée à une résistance d'injection. L'utilisation d'un tel courant permet de s'affranchir des problèmes liés au retournement de l'aimantation, de diminuer le bruit magnétique intrinsèque de l'élément sensible [21] et d'optimiser la composante off-diagonal [72]. Pour l'expérimentation de la chaîne, l'ensemble DDS, DSP et SDR est synchronisé avec le même signal d'horloge. Celui-ci est fourni par un quartz de fréquence  $F_s$  de 40 MHz disponible sur la carte DSP.

### 2.2.1 La carte DSP-SHARC

Elle constitue le cœur du système du fait qu'elle pilote le DDS et le SDR. C'est une carte d'acquisition et de traitement numérique des signaux en temps réel, interfacée avec le PC via son bus PCI et architecturée autour d'un processeur appartenant à la famille ADSP 2106x d'Analog Devices [82].

Ce DSP est un processeur 32 bits hautes performances. Grâce à son traitement en virgule flottante, il répond à des critères de qualité plus élevés que son équivalent en virgule fixe en termes de précision mais aussi de facilité d'utilisation. Il possède une mémoire interne de 4 Mégabits pour un stockage temporaire des données et il est optimisé pour l'utilisation des systèmes en temps réel. Largement utilisé dans les applications nécessitant une vitesse de calcul importante, il utilise l'architecture Harvard. Cette dernière est caractérisée par deux blocs mémoires indépendants permettant un accès simultané par le processeur aux instructions et aux données à l'aide de deux bus indépendants. La programmation du processeur peut se faire à l'aide de deux langages de programmation : le langage C et le langage assembleur. Pour des raisons d'optimisation du temps de calcul, le langage assembleur a été retenu.

Le processeur possède également plusieurs protocoles rapides de communication (ports séries, ports parallèles) et de transfert de données avec une large variété de périphériques (périphériques de traitement numérique de signal, mémoire externe ...).

Dans l'implémentation proposée, les bus parallèles sont utilisés pour contrôler et charger les paramètres de fonctionnement issus du PC dans les registres de programmation du DDS et du SDR. Les mémoires de ces derniers sont actuellement mappées dans celle du DSP. En d'autres termes, elles possèdent chacune une adresse de base spécifique pour la configuration des paramètres issus du PC (Figure 2.1). Hormis les bus parallèles, le port série synchrone à grande vitesse du processeur est utilisé pour transférer les données numériques en sortie du

SDR vers le DSP où pourra s'effectuer un potentiel traitement supplémentaire avant visualisation des signaux.

Un autre élément caractéristique de la carte DSP-SHARC est le processeur d'entrée/sortie (I/O pour « Input/Output ») qui assure le transfert de données entre la RAM du DSP et les ports communiquant avec des périphériques extérieurs (PC...). Parmi les ports de communication, on peut distinguer un contrôleur DMA (Direct Memory Acces) pour le transfert de bloc de données. Le fonctionnement de ce processeur est indépendant du cœur du DSP. Les DMA sont utilisés dans la conception mise en œuvre pour transférer les données en sortie du SDR (stockées dans la RAM du DSP) vers le PC afin de visualiser les signaux et optimiser en temps réels les paramètres d'excitation du fil GMI (amplitudes des courants  $I_{ac}$  et  $I_{dc}$  et la fréquence d'excitation  $f_p$ ) qui influent sur la sensibilité du capteur [83]. La Figure 2.3 présente le synoptique du processeur SHARC illustrant quelques caractéristiques énumérées précédemment.

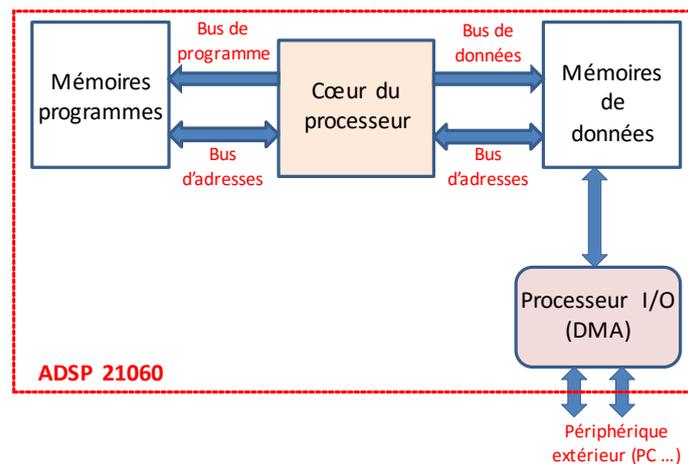


Figure 2. 3 : Bloc diagramme du processeur ADSP 21060

En plus du DSP, la carte DSP-SHARC inclut deux convertisseurs numériques-analogiques 14 bits identiques ayant un rapport signal sur bruit supérieur à 80 dB. Ces deux CNA assurent la transformation des données en virgule flottante en données en virgule fixe avant de les transformer en signaux analogiques dont la plage est réglable entre  $\pm 10$  Volts. Ces CNA pourraient éventuellement être utilisés pour convertir les données numériques (I et Q) issues du SDR en signaux analogiques pour la visualisation sur un oscilloscope.

Le but de ce paragraphe n'étant pas de faire une description détaillée de l'architecture du processeur ADSP 2106x, mais de décrire les éléments nécessaires pour la conception d'un capteur GMI numérique, le lecteur intéressé pourra obtenir une explication détaillée de l'ADSP 2106x dans les travaux de A. Asfour [84].

### 2.2.2 Le synthétiseur numérique de fréquence (DDS)

Le principe de fonctionnement d'un DDS est basé sur une sinusoïde dont on connaît l'amplitude, la fréquence et la phase en spécifiant une série d'échantillons dans des registres de contrôles (ou registres de programmation). Ces échantillons pris à des intervalles de temps réguliers définis par la période d'échantillonnage, sont convertis en signal analogique grâce à un convertisseur numérique-analogique. Les DDS sont reconnus pour leur précision en amplitude, en fréquence et en phase tout en garantissant une haute stabilité.

Avec l'avènement du numérique, l'intégration sur puce des DDS a permis à cette technologie d'être compétitive en termes de coût, de performance et de taille. Ils sont utilisés dans une large palette d'applications et sont en voie de devenir une solution de rechange aux synthétiseurs traditionnels basés sur une boucle à verrouillage de phase (PLL). Ils présentent les avantages suivants par rapport aux oscillateurs analogiques fréquemment utilisés dans les capteurs GMI et aux autres technologies de synthétiseurs de fréquence :

- l'architecture DDS élimine la nécessité d'un réglage et d'un ajustement manuel du système lié au vieillissement des composants et à la dérive en température des oscillateurs analogiques
- l'interface de contrôle numérique de l'architecture DDS favorise un environnement où les systèmes peuvent être pilotés à distance puis optimisés minutieusement sous le contrôle du processeur [85]. Ces techniques peuvent par conséquent être prometteuses pour une mise en œuvre de capteur communiquant.

Dans l'optique d'identifier puis de quantifier les performances en bruit dans le chapitre 3, nous présenterons dans cette section la théorie du DDS. Celle-ci débute par la présentation de son architecture matérielle, suivi de son interfaçage avec le DSP.

#### 2.2.2.1 Architecture d'un DDS

La synthèse numérique directe de fréquence (DDS) est une technologie qui utilise des circuits numériques pour générer un signal de sortie de fréquence programmable à partir d'une horloge de référence et d'un nombre binaire ( $FTW_{DDS}$ ). L'architecture de base d'un DDS est illustrée sur la Figure 2.4. Il est principalement composé d'un oscillateur numérique local (ou NCO pour « Numerical Controlled Oscillator ») et d'un CNA. Le cœur du DDS est le NCO qui, intègre un convertisseur phase-amplitude (généralement un LUT pour « Look Up Table ») et un accumulateur de phase de  $N_0$  bits [86]. Ce dernier est constitué d'additionneurs et de registres [87].

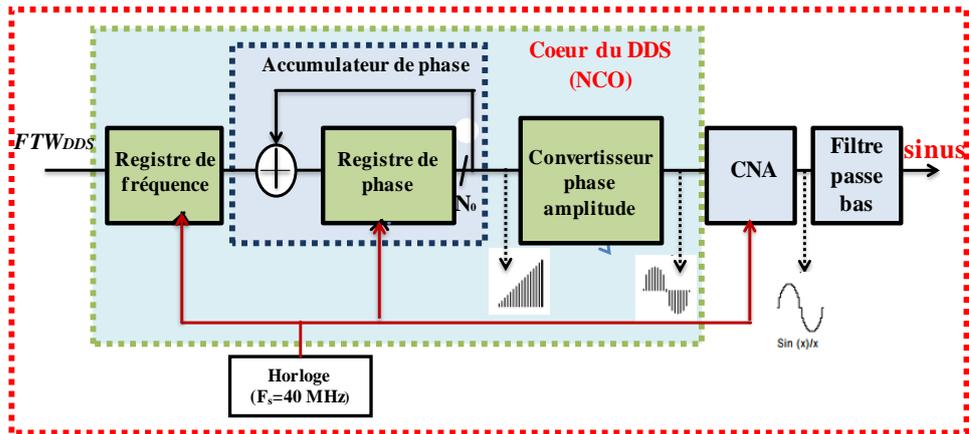


Figure 2.4 : Architecture matérielle d'un synthétiseur numérique de fréquence

La théorie de fonctionnement d'un DDS peut être aisément comprise en visualisant l'oscillation sinusoïdale en sortie du DDS tel un vecteur tournant autour d'un cercle de phase comme illustré sur la Figure 2.5. Chaque point désigné sur le cercle de phase correspond à un échantillon sur une période d'onde sinusoïdale. Un parcours complet du vecteur autour du cercle de phase, à une vitesse constante, entraîne une période complète de l'onde sinusoïdale de sortie.

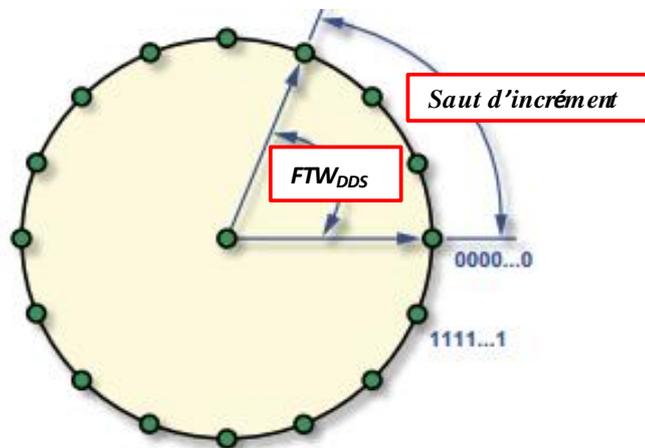


Figure 2.5 : Cercle de phase

L'accumulateur de phase est utilisé pour fournir l'équivalent linéaire de la rotation du vecteur autour du cercle de phase. L'accumulateur de phase est en fait un compteur  $N_0$  bits qui incrémente le nombre mémorisé à chaque coup d'horloge. Le pas de l'incrément, déterminé par le nombre binaire  $FTW_{DDS}$  (pour Frequency Tuning Word du DDS) contenu dans le registre de fréquence, est additionné avec la sortie précédente de l'accumulateur jusqu'à son débordement. Le nombre binaire  $FTW_{DDS}$  définit donc l'incrément autour du cercle de phase.

Plus celui-ci est grand, plus vite l'accumulateur de phase débordera et le cycle sinusoïdal sera complet.

A titre d'exemples :

- pour un accumulateur de phase de 32 bits, une valeur de  $FTW_{DDS}$  de 0000...0001 entrainerait le débordement de phase de l'accumulateur après  $2^{32}$  cycles d'horloges (soit plus de 4 milliards d'incrément).
- pour une valeur de  $FTW_{DDS}$  de 0011...1111, l'accumulateur de phase débordera après seulement  $2^2 = 4$  cycles d'horloge.

Comme schématisé sur la Figure 2.4, la sortie de l'accumulateur de phase est linéaire et ne peut être directement utilisée pour générer une sinusoïde ou toute autre forme d'onde exceptée une rampe. Par conséquent, un convertisseur phase-amplitude est utilisé pour convertir la valeur de sortie instantanée de l'accumulateur de phase en une information d'amplitude sinusoïdale. Le résultat de cette conversion est présenté à un convertisseur numérique-analogique éventuellement suivi d'un filtrage pour délivrer une sinusoïde (Figure 2.4).

Afin de mieux appréhender le principe de fonctionnement décrit précédemment, une modélisation d'un DDS 8 bits a été effectuée sous Matlab. Sur les Figure 2.6 et Figure 2.7, un DDS constitué d'un accumulateur de phase 8 bits associé à un convertisseur phase-amplitude (LUT) de 5 bits est simulé et le nombre binaire  $FTW_{DDS}$  est fixé à '4=0100'.

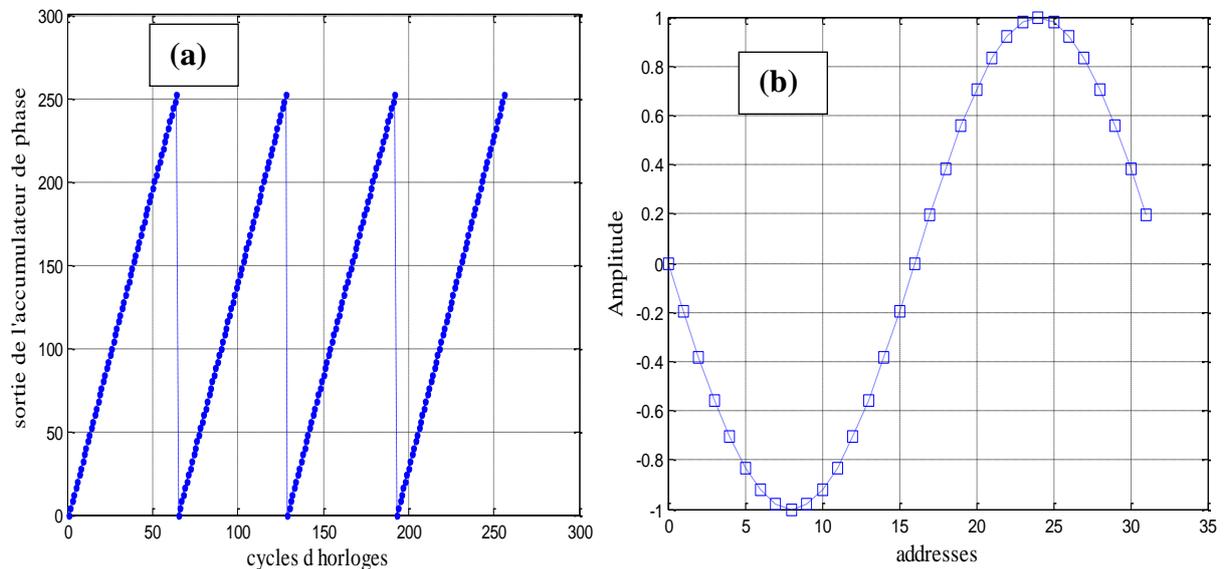


Figure 2. 6 : (a) Sortie de l'accumulateur de phase en fonction du nombre de cycles d'horloge ; (b) amplitude d'une onde sinusoïdale contenue dans un LUT de 5 bits (soit  $2^5= 32$  points). Cet exemple est obtenu pour un accumulateur 8 bits et un mot numérique  $FTW_{DDS}$  de 4.

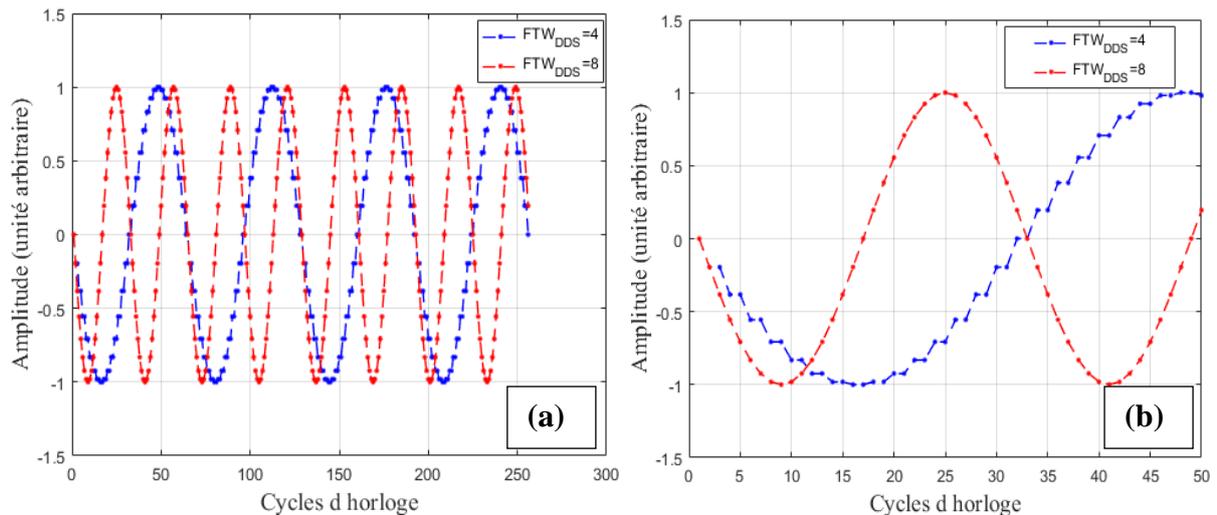


Figure 2. 7 : (a) Sortie du DDS en fonction du nombre de cycles d'horloge pour  $FTW_{DDS}=4$  et  $FTW_{DDS}=8$ ; (b) Zoom sur les premiers échantillons.

La Figure 2.6 (a) montre la sortie de l'accumulateur de phase, en ajoutant le mot  $FTW_{DDS}$  à la phase précédemment accumulée à chaque cycle horloge. Une fois que la phase maximale ( $2^8-1=255$ ) est atteinte, l'accumulateur de phase à 8 bits déborde et est réinitialisé. La sortie numérique de l'accumulateur de phase correspond aux adresses du LUT.

Un balayage du contenu de la mémoire des différentes adresses du LUT de 5 bits (soit  $2^5=32$  de points de données) est représenté sur la Figure 2.6 (b). Chaque adresse contient une amplitude prédéterminée de l'onde sinusoïdale.

La Figure 2.7 (a) montre la sortie du DDS pour  $FTW_{DDS}=4$ . Chaque point du graphique représente une donnée de la sinusoïde stockée dans le LUT. Dans cet exemple, seuls 32 points de données du LUT (LUT de 5 bits) sont utilisés pour tracer l'onde sinusoïdale. Cette illustration montre également une autre sortie du DDS avec un nombre numérique  $FTW_{DDS}=8$  (2 fois plus élevé que précédemment). La fréquence de sortie est doublée et par conséquent l'onde sinusoïdale de sortie utilise deux fois moins de points de données. La Figure 2.7 (b) montre un zoom de la Figure 2.7 (a) afin de mettre en avant le nombre de points de données.

### 2.2.2.2 Interfaçage du DDS avec le DSP

Dans la chaîne présentée, l'AD9852 d'Analog Devices [88] est utilisé. La Figure 2.8 montre le synoptique du DDS et son interfaçage avec le DSP. Le bloc NCO correspond à celui décrit précédemment (voir Figure 2.4).

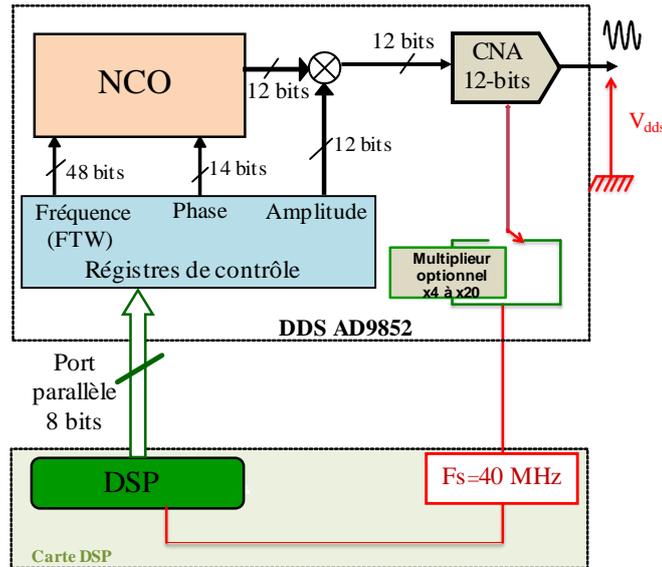


Figure 2.8 : Synoptique du synthétiseur de fréquence

L'amplitude, la fréquence et la phase du DDS sont directement programmables via les registres de contrôles par l'intermédiaire des bus parallèles du DSP. Le signal numérique synthétisé par le DDS permet ainsi d'exciter le microfil GMI.

Lorsqu'il est référencé à une horloge stable, le DDS génère une sortie très stable et programmable en amplitude, en fréquence et en phase. Le signal d'horloge disponible sur la carte DSP constitue l'horloge de référence de fréquence  $F_s$ . Cette fréquence constitue la fréquence d'échantillonnage des données en sortie du DDS. Elle est actuellement fixée à 40 MHz. Ainsi, la fréquence maximale du signal en sortie est théoriquement de 20 MHz. Par ailleurs, l'AD9852 intègre également un multiplieur programmable permettant de générer une horloge interne de référence pouvant aller jusqu'à 300 MHz. Ce multiplieur n'est actuellement pas utilisé.

Le synthétiseur utilisé fournit une résolution numérique en fréquence de 48 bits correspondant à une résolution de 142 micro-Hertz pour un signal d'horloge de 40 MHz. Quant à l'amplitude et la phase, elles sont codées avec des résolutions numériques respectives de 12 bits et 14 bits. La fréquence désirée,  $F_{des}$  du signal en sortie du DDS, est obtenue en codant le nombre binaire  $FTW_{DDS}$ , dans les registres de contrôle tel que :

$$FTW_{DDS} = 2^{N_0} \frac{F_{des}}{F_s} \quad (2.1)$$

Où  $N_0$ ,  $F_{des}$  et  $F_s$  désignent respectivement la résolution numérique en fréquence, la fréquence désirée en Hertz et la fréquence d'échantillonnage du DDS correspondant à la fréquence de l'horloge de référence du DSP (40 MHz).

Le mot binaire  $FTW_{DDS}$  programme l'incrément de phase et, de manière similaire, l'incrément des adresses du LUT à lire. Plus l'incrément de phase est grand, plus la fréquence de sortie est élevée.

Dans l'implémentation proposée, seuls 32 des 48 bits sont utilisés afin de conserver une résolution numérique fréquentielle identique entre le signal d'excitation et le signal de démodulation issu du SDR (voir paragraphe 2.2.3.3). Quant à l'amplitude  $V_{DDS}$  qui donne l'image du courant d'excitation du fil GMI, elle est numériquement codée dans les registres de contrôle selon l'équation :

$$\alpha_n = 2^{12} \frac{V_{DDS}}{V_{FS_{DDS}}} \quad (2.2)$$

Où  $\alpha_n$ ,  $V_{FS_{DDS}}$  désignent respectivement la valeur à coder dans les registres de contrôle d'amplitude et la valeur maximale de tension que peut fournir le DDS. Cette dernière correspond à la plage dynamique du CNA en sortie du DDS.

### 2.2.3 Le récepteur numérique (SDR)

Le type de détecteur intégré dans la chaîne est un SDR qui est un dispositif particulièrement utilisé dans les applications de télécommunications numériques et les stations de base BTS (Base Transceiver Station) de téléphonie mobile. Son application dans les capteurs GMI est ici vérifiée à l'aide d'une carte d'évaluation composée d'un DDC (pour Digital Down Converter) CLC 5903 de National Semiconductor [89]. La carte d'évaluation était à la base conçue pour être programmée par un PC via un port RS232. Un microcontrôleur déjà présent sur la carte ainsi qu'un logiciel associé étaient utilisés pour piloter le récepteur numérique via le PC.

Le choix du présent SDR se justifie par le fait qu'il contient toutes les fonctions numériques qui seraient susceptibles d'être utilisées pour la GMI. Il permet ainsi de valider un certain nombre d'aspects et d'illustrer par exemple les contraintes d'implémentation en temps réel pour en dégager une architecture adaptée au capteur GMI. Par ailleurs, la possibilité de modification et de son adaptation pour l'interfacer et le synchroniser avec le DDS et le DSP a aussi motivé ce choix.

Ainsi, une réadaptation de la carte d'évaluation pour son utilisation dans le dispositif de conditionnement des capteurs GMI a été nécessaire. Dans cette optique, des modifications matérielles et logicielles ont été apportées. Elles ont permis une programmation directe du récepteur numérique en remplaçant le microcontrôleur par le DSP mais aussi en développant une nouvelle interface. Cette interface permet de commander l'ensemble (DSP, DDS et SDR) et de recueillir les données issues du récepteur tout en gardant la haute cadence

d'échantillonnage du port série du DSP. Le descriptif de l'interface graphique est effectué dans la section 2.3.

Un connecteur a également été conçu afin de gérer les transferts de données (du DSP vers le DDS et le SDR) via les bus parallèles du DSP comme illustré sur la Figure 2.2. Finalement, une synchronisation de l'ensemble (DDS et SDR) a été nécessaire.

La Figure 2.9 montre le synoptique du SDR.

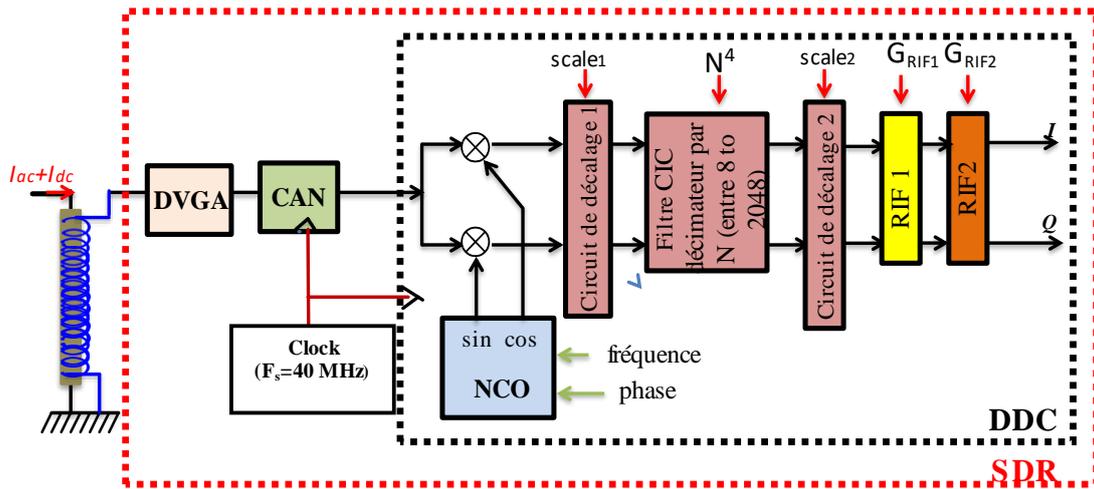


Figure 2. 9 : Synoptique du récepteur numérique (SDR)

Il s'agit d'un dispositif de détection synchrone en quadrature numérique utilisé pour la première fois dans les capteurs GMI. Il est principalement composé d'un amplificateur à gain numériquement programmable (DVGA, pour « Digital Variable Gain Amplifier »), d'un Convertisseur Analogique-Numérique (CAN) 12-bits et d'un DDC. Celui-ci est principalement constitué d'un oscillateur numérique local (NCO), de deux multiplieurs numériques et d'une cascade de trois filtres passe-bas numériques composée d'un filtre Cascaded-Integrator-Comb (CIC) et deux filtres à réponses impulsionnelles finies (RIF1 et RIF2). Le DDC intègre également des circuits de décalage indispensables dans la chaîne de traitement. Les rôles des différents blocs numériques seront décrits tout au long de ce chapitre. D'autres circuits numériques (circuits d'arrondis) n'étant pas représenté ici pour des raisons de simplicité, sont également intégrés dans le DDC. Ces circuits d'arrondis sont abordés plus en détail dans la section 3.4.3.

Cette technique de détection présente plusieurs avantages comparée aux détecteurs analogiques conventionnels. En effet, elle permet d'échantillonner directement le signal à démoduler et de réduire la contribution du bruit de l'électronique après numérisation (cf chapitre 3). Ceci ayant donc pour conséquence d'améliorer le rapport signal sur bruit (RSB ou SNR en anglais pour "Signal to Noise Ratio"). Après échantillonnage, la démodulation et le traitement du signal se font numériquement pour plus de flexibilité et en vue d'obtenir a priori de meilleures performances.

Le DSP a également été retenu plutôt qu'un microcontrôleur dans les capteurs GMI pour pouvoir traiter les signaux I et Q en temps réel. En effet, les fonctions numériques sont actuellement implémentées dans le SDR. Puisque, les données en sortie du SDR sont transmises à la RAM du DSP via son port série, le DSP peut éventuellement permettre d'effectuer un traitement supplémentaire des grandeurs I et Q. Ces techniques de traitement ne faisant pas partie des sujets abordés dans ce manuscrit, elles pourront être l'objet de futurs travaux. En plus des avantages énumérés précédemment, l'intégration du numérique dans les capteurs GMI reste une bonne solution pour la stabilité à long terme ainsi que des dérives en température comparée aux dispositifs analogiques.

### 2.2.3.1 Le DVGA

La tension aux bornes de la bobine de capture, modulée en amplitude par le champ magnétique extérieur, est d'abord amplifiée grâce à l'amplificateur à gain numériquement programmable (DVGA) qui est le seul élément analogique du SDR. L'amplificateur intégré dans la chaîne est le CLC5526 de National Semiconductor [90]. Il a été conçu pour une utilisation dans un large éventail d'applications : allant de la radio mobile jusqu'aux stations de base de la téléphonie mobile et passant par l'imagerie médicale. Le gain  $A_{DVGA}$  de cet amplificateur est numériquement programmable entre -12 et 30 dB par pas de 6 dB dans une bande passante de 350 MHz.

### 2.2.3.2 Le convertisseur analogique-numérique

La tension en sortie du DVGA est numérisée grâce à un convertisseur analogique-numérique 12 bits à une fréquence d'échantillonnage de 40 MHz. Le choix de la fréquence d'échantillonnage du CAN est un critère important pour les performances du système. Elle doit être choisie de sorte qu'elle soit supérieure ou égale à la fréquence de Nyquist ( $F_N$ ). Cette dernière indique la limite minimale imposée par le théorème de Shannon qui stipule que le signal aux bornes de l'élément sensible doit être échantillonné à une fréquence minimale  $F_N$  égale au double de la fréquence maximale contenue dans le signal afin d'éviter le repliement de spectre. Le CAN utilisé est le CLC5957 de National Semiconductor [91]. Il est optimisé pour les récepteurs numériques hautes fréquences et présente un rapport signal sur bruit de 67 dB.

### 2.2.3.3 Le DDC

Les données en sortie du CAN sont ensuite transmises au DDC pour une démodulation numérique. Dans ce démodulateur, le traitement est effectué en temps réel.

#### 2.2.3.3.1 L'oscillateur numérique local (NCO)

Le DDC intègre un NCO qui a pour rôle de générer les deux signaux numériques de multiplication (sinus et cosinus) utilisés par les mixers numériques. L'architecture du NCO est identique à celle présentée sur la Figure 2.4. Ces signaux de multiplication sont synthétisés avec un rapport signal sur bruit de 84 dB à une fréquence d'échantillonnage de 40 MHz. Ils

sont caractérisés par une amplitude unitaire, une fréquence et une phase programmables. La résolution numérique fréquentielle est de 32 bits. Celle-ci correspondant à une résolution de 9 mHz pour un signal d'horloge de 40 MHz. L'amplitude quant à elle, est codée avec une résolution de 17 bits. Comme pour le DDS, la fréquence désirée en sortie du NCO,  $F_{NCO}$ , est codée grâce au  $FTW_{NCO}$  (pour Frequency Tuning Word du NCO) donné par la relation suivante :

$$FTW_{NCO} = 2^{32} \frac{F_{NCO}}{F_s} \quad (2.3)$$

Où  $F_{NCO}$  désigne la fréquence désirée en Hertz du NCO.

Lors de la réalisation d'un détecteur synchrone, le réglage de la phase entre le signal en entrée du récepteur et le signal du mixage provenant du NCO, devient un paramètre très important notamment dans la réalisation de capteurs GMI à haute sensibilité. Un réglage de phase de précision est alors nécessaire pour optimiser les performances de détection et la sensibilité du capteur. Un des avantages du SDR est la facilité et la précision de cet ajustement de phase. Dans le cas du NCO, les phases des deux signaux (sinus et cosinus) produits, sont programmables avec une résolution numérique de 16 bits (correspondant à 5 milli-degré) selon l'équation suivante :

$$\varphi_{NCO} = (2^{16} - 1) \frac{\phi}{360} \quad (2.4)$$

Où  $\varphi_{NCO}$  représente le nombre binaire à programmer dans les registres de contrôle de phase du NCO et  $\phi$  désigne la phase désirée en degrés.

De plus, pour une parfaite démodulation, le SDR et le DDS doivent avoir la même résolution fréquentielle. En effet, prenant l'exemple d'un capteur GMI utilisant un détecteur synchrone analogique, le signal en sortie du détecteur est à l'image de la différence de fréquence entre le signal d'excitation (oscillateur) et le signal de détection (signal de multiplication). Pour un bon fonctionnement du capteur GMI, l'excitation et la détection doivent alors être de fréquences similaires. Dans les dispositifs numériques, cette similitude est garantie par une résolution numérique fréquentielle identique entre les signaux d'excitation (DDS) et de détection (NCO). De ce fait, il est nécessaire de limiter la résolution en fréquence du DDS à 32 bits comme celui du NCO.

Les données en sortie des mixers, résultant de la multiplication entre les données numériques en sortie du CAN et celles provenant du NCO, sont d'abord transmises au premier circuit de décalage « circuit décalage 1 » avant d'être filtrées grâce à la cascade d'un filtre CIC et deux filtres à réponse impulsionnelle finie. Le principe de fonctionnement de ces filtres et la nécessité du circuit de décalage dans la chaîne sont discutés dans les sections suivantes.

### 2.2.3.3.2 Le filtre CIC

En règle générale dans une modulation d'amplitude, les signaux utiles en sortie de démodulation ont une bande passante inférieure à la fréquence de la porteuse. Dans la chaîne proposée, la fréquence d'échantillonnage initiale ( $F_s=40$  MHz) a été choisie pour respecter le théorème de Shannon vis-à-vis de la fréquence de la porteuse. Il est à noter que dans la pratique, la fréquence d'échantillonnage doit être au moins 10 à 20 fois supérieure à la fréquence de la porteuse. En sortie du mixage numérique, il n'est alors pas nécessaire de conserver la fréquence d'échantillonnage initiale (40 MHz) compte tenu de la fréquence des signaux utiles. Aussi, en vue de réduire la quantité d'échantillon, un filtre CIC décimateur est utilisé.

Les filtres CIC (connus sous le nom de filtres d'Hogenauer) sont des filtres numériques polyphasés utilisés pour la mise en œuvre de réduction importante de fréquences d'échantillonnages dans les systèmes numériques. Ils ont la particularité de n'utiliser que des additionneurs et des soustracteurs. Ces structures rendent les filtres CIC attrayants pour leurs implémentations matérielles. Le filtre CIC intégré est un filtre d'ordre 4. Il assure un filtrage passe-bas tout en sous-échantillonnant son signal d'entrée d'un rapport  $N_{CIC}$  programmable entre 8 et 2048. Il est constitué de deux chaînes : une suite d'étages intégrateurs fonctionnant à la fréquence d'échantillonnage  $F_s$  et une suite de différentiateurs fonctionnant à  $\frac{F_s}{N_{CIC}}$ . Le nombre d'intégrateurs définit l'ordre du filtre. La Figure 2.10 montre le synoptique d'un filtre CIC d'ordre 4. Le choix d'une telle structure se justifie aussi par leur propriété de présenter une phase linéaire. Cette dernière implique que le retard dû au filtre est constant et ne dépend que du rapport de décimation, de l'ordre du filtre et de la fréquence d'échantillonnage [92].

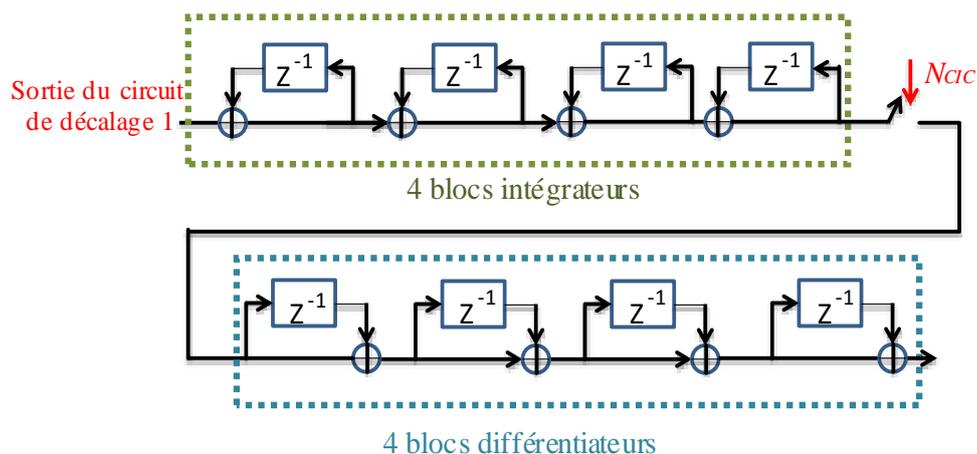


Figure 2. 10 : Schéma bloc pour l'implémentation d'un filtre CIC d'ordre 4

La fonction de transfert du filtre CIC est donnée par :

$$H(z) = H_i(z) \cdot H_d(z) = \left( \frac{1 - z^{-N_{CIC}}}{1 - z^{-1}} \right)^k = \sum_{i=0}^{N_{CIC}-1} (z^{-i})^k \quad (2.5)$$

où  $H_i(z)$  et  $H_d(z)$  désignent respectivement les fonctions de transfert des étages intégrateurs et différentiateurs;  $z^{-1}$  et  $k$  sont l'opérateur retard et l'ordre du filtre respectivement [93].

Cette dernière forme exprime d'une manière implicite que le filtre CIC est équivalent à une mise en cascade de  $k$  filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF). Le descriptif de ce type de filtre est effectué dans la section 2.2.3.3.3. L'intérêt de cette équivalence réside dans le fait que les filtres RIF sont reconnus par leur stabilité et que leur phase est linéaire [94], [92]. Ces derniers critères étant des propriétés primordiales notamment pour un fonctionnement du capteur GMI en magnétomètre. La réponse fréquentielle des filtres CIC est ajustée en choisissant le nombre approprié d'intégrateur et de différentiateur. Le filtre CIC utilisé dispose d'un gain intrinsèque de  $(N_{CIC})^4$ .

La Figure 2.11 illustre la réponse fréquentielle d'un filtre CIC d'ordre 4 pour un rapport de décimation  $N_{CIC}=250$ . Dans cette illustration, le gain exprimé en  $dB$ , est normalisé par rapport au gain du filtre CIC. La Figure 2.11 (b) montre un zoom de la Figure 2.11 (a).

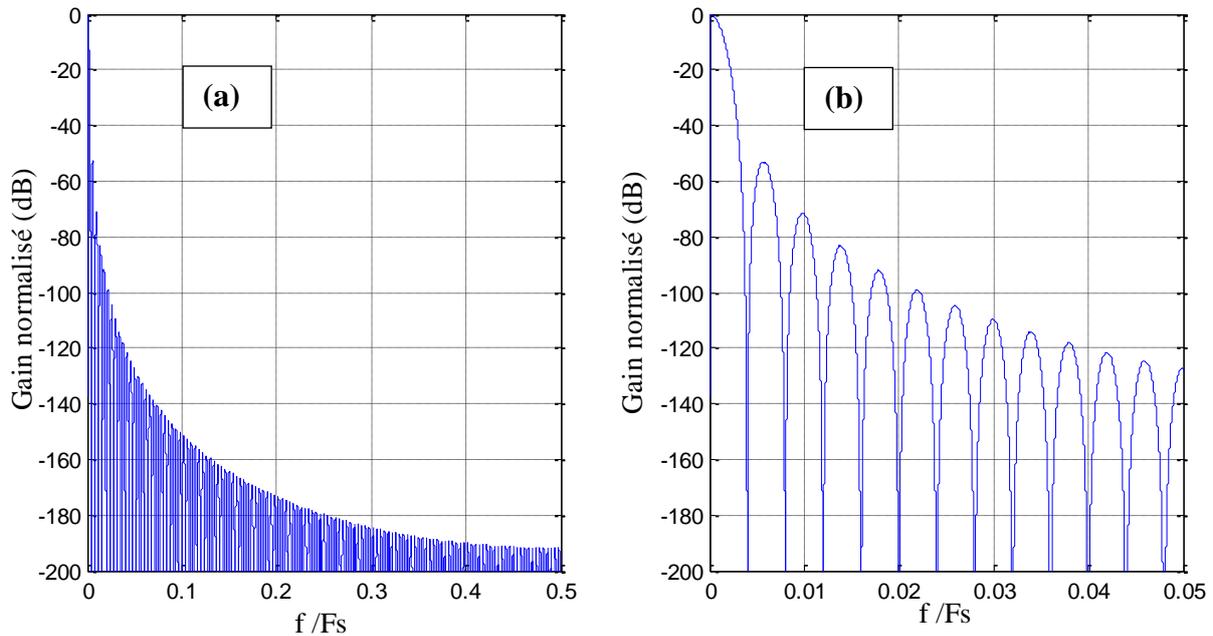


Figure 2.11 : a) Gain normalisé du filtre CIC en fonction de la fréquence  $f$  normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage. Le rapport de décimation  $N_{CIC}$  est de 250. b) Zoom de la première courbe

Cette illustration montre l'inconvénient des filtres CIC. On peut constater que la réponse de ces filtres n'est pas plate dans la bande passante. Afin de s'affranchir de ce problème, des filtres à réponse impulsionnelle finie, ou filtres de compensation, sont utilisés.

Pour des valeurs typiques de rapport de décimation (de l'ordre de la centaine tel qu'illustré sur la Figure 2.11), le gain du filtre CIC  $(N_{CIC})^4$  est énorme et doit être compensé afin d'éviter les débordements de calcul. Le premier circuit de décalage « circuit décalage 1 » avec un gain

égal à  $2^{-scale_1}$  est intégré dans la chaîne pour compenser au préalable le gain de ce filtre (Figure 2.9). En fonction de l'atténuation désirée, la valeur de  $scale_1$  est facilement programmable depuis l'interface développée.

Les données issues du filtre CIC peuvent par la suite être amplifiées numériquement jusqu'à 42 dB grâce au second circuit de décalage « circuit de décalage 2 ». Celui-ci dispose d'un gain égal à  $2^{scale_2}$ . La valeur de  $scale_2$ , programmable numériquement depuis l'interface réalisée, permet ainsi de régler numériquement le gain du récepteur sans utiliser de dispositifs analogiques qui peuvent être sources de bruits supplémentaires.

### 2.2.3.3.3 Les filtres à réponses impulsionnelles finies

Les données sont ensuite transmises à une cascade de deux filtres (RIF1 et RIF2) décimateurs. Contrairement aux filtres CIC, les filtres à réponse impulsionnelle finie intègrent des coefficients leur procurant l'avantage d'avoir une réponse en fréquence optimisée. La fonction de transfert d'un filtre RIF à  $p$  coefficients,  $h_j$ , s'écrit d'une manière générale comme suit :

$$H(Z) = \sum_{j=0}^{p-1} h_j \cdot z^{-j} \quad (2.6)$$

Le premier filtre intégré dans la chaîne est implémenté avec 21 coefficients  $a_j$  symétriques et programmables. La synthèse de ces coefficients a été effectuée afin de compenser l'écart de statisme (ondulations) induit par le filtre CIC, tout en garantissant d'une part une bande passante acceptable et d'autre part en rejetant les signaux indésirables en dehors de la bande passante. Un des avantages des filtres intégrés dans la chaîne est que leur réponse impulsionnelle est symétrique comme on peut le constater sur la Figure 2.12 (a), ce qui a pour conséquence de réduire la densité spectrale du bruit de ces filtres (voir section 3.4.3.6).

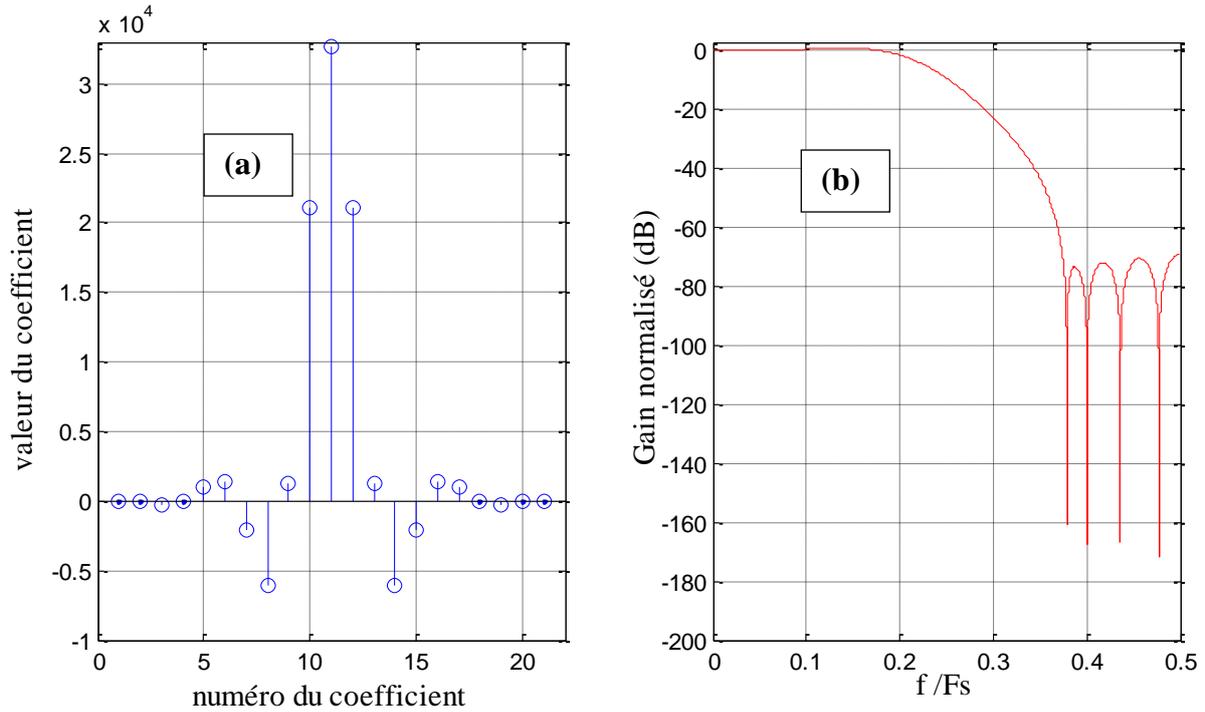


Figure 2. 12 : a) Réponse impulsionnelle du filtre RIF1 en fonction du numéro du coefficient. b) Gain normalisé du filtre RIF2 en fonction de la fréquence  $f$  normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage  $F_s$

Par conséquent, seuls les 11 premiers coefficients sont chargés dans le DDC pour le traitement en temps réel. Ce filtre décime le signal d'entrée d'un facteur  $N_{RIF1}=2$ . La Figure 2.12 (b) illustre le gain du filtre RIF1 en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage. La réponse de ce filtre est presque plate avec des ondulations

inférieures à 0.01 dB jusqu'à la fréquence normalisée  $\frac{f}{F_s} = 0.2$ . Au-delà, il garantit une rejection de bruit pouvant aller jusqu'à 70 dB. Le filtre RIF1 dispose d'un gain  $G_{RIF1}$  fonction des coefficients tel que :

$$G_{RIF1} = \frac{\sum_{i=1}^{21} a_j}{2^{16}} \quad (2.7)$$

La Figure 2.13 montre l'architecture d'un filtre RIF avec  $p$  coefficients en exploitant la symétrie des coefficients. Comparée à la structure classique d'un filtre RIF qui nécessite  $p$  multiplications et  $(p-1)$  additions, la structure présentée requiert  $\frac{p+1}{2}$  multiplications et approximativement  $p$  additions [94]. Le choix de cette structure permettant de réduire le nombre de multiplication, est un critère important pour la réduction de la densité spectrale du bruit de ces filtres (voir section 3.4.3.6).

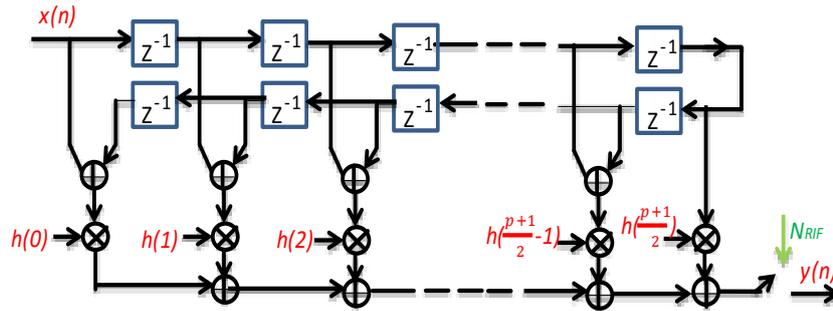


Figure 2. 13 : Architecture d'un filtre RIF à p coefficients symétriques. Dans cette illustration, p est considéré impair.

Un second filtre RIF (RIF2) est également intégré en fin de chaîne. C'est un filtre avec 63 coefficients  $b_j$  programmables utilisé pour fixer la réponse fréquentielle finale du capteur. Seuls les 32 premiers coefficients sont chargés dans le DDC. Il présente un rapport de décimation  $N_{RIF2}$  pouvant prendre deux valeurs 2 ou 4 et dispose d'un gain  $G_{RIF2}$  tel que :

$$G_{RIF2} = \frac{\sum_{i=1}^{63} b_j}{2^{16}} \quad (2.8)$$

Les Figures 2.14 (a) et (b) illustrent respectivement la réponse impulsionnelle et le gain du second filtre à réponse impulsionnelle finie en fonction de la fréquence normalisée. Il permet une réjection de bruit hors bande allant jusqu'à 90dB.

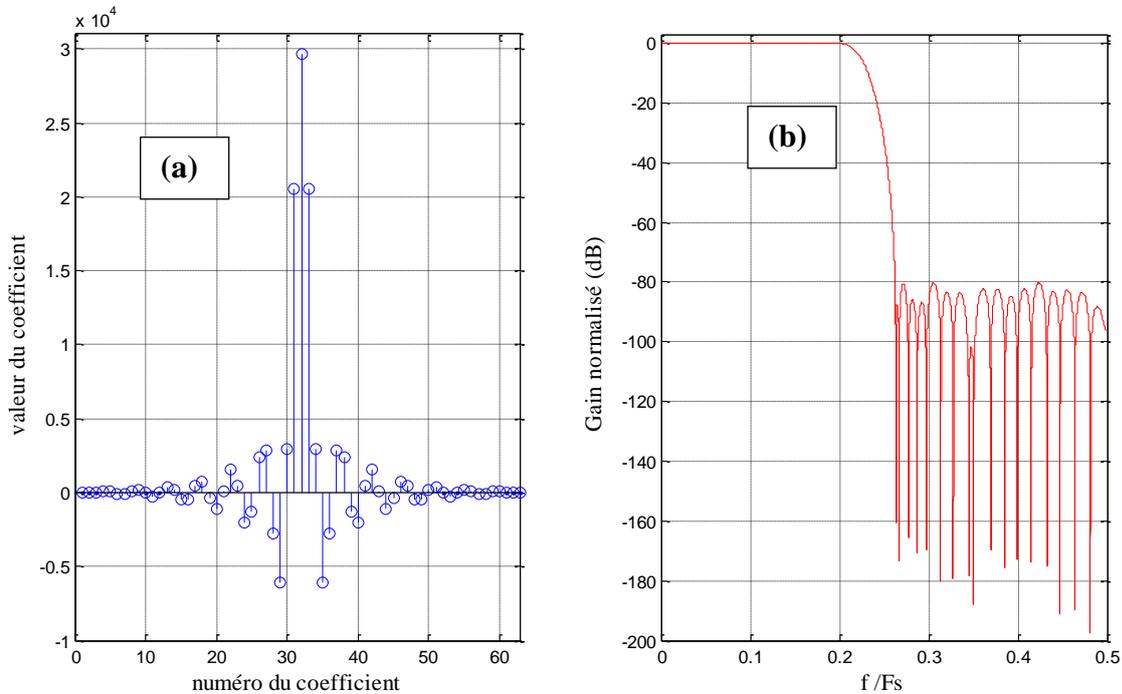


Figure 2. 14 : (a) Réponse impulsionnelle du filtre RIF2 en fonction du numéro du coefficient. (b) Gain normalisé du filtre RIF2 en fonction de la fréquence  $f$  normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage  $F_s$

Un exemple de réponse fréquentielle résultant de la cascade des trois filtres passe-bas numériques décimateurs est représenté sur la Figure 2.15. Le rapport de décimation du filtre CIC est de 250 ; les deux filtres à réponse impulsionnelle finie ont des rapports de décimation respectifs de 2 et 4. Il apparaît que le filtre RIF2 détermine la réponse fréquentielle finale du système avec une réjection de bruit hors bande supérieure à 100 dB.

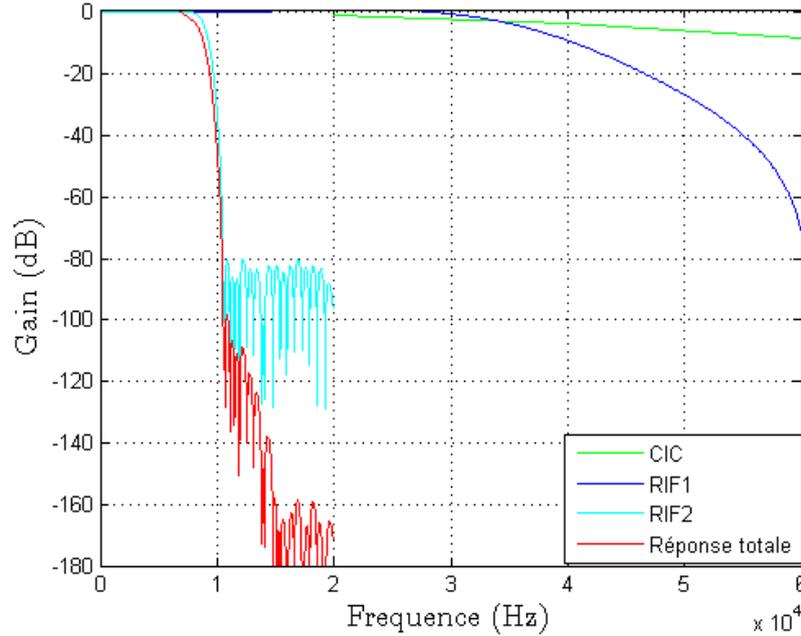


Figure 2. 15 : Réponse fréquentielle de la cascade des trois filtres passe bas numériques décimateurs. Les rapports de décimation sont de 250, 2 et 2 respectivement pour le filtre CIC, les filtres RIF1 et RIF2

La fréquence d'échantillonnage des données en sortie du SDR, notée  $F_{OUT}$  est fonction des différents rapports de décimation des filtres et s'exprime comme suit :

$$F_{OUT} = \frac{F_s}{N_{CIC} \cdot N_{RIF1} \cdot N_{RIF2}} \quad (2.9)$$

Pour une fréquence d'échantillonnage  $F_s = 40$  MHz, la bande de Nyquist finale du capteur peut être réglée numériquement avec les différents rapports de décimation des filtres dans une plage fréquentielle allant de 1.2 kHz à 625 kHz.

#### 2.2.3.4 Le gain du récepteur numérique

Le récepteur numérique dispose d'un gain programmable qui ne rajoute pas de bruit supplémentaire. Le principe "d'amplification numérique" repose sur le décalage de bits à gauche. Le gain total du SDR est fonction des gains des différents étages (gain des filtres CIC et RIF et gain des circuits de décalage) intégrés dans la chaîne et s'exprime comme suit :

$$G_{SDR} = \frac{1}{2} A_{DVGA} \cdot N_{CIC}^4 \cdot 2^{-scale_1} \cdot 2^{scale_2} \cdot G_{RIF1} \cdot G_{RIF2} \quad (2.10)$$

Le facteur  $\frac{1}{2}$  provient de la perte de 6 dB lors du mixage entre le signal issu du CAN et le signal délivré par le NCO.

### 2.2.3.5 Quantification du retard

Dans cette section, une quantification du retard est effectuée. Celui-ci est intrinsèque au système numérique et dépend principalement du filtre CIC et des deux filtres à réponse impulsionnelle finie. Il est fonction des différents rapports de décimation, du nombre de coefficients des filtres, de l'ordre du filtre CIC et de la fréquence de l'horloge. Ainsi pour le filtre CIC décimateur, le retard  $\tau_1$  est égal au nombre d'étage induisant un retard (étage avec l'opérateur  $z^{-1}$ ) associé à leur fréquence d'échantillonnage. Pour le filtre d'ordre 4 utilisé, il est constitué de 4 étages intégrateurs fonctionnant à la fréquence  $F_s$  et 4 étages différentiateurs fonctionnant à la fréquence  $\frac{F_s}{N_{CIC}}$ . Par conséquent le retard  $\tau_1$  induit par le filtre CIC est tel que :

$$\tau_1 = \frac{N_{CIC}}{F_s} 4 + \frac{4}{F_s} \quad (2.11)$$

Le retard dû au filtre RIF est égal au temps nécessaire pour que les données se propagent à travers la moitié des coefficients du filtre puisque ceux-ci sont symétriques. Ce temps est donné par le nombre d'opérateurs de retard du filtre associé à leur fréquence d'échantillonnage. Ainsi pour le filtre RIF1 disposant de 21 coefficients symétriques, le traitement est effectué à la fréquence  $\frac{F_s}{N_{CIC}}$ , soit un retard  $\tau_2$  tel que :

$$\tau_2 \approx \frac{N_{CIC}}{F_s} \frac{21}{2} \quad (2.12)$$

En sortie du filtre RIF1, le traitement est effectué à la fréquence  $\frac{F_s}{N_{CIC}N_{RIF1}}$ . D'une manière similaire, le filtre RIF2 disposant de 63 coefficients symétriques induit un retard  $\tau_3$  tel que :

$$\tau_3 \approx \frac{N_{CIC} \times N_{RIF1}}{F_s} \frac{63}{2} \quad (2.13)$$

Du fait que la phase de ces filtres est linéaire, le retard reste constant et ne dépend ainsi que des rapports de décimation. Le retard  $\tau$  dû à la cascade des trois filtres est évalué par :

$$\tau \approx \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = \frac{N_{CIC}}{F_s} \left( 4 + \frac{21 + 63 \cdot N_{RIF1}}{2} \right) + \frac{4}{F_s} \quad (2.14)$$

A titre d'exemple, pour  $N_{CIC}=250$ ,  $N_{RIF2}=N_{RIF1}=2$ , le retard estimé est de 460  $\mu$ s.

Une fois la quantification du retard effectuée, des tests ont été réalisés pour différents rapports de décimation. La procédure de test a consisté à faire mesurer au capteur un champ magnétique sinusoïdal d'amplitude et de fréquence connues. Il apparaît un retard entre le signal mesuré en sortie du capteur et le signal appliqué. Ces tests ont été réalisés pour différents rapports de décimation des filtres CIC et RIF. Les résultats obtenus ont permis de valider la quantification du retard induit par le système présenté. Nous verrons que ce retard reste un critère important pour la stabilité du capteur lors de la contre réaction en champ. Ce passage est discuté plus en détail dans le chapitre 4.

## 2.2.4 Validations expérimentales et résultats préliminaires

Des premiers tests ont par la suite été conduits pour s'assurer de la validité de l'intégration des systèmes numériques dans les capteurs GMI. Pour se faire, la chaîne de mesure présentée (DSP, DDS et SDR) est associée à l'élément sensible en configuration off-diagonal. Un fil GMI à base de Cobalt de longueur 25 mm et de diamètre 100  $\mu\text{m}$  est utilisé. Cet échantillon est fourni par l'entreprise Unitika. Autour de ce fil, sont bobinés 400 tours de fil de cuivre de diamètre 65  $\mu\text{m}$ . Le choix de la section du fil de cuivre est un critère important notamment vis-à-vis de l'effet de peau. Typiquement pour une fréquence de 10 MHz, la profondeur de peau est de 22  $\mu\text{m}$ . La fréquence de résonance de la bobine est d'environ 4 MHz.

La Figure 2.16 illustre un exemple des échantillons I/Q obtenus en sortie du SDR en fonction du champ magnétique.

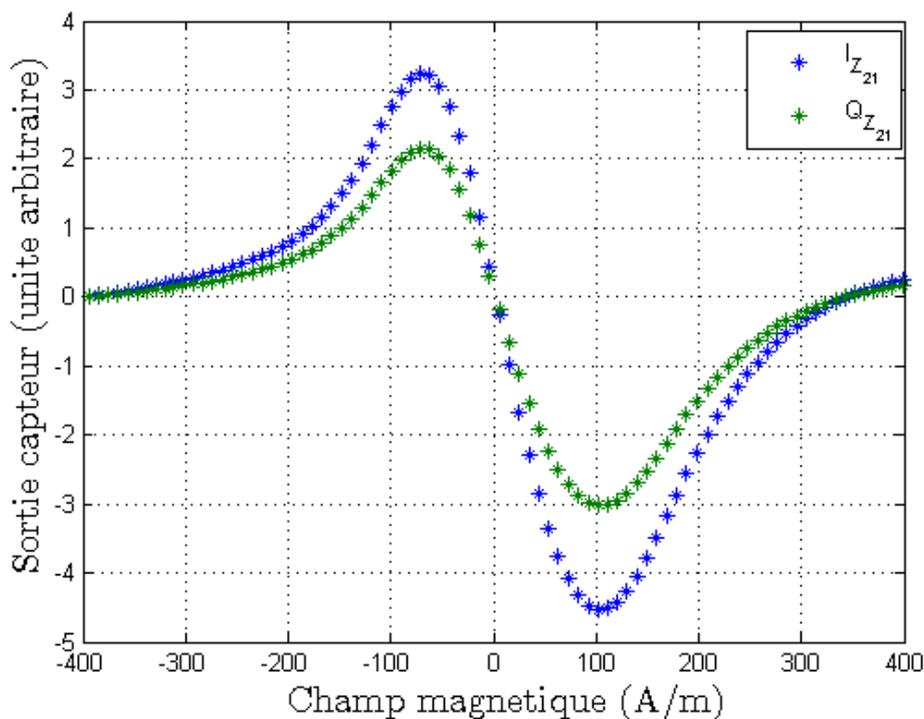


Figure 2. 16 : Composantes I et Q mesurées en sortie du SDR. Les paramètres de configurations sont :  $A_{\text{DVGA}}=0$  dB,  $\text{scale}_1=27$  ;  $N_{\text{CIC}}=250$  ;  $\text{scale}_2=0$  ;  $I_{\text{ac}}=5$  mA,  $f_p=1$  MHz,  $I_{\text{dc}}=6$  mA. La décimation des filtres RIF1 et RIF sont respectivement de 2 et 4.

La fréquence et l'amplitude d'excitation choisies sont respectivement de 1 MHz et 5 mA. Le courant de polarisation statique est ajusté à 6 mA pour optimiser la composante off-diagonal. Les paramètres d'excitations présentés ci-dessus ne sont pas optimaux vis-à-vis de la sensibilité. Les grandeurs optimales d'excitation seront présentées dans le chapitre 3. Les paramètres du SDR sont tels que :  $A_{DVGA}=0$  dB,  $scale_1=27$ ,  $N_{CIC}=250$ ,  $scale_2=0$ ,  $N_{RIF1}=2$ ,  $N_{RIF2}=4$ .

Contrairement aux détecteurs de crête fréquemment utilisés dans les capteurs GMI, l'utilisation de la démodulation en quadrature numérique (concept DDC) associée à la configuration off-diagonal, permet clairement de préserver les caractéristiques intrinsèques intéressantes de la composante off-diagonal du tenseur d'impédance. Comme il a été mentionné dans l'état de l'art (section 1.8), ces caractéristiques sont principalement la linéarité et le comportement symétrique (une fonction impaire) par rapport au champ zéro. Cette caractéristique intrinsèque est très importante, car elle permet une mise en œuvre de capteur sans utiliser un champ magnétique de polarisation. Il simplifie donc les exigences relatives à l'électronique dues aux dispositifs de compensation d'offset demeurant des sources de bruit supplémentaires.

En outre, la démodulation en quadrature garantit l'obtention aisée de la phase à partir de la combinaison des composantes I et Q, alors que cette même information est perdue lors de l'utilisation d'un détecteur de crête. Certaines recherches visant à explorer la possibilité de réaliser des capteurs GMI en fonction de l'information de phase, plutôt que l'information d'amplitude, ont déjà été menées [50], [51]. La mise en œuvre de l'électronique analogique pour la mesure de phase n'est pas une tâche très facile. Le concept proposé pourrait donc présenter un avantage car on peut aisément obtenir les deux types d'informations sans aucune modification matérielle.

Par ailleurs, lors de l'utilisation d'un détecteur synchrone pour la démodulation d'amplitude (AM pour « amplitude modulation »), le réglage de la différence de phase entre l'entrée AM et l'oscillateur local (NCO) est nécessaire pour maximiser la sortie du détecteur. Ce réglage est très important dans le cas des capteurs GMI pour optimiser et augmenter la sensibilité. Ce réglage de phase est facilement réalisé avec une grande précision dans le concept proposé avec une résolution de 5 milli-degré.

Les grandeurs I et Q images des parties réelle et imaginaire de la composante off-diagonal ( $Z_{21}$ ) sont fonctions du module et de la phase de celle-ci et peuvent aisément être évaluées selon les équations suivantes :

$$I_{Z_{21}} = G_{SDR} * I_{ac} * |z_{21}(f_p, H_z)| * \cos(\beta(H_z) - \phi) \quad (2.15)$$

$$Q_{Z_{21}} = G_{SDR} * I_{ac} * |z_{21}(f_p, H_z)| * \sin(\beta(H_z) - \phi) \quad (2.16)$$

Où

- $Z_{21}(f_p, H)$  et  $\beta$  désignent respectivement le module et la phase de la composante off-diagonal lorsque l'élément sensible est parcouru par un courant de fréquence  $f_p$
- $I_{ac}$  représente l'amplitude du courant d'excitation et  $\phi$  correspond au déphasage du NCO par rapport à la tension aux bornes de la bobine.

Ainsi, il est possible de régler le déphasage du NCO par rapport à la tension aux bornes de la bobine de capture pour optimiser l'une des composantes I ou Q et par conséquent la sensibilité en  $V/T$  du capteur.

La Figure 2.17 montre la composante I (courbe mesurée convertie en champ) en sortie du capteur lorsque celui-ci est soumis à une induction magnétique  $B$  à mesurer (telle que  $B=\mu_0 \cdot H_Z$ ) d'amplitude d'environ 1.1  $\mu T$  et de fréquence 90 Hz (courbes bleues), pour différentes formes d'ondes (sinus, triangle, carré). Ce champ est généré à l'aide d'un solénoïde de longueur 10 cm avec un transfert de 4 mT/A. Les paramètres d'excitation de l'élément sensible et de configuration du récepteur sont les mêmes que précédemment (Figure 2.16). La bande passante à -3 dB du SDR est de 7 kHz. La sensibilité mesurée du capteur est de 45 kV/T. Les résultats obtenus permettent ainsi de valider le fonctionnement du capteur GMI numérique implémenté. On peut également noter dans cette illustration un retard entre le signal appliqué et celui mesuré. Pour des rapports de décimation tels que  $N_{CIC} = 250$  ;  $N_{RIF1} = N_{RIF2}=2$ , le retard est estimé à 460  $\mu s$  (équation 2.14) correspondant au retard mesuré.

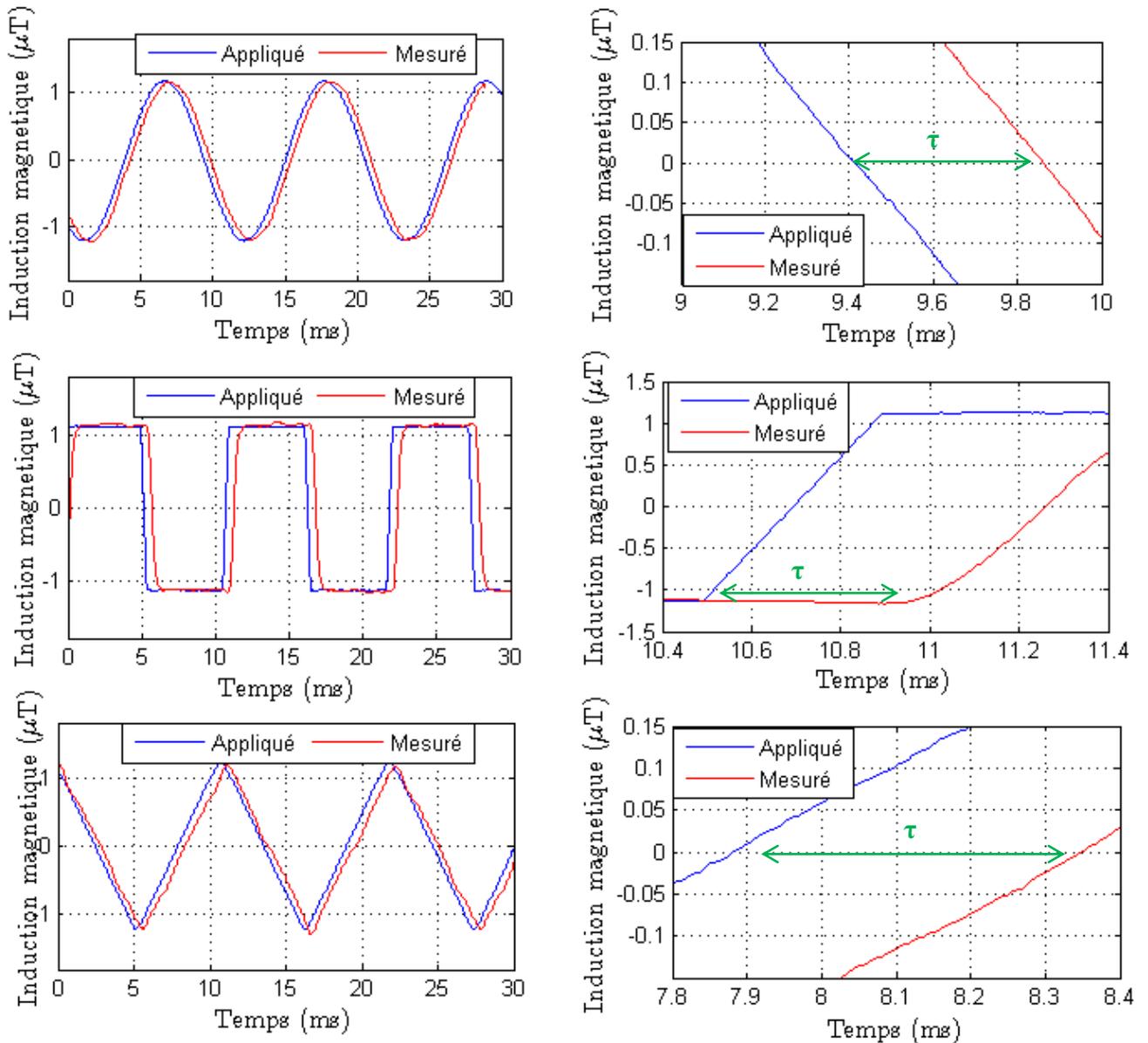


Figure 2. 17 : Composante I en sortie du SDR (convertie en champ) obtenue lorsque l'élément sensible est soumis à une induction magnétique crête d'environ 1.1  $\mu\text{T}$  et de fréquence 90 Hz. Les paramètres de configuration sont :  $A_{\text{DVGA}} = 0$  dB,  $\text{scale}_1 = 27$  ;  $N_{\text{CIC}} = 250$  ;  $\text{scale}_2 = 0$  ;  $I_{\text{ac}} = 5$  mA,  $f_p = 1$  MHz,  $I_{\text{dc}} = 6$  mA. La décimation des filtres RIF1 et RIF sont respectivement de 2 et 4.

### 2.3 Implémentation logicielle (software)

Une interface utilisateur a été réalisée en parallèle de l'implémentation matérielle du système numérique [83]. Elle a été développée sous LabWindows/CVI® avec le langage de programmation C. Tous les paramètres (amplitude, fréquence et phase du DDS, gain du DVGA, décimation des filtres, gain numérique ...) peuvent être contrôlés automatiquement et chargés dans le DSP via cette interface. Elle permet également de recueillir directement les données issues du récepteur pour une plus grande facilité et flexibilité d'optimisation.

La Figure 2.18 suivante montre la procédure d'implémentation ayant permis d'assurer la communication entre l'interface graphique réalisée et le DSP.

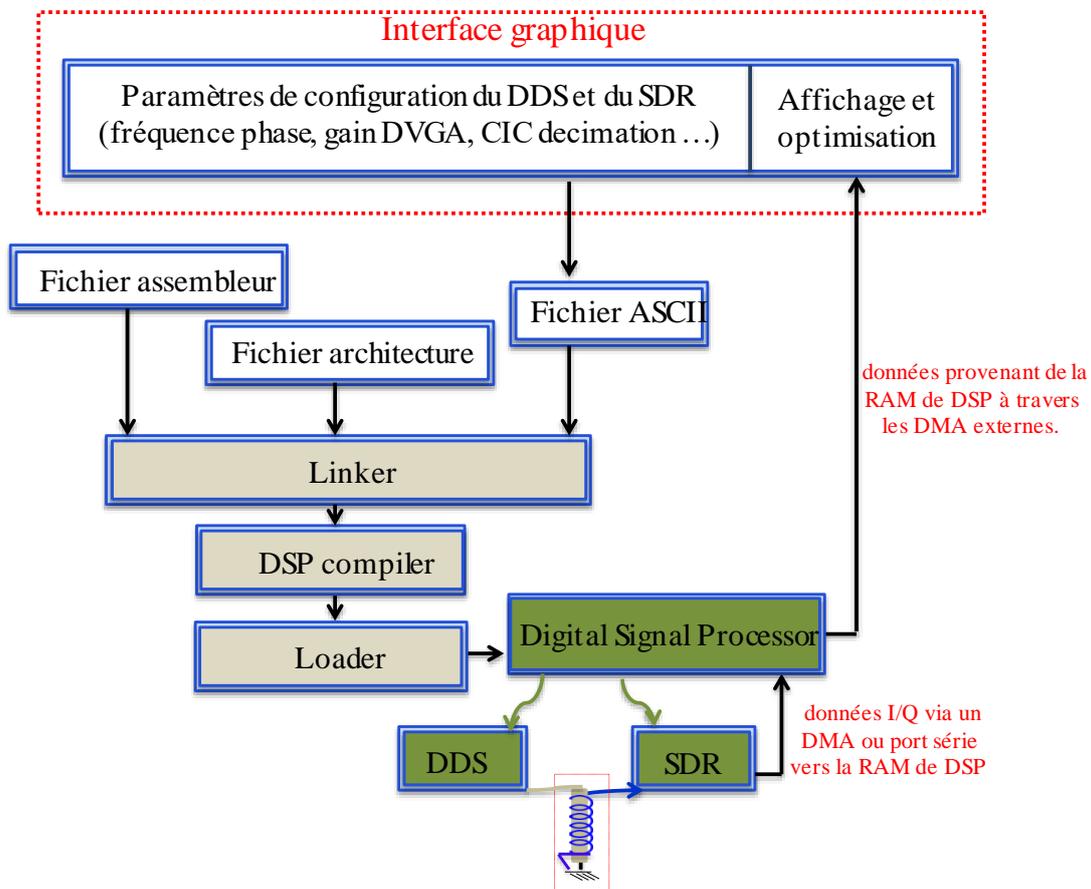


Figure 2. 18 : Processus d'implémentation de la chaîne de mesure présentée associée à l'interface graphique

Les données rentrées dans l'interface sont d'abord envoyées dans un fichier ASCII avant d'être transmises au DSP avec le fichier assembleur ainsi qu'un fichier architecture. Ce dernier permet de spécifier les adresses des différentes zones mémoires (mémoires du DDS et du SDR). Un fichier architecture bien rédigé ne doit pas contenir de conflit entre les segments (adresses des mémoires). Le programme assembleur interprète toutes les données issues de l'interface et contrôle également tous les transferts de données et la commande entre le DSP, le DDS et le SDR.

Un linker est par la suite utilisé pour compiler le fichier architecture. Le but du Linker est de placer chaque segment dans l'emplacement mémoire correspondant à l'adresse assignée. L'étape de chargement de l'exécutible dans le DSP est gérée par un loader. Une fois les données disponibles en sortie du récepteur numérique, elles sont écrites et de manière automatique dans la RAM du DSP avant d'être éventuellement envoyées via son port série au CNA de la carte DSP-SHARC pour visualisation. Les données stockées dans la RAM du DSP peuvent aussi être transmises au PC via son bus PCI. Dans ce dernier cas, une optimisation en

temps réel des paramètres électriques d'excitation du fil permettant d'obtenir la sensibilité maximale du capteur peut être effectuée

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'implémentation d'une nouvelle technique de conditionnement numérique des capteurs magnétiques GMI a été décrite. Les différentes fonctions numériques utilisées dans ce conditionnement ont été passées en revue. On distingue dans ces fonctions, un DSP, un synthétiseur numérique de fréquence et un système de démodulation numérique. Le système mis en œuvre est une démodulation en quadrature numérique basée sur un SDR. Elle permet de profiter simultanément des informations d'amplitude et de phase partant des grandeurs I et Q. Nous avons vu que l'association de la chaîne proposée avec la configuration off-diagonal permet de profiter de la réponse impaire intrinsèque autour de zéro des parties réelle (composante I) et imaginaire (composante Q). Cette caractéristique quasi-nulle à champ nul permet ainsi de faire fonctionner le capteur sans polarisation.

Enfin nous avons développé un logiciel de contrôle du capteur GMI. Ce logiciel permet de charger automatiquement les différents paramètres du système (fréquence et phase du DDS et du NCO, décimation des filtres, gain du récepteur ...) et de recueillir les paramètres électriques optimaux (amplitudes des courants  $I_{ac}$  et  $I_{dc}$ ).

Une fois l'implémentation réalisée, il convient d'en quantifier les performances. Ce point fait l'objet du chapitre 3.

## **CHAPITRE 3 : Quantification et performances du capteur GMI numérique**

### **Sommaire**

---

3.1	Introduction .....	73
3.2	Bruit du système d'excitation.....	73
3.2.1	Modèle de bruit du DDS .....	74
3.2.2	Bruit des convertisseurs tension-courant .....	78
3.3	Bruit de la configuration off-diagonal.....	79
3.4	Modèle de bruit du SDR.....	84
3.4.1	Bruit du DVGA.....	84
3.4.2	Modèle de bruit du CAN.....	85
3.4.2.1	Bruit de quantification du CAN.....	85
3.4.2.2	Calcul de la densité spectrale du CAN .....	88
3.4.3	Modèle de bruit du DDC.....	89
3.4.3.1	Le NCO .....	91
3.4.3.2	Le premier circuit d'arrondi « Round 1 » .....	91
3.4.3.3	Les circuits de décalage.....	93
3.4.3.4	Le filtre CIC .....	93
3.4.3.5	Le second circuit d'arrondi « Round 2 ».....	93
3.4.3.6	Les filtres RIF.....	94
3.4.4	Synthèse et validation du modèle de bruit du SDR .....	96
3.5	Présentation et caractérisation de la chaîne complète .....	99
3.5.1	Modèle de bruit de la chaîne de mesure complète .....	100
3.5.2	Caractérisation de la chaîne .....	101
3.5.2.1	Bruit et bande passante du capteur en boucle ouverte.....	103
3.5.2.2	Vitesse de variation maximale en champ .....	107
3.6	Conclusion.....	108

---

## **Résumé**

*Ce chapitre traite de l'étude des performances de la chaîne de mesure décrite précédemment. Le système est principalement constitué d'un DDS, de l'élément sensible en configuration off-diagonal et du SDR.*

*Notre étude est constituée de 4 grandes parties. La première partie se focalise sur le bruit apporté par le système d'excitation.*

*Dans la deuxième partie, une description brève des différentes sources de bruits intrinsèques à l'élément sensible est faite. Celles-ci incluent le bruit de Johnson-Nyquist du fil et le bruit magnétique lié aux fluctuations thermiques de l'aimantation.*

*La troisième partie est consacrée à l'étude des performances en bruit du récepteur numérique. Dans cette partie, nous étudions d'une manière assez détaillée la contribution en bruit des différentes fonctions constituant le SDR.*

*Quant à la quatrième partie, elle se focalise sur une validation du modèle analytique de toute la chaîne en effectuant une comparaison avec des mesures réelles de bruit.*

*Les performances globales du capteur sont finalement présentées. Elles intègrent le niveau de bruit, le slew rate, la plage dynamique ainsi que la bande passante.*

### 3.1 Introduction

Dans le chapitre 2, le concept de la démodulation numérique en quadrature I/Q ou SDR a été introduit et combiné avec la configuration off-diagonal. Dans cette technique, la tension mesurée aux bornes de la bobine de capture est directement numérisée, de sorte que toute la démodulation soit réalisée numériquement et en temps réel. Cette technique de démodulation remplace les détecteurs synchrones analogiques pouvant induire des non-linéarités dues à la multiplication. Aussi, ces techniques nécessitent un ajustement de phase et celui-ci peut être facilement mis en œuvre, avec précision à l'aide du concept présenté dans le chapitre 2.

Malgré les avantages des techniques numériques, il est essentiel d'évaluer les performances, de décliner les règles et éventuellement discuter des limitations existantes dans le contexte des capteurs GMI à haute sensibilité. Ce chapitre s'inscrit dans ce cadre. Il présente un modèle analytique permettant de prédire les performances en bruit en zone de bruit blanc d'un capteur GMI numérique basé sur un SDR. L'architecture du système en question est illustrée sur la Figure 2.2. Le formalisme est basé sur la quantification de la densité spectrale de bruit en tension (VNSD pour 'Voltage Noise Spectral Density') exprimée en  $[V/\sqrt{\text{Hz}}]$ . Nous présenterons les règles d'identification et de quantification du bruit du système afin de l'extrapoler sur d'autres systèmes numériques.

Pour cela, nous débuterons par identifier les différentes sources de bruit du système d'excitation composé du DDS associé aux résistances d'injection. Ensuite le bruit de l'élément sensible en configuration off-diagonal sera rappelé. Les différentes sources de bruit du SDR seront par la suite identifiées puis quantifiées. Nous exposerons finalement les performances obtenues en termes de bruit équivalent en champ avant de dégager des lois générales d'optimisation des performances.

### 3.2 Bruit du système d'excitation

La Figure 3.1 montre le synoptique du système d'excitation. Il est principalement constitué du DDS associé à la résistance d'injection  $R_g$  pour délivrer le courant d'excitation du fil GMI et d'une batterie,  $V_{dc}$  de 9 V, associée à la résistance  $R_{bias}$  pour la grandeur continue d'excitation.

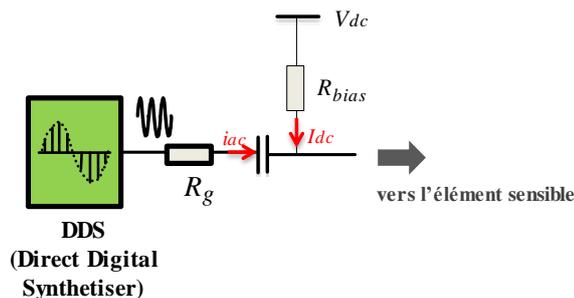


Figure 3.1 : Synoptique du système d'excitation

Deux sources de bruit sont donc à considérer. La première est celle du DDS et la seconde est le bruit dû aux fluctuations thermiques des porteurs de charge des deux résistances d'injection (bruit de Johnson-Nyquist).

### 3.2.1 Modèle de bruit du DDS

Les synthétiseurs numériques de fréquence sont basés sur une sinusoïde dont on connaît la fréquence ( $f_p$ ), l'amplitude ( $V_{DDS}$ ) et la phase ( $\phi_{DDS}$ ). La tension de sortie  $v_{DDS}(t)$  peut s'exprimer telle que [21] :

$$v_{DDS}(t) = V_{DDS} (1 + \alpha_n(t)) \times m(2\pi \cdot f_p t + \phi_{DDS} + \theta_n(t)) \quad (3.1)$$

Où  $\alpha_n(t)$  et  $\theta_n(t)$  désignent les fluctuations d'amplitude et de phase, respectivement. La fonction  $m(x) = \sum_{k=1}^{\infty} e^{jkx}$  désigne le signal périodique incluant les  $k$  harmoniques de sortie du DDS et  $j$  l'opérateur complexe tel que  $j = \sqrt{-1}$ .

Ces sources de bruit sont considérées non corrélées et ont de faibles amplitudes de fluctuations ( $\alpha_n(t) \ll 1$  et  $\theta_n(t) \ll 1$ ). Le spectre de fréquence du DDS présente des bandes de fréquences supérieures ou inférieures autour de la fréquence de la porteuse. Ces bandes latérales sont présentes autour de chaque harmonique en fréquence  $k * f_p$ .

En effectuant un développement limité d'ordre 1, on montre que la tension en sortie du DDS s'écrit comme suit [21] :

$$v_{DDS}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_{DDS} (1 + \alpha_n(t) + jk\theta_n(t)) e^{jk(2\pi \cdot f_p t + \phi_{DDS})} \quad (3.2)$$

2)

$$\begin{aligned} v_{DDS}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} V_{DDS} e^{jk(2\pi \cdot f_p t + \phi_{DDS})} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{DDS} \alpha_n(t) e^{jk(2\pi \cdot f_p t + \phi_{DDS})} \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} V_{DDS} jk\theta_n(t) e^{jk(2\pi \cdot f_p t + \phi_{DDS})} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Cette dernière relation reste valable pour tout oscillateur. Il est ainsi possible d'identifier les différentes sources de bruit du DDS. Dans tout ce qui suit, seul le fondamental du signal est considéré ( $k=1$ ).

La Figure 3.2 montre l'architecture matérielle du DDS utilisé en schématisant ses différentes sources de bruit. Dans cette architecture, un accumulateur de phase de 48 bits associé à un LUT de 12 bits et un CNA de 12 bits sont utilisés [88].

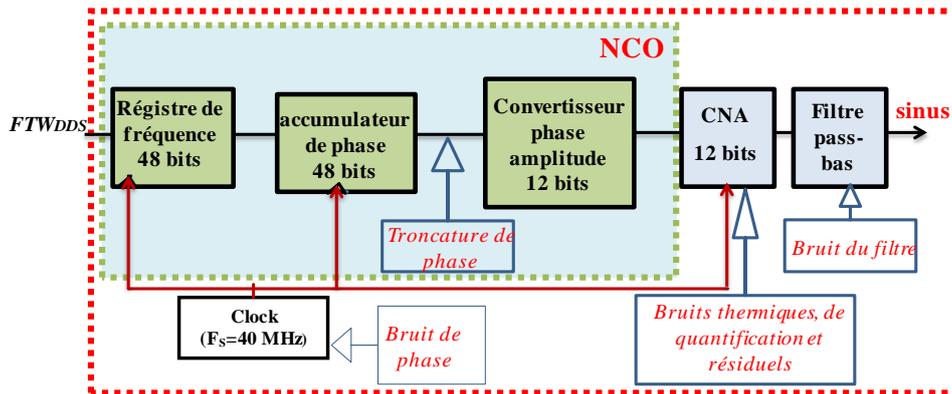
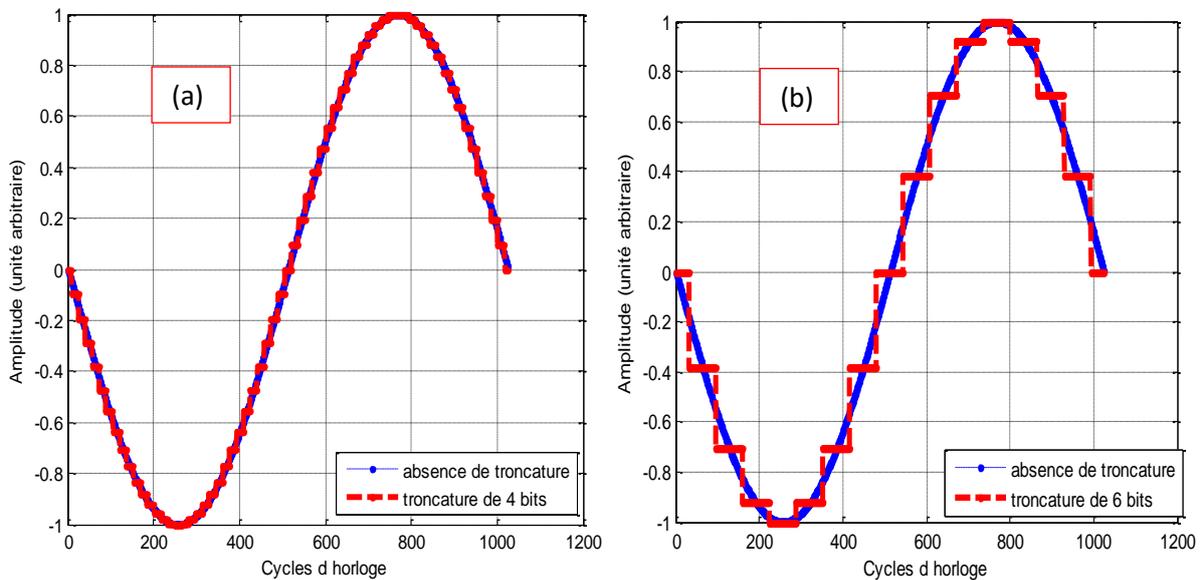


Figure 3. 2 : Mise en évidence des sources de bruit dans un DDS

En analysant de près l'illustration présentée, il est possible de distinguer quatre principales sources de bruit [95] :

- Le bruit dû à la troncature de phase : en effet, dans une application nécessitant une résolution fréquentielle inférieure à 1 Hz, un système DDS avec un accumulateur de phase de résolution au moins égale à 32 bits devrait être conçu. Cette taille de DDS nécessite une mémoire de 4 giga-octets afin de répondre à la demande en résolution. Cependant le coût total, la taille, la consommation d'énergie interdisent l'utilisation d'une telle taille de mémoire. Le concepteur est donc souvent contraint de réduire la taille du convertisseur phase amplitude (LUT). Par conséquent, seuls les bits de poids les plus forts (MSB) en sortie de l'accumulateur de phase sont alors utilisés pour les adresses du LUT. Le nombre de bits retenus dépend de la taille du LUT. Cette troncature de bits entraîne ainsi un bruit dû à la troncature de phase. Il convient de mentionner que dans les capteurs GMI, la haute résolution fréquentielle n'est pas un critère déterminant puisqu'elle joue uniquement sur la précision de la valeur de la fréquence de sortie.
- Le bruit de phase du CNA : du fait qu'un CNA a nécessairement besoin d'une horloge pour générer les signaux en sortie, la pureté spectrale de la sortie dépend obligatoirement de l'horloge de référence. En effet, toute horloge réelle présente un bruit de phase dû au jitter.
- Les bruits de quantification et résiduels du CNA
- Le bruit du filtre de sortie

Afin de faciliter la compréhension du lecteur, l'influence de la troncature de phase en sortie du DDS est illustrée sur la Figure 3.3. Un accumulateur de phase de 10 bits et un LUT de 10 bits sont utilisés pour servir de référence ; par conséquent la sortie de l'accumulateur de phase n'est pas tronquée. La sortie du CNA (courbe bleue) montre une sinusoïde lisse. Dans la Figure 3.3 (a), le LUT est réduit de 4 bits (passant de 10 bits à 6 bits). Seuls les 6 MSB en sortie de l'accumulateur de phase sont utilisés pour les adresses du LUT. La même procédure est effectuée sur la Figure 3.3 (b) où cette fois le LUT est réduit de 6 bits. Il apparaît que la sortie du DDS devient une sinusoïde avec des "escaliers". Ceci s'explique par le simple fait que puisque la sortie de l'accumulateur de phase est tronquée, la perte de précision (perte de LSB) oblige le LUT à lire la même adresse sur plusieurs cycles d'horloges. Par conséquent, la taille acceptable du LUT dépend de la conception du filtre passe-bas utilisé en sortie du DDS.



**Figure 3. 3 :** Mise en évidence de la troncature de phase. (a) Les résultats sont obtenus avec un accumulateur de phase et un LUT de 10 bits (courbe bleu). En rouge est illustrée la sortie du DDS avec le même accumulateur associé à un LUT de 6 bits. Sur la figure (b), la même procédure est effectuée en associant cette fois l'accumulateur de 10 bits avec un LUT de 4 bits.

D'après l'illustration présentée, la troncature de phase induit une distorsion du signal et dégrade par conséquent le SINAD (Signal to noise and Distorsion) du DDS. Ce type de bruit n'est donc pas considéré par la suite puisque la transformée de Fourier du signal en sortie du DDS montre que les harmoniques sont relativement négligeables avec une atténuation d'environ 60 dB par rapport au fondamental [88]. Cette atténuation a également été vérifiée dans la pratique (voir annexe 1).

Le bruit d'un oscillateur est souvent caractérisé en termes de densité spectrale de bruit d'amplitude et de phase en bande latérale unique. Les sources de bruit énoncées précédemment peuvent être prises en compte en définissant une densité spectrale de bruit en bande latérale unique,  $C(f)$  exprimée en  $\frac{dB_c}{Hz}$  et s'écrivant comme suit [21]:

$$C(f) = C_{\alpha}(f) + C_{\theta}(f) = 10 \log \left( \frac{P_{BL}(f_p \pm \Delta f, 1Hz)}{P_{porteuse}(f_p)} \right) \quad (3.4)$$

Où

- ❖  $P_{BL}(f_p \pm \Delta f, 1Hz)$  représente la puissance de bruit d'une bande latérale unique à une fréquence  $\Delta f$  autour de la porteuse par unité de bande passante.
- ❖  $P_{porteuse}(f_p)$  désigne la puissance de la porteuse à la fréquence d'excitation  $f_p$ .
- ❖  $C_{\alpha}(f)$  et  $C_{\theta}(f)$  sont les contributions induites par les fluctuations d'amplitude  $\alpha_n(t)$  et de phase  $\theta_n(t)$  introduites dans l'équation (3.3). Elles sont fonction des densités spectrales de bruits d'amplitude et de phase.

Le bruit d'amplitude englobe les contributions du bruit intrinsèque du CNA et du filtre de sortie ; le bruit de phase, quant à lui, est dû au jitter de l'horloge. Toutefois, dans un DDS, l'élément crucial est le CNA de sortie [94]. Celui-ci prédomine le niveau de bruit du DDS. En effet, tous les CNA, y compris ceux utilisés dans les DDS, produisent des signaux parasites résultant des performances non idéales. Ces signaux parasites sont harmoniquement liés au signal en sortie du DDS. Le bruit du CNA et par conséquent du DDS est une combinaison du bruit de phase dû au jitter de l'horloge et du bruit intrinsèque du CNA. Une hypothèse est introduite ici, considérant que le bruit de phase de l'horloge et le bruit intrinsèque du CNA sont non-corrélés ; ils influencent séparément le bruit du DDS. Ce dernier est donc la somme du bruit de phase de l'horloge qui décroît avec l'offset de fréquence (bruit 1/f) et du bruit intrinsèque du CNA (niveau de bruit blanc) [96].

Dans la documentation technique de l'AD9852, un plancher de bruit blanc d'environ -159 dBc/Hz est fourni pour une horloge de référence de 300 MHz et un signal de sortie de quelques mégahertz de fréquence [88]. Ce niveau de bruit correspond à un fonctionnement du DDS sans l'activation du multiplieur. Dans la conception proposée, une horloge de référence de 40 MHz est utilisée. En assumant que ce niveau est dominé par le CNA, cela conduit à un plancher de bruit blanc  $x_{DDS}$  d'environ -148 dBc/Hz tel que :

$$x_{DDS} = 20 \log \left( 10^{\frac{-159}{20}} \times \sqrt{\frac{300MHz}{40MHz}} \right) \approx -148dBc / Hz \quad (3.5)$$

Du fait que l'unité en dBc/Hz définit la densité spectrale de puissance du bruit autour de la porteuse exprimée en dB par rapport à la puissance totale de la porteuse par unité de bande passante, la densité spectrale de bruit en tension du DDS,  $e_{n_1}$  en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$ , peut directement être déduite de l'équation (3.4) selon :

$$e_{n_1} = \frac{V_{DDS}}{10^{\frac{148}{20}} \sqrt{2}} \quad (3.6)$$

Afin de vérifier la véracité des hypothèses énoncées précédemment, nous avons mesuré la densité spectrale de bruit en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$  du DDS après suppression de porteuse. Les résultats obtenus, qui ont été comparés avec ceux du modèle (schématisés en traits pleins), sont montrés sur la Figure 3.4. Ces mesures ont été effectuées avec l'analyseur dynamique basse-fréquence HP3562A. Le DDS a été programmé pour fournir un signal de fréquence 1 MHz.

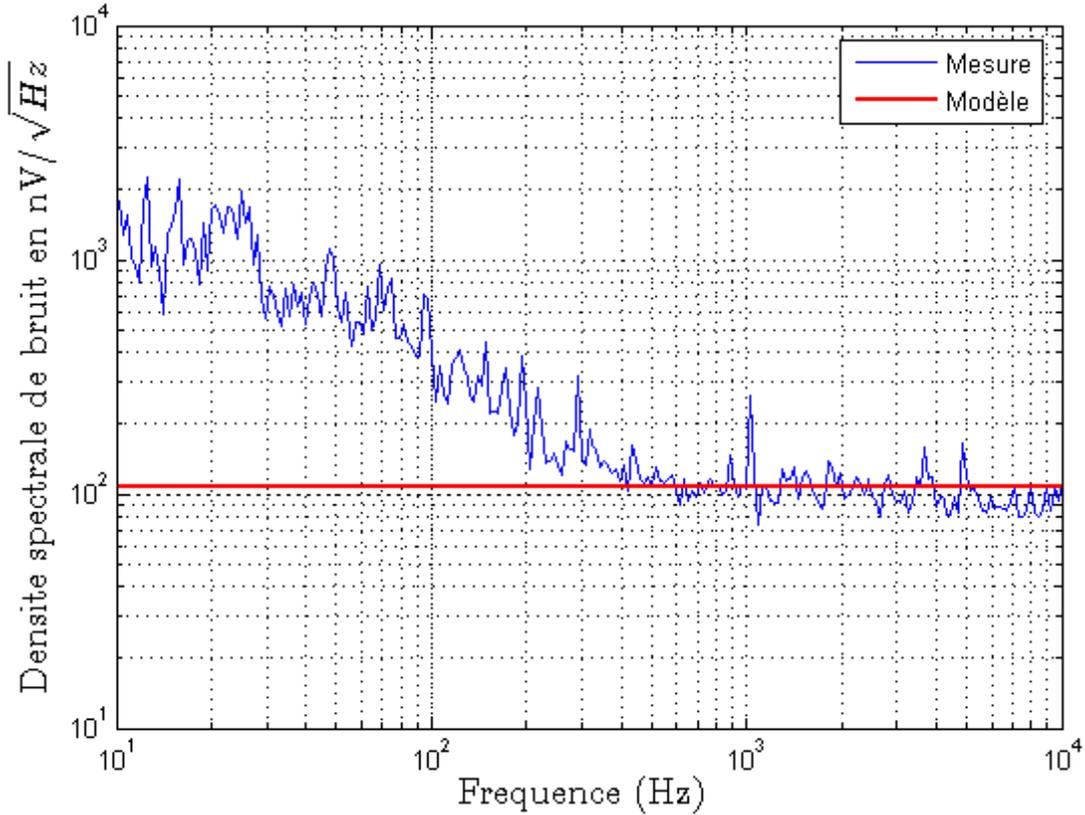


Figure 3. 4 : Densité spectrale de bruit du DDS mesurée (couleur bleue) et calculée (couleur rouge). La tension du DDS est de 3.8 V à une fréquence de 1 MHz.

Les résultats obtenus montrent l'adéquation du modèle proposé pour le calcul de la densité spectrale du DDS en zone de bruit blanc. Cette concordance est obtenue en zone de bruit blanc pour un signal de sortie en pleine échelle (d'environ 3.8V) du DDS. Il est à noter que le DDS a une courbe de bruit typique pour un oscillateur. Le plancher de bruit blanc est principalement dominé par le bruit intrinsèque du CNA en sortie du DDS. Des performances de 107 nV/√Hz sont ainsi obtenues en zone de bruit blanc.

### 3.2.2 Bruit des convertisseurs tension-courant

Il s'agit ici du bruit de Johnson des deux résistances  $R_g$  et  $R_{bias}$ . Ainsi, la densité spectrale  $e_{n_2}$  de bruit apportée par les résistances en amont de l'élément sensible est donnée par :

$$e_{n_2}^2 = 4k_B T_{amb} \frac{R_g \cdot R_{bias}}{R_g + R_{bias}} \quad (3.7)$$

Où  $k_B$  et  $T_{amb}$  représentent la constante de Boltzmann et la température ambiante en Kelvin. Elle est retenue ici à 300K.

La source de bruit  $e_{n_g}$  représentant les sources de bruit large bande en amont de l'élément sensible est égale à la racine carrée de la somme des contributions des différentes sources de bruit au carré :

$$e_{n_g} = \sqrt{e_{n_1}^2 + e_{n_2}^2} \quad (3.8)$$

### 3.3 Bruit de la configuration off-diagonal

Cette section présente le modèle de bruit de l'élément sensible en configuration off-diagonal. Comme mentionné dans la section 1.6, la configuration quadripolaire est souvent utilisée pour modéliser celui-ci selon la Figure 3.5 et l'équation (3.9) :

$$\begin{pmatrix} v_{fil} \\ v_{bob} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11}(f_p, H_z) & Z_{12}(f_p, H_z) \\ Z_{21}(f_p, H_z) & Z_{22}(f_p, H_z) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{fil} \\ i_{bob} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

où  $v_{fil}$ ,  $v_{bob}$  désignent respectivement les tensions aux bornes du fil GMI et de la bobine de capture ;  $i_{fil}$ ,  $i_{bob}$  représentent les courants les parcourant ;  $Z_{xy}(f_p, H_z)$  représente les composantes de la matrice d'impédance dans les quatre configurations possibles où  $x$  désigne le mode d'excitation en courant et  $y$  le mode de détection ('1' comme fil et '2' pour bobine).

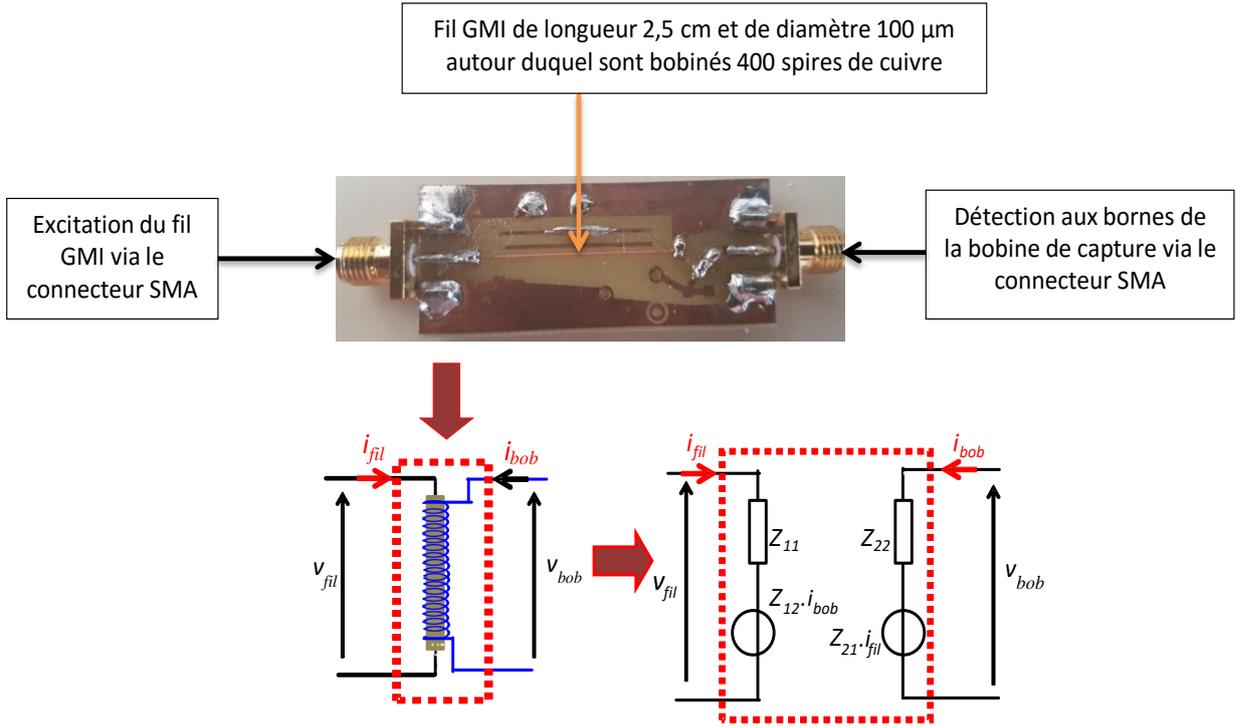


Figure 3.5 : Modélisation de l'élément sensible

A partir de l'équation (3.8) et en prenant en compte les calculs pour un champ  $H_z$ , tel que  $H_z = H_{z0} + dh$  dans les quatre mises en œuvre possibles, il advient après simplification:

- ❖ Expression de la densité spectrale de bruit en tension  $en_{fil}$  en aval de l'élément sensible (excitation du fil GMI et détection à ses bornes)

$$e_{n_{fil}} = e_{n_g} \frac{Z_{11}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{11}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh}{R_g + Z_{11}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{11}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh} \quad (3.10)$$

- ❖ Expression de la densité spectrale de bruit en tension  $en_{bob}$  en aval de l'élément sensible (excitation du fil GMI et détection aux bornes de la bobine)

$$e_{n_{bob}} = e_{n_g} \frac{Z_{21}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{21}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh}{R_g + Z_{11}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{11}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh} \quad (3.11)$$

- ❖ Excitation de la bobine et détection aux bornes du fil GMI

$$e_{n_{fil}} = e_{n_g} \frac{Z_{12}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{12}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh}{R_g + Z_{22}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{22}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh} \quad (3.12)$$

❖ Excitation de la bobine de capture et détection à ses bornes

$$e_{n_{bob}} = e_{n_g} \frac{Z_{22}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{22}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh}{R_g + Z_{22}(f_p, H_{z0}) + \left. \frac{\partial Z_{22}(f_p, H_z)}{\partial H_z} \right|_{H_z=H_{z0}} \times dh} \quad (3.13)$$

Lors de la réalisation d'un capteur GMI à haute sensibilité, il convient de choisir la configuration magnétique permettant d'obtenir une meilleure sensibilité intrinsèque. La configuration off-diagonal  $Z_{21}$  représentait un bon candidat pour l'augmentation de cette sensibilité.

Par ailleurs, en analysant de près les équations (3.10) à (3.13) présentées pour les quatre mises en œuvre possibles, on peut constater que l'obtention d'une configuration magnétique où l'impédance  $Z_{xy}(f_p, H_{z0})$  est nulle au point de fonctionnement  $H_{z0}$ , permet de réduire la densité spectrale de bruit en aval de l'élément sensible. La conséquence est de réduire la contribution du bruit en amont de l'élément sensible (bruit apporté par le système d'excitation).

La Figure 3.6 illustre les composantes I/Q en sortie du SDR pour les quatre configurations mises en œuvre. Du fait que l'association du SDR et de la configuration off-diagonal permet d'obtenir une réponse avec une valeur quasi-nulle à champ nul, cette configuration magnétique peut présenter l'avantage de réduire le bruit du système d'excitation en choisissant judicieusement le point de fonctionnement. En effet, le choix d'un point de fonctionnement  $H_{z0} \approx 0$  A/m présente non seulement l'avantage d'utiliser le capteur sans polarisation, mais également de réduire la contribution du bruit du DDS en sortie de chaîne. Le dipôle étant passif, l'égalité  $Z_{12}(H_z) = Z_{21}(H_z)$  est bien vérifiée [4]. Dans tout ce qui suit, un point de fonctionnement  $H_{z0} \approx 0$  A/m sera retenu. Par ailleurs, pour un fonctionnement en magnétomètre où l'élément sensible voit le même point de fonctionnement, le choix d'un point de fonctionnement  $H_{z0} \approx 0$  A/m permettra d'annuler théoriquement la contribution du système d'excitation.

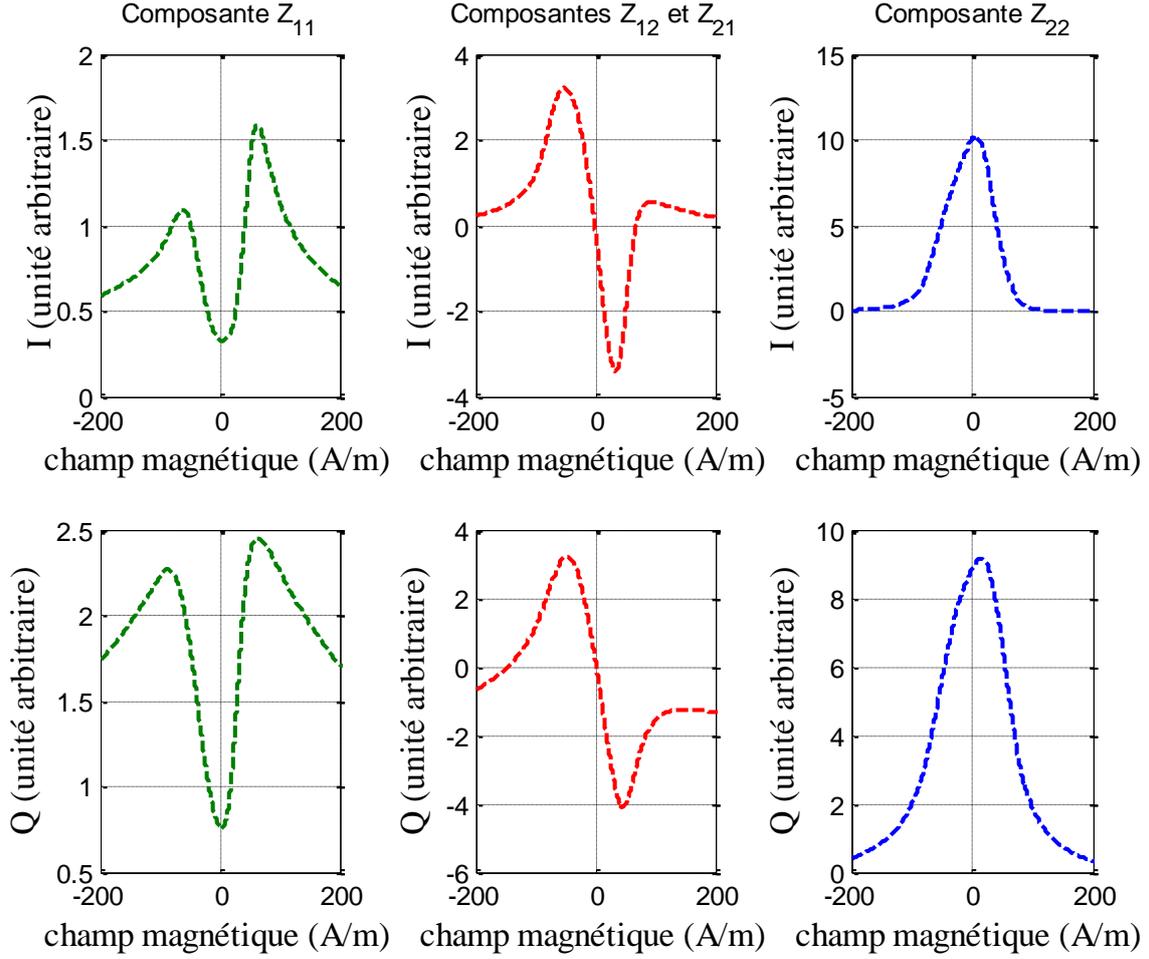


Figure 3. 6 : Exemples de composantes I et Q en fonction du champ magnétique  $H_z$ . Ces figures ont été obtenues en sortie du SDR pour les différentes configurations possibles de la matrice d'impédance. L'élément sensible est un microfil de 2.5 cm de longueur et de 100  $\mu\text{m}$  de diamètre. Autour de celui-ci est bobiné 400 tours de fils de cuivre. Les paramètres d'excitation sont :  $I_{ac}=2$  mArms,  $I_{dc}=6$  mA et  $f_p=1\text{MHz}$

Lors de la modélisation du bruit intrinsèque de la configuration off-diagonal, deux types de bruit sont à considérer : le bruit de Johnson Nyquist propre à chaque impédance et le bruit magnétique.

La densité spectrale de tension ( $v_n$  en  $\frac{V}{\sqrt{\text{Hz}}}$ ) du bruit de Johnson de l'élément sensible en configuration off-diagonal est, fonction des fluctuations de puissances actives du fil GMI et de la bobine de capture, telle que [47] :

$$v_n = \sqrt{\left( \left| \frac{Z_{21}(f_p, H_{z0})}{R_g + Z_{11}(f_p, H_{z0})} \right|^2 \right) \cdot 4 \cdot k_B \cdot T_{amb} \cdot (\Re(Z_{11}(f_p, H_{z0})) + R_g) + 4 \cdot k_B \cdot T_{amb} \cdot \Re(Z_{22}(f_p, H_{z0}))} \quad (3. 14)$$

Où  $\Re(Z_{11})$  et  $\Re(Z_{22})$  représentent les parties réelles du fil GMI et de la bobine de capture, respectivement.

Le second type de bruit est le bruit magnétique ( $S_{mag}$ ), lié aux fluctuations thermiques de l'aimantation. En effet, comme énoncé dans la section 1.4.1.2, l'impédance de l'élément sensible est fonction de la direction de l'aimantation et des impédances magnétiques et non-magnétiques. Ainsi toute fluctuation de la direction de l'aimantation est susceptible d'engendrer des fluctuations sur l'impédance de l'élément sensible, générant ainsi un bruit magnétique dont il faut également tenir compte.

La densité spectrale ( $S_{mag}$ ) en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$  du bruit magnétique en zone de bruit blanc est donnée par [97], [98] :

$$S_{mag} = \frac{V_{fil}(f_p, H_{z0})}{\mu_0} \sqrt{\frac{4 \cdot \alpha \cdot k_B \cdot T_{amb}}{\gamma \cdot H_{pk}^3 \cdot V}} \quad (3.15)$$

Où

- ❖  $V_{fil}(f_p, H_{z0})$  désigne l'amplitude de la tension aux bornes du fil GMI au point de polarisation  $H_{z0}$
- ❖  $H_{pk}$  représente le champ d'anisotropie. Il est estimé à la valeur du champ donnant la valeur maximale d'impédance [97].
- ❖  $V$  représente le volume du microfil GMI. Si l'on désigne par  $d$  son diamètre et  $l$  sa longueur, alors  $V = \frac{\pi d^2 l}{4}$ .
- ❖  $\gamma$  est le rapport gyromagnétique et  $\alpha$  est le paramètre d'amortissement phénoménologique de Gilbert

Comme mentionné dans la section 1.7, la densité spectrale de bruit du capteur en zone de bruit blanc est principalement dominée par l'électronique de conditionnement [47], [97]. Néanmoins, il apparaît qu'à très basse fréquence, le bruit magnétique de l'élément sensible devient prédominant. Celui-ci est directement lié à la partie imaginaire  $\chi''$  de la susceptibilité magnétique du fil GMI [99], [100]. Il est exprimé en  $\frac{T}{\sqrt{Hz}}$  par :

$$b_n(f) = \frac{\mu_0}{\sin^2 \theta_m} \frac{4 \cdot k_B \cdot T \cdot H_{int}^2}{2\pi \cdot V \cdot M_s^2} \frac{\chi''(f)}{f} \quad (3.16)$$

Où  $M_s$  est l'aimantation à saturation de la direction  $\theta_m$  par rapport à l'axe du fil,  $H_{int}$  est le champ interne efficace donné par l'état d'équilibre statique.

Il convient de noter que le bruit basse-fréquence est dominé par l'élément sensible que si le bruit provenant des circuits électroniques est suffisamment faible pour que le bruit intrinsèque induit par le capteur soit la source dominante. Ainsi, cet excès de bruit de basse-fréquence apparaît, principalement en tant que source de bruit  $1/f$ .

Toutefois, du fait que notre étude est principalement focalisée en zone de bruit blanc, seule la contribution du bruit thermique de l'élément sensible est considérée ; même si celle-ci peut

être négligée puisqu'elle est principalement dominée par le bruit de l'électronique comme nous le verrons par la suite. Dans ce qui suit, nous exposerons les différentes sources de bruit présentes dans le récepteur numérique.

### 3.4 Modèle de bruit du SDR

Dans cette section, le bruit du SDR est étudié. Pour rappel, il intègre principalement un DVGA, un CAN et un DDC pour une démodulation synchrone en quadrature numérique. Une quantification de la densité spectrale de bruit en tension en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$  de ces différents circuits est effectuée.

#### 3.4.1 Bruit du DVGA

Le DVGA a pour but d'amplifier la tension modulée en amplitude par un gain  $A_{DVGA}$  tel que :

$$A_{DVGA} = (0.25) \times 2^{Gain_{word}} \quad (3.17)$$

Où  $Gain_{word}$  représente le nombre binaire à écrire dans les registres de contrôle du DVGA pour avoir le gain désiré. C'est un amplificateur large bande avec une densité spectrale de bruit en tension  $e_{n_{DVGA}}$  de  $2.2 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ . Son gain en décibels est réglable entre -12dB et 30 dB. Les valeurs de  $Gain_{word}$  permettant d'obtenir les gains désirés sont récapitulées dans le Tableau 3.1. où le bruit en sortie du DVGA est noté  $e_{s_{DVGA}}$ .

Gain (dB)	Gain <sub>word</sub>	A <sub>DVGA</sub>	$e_{n_{DVGA}} \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$e_{s_{DVGA}} \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
-12	000	0.25	2.25	0.56
-6	001	0.5	2.25	1.12
0	010	1	2.25	2.24
6	011	2	2.25	4.48
12	100	4	2.25	8.96
18	101	8	2.25	17.92
24	110	16	2.25	35.82
30	111	32	2.25	71.68

Tableau 3. 1: Récapitulatifs des contributions en bruit du DVGA.

### 3.4.2 Modèle de bruit du CAN

Un des éléments majeurs du SDR est le convertisseur analogique-numérique (CAN). Celui-ci est généralement caractérisé par deux grandeurs caractéristiques : sa dynamique d'entrée correspondant à la pleine échelle,  $V_{FS}$ , et sa résolution correspondant à son nombre de bits  $N$ . Actuellement, le convertisseur utilisé dans le SDR est un convertisseur 12 bits avec une plage dynamique de 2 volts. Le quantum  $q$  (correspondant au LSB pour 'Least Significant Bit') désigne la plus petite variation d'entrée permettant d'obtenir un changement de bit en sortie. Il est donné par :

$$q = \frac{V_{FS}}{2^N} \quad (3.18)$$

Ainsi, les valeurs numériques  $V_{num}$  en sortie du convertisseur sont toutes multiples du quantum. En effet, pour une tension analogique  $v_{analogique}$  d'entrée, les valeurs numériques  $V_{num}$  associées sont telles que :

$$\left| v_{analogique} - V_{num} \right| \leq \frac{q}{2} \quad (3.19)$$

Avec

$$V_{num} = q \left[ b_{N-1} \cdot 2^{N-1} + \dots + b_1 \cdot 2^1 + b_0 \cdot 2^0 \right] \quad (3.20)$$

Où les  $b_x$  représentent les bits  $x$  pouvant prendre deux valeurs : '1' ou '0'.

Cette dernière relation implique l'utilisation d'un code binaire naturel. Bien évidemment d'autres types de codages peuvent être utilisés : le codage 1 parmi N, le code Gray...

#### 3.4.2.1 Bruit de quantification du CAN

Lors de la conversion analogique-numérique, il apparaît une différence  $V_\epsilon$  entre la tension numérisée et la tension analogique réelle telle que  $V_\epsilon = |v_{analogique} - V_{num}|$ . Cette différence est à l'origine du « bruit de quantification ». C'est d'ailleurs ce dernier qui fait l'objet de l'étude présentée dans cette section. Ce bruit est inhérent au principe de conversion analogique-numérique et ne peut être supprimé. Il limite ainsi la précision des échantillons numériques. Cette précision est quantifiée à l'aide du rapport signal sur bruit (RSB) défini par :

$$RSB = 10 \log \left( \frac{P_{in}}{P_{bruit}} \right) \quad (3.21)$$

Où  $P_{in}$  et  $P_{bruit}$  représentent les puissances des signaux analogiques  $P(v_{analogique})$  et du bruit du CAN  $P(V_\epsilon)$ .

De nombreux travaux [101] - [102], ont montré une démarche permettant d'estimer ce bruit de quantification en utilisant des lois statistiques. Les lois de quantification généralement retenues sont la troncature et l'arrondi. Aussi, en approche stochastique, le signal d'entrée  $v_{analogique}$  est supposé varier très rapidement. Ainsi, le bruit de quantification  $V_e$  est considéré non corrélé avec ce signal. Dans les travaux présentés dans ce manuscrit, on adoptera la loi de quantification par arrondi qui est très répandue compte tenu de ses avantages (puissance de bruit réduite par rapport à la troncature, indépendance vis-à-vis de l'arithmétique utilisée). Ainsi, le bruit de quantification est assimilable à un bruit blanc, de moyenne nulle avec une distribution de bruit uniforme sur l'intervalle  $\left[-\frac{q}{2}; \frac{q}{2}\right]$  telle que représentée sur la Figure 3.7. Cette loi affecte à chaque donnée du signal  $v_{analogique}$  la valeur  $V_{num}$  la plus proche. Sa fonction de densité de probabilité est définie par l'expression suivante :

$$p_e(e) = \frac{1}{q} \text{rect}\left(\frac{e}{q}\right) \quad (3.22)$$

Où la fonction rectangle est donnée par :

$$\text{rect} = \begin{cases} 1 & \text{si } -\frac{q}{2} < e < \frac{q}{2} \\ 0 & \text{si } e \notin \left[-\frac{q}{2}, \frac{q}{2}\right] \end{cases} \quad (3.23)$$

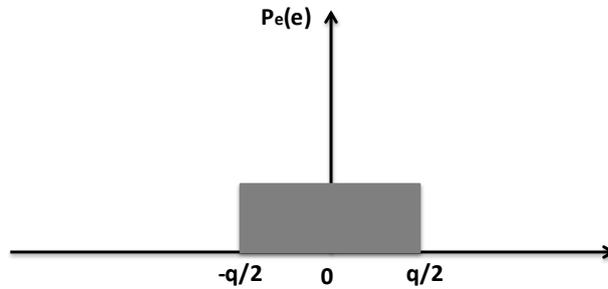


Figure 3.7 : densité de probabilité de la loi de quantification par arrondi

Les puissances de la moyenne ( $\mu_e$ ) et de la variance ( $\sigma_e$ ) sont données par :

$$\mu_e = \int_{-\infty}^{+\infty} p_e(e).de = \int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}} \frac{1}{q} de = 0 \quad (3.24)$$

$$\sigma_e = \int_{-\infty}^{+\infty} (e - \mu_e)^2 p_e(e).de = \frac{1}{q} \int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}} e^2 de = \frac{q^2}{12} \quad (3.25)$$

La puissance du bruit de quantification,  $P_{bruit}$ , est égale à la variance. Par conséquent, la valeur efficace en tension du bruit de quantification,  $V_{noise}$ , vaut :

$$V_{noise} = \sqrt{\sigma_e} = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad (3.26)$$

Partant de la relation (3.21), le SNR devient :

$$RSB = 10 \log \left( \frac{12 * P_{in}}{q^2} \right) \quad (3.27)$$

D'une manière générale, il est possible d'appliquer cette relation à n'importe quel signal. Par exemple, pour un signal sinusoïdal d'amplitude maximale  $A$  (correspondant à la pleine échelle du CAN) et de fréquence  $f$ , avec

$$A = \frac{2^N}{2} q \quad (3.28)$$

Ainsi, la puissance du signal d'entrée sinusoïdal est telle que :

$$P_{in} = \frac{A^2}{2} = \frac{(2^N)^2}{8} q^2 \quad (3.29)$$

Le RSB devient :

$$RSB = 10 \log \left( \frac{12 * P_{in}}{q^2} \right) = 6.02 * N + 1.76 \quad (3.30)$$

A titre d'exemple, pour un convertisseur 12 bits, le RSB calculé est de 74 dB.

Le convertisseur intégré dans le SDR présente un rapport signal sur bruit réel ( $RSB_r$ ) de 67 dB. On peut déjà constater que cette valeur de RSB reste inférieure à celle théorique déterminée dans l'équation (3.30). Cette différence s'explique par le fait que dans un convertisseur réel, le RSB tient compte non seulement du bruit de quantification mais également du bruit apporté par toutes les imperfections existantes dans le circuit, du bruit thermique, de la DNL (Non Linéarité Différentiel), de l'INL (Non Linéarité Intégral) ... Ainsi il est possible de définir un nombre de bits effectif (ENOB pour « Effective Number of Bit ») partant de la valeur du RSB mesurée ( $RSB_r$ ) tel que :

$$ENOB = \frac{RSB_r - 1.76}{6.02} \quad (3.31)$$

L'ENOB caractérise donc le nombre de bits requis pour lequel le CAN idéal puisse correspondre au CAN réel.

### 3.4.2.2 Calcul de la densité spectrale du CAN

Soit  $S_B = \varepsilon(f)^2$  la densité spectrale du bruit de quantification, avec  $\varepsilon(f)$  la transformée de Fourier du bruit de quantification. La puissance totale du bruit du CAN se trouve uniformément répartie dans la bande de Nyquist  $[-\frac{F_s}{2}; \frac{F_s}{2}]$ , et elle est égale à la puissance calculée dans l'équation (3.25) :

$$P(V_\varepsilon) = \int_{-\frac{F_s}{2}}^{\frac{F_s}{2}} S_B(f) df = \frac{q^2}{12} \quad (3.32)$$

Dans la pratique, le bruit est replié. Par conséquent, la puissance de bruit se retrouve uniformément répartie dans l'intervalle  $[0; \frac{F_s}{2}]$ . Ainsi, la densité spectrale de bruit en tension du CAN,  $e_{n_{CAN}}$ , peut être évaluée en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$  par :

$$e_{n_{CAN}} = \frac{q}{\sqrt{12 \cdot \frac{F_s}{2}}} = \frac{V_{FS}}{2^N \sqrt{6F_s}} \quad (3.33)$$

L'équation (3.33) pourrait également être utilisée pour calculer la densité spectrale de tension du bruit d'un CAN réel, à condition que le nombre de bits effectif (*ENOB*) soit utilisé à la place de  $N$ .

Une méthode plus simple pour calculer cette densité spectrale est de partir du  $RSB_r$  réel mesuré ou fourni dans la documentation technique des CAN. En effet, partant de l'équation (3.21), il est possible d'obtenir la puissance de bruit du CAN et par conséquent sa densité spectrale de bruit en tension telle que :

$$e_{n_{CAN}} = \frac{\frac{V_{FS}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_r}{20}} \sqrt{\frac{F_s}{2}}} \quad (3.34)$$

On constate clairement que pour une dynamique donnée du CAN, sa densité spectrale peut être réduite en augmentant la fréquence d'échantillonnage et le  $RSB_r$  (augmentation de l'*ENOB*). Nous reviendrons plus en détails sur ces aspects dans la section 3.5.2.1.

Les données en sortie du CAN sont par la suite transmises au DDC pour une démodulation synchrone en quadrature numérique. Une quantification du bruit dû au DDC est effectuée dans le paragraphe suivant.

### 3.4.3 Modèle de bruit du DDC

La Figure 3.8 montre le synoptique du DDC utilisé. Pour rappel, il est principalement constitué d'un NCO, d'un filtre CIC d'ordre 4 avec un rapport de décimation  $N_{CIC}$  programmable entre 8 et 2048 et deux filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF1 et RIF2) avec des rapports de décimation respectifs  $N_{RIF1}$  et  $N_{RIF2}$ . Comparé à la Figure 2.9, les circuits d'arrondis ont été schématisés ici afin de pouvoir identifier puis quantifier les différentes sources de bruit numériques comme nous le verrons par la suite.

Ainsi, les données en sortie du CAN sont mixées (multipliées) numériquement avec les signaux numériques synthétisés par le NCO. Les données en sortie du mixer codées sur 29 bits (12+17 bits), sont d'abord arrondies par le premier circuit d'arrondi « Round 1 » avant d'être transmises au circuit « circuit de décalage 1 » pour au préalable compenser le gain du filtre CIC de  $N_{CIC}^4$ . Elles sont par la suite envoyées au filtre CIC puis "amplifiées numériquement" grâce au circuit « circuit de décalage 2 ». Après passage par un second circuit d'arrondi « Round 2 », les données sont finalement acheminées vers les deux filtres à réponse impulsionnelle finie intégrés en fin de chaîne.

Les circuits d'arrondi et de décalage sont nécessaires pour la mise en œuvre en temps réel du traitement car seul un nombre de bits limité peut être traité par le matériel. Plus d'explications sur ces opérations sont données tout au long de cette section.

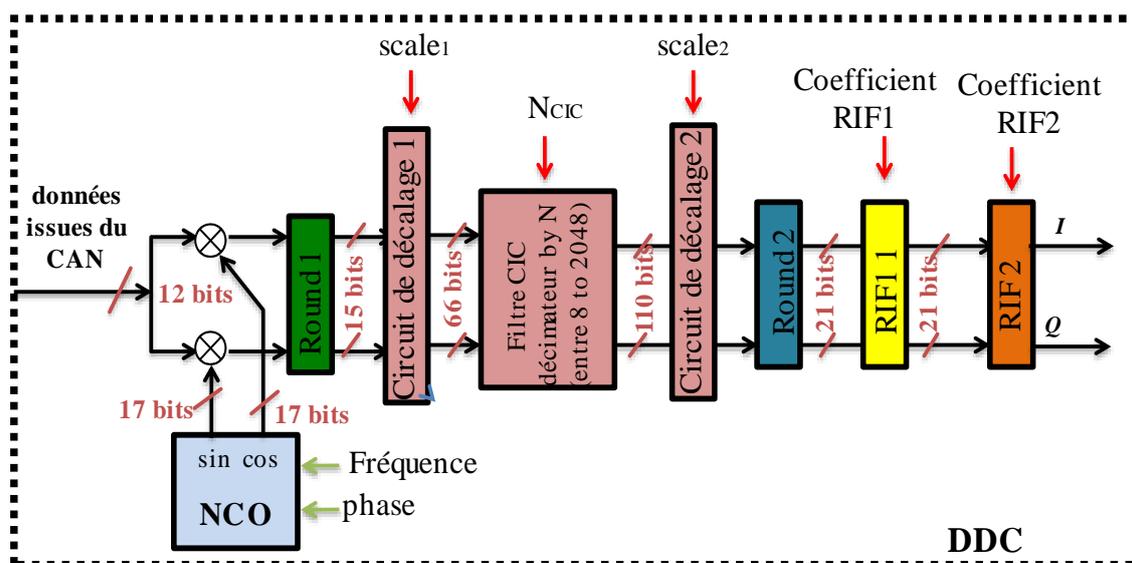


Figure 3. 8 : Synoptique du DDC (Digital Down Converter) mettant en évidence les opérations d'arrondi

Aussi, il est important de préciser que l'implémentation des filtres numériques décimateurs permet de profiter du traitement de gain. Ce dernier résulte d'une amélioration du rapport signal sur bruit du convertisseur analogique-numérique. En effet, grâce aux filtres décimateurs, la bande de Nyquist finale peut être réduite à une bande  $[-\frac{F_{out}}{2}; \frac{F_{out}}{2}]$ . Ainsi, la puissance de bruit dans cette nouvelle bande est donnée par :

$$P(V_{\varepsilon}) = \int_{-\frac{F_{out}}{2}}^{\frac{F_{out}}{2}} S_B(f) df = \frac{q^2}{12.F_s} \int_{-\frac{F_{out}}{2}}^{\frac{F_{out}}{2}} df = \frac{q^2}{12.OSR} \quad (3.35)$$

Le facteur  $OSR$  est fonction des différents rapports de décimation des filtres tel que :

$$OSR = \frac{F_s}{F_{out}} = N_{CIC} N_{RIF1} N_{RIF2} \quad (3.36)$$

Le traitement de gain permet donc d'améliorer le RSB du CAN en réduisant la puissance du bruit dans la bande de Nyquist finale.

Ainsi le RSB d'un CAN associé à des filtres décimateurs,  $RSB_{Tg}$ , est tel que :

$$RSB_{Tg} = RSB_r + 10 \log(OSR) \quad (3.37)$$

La densité spectrale de bruit en tension du CAN après traitement de gain et en considérant l' $ENOB$  est ainsi donnée par :

$$e_{n_{CAN_{Tg}}} = \frac{q}{\sqrt{12.OSR.\frac{F_{out}}{2}}} = \frac{V_{FS}}{2^{ENOB} \sqrt{6.OSR.F_{out}}} = \frac{V_{FS}}{2^{ENOB} \sqrt{6.F_s}} = \frac{\frac{V_{FS}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_r + 10 \log(OSR)}{20}} \sqrt{\frac{F_{out}}{2}}} \quad (3.38)$$

En analysant les équations (3.33), (3.34), (3.35), (3.36) et (3.38), on constate que le traitement de gain ne permet pas d'améliorer la densité spectrale de bruit en tension en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$ . En effet, il permet de réduire la puissance de bruit du CAN à cause de la décimation des filtres. Ces derniers réduisent en même temps la bande de Nyquist finale d'où une densité spectrale identique avant et après traitement de gain. Celui-ci ne sera donc pas considéré par la suite pour la quantification de la densité spectrale.

### 3.4.3.1 Le NCO

Basé sur l'architecture présentée sur la Figure (3.2), le NCO intégré dans le récepteur génère les signaux numériques (sinus et cosinus) pour le mixage avec un rapport signal sur bruit ( $RSB_{NCO}$ ) de 84 dB [89]. La tension de bruit apportée par le NCO est alors évaluée par :

$$V_{noise\_NCO} = \frac{\frac{V_{FS_{NCO}}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_{NCO}}{20}}} \quad (3.39)$$

Où  $V_{FS_{NCO}}$  correspond à la pleine échelle du NCO. Elle est de 2V.

Sa densité spectrale de bruit en tension,  $e_{n_{NCO}}$ , peut aisément être évaluée par :

$$e_{n_{NCO}} = \frac{\frac{V_{FS_{NCO}}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_{NCO}}{20}} \sqrt{\frac{F_s}{2}}} \quad (3.40)$$

### 3.4.3.2 Le premier circuit d'arrondi « Round 1 »

Les données en entrée du DDC codées sur 12 bits sont mixées avec celles provenant du NCO synthétisées sur 17 bits. Les données en sortie du mixage devraient être au plus codées sur 29 bits. En raison des contraintes de mise en œuvre en temps réel et de la limitation associée à la capacité des accumulateurs de calcul, les données mixées sont arrondies par le circuit « Round 1 ». Seuls les  $A_I$  ( $A_I=15$ ) bits les plus significatifs (MSB pour « Most Significant Bit ») sont conservés. Les  $B_I$  ( $B_I=14$ ) bits les moins significatifs (LSB) sont évidemment perdus. Cette perte d'information due à la réduction du nombre de bits est à l'origine du bruit de calcul.

Dans l'implémentation actuelle, le traitement des données est effectué en virgule fixe. Considérons une donnée de départ  $y_{in}$  (à l'entrée du circuit) et une donnée  $y_{out}$  (en sortie du circuit Round1) représentées en « complément à 2 » comme illustrées sur la Figure 3.9. L'erreur de calcul  $be$  résulte de la différence entre les deux variables  $y_{in}$  et  $y_{out}$ .

$$y_{in} = -2^m S + \sum_{i=0}^{m-1} z_i \cdot 2^i \quad (3.41)$$

$$y_{out} = -2^m S + \sum_{i=p}^{m-1} z_i \cdot 2^i \quad (3.42)$$

Dans cette représentation,

- $p$  désigne le nombre de bits supprimés,
- $m$  représente le nombre de bits en entrée du circuit Round,

- $S$  le bit de signe, les  $z_i$  désignent les coefficients associés aux puissances de  $2^i$ . Ces coefficients peuvent prendre deux valeurs '0' ou '1'.

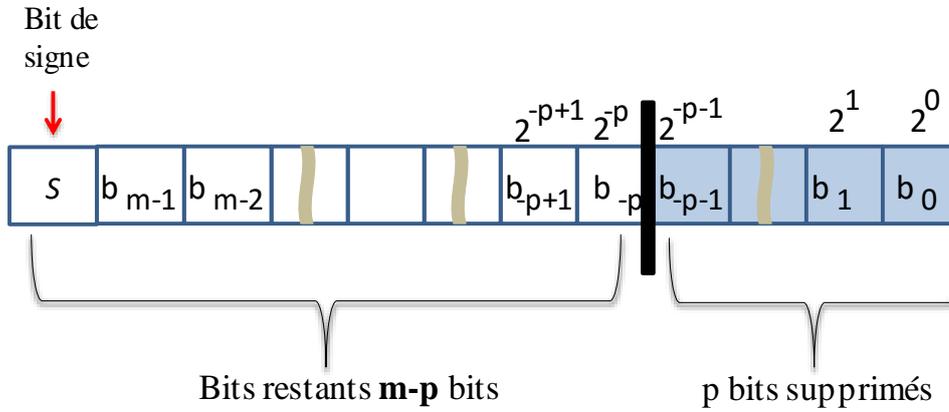


Figure 3.9 : Représentation des données lors d'une suppression de bits

Ainsi, le pas de quantification après suppression des bits est défini dans ce cas par  $L=2^{-(m-p)} = 2^{-(A_1)}$ .

D'une manière similaire au bruit de quantification, le bruit de calcul est également quantifié en utilisant des lois statistiques. Dans la modélisation présentée, nous considérons que la donnée en sortie du circuit d'arrondi correspondant à la valeur médiane de l'intervalle  $[kL ; (k+1)L]$  est codée à la valeur  $(k+1)L$ . La loi de quantification est ainsi définie par :

$$Q(x) = \begin{cases} kL & \text{si } kL \leq x < \left(k + \frac{1}{2}\right)L \\ (k+1)L & \text{si } \left(k + \frac{1}{2}\right)L \leq x \leq (k+1)L \end{cases} \quad (3.43)$$

La variance  $\sigma_q^2$  de ce bruit d'arrondi est telle que [103], [104] :

$$\sigma_q^2 \approx \frac{L^2}{12} = \frac{\left(2^{-(m-p)}\right)^2}{12} \quad (3.44)$$

La valeur efficace du bruit du premier circuit « Round 1 » est égale à la variance calculée dans l'équation (3.44) telle que :

$$V_{Round1}^2 \approx \frac{L^2}{12} = \frac{\left(2^{-A_1}\right)^2}{12} \quad (3.45)$$

Ainsi, si l'on note par  $e_{n_{Round1}}$  la densité spectrale de bruit en tension, elle s'exprime comme suit :

$$e_{n_{Round1}} \approx \frac{V_{round1}}{\sqrt{\frac{F_s}{2}}} = \frac{2^{-A_1}}{\sqrt{6.F_s}} = \frac{2^{-15}}{\sqrt{6.F_s}} \quad (3.46)$$

### 3.4.3.3 Les circuits de décalage

Deux circuits de décalage sont utilisés dans le SDR. Ils permettent d'amplifier ou d'atténuer le signal à leurs entrées. Ils opèrent suivant le principe de décalage à gauche (multiplication) ou décalage à droite (division). Nous supposons dans notre étude qu'ils ne rajoutent pas de bruits supplémentaires.

### 3.4.3.4 Le filtre CIC

Certaines erreurs peuvent être introduites dans l'implémentation des filtres numériques dans les circuits matériels. En effet, ces circuits ne peuvent traiter que des données quantifiées sur un nombre fini de bits. Dans les filtres CIC, la largeur des mots binaires à la sortie est souvent supérieure à celle des mots à l'entrée, ce qui permet d'éviter les débordements de calcul dans le filtre. Cependant, la largeur des mots à la sortie est si grande qu'elle doit parfois être tronquée ou arrondie, ce qui influence grandement la précision des résultats. Le lecteur intéressé peut trouver plus d'informations sur la mise en œuvre d'un filtre CIC dans les travaux d'Hogenauer [93]. En négligeant les effets dus au débordement pendant les additions et en supposant une architecture de calcul en pleine précision, le nombre de bits  $B_{max}$  permettant de considérer le filtre CIC sans bruit est donné d'après Hogenauer pour un filtre d'ordre 4 :

$$B_{max} = 4 \log_{10}(N_{CIC}) + B_{in} \quad (3.47)$$

Où

- $B_{max}$  désigne le nombre de bits du filtre CIC à sa sortie pour une architecture pleine précision
- $B_{in}$  le nombre de bits en entrée du filtre CIC

A titre d'information, pour  $N_{CIC}=2048$  correspondant à la décimation maximale possible pour le filtre intégré dans la chaîne et  $B_{in} = 66$  (Figure 3.8) ; le nombre de bits en sortie du filtre CIC est  $B_{max} = 110$  bits.

Ainsi, nous considérons que le filtre CIC décimateur utilise  $B_{max}$  bits à la sortie de chaque étage intégrateur et différentiateur. De ce fait, aucun bruit lié aux opérations de troncature ou d'arrondi n'est introduit par le filtre CIC.

### 3.4.3.5 Le second circuit d'arrondi « Round 2 »

Par la suite, les données en sortie du filtre CIC codées sur  $B_{max}$  bits, sont d'abord amplifiées par le second circuit de décalage « circuit de décalage 2 » considéré sans bruit, avant d'être

transmises au circuit « Round 2 » qui ne conserve à sa sortie que les  $S_I$  ( $S_I=21$ ) bits de poids les plus forts. D'une manière identique au circuit Round 1, la densité spectrale en tension du bruit,  $e_{n_{Round2}}$ , due à cette suppression de bits est telle que :

$$e_{n_{Round2}} \approx \frac{\frac{2^{-S_I}}{\sqrt{12}}}{\sqrt{\frac{F_s}{2 \times N_{CIC}}}} = \frac{2^{-S_I}}{\sqrt{6 \left( \frac{F_s}{N_{CIC}} \right)}} = \frac{2^{-21}}{\sqrt{6 \left( \frac{F_s}{N_{CIC}} \right)}} \quad (3.48)$$

Il est à noter qu'en sortie du filtre CIC, les données sont échantillonnées à la fréquence  $\frac{F_s}{N_{CIC}}$ .

### 3.4.3.6 Les filtres RIF

Le système intègre en fin de chaîne deux filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF1 et RIF2). Le filtre RIF1 dispose de  $N_I=21$  coefficients symétriques programmables et le filtre RIF2 de  $N_2=63$  coefficients qui sont également symétriques. Ainsi, seuls  $\frac{N_1+1}{2} = 11$  coefficients sont quantifiés pour le filtre RIF1 et  $\frac{N_2+1}{2} = 32$  pour le filtre RIF2. La quantification de tous les coefficients s'effectue sur 16 bits.

Deux principales sources de bruit peuvent être distinguées :

- le bruit dû à la quantification des coefficients du filtre. Cette source de bruit n'est pas considérée dans notre modélisation puisque les coefficients des filtres ont été synthétisés pour compenser les ondulations induites par le filtre CIC (section 2.2.3.3.3). La seule conséquence de l'erreur de quantification des coefficients est que la réponse réelle du filtre diffèrera légèrement de la réponse théorique attendue.
- le bruit lié à l'arrondi en sortie de chaque multiplieur. D'un point de vue bruit, il est important d'utiliser des coefficients symétriques puisque cela permet une réduction du nombre de multiplication et par conséquent une réduction des erreurs d'arrondi associées.

En effet, à la sortie du filtre, une largeur de mot de 37 bits est théoriquement attendue en raison de la multiplication entre les 21 bits des données d'entrée et les 16 bits des coefficients du filtre. Cependant, en raison de la taille limitée de l'accumulateur en sortie de chaque multiplieur, seuls les  $C_I$  ( $C_I=21$ ) bits de poids les plus forts sont retenus. La perte des 16 LSB entraîne un bruit d'arrondi,  $V_{multiplieur}$ , dont la tension RMS est exprimée par :

$$V_{multiplieur} = \frac{2^{-C_I}}{\sqrt{12}} \quad (3.49)$$

En supposant que les bruits après chaque opération de multiplication sont non-corrélés, la puissance de bruit du filtre RIF est la somme des puissances de bruit dues aux multiplications. Par conséquent, les valeurs efficaces du bruit en tension des filtres RIF1 et RIF2 sont respectivement données par :

$$V_{RIF1} = \sqrt{\frac{N_1+1}{2}} V_{multiplier} \quad (3.50)$$

$$V_{RIF2} = \sqrt{\frac{N_2+1}{2}} V_{multiplier} \quad (3.51)$$

On peut alors exprimer l'expression de la densité spectrale de bruit en tension du filtre RIF1,  $e_{n_{RIF1}}$ , telle que :

$$e_{n_{RIF1}} \approx \frac{V_{RIF1}}{\sqrt{\frac{F_s}{2 \times N_{CIC}}}} = \sqrt{\frac{N_1+1}{2}} \frac{2^{-C_1}}{\sqrt{6 \cdot \left(\frac{F_s}{N_{CIC}}\right)}} = \sqrt{\frac{N_1+1}{2}} \frac{2^{-21}}{\sqrt{6 \cdot \left(\frac{F_s}{N_{CIC}}\right)}} \quad (3.52)$$

D'une manière similaire, en raison de la décimation du filtre RIF1, le traitement dans le filtre RIF2 est effectué à une fréquence de  $\frac{F_s}{N_{CIC} \times N_{RIF1}}$ . La densité spectrale de bruit,  $e_{n_{RIF2}}$ , due au filtre RIF2 est donc déterminée par :

$$e_{n_{RIF2}} \approx \frac{V_{RIF2}}{\sqrt{\frac{F_s}{2 \times N_{CIC} \times N_{RIF1}}}} = \sqrt{\frac{N_2+1}{2}} \frac{2^{-C_1}}{\sqrt{6 \cdot \left(\frac{F_s}{N_{CIC} \times N_{RIF1}}\right)}} = \sqrt{\frac{N_2+1}{2}} \frac{2^{-21}}{\sqrt{6 \cdot \left(\frac{F_s}{N_{CIC} \times N_{RIF1}}\right)}} \quad (3.53)$$

Il convient de mentionner que, selon les équations (3.52) et (3.53), une attention particulière doit être portée au bruit associé à la mise en œuvre en temps réel des filtres numériques. Ce bruit augmente lorsque le nombre de coefficients augmente et lorsque la taille de l'accumulateur diminue. Un certain compromis devrait être trouvé entre ces deux paramètres afin de minimiser le bruit du filtre.

Enfin, compte tenu de toutes les densités spectrales de bruit estimées précédemment et des différents gains associés, la densité spectrale de bruit en tension du DDC,  $e_{n_{DDC}}$ , est donnée par :

$$e_{n_{DDC}} = \sqrt{\left[ \left( e_{n_k}^2 + e_{n_{round2}}^2 + e_{n_{RIF1}}^2 \right) G_{RIF1}^2 + e_{n_{RIF2}}^2 \right] G_{RIF2}^2} \quad (3.54)$$

avec

$$e_{n_k}^2 = \left( \left( \frac{1}{2} \right)^2 \times e_{n_{NCO}}^2 + e_{n_{round1}}^2 \right) \left( 2^{-scale_1} \times N_{CIC}^4 \times 2^{scale_2} \right)^2 \quad (3.55)$$

### 3.4.4 Synthèse et validation du modèle de bruit du SDR

Dans les paragraphes précédents, une identification puis une quantification des différentes sources de bruits du récepteur numérique utilisé, a été effectuée. Dans cette modélisation, trois principales sources de bruit ont été considérées : le bruit du DVGA, le bruit de quantification du CAN et le bruit lié à la suppression de certains bits souvent nécessaires dans l'implémentation matérielle. Il est donc possible de déterminer la contribution totale du bruit du SDR en sortie du système. Ainsi, la densité spectrale de bruit en tension,  $e_{n_{SDR}}$ , exprimée en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$ , est telle que :

$$e_{n_{SDR}} = \sqrt{\left( e_{n_{DVGA}}^2 \times A_{DVGA}^2 + e_{n_{CAN}}^2 \right) \left( \frac{G_{SDR}}{A_{DVGA}} \right)^2 + e_{n_{DDC}}^2} \quad (3.56)$$

Un schéma montrant les différentes sources de bruit et leur contribution au bruit total du SDR est illustré dans la Figure 3.10. Ce dernier présente une représentation graphique de l'équation (3.56).

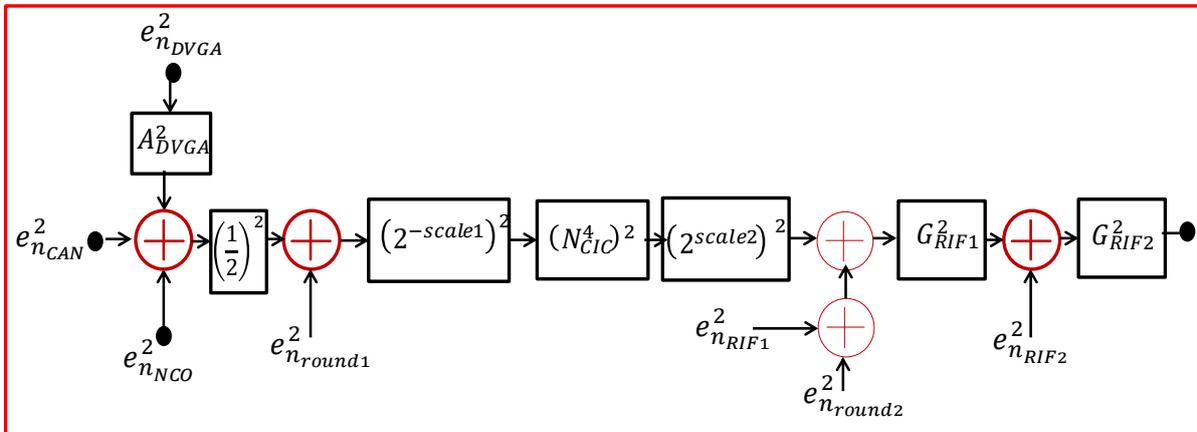


Figure 3.10 : Schéma illustrant les différentes contributions au bruit total du SDR.

En vue de comparer les résultats du modèle avec ceux obtenus avec un analyseur de référence, les données en sortie du SDR sont transmises au CNA disponible sur la carte DSP-SHARC. La densité spectrale de bruit en tension mesurée du CNA est illustrée sur la Figure 3.11. Celle-ci est obtenue en écrivant une valeur continue sur le CNA. Les mesures ont été obtenues à l'aide de l'analyseur HP3562A.

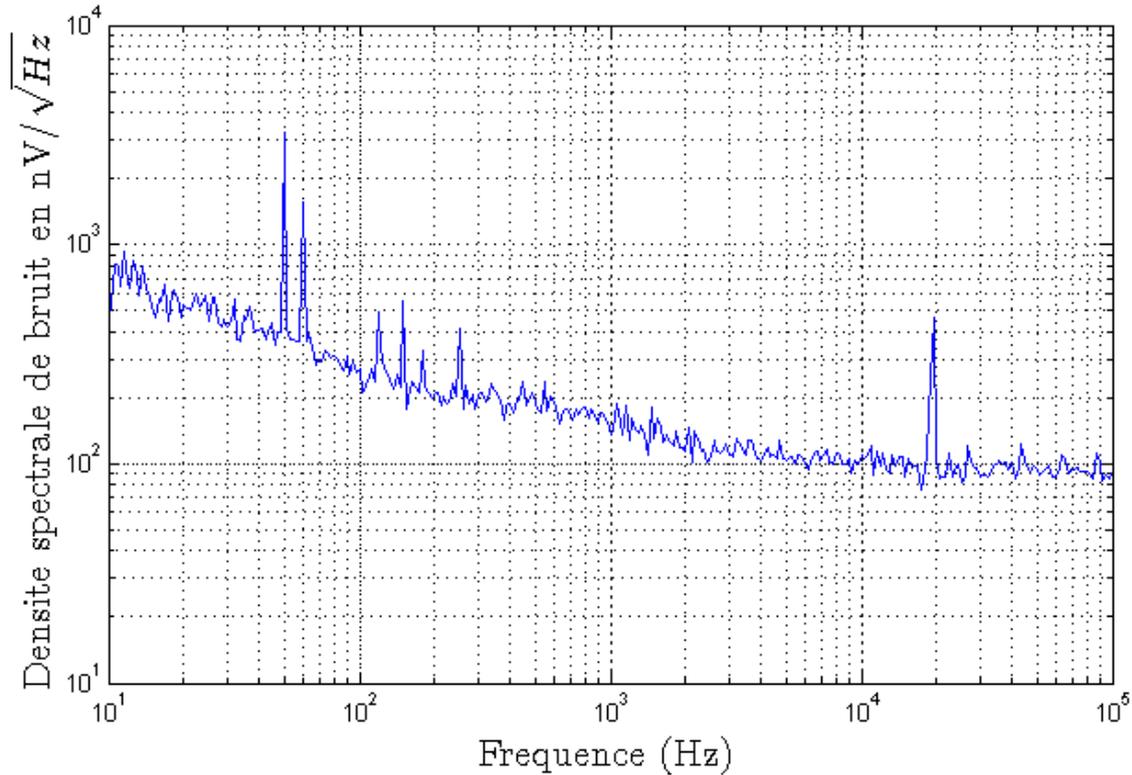


Figure 3.11 : Densité spectrale du CNA en sortie du DSP

Une densité spectrale de bruit,  $e_{n_{CNA}}$ , de  $90 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  est obtenue en zone de bruit blanc. Afin de s'assurer que le CNA de sortie ne dégrade pas les performances en bruit, le gain du SDR,  $G_{SDR}$ , est réglé de sorte que la densité spectrale de la chaîne numérique domine celle du CNA de sortie. Ainsi, les sources de bruit du SDR sont amplifiées en amont du CNA. La contribution de ce dernier devient alors négligeable.

Par la suite, nous avons mesuré, en vue de valider le modèle du SDR proposé, la densité spectrale de bruit en  $\frac{V}{\sqrt{\text{Hz}}}$  et comparé les caractéristiques de bruit obtenues avec celles issues du modèle (schématisées en traits pleins) présenté selon l'équation (3.56). Les mesures ont été obtenues avec l'analyseur dynamique basse-fréquence HP3562A. Pour se faire, l'entrée du SDR est mise en court-circuit, et des mesures sont présentées pour différentes configurations.

A titre d'exemple, la Figure 3.12 illustrant la densité spectrale de bruit du SDR pour différentes valeurs de l'atténuation  $scale_1$ , est obtenue pour les paramètres du SDR suivants :  $A_{DVGA}=0 \text{ dB}$ ,  $N_{CIC}=240$ ,  $N_{FIR1}=2$ ,  $N_{FIR2}=2$ ,  $scale_2=0$ .

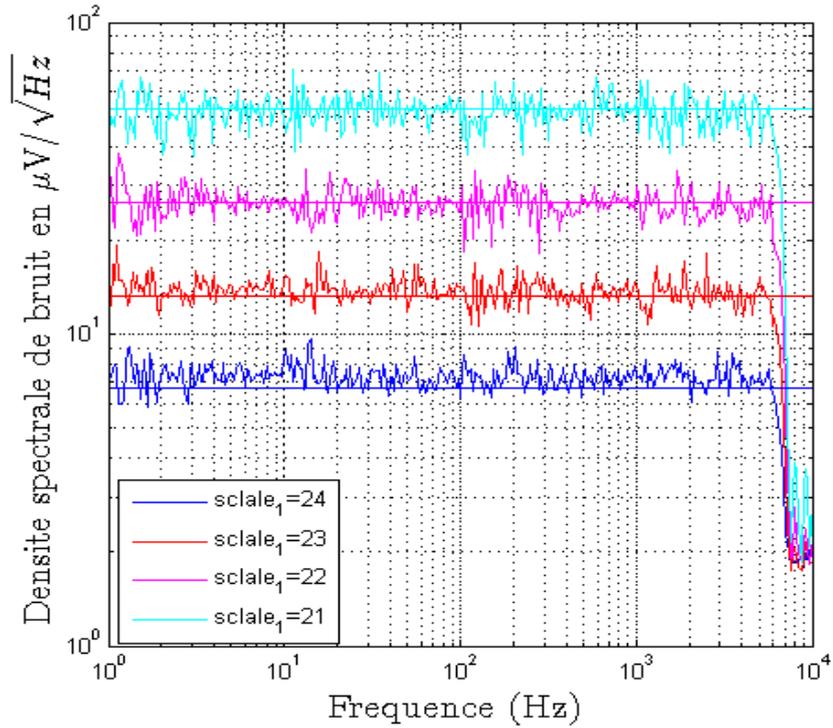


Figure 3. 12 : Densité spectrale de bruit du SDR pour différentes valeurs de  $scale_1$ . Les paramètres du SDR sont :  $A_{DVGA}=0$  dB,  $N_{CIC}=240$ ,  $N_{FIR1}=2$ ,  $N_{FIR2}=2$ ,  $scale_2=0$ .

Les paramètres de réglage de la Figure 3.13 illustrant le tracé pour différentes valeurs de rapport de décimation du filtre CIC  $N_{CIC}$ , sont :  $A_{DVGA}=0$  dB,  $scale_1=24$ ,  $N_{FIR1}=2$ ,  $N_{FIR2}=2$ ,  $scale_2=0$

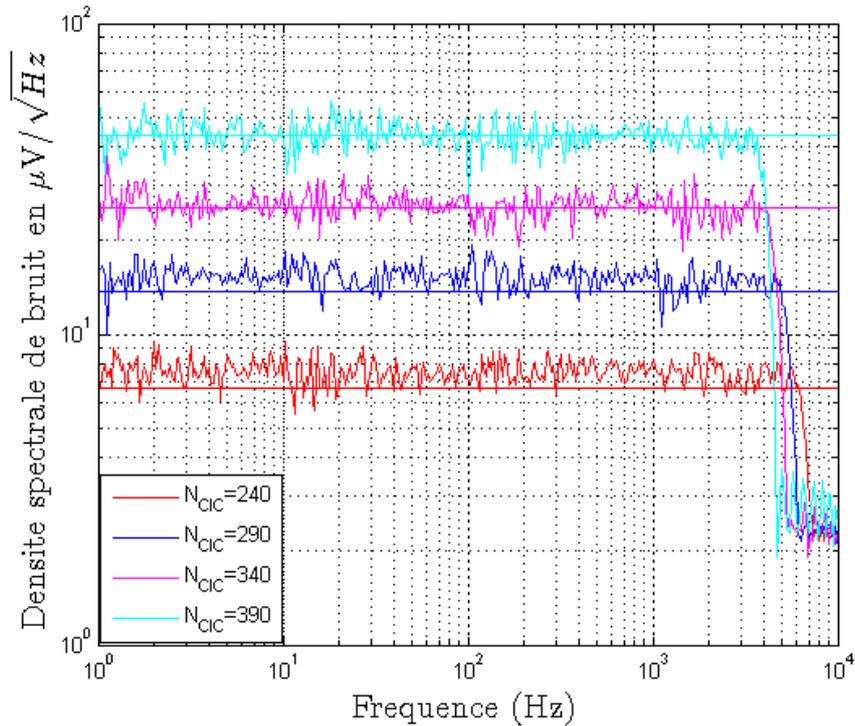


Figure 3. 13 : Densité spectrale de bruit du SDR pour différentes valeurs de  $N_{CIC}$ . Les paramètres du SDR sont :  $A_{DVGA}=0$  dB,  $scale_1=24$ ,  $N_{FIR1}=2$ ,  $N_{FIR2}=2$ ,  $scale_2=0$ .

Ces résultats montrent l'adéquation du modèle proposé pour le calcul de la densité spectrale de bruit en tension du SDR. De plus, en examinant de plus près ces résultats, on peut constater sur la Figure 3.12 que la densité spectrale du SDR est multipliée par deux en décrémentant la valeur de  $scale_1$  (valeur qui influe sur le gain du SDR). La source de bruit majoritaire se situe donc en amont du premier circuit de décalage. De plus, dans ces configurations, la contribution en bruit du CNA de sortie est négligeable.

### 3.5 Présentation et caractérisation de la chaîne complète

La modélisation effectuée dans les paragraphes précédents a permis de dégager les grands axes pour la mise en œuvre d'un capteur GMI numérique à haute sensibilité. La configuration magnétique off-diagonal a été retenue en choisissant un point de fonctionnement en champ  $H_{z0} \approx 0$  A/m. Ce choix de point de fonctionnement a pour principal avantage de réduire la contribution du bruit du système d'excitation en sortie du système et de faire fonctionner le capteur sans polarisation.

La chaîne complète mise en œuvre pour mesurer les performances est présentée sur la Figure 3.14 [105] - [107]. L'étage de polarisation reprend celui présenté lors du chapitre 2. L'étage de détection, quant à lui, est constitué d'un amplificateur faible bruit basé sur l'OP27 en mode non inverseur et du SDR. Cet amplificateur a été rajouté pour assurer une haute impédance d'entrée afin de maximiser la sensibilité en sortie de chaîne car le SDR présenté dispose d'une impédance d'entrée de  $200 \Omega$  correspondant à celle du DVGA. Il est à noter que pour une architecture optimale, seul un amplificateur à haute impédance est nécessaire. Rappelons que le DVGA est déjà disponible sur la carte d'évaluation utilisée et ne peut être supprimée. Néanmoins, sa fonction d'amplification sera assurée par le préamplificateur. Nous considérons donc dans tout ce qui suit un gain  $A_{DVGA}=0$  dB.

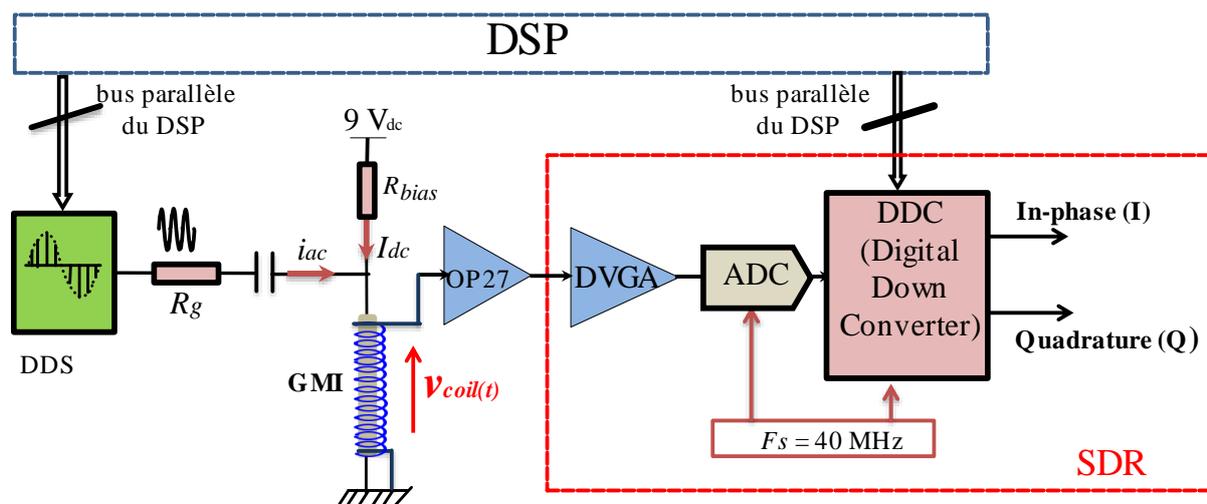


Figure 3. 14 : Synoptique de la chaîne de mesure

### 3.5.1 Modèle de bruit de la chaîne de mesure complète

Les sources de bruit de la chaîne de mesure présentée ont été identifiées puis modélisées analytiquement à l'exception du préamplificateur OP27 dont le synoptique est donné sur la Figure 3.15.

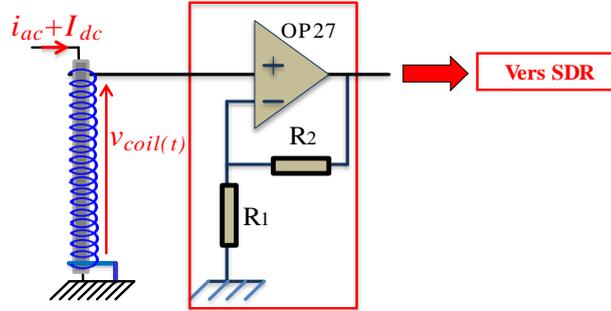


Figure 3. 15 : Synoptique du préamplificateur OP27 en mode non inverseur

Trois principales sources de bruit sont associées à celui-ci : le bruit en tension,  $e_{n_{op27}} = 3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , le bruit en courant,  $i_{n_{op27}} = 0.4 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  et le bruit dû aux résistances permettant de régler le gain du préamplificateur [107]. Ce dernier dispose d'un gain  $G_{OP27}$  tel que :

$$G_{OP27} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3. 57)$$

La densité spectrale de bruit en tension,  $e_{n_{preamp}}$ , due au préamplificateur est donnée par [105]:

$$e_{n_{preamp}} = \sqrt{G_{OP27}^2 \cdot \left[ e_{n_{OP27}}^2 + \beta \cdot i_{n_{OP27}}^2 + \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_1 \right] + 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_2} \quad (3. 58)$$

Où  $\beta$  est tel que :

$$\beta = Z_{22}^2(f_p, H_{z0}) + \left( \frac{Z_{12}(f_p, H_{z0}) \times Z_{21}(f_p, H_{z0})}{R_g + Z_{11}(f_p, H_{z0})} \right)^2 + \left( \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \quad (3. 59)$$

Il est à noter que les sources de bruit présentées avant le mixage (système d'excitation, élément sensible, préamplificateur, DVGA et CAN) doivent être évidemment considérées autour de la porteuse de fréquence  $f_p$ . L'étude sur la modélisation d'un bruit autour de la porteuse est effectuée dans [109]. La modélisation n'étant pas présentée dans ce manuscrit, une démonstration succincte est donnée en annexe 2. Il ressort de l'étude que si la densité spectrale autour de la porteuse est notée  $\delta_1$ , alors après démodulation, sa densité spectrale vaut  $\delta_2$  avec :

$$\delta_2 = k_d \times \delta_1 \text{ avec } k_d = \sqrt{2} \quad (3.60)$$

Ce facteur  $k_d$  provient d'une perte d'un facteur 2 sur la bande passante due à un repliement de bruit. Pour la quantification de la densité spectrale du CAN, le repliement de bruit est déjà pris en compte en considérant la bande  $[0 ; \frac{F_s}{2}]$  (équations (3.33 et (3.34)). Nous invitons le lecteur à se référer à l'annexe 2.

Ainsi la densité spectrale de bruit en tension,  $e_{n_{sensor}}$ , de toute la chaîne incluant système d'excitation, élément sensible et système de détection comme illustré sur la Figure 3.14 est telle que :

$$e_{n_{sensor}} = \sqrt{\left[ \left[ e_{n_g}^2 \cdot \left( \frac{Z_{21}(f_p, H_z)}{R_g + Z_{11}(f_p, H_z)} \right) \right]^2 + v_n^2 \right] \cdot G_{OP27}^2 + e_{n_{preamp}}^2} \cdot G_{SDR}^2 k_d^2 + e_{n_{SDR}}^2 \quad (3.61)$$

### 3.5.2 Caractérisation de la chaîne

Dans cette section, les performances du capteur sont présentées. La fréquence d'excitation choisie est de 1 MHz. Une fréquence plus grande serait souhaitable sauf qu'il se trouve qu'au-delà de cette fréquence, l'effet de la capacité parasite de la bobine dégrade la sensibilité de l'élément sensible. Un fil GMI à base de Cobalt de longueur 25 mm et de diamètre 100  $\mu\text{m}$  fourni par l'entreprise Unitika est utilisé. Autour de celui-ci, sont bobinés 400 tours de fil de cuivre de diamètre 65  $\mu\text{m}$ .

Une optimisation en temps-réel des grandeurs électriques d'excitation ( $I_{dc}$ ,  $I_{ac}$ ) est ensuite effectuée. La procédure d'optimisation a consisté à trouver le courant  $I_{ac}$  permettant d'obtenir la sensibilité maximale, pour un courant  $I_{dc}$  donné. Ce courant  $I_{ac}$  optimal est obtenu en faisant varier en temps réel la tension de sortie du DDS donnant ainsi l'image du courant d'excitation. Toute cette procédure est réalisée automatiquement via l'interface graphique développée sous LabWindows/CVI (Section 2.3) [83]. Ainsi pour un courant  $I_{dc}$  de 5 mA, la sensibilité maximale en V/T est obtenue pour un courant de 6.6 mA. Il est à noter que l'utilisation d'un courant  $I_{dc}$  plus grand serait souhaitable puisqu'il permet de réduire le bruit magnétique [21]. Cependant, pour un courant  $I_{ac}$  donné, l'augmentation du courant  $I_{dc}$  engendre une diminution de la sensibilité. Pour retrouver la sensibilité maximale, il est nécessaire d'augmenter le courant  $I_{ac}$ . Du fait que le courant en sortie du DDS est limité à 10 mA, le courant  $I_{dc}$  a été fixé à 5 mA. Le courant  $I_{ac}$  optimal est par conséquent de 6.6 mA. Ces résultats ont été confirmés ultérieurement par une caractérisation d'un échantillon identique à celui utilisé dans ce manuscrit. Cette caractérisation a été réalisée au laboratoire GREYC. Nous invitons le lecteur à se référer à l'annexe 5.

Lors de la caractérisation des performances, seule la composante  $I$  optimisée en sortie du SDR est utilisée. Celle-ci est fonction du module et de la phase de la composante off-diagonal ( $Z_{21}$ ) et peut aisément être évaluée par :

$$I_{Z_{21}} = G_{SDR} * I_{ac} * |z_{21}(f_p, H_z)| * \cos(\beta(H_z) - \phi) \quad (3.62)$$

L'image de la partie réelle de la composante off-diagonal est donc déduite telle que :

$$|z_{21}(f_p, H_z)| * \cos(\beta(H_z) - \phi) = \frac{I_{Z_{21}}}{G_{SDR} * I_{ac}} \quad (3.63)$$

Les caractéristiques montrant l'image de la composante off-diagonal sont données sur la Figure 3.16 (a). Elles sont obtenues en associant le SDR et l'élément sensible. La figure 3.16 (b) illustre la sensibilité (transfert) intrinsèque  $S_\Omega$  de l'élément sensible obtenue en dérivant la Figure 3.16 (a) par rapport à l'induction magnétique  $B$ , telle que :

$$S_\Omega = \frac{\partial(|z_{21}(f_p, H_z)| * \cos(\beta(H_z) - \phi))}{\mu_0 \partial H_z} \quad (3.64)$$

La phase  $\phi$  du NCO permettant d'optimiser la sensibilité intrinsèque est ici de  $67^\circ$ .

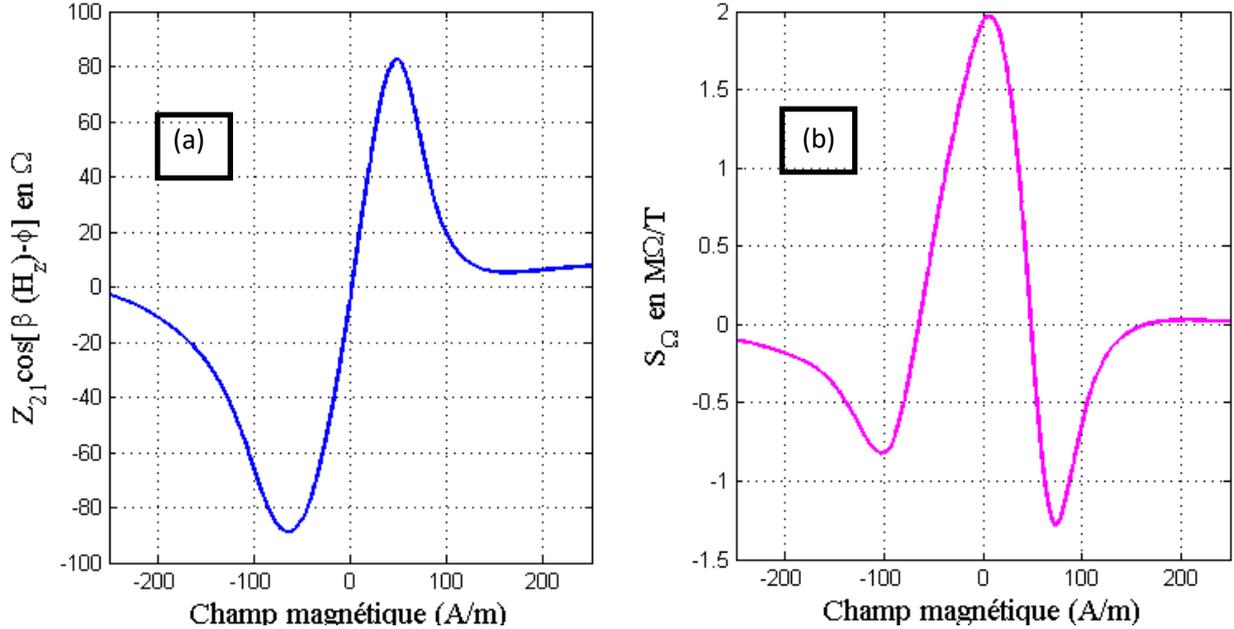


Figure 3. 16 : Caractéristique de la composante off-diagonal optimale obtenue pour une fréquence de 1MHz et un courant  $I_{ac}$  de 5mA. a) Composante I optimisée b) sensibilité optimisée de la composante I

Cette illustration montre que la sensibilité maximale est obtenue autour d'un champ magnétique quasi-nul. Cette dernière est d'environ 2  $M\Omega/T$ . Pour conclure, le choix d'un point de fonctionnement  $H_{z0} \approx 0$  A/m permet de profiter des avantages distincts suivants :

- fonctionnement du capteur sans une polarisation magnétique permettant de fixer le point de fonctionnement en champ,
- réduction de la contribution du bruit du système d'excitation (équation (3.61)).
- fonctionnement du capteur avec un point de fonctionnement pour lequel la sensibilité intrinsèque de la composante off-diagonal est proche de la valeur maximale.

### 3.5.2.1 Bruit et bande passante du capteur en boucle ouverte

Par la suite, des premiers tests ont été conduits afin de mesurer les performances de la chaîne de mesure présentée. Dans tout ce qui suit, les paramètres du SDR sont tels que :  $A_{DVGA}=0$  dB,  $scale_1 = 20$ ,  $N_{CIC} = 135$ ,  $N_{RIF1} = 2$ ,  $N_{RIF2} = 2$ ,  $scale_2 = 0$ ,  $G_{RIF1} = G_{RIF2} = 1$ . Le gain du préamplificateur est tel que  $G_{OP27}=1$ . Ainsi, la bande passante du récepteur à -3dB est d'environ 11 kHz et le gain du SDR,  $G_{SDR}$ , est estimé à 158 selon l'équation (2.10).

Afin d'identifier les sources de bruit dominantes dans les systèmes numériques, la densité spectrale du SDR seul est illustrée sur la figure 3.17 pour les paramètres du SDR retenus. Cette illustration est obtenue en court-circuitant l'entrée du SDR. Les résultats obtenus ont encore montré un bon accord entre mesure et modèle (équation 3.56) et comme on peut également le voir dans le tableau 3.2. Une densité spectrale de bruit de  $11 \mu V/\sqrt{Hz}$  est obtenue par le modèle et la mesure.

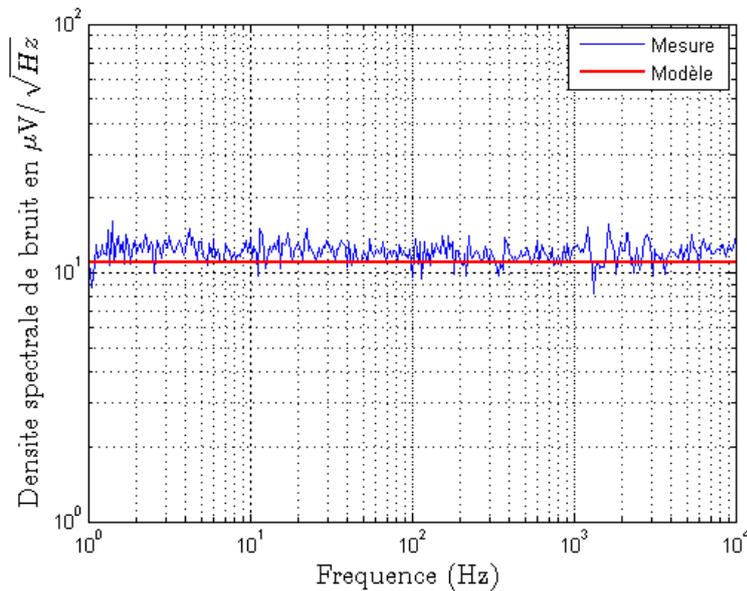


Figure 3. 17 : Densités spectrales de bruit mesurées (bleue) et calculées (rouge) du SDR. Les paramètres de configuration étaient:  $A_{DVGA}=0$  dB,  $scale_1 = 20$ ,  $N_{CIC} = 135$ ,  $N_{RIF1} = 2$ ,  $N_{RIF2} = 2$ ,  $scale_2 = 0$ ,  $G_{RIF1} = G_{RIF2} = 1$ ,  $F_{out} = 37$  kHz, bande passante à -3dB = 11 kHz,  $G_{SDR} = 158$ ).

L'élément sensible est ensuite intégré dans le système. Les courants d'excitation  $I_{ac}$  et  $I_{dc}$  permettant d'optimiser la sensibilité sont d'environ 6.6 mA et 5 mA, respectivement. La fréquence d'excitation,  $f_p$ , est fixée à 1 MHz. Les paramètres de configuration de la partie analogique sont :  $G_{OP27}=1$  ( $R_2=0 \Omega$ ,  $R_1=\infty$ ),  $R_g=280 \Omega$ ,  $R_{bias}=1800 \Omega$ ,  $Z_{21}\approx 0 \Omega$ ,  $Z_{11}= 5 \Omega$ ,  $Z_{22}=600 \Omega$ .

Pour s'assurer du bon fonctionnement du capteur, un champ magnétique de référence d'amplitude  $110 \text{ nT}_{\text{rms}}$  et de fréquence  $30 \text{ Hz}$  a été mesuré par le capteur. Celui-ci est généré à l'aide d'un solénoïde de longueur  $10 \text{ cm}$  avec un transfert de  $4 \text{ mT/A}$ . Seul l'élément sensible et la source de ce champ magnétique ont été placés dans un environnement blindé. L'ensemble de l'électronique de conditionnement était dans un environnement non blindé. Aucun champ de polarisation ( $H_{z0} \approx 0 \text{ A/m}$ ) n'est appliqué afin d'optimiser la sensibilité du capteur, et par conséquent son niveau de bruit magnétique équivalent en champ. La Figure 3.18 (a) représente la densité spectrale de bruit mesurée et calculée selon l'équation (3.61), de la chaîne de mesure présentée. Des performances mesurées de  $11 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  sont obtenues tel que prédit par le modèle en zone de bruit blanc.

En comparant la densité spectrale de la chaîne (Figure 3.18 (a)) avec celle du SDR seul (Figure 3.17), il apparaît que la densité spectrale de bruit en zone de bruit blanc est principalement due au CAN du SDR qui présente une densité spectrale équivalente en sortie de  $11 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Le tableau 3.2 confirme ces résultats. Il résume les densités spectrales calculées pour les différentes sources de bruit de la chaîne de mesure et leurs contributions respectives en sortie de chaîne.

Sources de bruit	Densité spectrale de bruit de la source considérée ( $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ )	Contribution de la densité spectrale en sortie du SDR ( $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ )
Système d'excitation (DDS + résistances d'injection)	$e_{n_g} = 107$	$\approx 0$
Élément sensible	$v_n \approx 3$	669
Préamplificateur	$e_{n_{\text{preamp}}} = 3$	669
DVGA	$e_{n_{\text{DVGA}}} = 2.2$	490
ADC	$e_{n_{\text{CAN}}} = 70$	11000
NCO	$e_{n_{\text{NCO}}} = 9.9$	1560
Round 1	$e_{n_{\text{round1}}} = 2$	632
Round 2	$e_{n_{\text{round2}}} = 0.35$	0.35
FIR1	$e_{n_{\text{RIF1}}} = 1.2$	1.2
FIR2	$e_{n_{\text{RIF2}}} = 2.86$	2.86
CNA de sortie	$e_{n_{\text{CNA}}} = 90$	90

Tableau 3. 2: Densités spectrales de bruit de chaque source de bruit de la chaîne de mesure et leurs contributions en sortie. Les paramètres de configuration sont :  $G_{\text{OP27}} = 1$ ,  $A_{\text{DVGA}} = 0\text{dB}$ ,  $\text{scale}_1 = 20$ ,  $\text{NCIC} = 135$ ,  $N_{\text{RIF1}} = 2$ ,  $N_{\text{RIF2}} = 2$ ,  $\text{scale}_2 = 0$ ,  $G_{\text{RIF1}} = G_{\text{RIF2}} = 1$ ,  $F_{\text{out}} = 37 \text{ kHz}$ , Bande passante à  $-3\text{dB} = 11 \text{ kHz}$ ,  $G_{\text{SDR}} = 158$ .

La densité spectrale de bruit de la chaîne complète est ensuite exprimée en termes de bruit équivalent en champ. Cette dernière est obtenue par le rapport entre cette densité spectrale de bruit et la valeur de la sensibilité (ou fonction de transfert) de la chaîne complète. La Figure

3.18 (b) illustre cette fonction de transfert. Une sensibilité d'environ 2.6 MV/T est mesurée dans une plage fréquentielle allant du continu (DC) jusqu'à 11 kHz.

Cette sensibilité peut également être estimée, connaissant la sensibilité intrinsèque illustrée sur la Figure 3.16. La sensibilité en tension en sortie du système  $Tr_I$  est alors évaluée par :

$$Tr_I = G_{SDR} * I_{ac} * \frac{\partial \left( z_{21}(f_p, H_z) * \cos(\beta(H_z) - \phi) \right)}{\mu_0 \partial H_z} = G_{SDR} * I_{ac} * S_{\Omega} \quad (3.64)$$

Pour l'élément sensible utilisé, la sensibilité intrinsèque obtenue est d'environ 2 MΩ /T pour un point de fonctionnement  $H_{Z0} \approx 0$  A/m. La sensibilité en tension estimée en sortie de chaîne est alors de 2.1 MV/T, approximativement égale à celle mesurée selon la Figure 3.18 (b) (avec  $I_{ac} = 6.6$  mA).

Pour cette sensibilité, le bruit magnétique équivalent  $b_{ec}$  mesuré et calculé est donné sur la Figure 3.18 (c). Des performances de 4.2 pT/√Hz sont obtenues par mesure, et par le modèle en zone de bruit blanc. Des niveaux de bruit de 68 pT/√Hz à 10 Hz et 220 pT/√Hz à 1 Hz sont également mesurés pour le microfil utilisé.

Les performances obtenues pourraient encore être améliorées. En effet, pour un élément sensible de taille raisonnable (approximativement quelques centimètres de longueur et quelques centaines de tours de la bobine de capture), une première limitation de la conception numérique actuelle est liée à la plage dynamique d'entrée du CAN utilisé qui est de 1 V crête. Celle-ci impose une sensibilité maximale à son entrée, empêchant ainsi l'augmentation du gain du préamplificateur. L'utilisation d'un CAN avec une plage dynamique plus élevée est donc nécessaire pour augmenter la sensibilité en tension. Lorsque l'augmentation de la plage dynamique (augmentation de sensibilité) est associée à une amélioration de la résolution (*ENOB* plus élevé), le niveau de bruit équivalent en champ est alors amélioré.

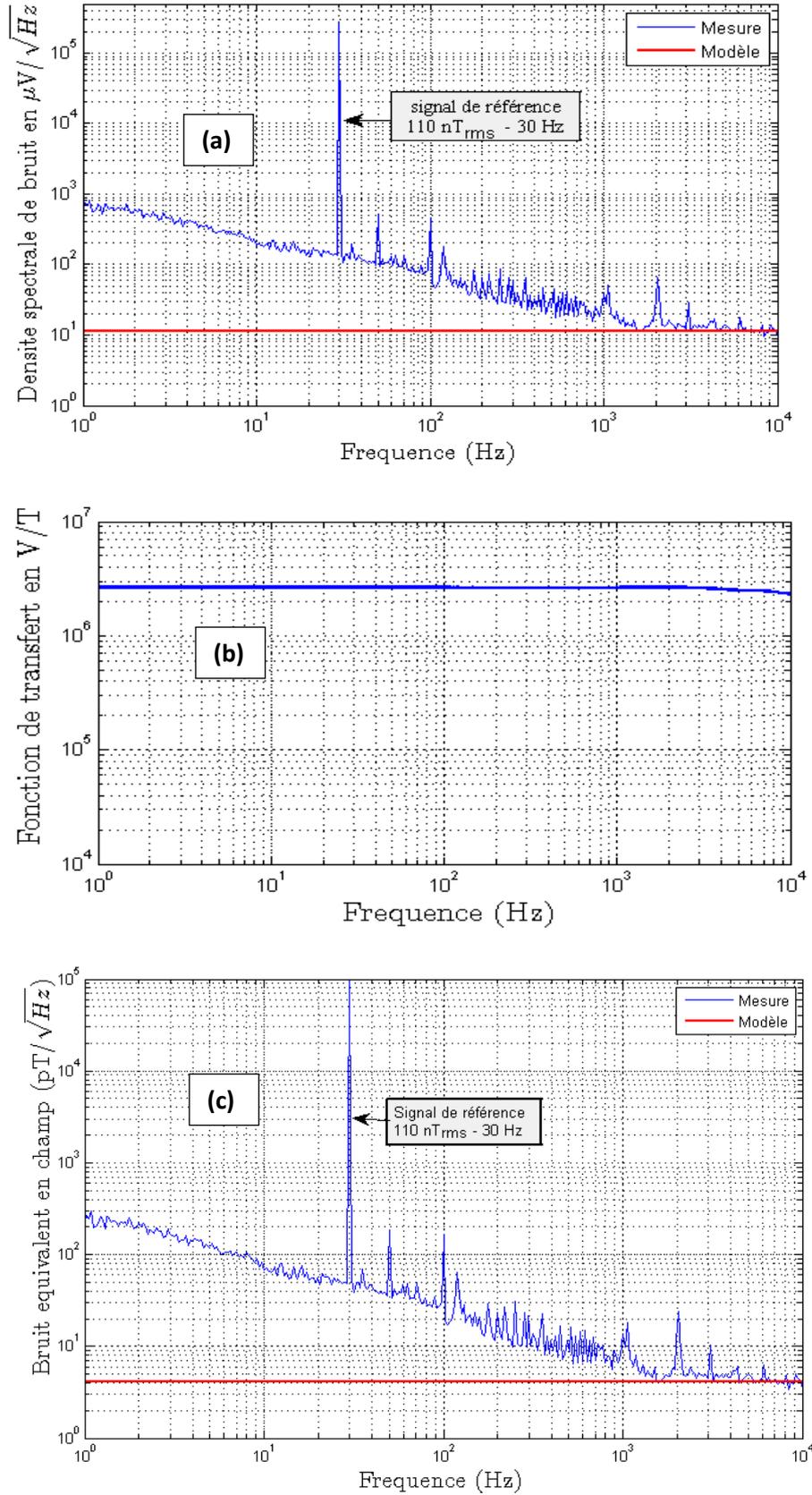


Figure 3. 18 : Performances en bruit du capteur en boucle ouverte. a) Densité spectrale,  $e_{n_{\text{sensor}}}$  en  $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ . b) Fonction de transfert (ou sensibilité) en V/T. c) Bruit équivalent en champ,  $b_n$  en  $\text{pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Les paramètres de configuration sont:  $G_{OP27}=1$ ,  $A_{DVGA}=0$  dB,  $scale_1=20$ ,  $N_{CIC}=135$ ,  $N_{FIR1}=2$ ,  $N_{FIR2}=2$ ,  $scale_2=0$ ,  $G_{RIF1}=G_{RIF2}=1$ ,  $F_{out}=37$  kHz, Bande passante à -3dB = 11 kHz,  $G_{SDR}=158$ .

Une amélioration significative pourrait également être obtenue en réduisant la densité spectrale de bruit du CAN qui est la principale source de bruit du SDR. Selon l'équation (3.34), cette densité spectrale peut être réduite soit en augmentant le RSB, soit en opérant à une fréquence d'échantillonnage plus élevée. L'augmentation du RSB du CAN nécessite l'utilisation d'un CAN à plus haute résolution (augmentation du nombre de bits effectifs). La limite actuelle est la technologie des CAN disponible qui assure généralement un compromis entre la résolution et la fréquence d'échantillonnage.

Compte tenu de ces pistes d'améliorations, un système amélioré basé sur un CAN 14 bits (équivalent 11.6 bits effectifs) échantillonné à 125 MHz et disposant d'une plage dynamique de 2 Volts, est implémenté dans le chapitre 4. En utilisant un tel convertisseur et pour le même élément sensible, un niveau de bruit équivalent en champ d'environ  $1.4 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  est attendu par le modèle analytique en zone de bruit blanc.

Il est à noter que pour la configuration actuelle et ne tenant pas compte de la linéarité du capteur, la dynamique d'entrée du CAN définit une excursion maximale d'induction magnétique d'environ  $\pm 61 \mu\text{T}$ , ce qui correspond à une plage dynamique numérique d'environ  $146 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$  en zone de bruit blanc. Si la sortie numérique est convertie en analogique, la plage dynamique du capteur est à nouveau limitée par la dynamique du CNA de sortie. Dans la configuration actuelle, le CNA du DSP utilisé dispose d'une dynamique de  $\pm 10 \text{ V}$ , ce qui conduit à une plage dynamique du capteur de  $122 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$ , correspondant à  $\pm 3.8 \mu\text{T}$  d'excursion maximale d'induction magnétique.

### 3.5.2.2 Vitesse de variation maximale en champ

La vitesse de balayage en champ (slew rate) a également été mesurée. Cette grandeur désigne la variation de champ maximale que le capteur peut reproduire. Elle est déterminée en observant la réponse du capteur lorsqu'il est soumis à une variation brusque de champ magnétique. La Figure 3.19 illustre cette caractéristique pour une variation croissante (Figure 3.19 (a)) et une décroissante (Figure 3.19 (b)) d'induction magnétique. Un slew rate de  $116 \text{ mT/s}$  est mesuré pour une variation croissante et pour une variation décroissante, nous obtenons un slew rate d'environ  $-134 \text{ mT/s}$ .

Il est également important de noter le retard observé entre le champ magnétique appliqué et celui mesuré. Ce retard est intrinsèque au système numérique et dépend principalement des rapports de décimation et des coefficients des filtres comme présenté dans le chapitre 2. Pour la mesure représentée sur la Figure 3.19, les paramètres du SDR sont les mêmes que ceux présentés précédemment (Figure 3.18). D'après l'équation (2.14), un retard de  $260 \mu\text{s}$  est estimé pour un rapport de décimation  $N_{\text{CIC}}$  de 135. Cette valeur correspond bien au retard mesuré.

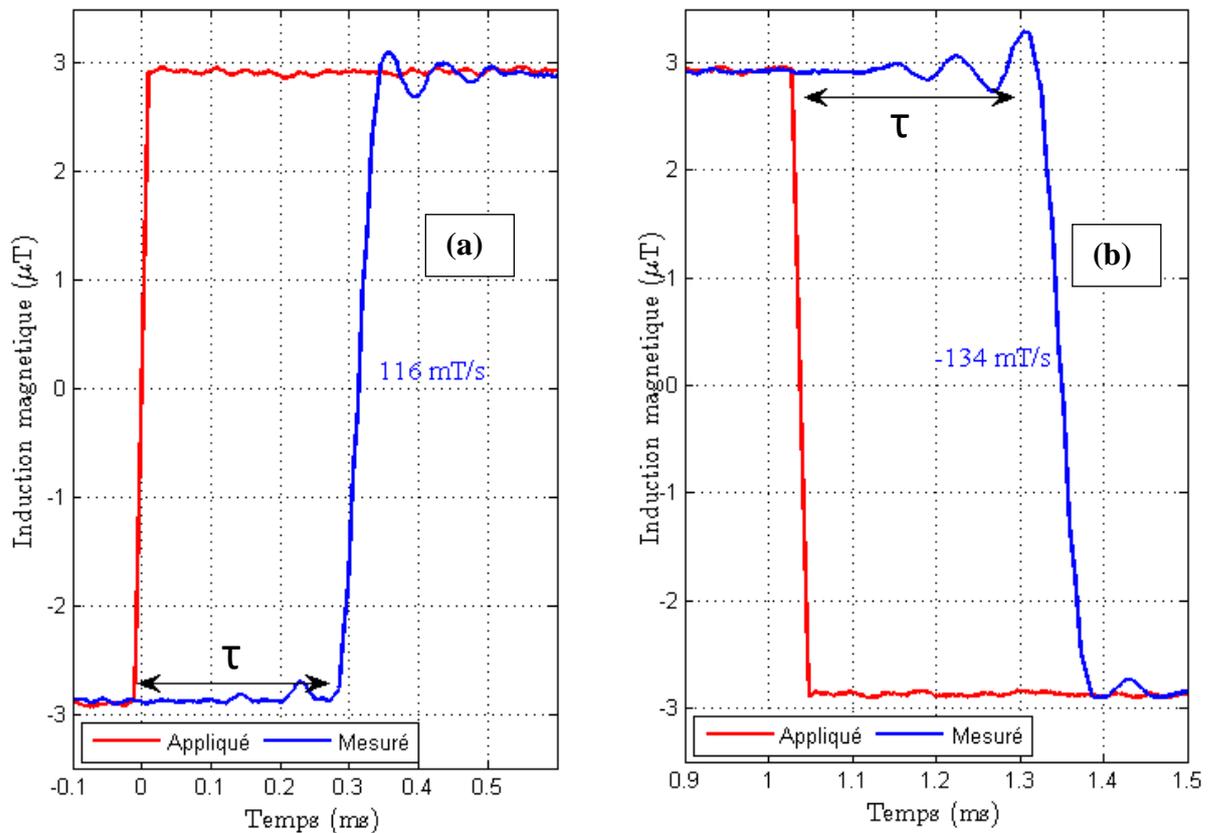


Figure 3. 19 : Evaluation du Slew rate de la chaîne de mesure en boucle ouverte. Les paramètres de configuration sont :  $G_{OP27} = 1$ ,  $A_{DVGA} = 0 \text{ dB}$ ,  $scale_1 = 20$ ,  $N_{CIC} = 135$ ,  $N_{FIR1} = 2$ ,  $N_{FIR2} = 4$ ,  $scale_2 = 0$ ,  $G_{RIF1} = G_{RIF2} = 1$ ,  $F_{out} = 37 \text{ kHz}$ , Bande passante à  $-3\text{dB} = 11 \text{ kHz}$ ,  $G_{SDR} = 158$ . La courbe rouge correspond au champ magnétique appliqué (type échelon) et la courbe rouge correspond au champ magnétique mesuré par le capteur. a) Mesure de champ pour un échelon de champ croissant ; b) Mesure de champ pour un échelon de champ décroissant.

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude sur la quantification des performances en bruit en zone de bruit blanc d'un capteur GMI numérique basé sur un SDR, a été réalisée. Ce travail a consisté à passer en revue les différents circuits d'instrumentation utilisés en vue d'identifier puis de quantifier leurs performances en bruit. Le choix d'un point de fonctionnement  $H_{Z0} \approx 0 \text{ A/m}$  a également été retenu. Celui-ci permet de réduire la contribution du bruit du système d'excitation tout en profitant de la sensibilité maximale de l'élément sensible. Dans la conception actuelle, un niveau de bruit équivalent en champ de  $4.2 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  est obtenu par mesure et par le modèle analytique développé en zone de bruit blanc.

La modélisation effectuée a également permis de discerner les limitations existantes puis de dégager les pistes d'optimisation des performances en termes de niveau de bruit équivalent en champ. On a pu montrer que les performances du capteur en zone de bruit blanc sont limitées par celles du convertisseur analogique-numérique 12 bits échantillonnées à  $40 \text{ MHz}$ . Les

pistes d'optimisation finalement retenues sont l'utilisation d'un CAN à plus haute résolution et plus haute fréquence d'échantillonnage. Pour des performances ultimes, l'augmentation de résolution doit être associée à une augmentation de la plage dynamique d'entrée du CAN en vue d'augmenter la sensibilité du capteur.

Considérant ces différentes pistes d'optimisation, une chaîne de mesure améliorée est proposée dans le chapitre 4.

# **CHAPITRE 4 : Développement et caractérisation d'un prototype de capteur**

## **Sommaire**

---

4.1	Introduction .....	111
4.2	Conception du prototype de capteur.....	112
4.2.1	FPGA .....	114
4.2.2	Démarche de conception par FPGA .....	115
4.2.3	Implémentation sous Vivado de l'électronique numérique d'un capteur GMI .	117
4.2.3.1	DDS basé sur un FPGA.....	117
4.2.3.2	SDR basé sur un FPGA .....	118
4.3	Caractérisation des performances du nouveau prototype.....	124
4.3.1	Evaluation des performances en bruit.....	124
4.3.1.1	Le système d'excitation.....	125
4.3.1.2	L'élément sensible associé au préamplificateur .....	127
4.3.1.3	Le SDR.....	127
4.3.1.4	Validation du modèle de bruit .....	129
4.3.2	Vitesse de variation maximale en champ et dynamique du capteur .....	135
4.4	Proposition d'architecture optimale .....	136
4.5	Conclusion.....	137

---

## **Résumé**

*Dans ce chapitre, un prototype de capteur GMI basé sur un FPGA et partant des pistes d'optimisations dégagées dans le chapitre précédent, est présentée. L'architecture proposée permet de profiter de la réponse impaire autour de zéro de la composante off-diagonal tout en gardant la haute flexibilité de reconfiguration des processeurs FPGA. Suite à cette implémentation, la caractérisation des performances du capteur est effectuée. Une attention particulière est portée au modèle de bruit déjà présenté dans le chapitre 3 afin de le généraliser et l'adapter à la nouvelle chaîne. Nous discuterons ensuite des différentes limitations existantes pour finalement présenter une architecture optimale de capteurs GMI numérique au regard de la technologie actuelle.*

## 4.1 Introduction

La modélisation effectuée dans les chapitres précédents a permis de dégager les lois générales d'optimisation d'un capteur GMI numérique à haute sensibilité. Nous avons ainsi pu vérifier que le niveau de bruit de la chaîne de mesure en zone de bruit blanc était principalement dominé par l'électronique numérique de conditionnement. Parmi les sources de bruit de l'électronique conçue, le modèle analytique développé a montré que la contribution du CAN était dominante en sortie de chaîne limitant ainsi le niveau de bruit équivalent en champ du capteur. Une des pistes d'amélioration était donc d'utiliser un convertisseur à plus haute résolution cadencée à une fréquence d'échantillonnage plus importante. Ce chapitre s'inscrivant dans ce cadre, présente un prototype de capteur entièrement conçu par FPGA ('Field Programmable Gate Array') tout en intégrant ces différentes pistes d'amélioration.

L'utilisation d'un FPGA dans les capteurs GMI présente également une nouveauté. Cette nouveauté dans la réalisation de capteur à haute sensibilité réside dans l'implémentation de toutes les fonctions numériques présentées jusque-là dans un seul circuit FPGA. Le choix se justifie par rapport à la flexibilité de programmation des FPGA ainsi que la possibilité de reconfiguration leur procurant ainsi un atout majeur dans diverses applications. Rappelons que dans la conception présentée dans les chapitres précédents, les circuits utilisés étaient basés sur des cartes (circuits spécifiques de type ASICs) réadaptées pour notre application. Ainsi, le choix des technologies reconfigurables permet d'apporter une solution intermédiaire entre ces ASICs possédant des performances remarquables : une flexibilité moindre, un temps de fabrication élevé et les processeurs MPU (pour Micro-Processeur Unit) avec une forte flexibilité, un temps de développement court mais une puissance de calcul limitée. Ces technologies reconfigurables présentent par conséquent un bon compromis entre une puissance de calcul (supérieure à celle des processeurs) et un degré de flexibilité élevé (supérieur à celui des ASICs). La figure 4.1 illustre le rapport performance/flexibilité pour les principales technologies de calculs actuelles [110]. Dans cette illustration, les performances sont données en MIPS/Watts (MIPS pour « Millions d'impulsion par seconde »).

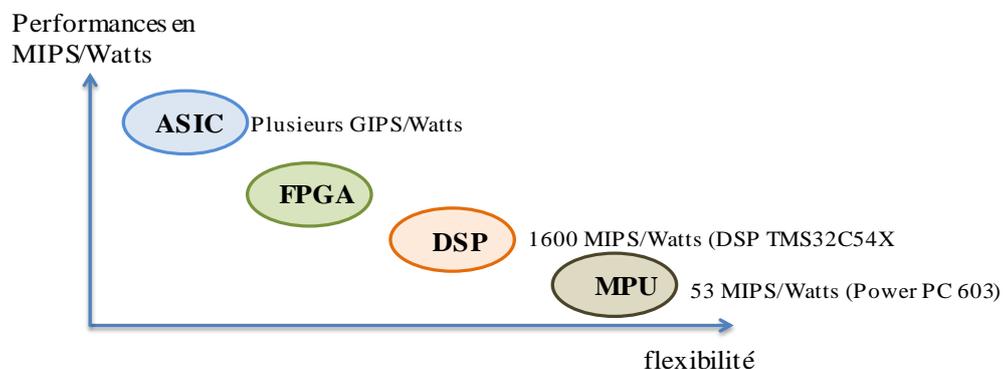


Figure 4. 1 : Rapport performances-flexibilité pour les principales technologies [110]

Outre leur bon compromis, les technologies programmables FPGA, offrent des phases de développement et de prototypage rapides par rapport aux circuits spécifiques de type ASIC. Le système conçu est associé à la configuration off-diagonal pour profiter des mêmes avantages énoncés dans ce manuscrit.

Ce chapitre sera scindé en trois parties. Une première partie où sera décrit le prototype conçu. Nous décrirons l'architecture du FPGA utilisé et le procédé d'implémentation de la chaîne améliorée (correspondant au prototype). La deuxième partie de ce chapitre repose sur l'évaluation des performances incluant le niveau de bruit, la dynamique, le slew rate et la bande passante. La troisième et dernière partie propose une structure optimale de capteur GMI numérique sur la base de la technologie actuelle.

## 4.2 Conception du prototype de capteur

Les technologies FPGA présentent d'une manière générale les avantages distincts suivants :

- Performances : comme ils tirent profit du parallélisme matériel, les FPGA offrent une puissance de calcul supérieure à celles des processeurs de traitement de signal (DSP). En effet, ils s'affranchissent du mode d'exécution séquentiel et exécutent plusieurs opérations par cycle d'horloge.
- avec la technologie FPGA, il est possible de tester un concept puis le vérifier sur du matériel sans avoir à passer par le long processus de fabrication des ASIC.

La Figure 4.2 montre le synoptique du prototype proposé [111], [112]. Il est principalement basé sur un FPGA. Dans ce circuit, sont implémentés le DDS et le SDR nécessaires au capteur. Le DDS est ici construit à l'aide d'un oscillateur numérique local (NCO) associé à un CNA pour délivrer la grandeur alternative d'excitation du microfil GMI. Une source de polarisation continue est également utilisée pour fournir le courant  $I_{dc}$ . D'une manière similaire à la chaîne présentée dans le chapitre 2, cette source est construite à l'aide d'une batterie associée à une résistance d'injection  $R_{bias}$ .

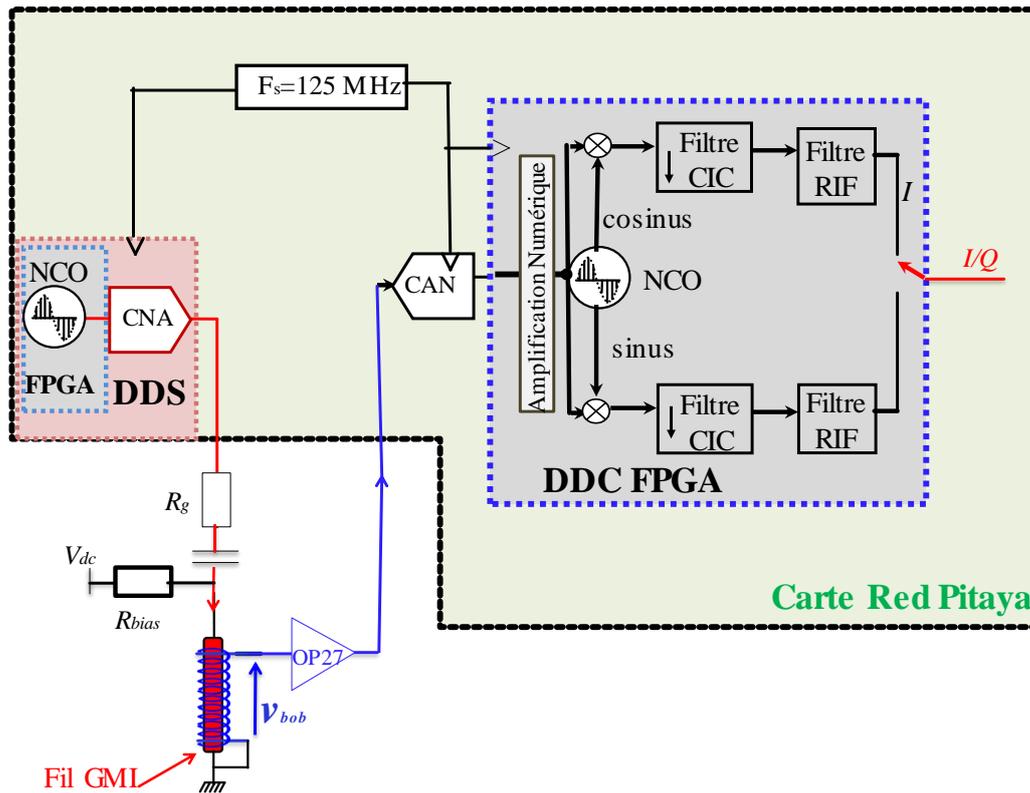


Figure 4. 2: Synoptique d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur FPGA.

La tension aux bornes de la bobine de capture est d'abord amplifiée par l'OP27 avant d'être numérisée par un CAN. Les données numérisées sont ensuite transmises au DDC implémenté dans le FPGA pour une démodulation synchrone en quadrature numérique. L'architecture générale de ce dernier est proche de celle présentée dans le chapitre 2 (Figure 2.2). Elle intègre principalement un circuit d'amplification numérique (qui joue le même rôle que le second circuit de décalage de la chaîne précédente), un NCO et une cascade de deux filtres passe-bas numériques : un filtre CIC et un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF).

Une conception des différentes fonctions a été réalisée et vérifiée en utilisant la carte Red Pitaya qui est une carte innovante utilisée pour l'instrumentation et le contrôle de plateformes. Il s'agit d'un périphérique réseau basé sur Linux. On trouve sur cette carte un FPGA Zynq conçu par la société Xilinx, deux CAN 14 bits et deux CNA 14 bits pouvant fonctionner chacun à une fréquence d'échantillonnage  $F_s$  de 125 MHz. La carte Red Pitaya intègre également d'autres fonctions. Le lecteur intéressé pourra trouver de plus amples informations à la référence [113].

Dans la conception mise en œuvre, cette carte n'est qu'un outil puisqu'elle intègre à la fois le FPGA nécessaire pour réaliser les différentes fonctions de traitement numérique de signal mais, également des CAN et CNA rapides pouvant fonctionner à 125 MHz utilisés dans notre conception pour passer de l'analogique au numérique et inversement. Ainsi, l'utilisation d'une fréquence d'échantillonnage plus grande (par rapport au chapitre précédent) permet de réduire d'une part la densité spectrale de la source de bruit majoritaire qui est le CAN mais également

le retard intrinsèque au système numérique ; ce dernier étant inversement proportionnel à la fréquence d'échantillonnage (voir équation 2.14). La réduction de la densité spectrale aura donc pour principale conséquence d'améliorer le niveau de bruit équivalent en champ pour les mêmes configurations que précédemment. La Figure 4.3 montre le prototype conçu.

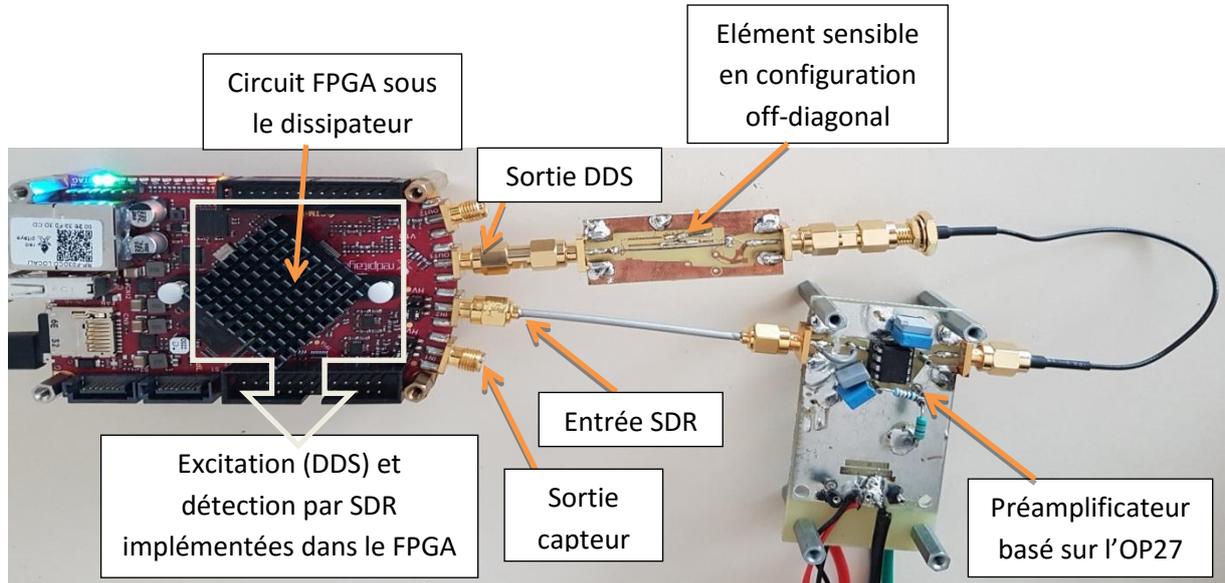


Figure 4.3 : Illustration du prototype de capteur GMI conçu

Dans ce qui suit, nous nous intéresserons à la description du procédé d'implémentation de l'électronique numérique des capteurs GMI sur FPGA. Cette description nécessite la connaissance des ressources internes d'un FPGA.

#### 4.2.1 FPGA

Les FPGA sont des circuits intégrés configurables, utilisés pour concevoir des fonctions numériques. Leur configuration est généralement spécifiée à l'aide de langages de description matérielle tels que le VHDL ou le Verilog. L'élément de base d'un FPGA est le bloc logique configurable (CLB pour « Configurable Logic Block »). Les CLB sont des ressources logiques indispensables pour la mise en œuvre de circuits combinatoires et séquentiels. Ils sont essentiellement composés de LUT (Look-up Table), des multiplexeurs ainsi que des bascules D. Les CLB peuvent être utilisés pour créer des fonctions logiques complexes mais aussi comme éléments de stockage de variables. Cette structure rend l'architecture FPGA efficace puisque toute conception numérique utilise simultanément ces ressources. Néanmoins l'espace de stockage reste tout de même limité en termes d'espace disponible. C'est pourquoi, afin de pouvoir stocker une somme plus importante de variables sans avoir à accéder à des mémoires externes, des blocs mémoires (bloc RAM pour « Read Access Memory ») sont introduits à l'intérieur des FPGA. Par ailleurs, la logique présente dans les FPGA permet de réaliser toutes sortes d'opérations arithmétiques (additions, multiplications, ...). Celles-ci, et en particulier les multiplications nécessaires pour les filtres RIF sont très coûteuses en termes de ressources logiques utilisées, d'où l'intérêt de disposer dans les FPGA de multiplieurs câblés (à titre d'exemple plus d'une centaine sont généralement disponibles sur les modèles

haut de gamme). Le temps de calcul est alors optimisé pour ces opérations. Un descriptif détaillé sur la structure d'un FPGA et les spécificités de celui utilisé sont donnés en annexe 3.

Le FPGA Zynq utilisé comprend 28 000 CLB, 17600 LUT, 35200 bascules D, une mémoire RAM de 2.1 Mégabits et 80 multiplieurs câblés [114]. Le circuit FPGA dispose aussi de blocs d'entrée/sortie (IOB pour « Input Output Block»). Ces derniers permettent de gérer la communication entre le FPGA et les circuits extérieurs. Dans l'implémentation proposée, les IOB sont utilisés pour communiquer avec les CAN et CNA. Ces ressources internes procurent aux FPGA la possibilité de réaliser des applications très performantes pour les capteurs GMI en respectant une certaine méthodologie de conception.

#### **4.2.2 Démarche de conception par FPGA**

En parallèle des progrès technologiques sur les FPGA Xilinx, le constructeur fournit dans son pack d'outils différents logiciels permettant de concevoir des systèmes embarqués sur puce. Parmi ces logiciels on peut distinguer ISE (Integrated Software Environment), EDK (Embedded Development Kit) et Vivado. Tous offrent la possibilité de programmer des FPGA. Néanmoins, le logiciel Vivado est en train de remplacer ISE qui s'est arrêté en 2013 avec la version 14.7.

L'implémentation des différentes fonctions numériques est ici réalisée avec le logiciel Vivado. Ce dernier dispose d'une librairie intégrant des IP (Intellectual Properties) écrites en langages VHDL [115]. Ces IP permettent de réaliser des systèmes complexes en un minimum de temps. La Figure 4. 4 montre la démarche générale de conception de circuits sur les FPGA de Xilinx. Elle peut être scindée en quatre principales étapes : les phases de conception, de synthèse, d'implémentation et enfin la génération du fichier de chargement (appelé Bitstream) dans le FPGA.

Différentes phases de vérification, comprenant à la fois la vérification fonctionnelle et la vérification de la synchronisation, s'effectuent à différents points au cours du processus de conception.

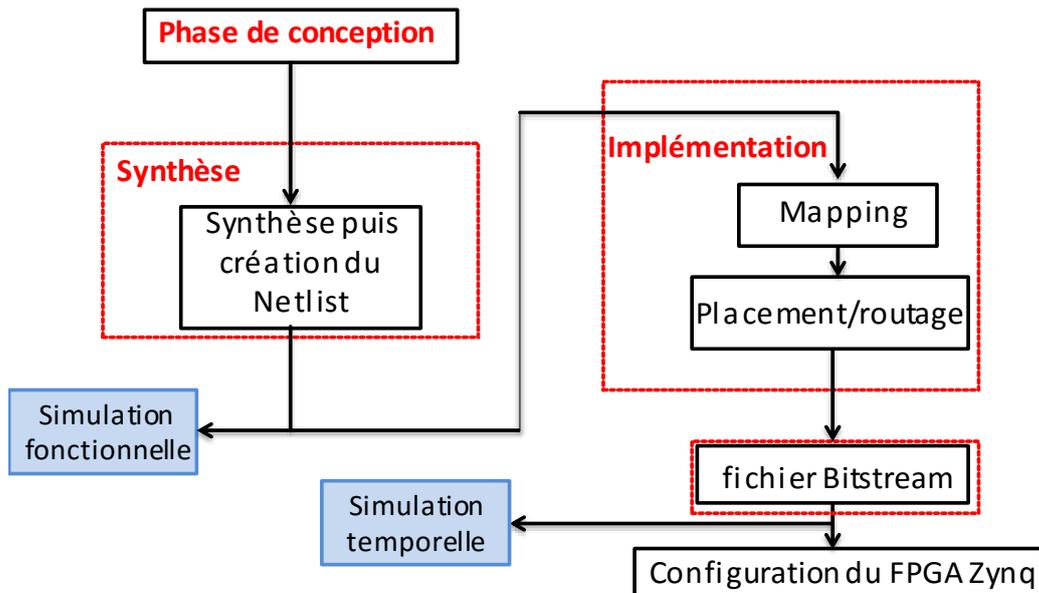


Figure 4. 4: Démarche de conception sur FPGA

Ainsi, la première phase consiste à analyser les exigences de conception et concevoir le design voulu. Cette conception peut être réalisée soit graphiquement (via des IP), soit via un langage de programmation haut niveau (VHDL ou Verilog), nommé également langage HDL (pour « Hardware Description Language »). Ce dernier offre la possibilité de transcrire à plusieurs niveaux dans lesquels les portes logiques élémentaires peuvent être utilisées avec une description fonctionnelle. Ce changement de niveau permet de décrire l'architecture du système conçu à un niveau d'abstraction plus élevé ; puis progressivement raffiner l'implémentation jusqu'à un niveau compréhensible par le FPGA.

Ce langage de description a pour principal avantage de vérifier la fonctionnalité du design, ce qui permet d'évaluer les décisions architecturales. Au cours de cette étape, différentes contraintes d'optimisation (contraintes temporelles, de placement ...) peuvent être appliquées à la conception. Une fois la création du design terminée, s'en suit l'étape de synthèse.

Dans cette étape, les informations comportementales dans le fichier de description VHDL sont traduites en Netlist (c'est-à-dire une liste de fils et de portes logiques) et le design est optimisé pour les composants Xilinx. La phase principale est la phase d'implémentation qui débute avec le Mapping. Ce dernier traduit l'association du système conçu avec les ressources internes du FPGA telles que les cellules logiques, la mémoire ... La phase de Mapping ayant identifié les ressources logiques nécessaires au FPGA, celle de placement/routage consiste alors à disposer et connecter ces ressources sur ce dernier. À l'issue de l'étape de placement/routage, le circuit obtenu est tel qu'il sera programmé sur le FPGA.

Enfin, la dernière étape avant la programmation effective du FPGA consiste à générer un Bitstream. Ce dernier est un fichier contenant tous les bits de configuration du FPGA. Il est construit pour parfaitement correspondre au circuit décrit lors de la phase de placement/routage. Une fois le Bitstream créé, il ne reste plus qu'à le télécharger sur le FPGA

qui restera ainsi configuré tant qu'il sera sous tension, ou bien lorsqu'un autre circuit y sera programmé suivant le même procédé.

### 4.2.3 Implémentation sous Vivado de l'électronique numérique d'un capteur GMI

L'implémentation des différentes fonctions numériques (DDS et SDR) est réalisée graphiquement sous Vivado en utilisant les IP. Il convient de noter que la création d'IP est réalisée grâce au langage VHDL.

#### 4.2.3.1 DDS basé sur un FPGA

Dans le chapitre 2, a été présentée l'architecture générale d'un DDS. Celui-ci comprend principalement un NCO associé à un CNA. Dans la conception actuelle, le NCO implémenté est basé sur le compilateur Xilinx logiCORE IP DDS [116]. Son architecture est similaire à celle présentée dans le chapitre 2 (Figure 2.3). Il est construit à l'aide d'un LUT de 12 bits qui fournit les échantillons du signal sinusoïdal. Un accumulateur de phase de  $N_0$  ( $N_0=12$ ) bits est également implémenté pour générer un argument de phase approprié. Cet argument de phase est mappé sur le bus d'adresse du LUT qui effectue ainsi le passage des grandeurs de phase en amplitude. Les données numériques en sortie du LUT sont présentées au CNA échantillonné à 125 MHz disponible sur la carte Red Pitaya. Le CNA utilisé est le DAC1401D125 de NXP Semiconductors [117].

La fréquence, la phase et l'amplitude sont paramétrables numériquement. La fréquence désirée,  $F_{des}$ , en sortie du DDS est obtenue en codant le nombre binaire  $FTW_{DDS}$  tel que :

$$FTW_{DDS} = \frac{F_{des} \times 2^{N_0}}{F_s} \quad (4.1)$$

avec  $N_0=12$  bits dans l'implémentation proposée (soit une résolution numérique fréquentielle de 12 bits). L'amplitude et la phase sont synthétisées avec des résolutions respectives de 18 bits et 20 bits.

Il convient de noter que dans la conception présentée dans le chapitre 2, un DDS avec une résolution numérique fréquentielle de 48 bits (accumulateur de phase de 48 bits) était utilisé. Nous avons mentionné que l'utilisation d'une résolution numérique fréquentielle élevée n'influe que sur la précision de la valeur de la fréquence désirée en sortie du DDS. Ce critère n'est alors pas déterminant pour les performances du système. Ceci nous a conduit à réduire la taille de l'accumulateur de phase et par conséquent, la résolution fréquentielle du DDS implémenté dans la nouvelle chaîne. De plus, le choix d'un accumulateur de phase et d'un LUT avec un nombre de bits similaire a été retenu afin de supprimer le bruit lié à la troncature de phase.

### 4.2.3.2 SDR basé sur un FPGA

Le SDR implémenté comprend un CAN de 125 MHz et un DDC. Le CAN utilisé est le LTC2145 de Linear Technology [118]. Il présente un  $RSB_r$  de 71.4 dB (équivalent à 11.6 bits effectifs) avec une plage dynamique de 2 V. Les données en sortie du CAN sont préalablement transmises à un circuit d'amplification numérique, avant d'être envoyées au DDC pour une démodulation synchrone. Ce dernier est constitué d'un NCO, d'un filtre CIC décimateur et d'un filtre à réponse impulsionnelle finie. Le circuit d'amplification numérique, disposant d'un gain  $G_I$ , est ici utilisé pour régler numériquement le gain du SDR.

L'implémentation du NCO nécessaire au mixage numérique est également basée sur le Xilinx logiCORE IP DDS [116]. Son architecture est identique à celui du NCO du système d'excitation (section 4.2.3.1). L'amplitude et la phase sont directement programmables avec des résolutions numériques respectives de 18 bits et 20 bits. La phase du NCO est aussi ajustée afin d'optimiser les performances de détection et la sensibilité de l'une des composantes I ou Q en sortie du capteur. Cet ajustement de phase est réalisé avec une résolution de 340 microdegrés. Comme pour le DDS, la fréquence désirée,  $F_{NCO}$ , est obtenue en codant le nombre  $FTW_{NCO}$  avec une résolution numérique de  $M_0$  ( $M_0=12$ ) bits tel que :

$$FTW_{NCO} = \frac{F_{NCO} \times 2^{M_0}}{F_s} \quad (4.1)$$

Rappelons que pour un bon fonctionnement du capteur, les résolutions numériques fréquentielles des deux NCO (du DDS et du SDR) doivent être similaires afin d'avoir une différence de fréquence nulle en sortie de démodulation (soit  $N_0 = M_0$ ).

En sortie du mixeur, les données sont filtrées par un filtre CIC décimateur d'ordre 3 avec un rapport de décimation  $N_{CIC}$  programmable (soit 3 blocs intégrateurs fonctionnant à la fréquence  $F_s$  et 3 blocs différentiateurs fonctionnant à la fréquence  $F_s/N_{CIC}$ ). Le filtre CIC implémenté est basé sur le LogiCORE IP CIC [119]. Son architecture est illustrée sur la Figure 4.5.

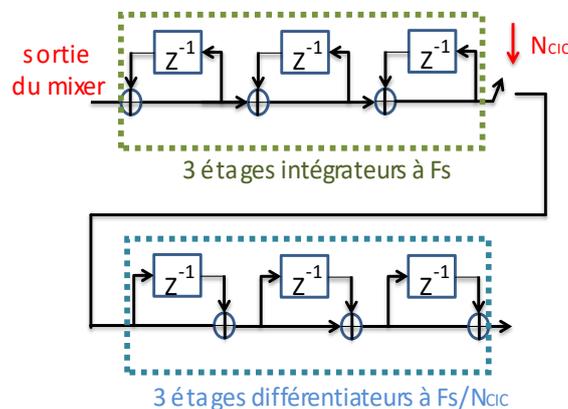


Figure 4. 5: Synoptique d'un filtre CIC d'ordre 3

Le choix d'un filtre CIC d'ordre moins élevé par rapport au système précédent, se justifie par le souhait de réduire le retard intrinsèque au récepteur numérique (section 2.2.3.5). Il est à noter que l'implémentation d'un système à retard le plus faible possible est un critère important pour le fonctionnement du capteur en magnétomètre.

Rappelons que dans la chaîne réalisée dans le chapitre 2, un filtre CIC d'ordre 4 disposant d'un gain de  $(N_{CIC})^4$  était utilisé. Afin d'éviter les débordements de calcul, l'utilisation d'un circuit de décalage (voir section 3.4.3) était nécessaire afin de compenser le gain du filtre CIC. Dans l'optique de réduire la complexité du système et le nombre de fonctions utilisées, le filtre CIC est implémenté ici avec un gain normalisé. Celui-ci est donné pour un filtre d'ordre 3 par :

$$G_{CIC} = \frac{(N_{CIC})^3}{2^{\lceil 3 \cdot \log_2(N_{CIC}) \rceil}} \quad (4.1)$$

De ce fait, son gain est proche de l'unité et par conséquent aucun circuit de décalage n'est nécessaire pour la compensation.

La sortie du filtre CIC est par la suite transmise à un filtre RIF (ou filtre de compensation) de 83 coefficients  $a_j$  symétriques synthétisés sur 16 bits afin de compenser l'écart de statistique induit par le filtre CIC. La synthèse des coefficients du filtre est effectuée sous Matlab. Ce filtre est basé sur le LogiCORE IP FIR [120]. Il dispose d'un gain  $G_{RIF}$  tel que :

$$G_{RIF} = \sum_{i=1}^{83} a_j \quad (4.2)$$

Comparée à la chaîne précédente qui présentait deux filtres RIF décimateur, seul un filtre RIF non-décimateur est implémenté ici. Un tel choix a été retenu car la compensation du filtre CIC peut être réalisée par un seul filtre RIF plutôt que deux comme on peut le constater sur la Figure 4.6. De plus, la décimation du filtre RIF n'est pas retenue dans la conception proposée puisqu'elle permet aussi d'augmenter le retard au détriment de la stabilité du capteur en boucle fermée.

La Figure 4. 6 illustre la réponse fréquentielle de la cascade des filtres intégrés dans le FPGA (Figure 4.6(a)) et un zoom sur les basses fréquences (Figure 4.6(b)) afin d'illustrer le processus de compensation du filtre RIF sur le filtre CIC. Le rapport de décimation du filtre CIC est de 125.

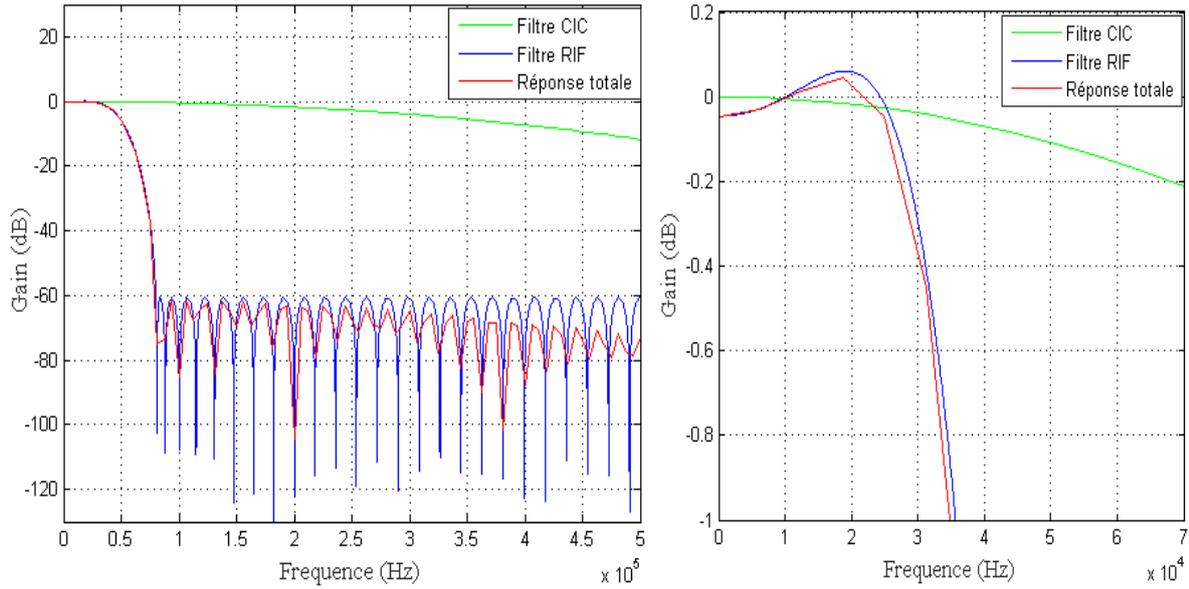


Figure 4. 6: a) Réponse fréquentielle de la cascade des deux filtres passe-bas numériques. Les rapports de décimation du filtre CIC est de 125. b) Un zoom sur les fréquences basses de la Figure 4.6 (a) est représenté. La bande de Nyquist finale ( $F_{out}/2$ ) est de 500 kHz.

La réponse finale est donc fixée par le filtre RIF avec une réjection de bruit hors bande-passante de plus de 60 dB. D'une manière similaire au DSP, les signaux I et Q en sortie du filtre RIF peuvent être traités numériquement dans le FPGA avant d'être éventuellement convertis en signal analogique par le CNA disponible sur la carte Red Pitaya. L'ensemble des fonctions réalisées (DDS, CAN et DDC), est synchronisé avec un même signal d'horloge de fréquence  $F_s$  ( $F_s=125$  MHz) aussi disponible sur la carte Red Pitaya.

Le gain,  $G_{SDR}$ , du nouveau SDR est fonction des gains des différentes étages tels que :

$$G_{SDR} = \frac{1}{2} \times G_1 \times G_{CIC} \times G_{RIF} \quad (4.3)$$

Le facteur  $\frac{1}{2}$  provient de la perte de 6 dB due au mixage.

La Figure 4. 7 montre l'architecture générale du prototype conçu. Dans cette illustration, seule la grandeur I est représentée.

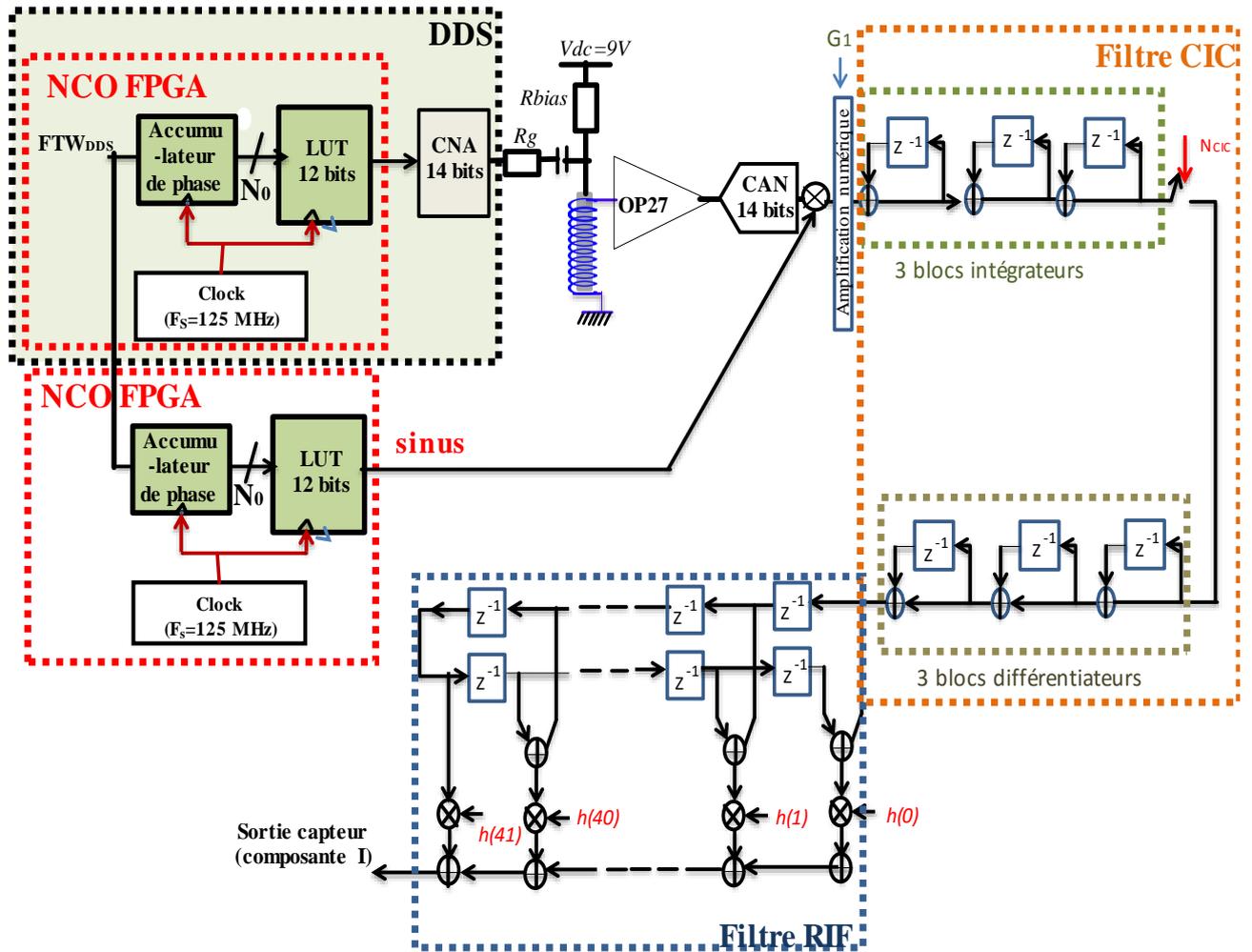


Figure 4. 7: Architecture générale d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur un FPGA. Dans cette illustration, seule la composante I est représentée.

Le tableau 4.1 récapitule les ressources nécessaires au FPGA pour la réalisation des fonctions numériques du capteur GMI. A titre d'information, ces ressources sont actuellement présentes sur les FPGA les moins chers du marché.

Composants	LUT	Bascule D	RAM	Multiplieurs câblés
Disponibles	17600	35200	60	80
Utilisés	1858	3295	2	17

Tableau 4. 1 : Récapitulatif des ressources nécessaires pour la réalisation des différentes fonctions numériques du capteur GMI sur FPGA

Afin de valider l'intégration des FPGA dans les capteurs GMI, des premiers tests ont été conduits en utilisant le même microfil et les mêmes paramètres d'excitation que dans la section 2.2.4. Les paramètres du nouveau SDR sont :  $G_I=1$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$ . La

procédure de test a consisté à appliquer un balayage en champ à l'élément sensible. Ce balayage est appliqué à l'aide d'un solénoïde de transfert 4 mT/A. La tension aux bornes de l'élément sensible est donc modulée en amplitude par le champ magnétique appliqué. En sortie du SDR, les composantes I et Q visualisées, sont illustrées sur la Figure 4.8. Elles donnent ainsi l'image des parties réelle (composante I) et imaginaire (composante Q) de la composante off-diagonal. Les résultats obtenus nous ont donc permis de valider le bon fonctionnement du capteur.

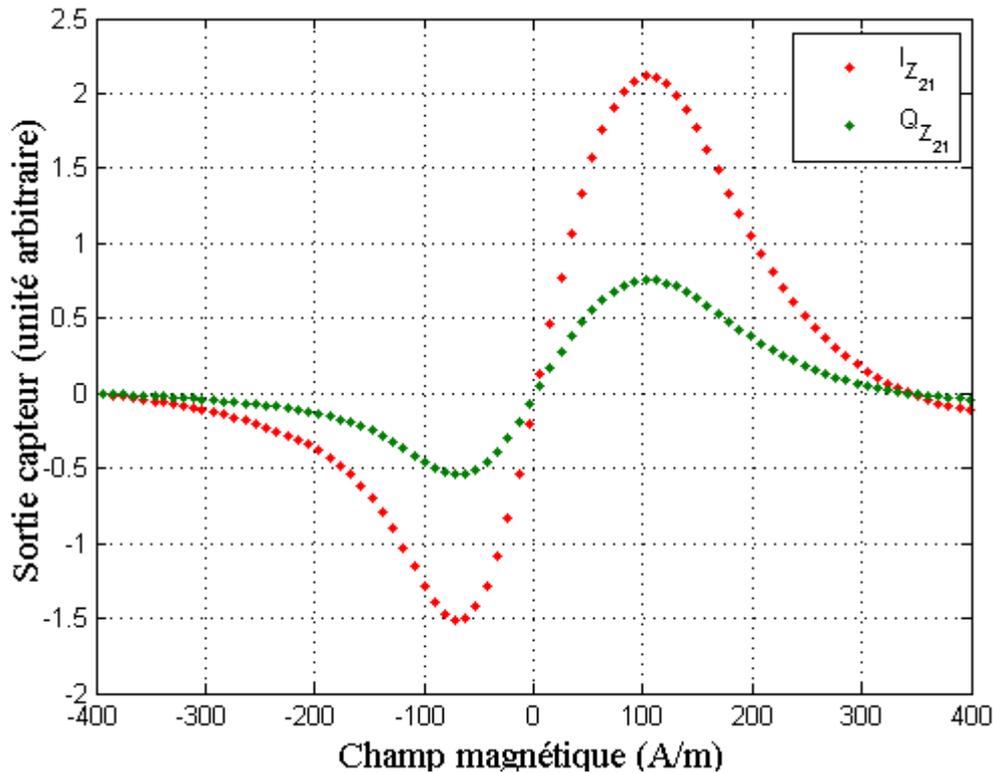


Figure 4. 8 : Exemple de composantes I et Q en sortie d'un capteur GMI off-diagonal basé sur un FPGA. Les paramètres de configuration sont :  $G_1=1$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$  ;  $I_{ac}=5$  mA,  $f_p=1$  MHz,  $I_{dc}=6$  mA,  $F_{out}/2 = 500$  kHz, Bande passante à -3dB = 43 kHz,  $G_{SDR} = 1$

Il est à noter que la détection synchrone traditionnelle, en utilisant par exemple le SR844 [121], [122], peut effectivement être utilisée pour assurer une démodulation adéquate. Cependant, ces instruments à usage général sont généralement encombrants et coûteux. Par conséquent, ils sont plus adaptés par exemple pour des manipulations à réaliser dans un laboratoire. Une solution alternative pour profiter de la courbe impaire de la composante off-diagonal consiste à implémenter un détecteur synchrone analogique dédié pour les capteurs GMI. De loin, une telle implémentation n'est également pas une tâche très facile notamment pour les fréquences d'utilisation de la GMI qui sont de l'ordre du MHz. De plus, ces détecteurs introduiraient également du bruit et des non-linéarités dus à la multiplication lors du mixage. La dépendance à la température, et les dérives des composants analogiques ainsi que l'ajustement de phase de ces détecteurs pourraient également constituer un problème, notamment dans des applications nécessitant une très bonne stabilité de la mesure à long

terme. Toutes ces contraintes prouvent le potentiel des technologies numériques pour la mise en œuvre d'un capteur GMI.

Par la suite, une induction magnétique d'environ  $0.5 \mu\text{T}$  est mesurée par le capteur. La Figure 4.9 illustre la sortie du capteur (composante I convertie en champ) pour différentes formes d'ondes. Les paramètres de configuration sont :  $G_I=10$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$  ;  $I_{ac}=3 \text{ mA}$ ,  $f_p=1 \text{ MHz}$ ,  $I_{dc}=5 \text{ mA}$ . La sensibilité mesurée en sortie du capteur est d'environ  $80 \text{ kV/T}$ .

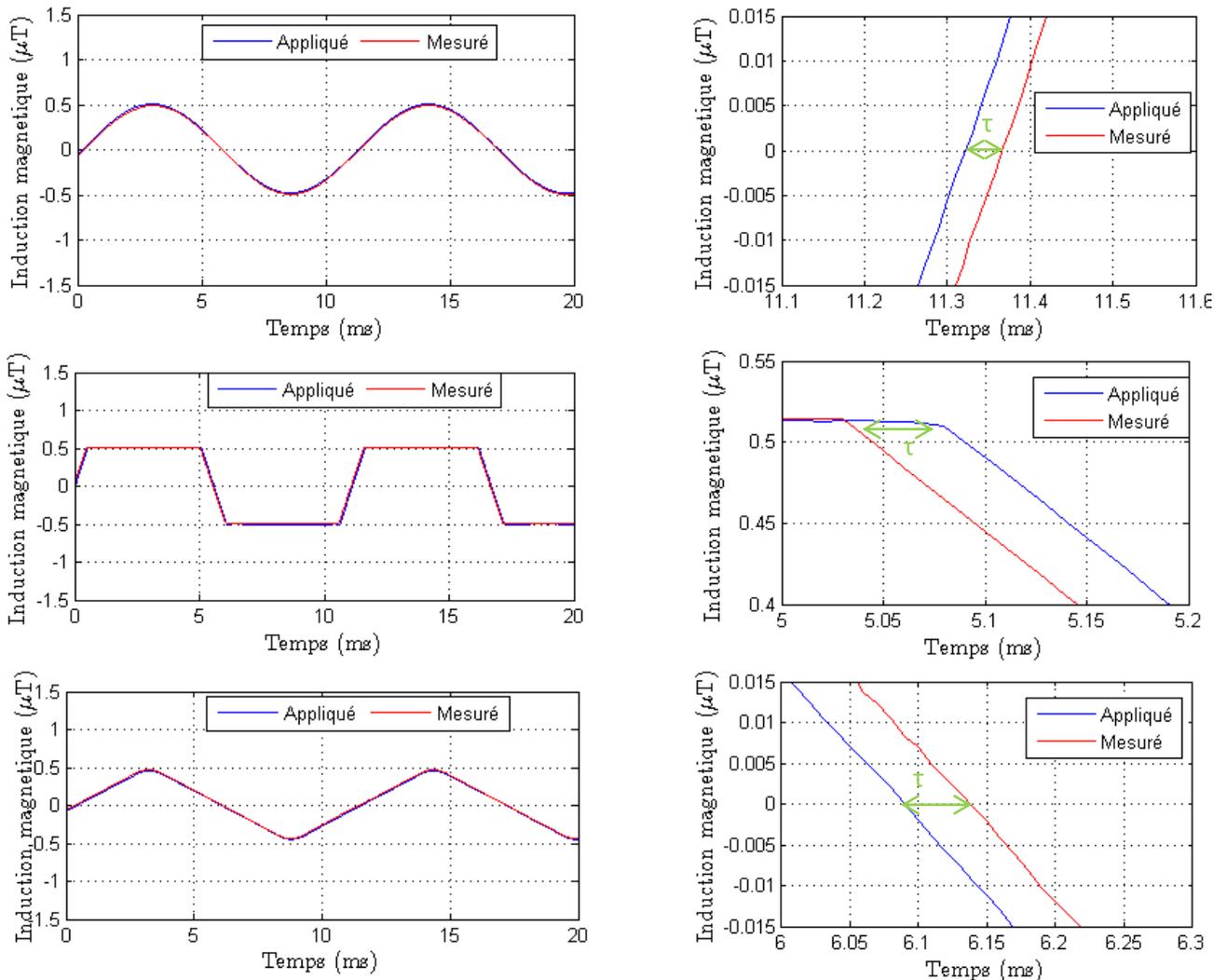


Figure 4. 9 : Composante I en sortie du SDR (sortie du capteur) obtenue lorsque l'élément sensible est soumis à une induction magnétique crête d'environ  $0.5 \mu\text{T}$  et de fréquence  $90 \text{ Hz}$ . Les paramètres de configuration sont :  $G_I=10$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$  ;  $I_{ac}=3 \text{ mA}$ ,  $f_p=1 \text{ MHz}$ ,  $I_{dc}=5 \text{ mA}$ ,  $F_{out}/2 = 500 \text{ kHz}$ , Bande passante à  $-3\text{dB} = 43 \text{ kHz}$ ,  $G_{SDR}=20$

Un retard d'environ  $45\mu\text{s}$  est également mesuré entre l'induction magnétique appliquée et celle mesurée. Le retard  $\tau$  du prototype conçu peut être directement déduit de l'équation (2.14). Il est fonction ici du filtre CIC d'ordre 3 avec un rapport de décimation  $N_{CIC}$ , de la fréquence d'échantillonnage  $F_s$  et du nombre de coefficients du filtre RIF ( $N_I$  coefficients symétriques). Il est évalué par :

$$\tau \approx \frac{1}{F_s} \left( 3 + \frac{N_1}{2} \right) \cdot N_{CIC} + \frac{3}{F_s} \quad (4.4)$$

Pour une valeur décimation du filtre CIC de 125, le retard estimé est de 44  $\mu$ s (valeur correspondante à celle mesurée). Comparé au premier système présenté, le retard a été réduit d'un facteur 6.

### 4.3 Caractérisation des performances du nouveau prototype

Suite à cette implémentation, une caractérisation des performances est réalisée. Cela débute par une modélisation de la chaîne en se basant sur les travaux présentés dans le chapitre 3 puis les performances obtenues seront présentées. Celles-ci incluent le niveau de bruit, la dynamique, la bande passante et le slew-rate.

#### 4.3.1 Evaluation des performances en bruit

Le modèle de bruit développé dans le chapitre 3 a permis de dégager les grands axes pour la quantification de la densité spectrale de bruit de l'élément sensible associé à son électronique numérique de conditionnement. Ainsi, nous avons montré que les différentes sources de bruit étaient :

- le bruit du système d'excitation incluant le DDS et les convertisseurs tension-courant,
- le bruit intrinsèque de l'élément sensible
- le bruit du préamplificateur de tension qui joue un rôle d'adaptateur d'impédance entre l'élément sensible et le SDR,
- et finalement le bruit du SDR : dans ce dernier, nous avons pu distinguer d'une part le bruit de quantification considérant le nombre de bits effectifs et d'autre part le bruit dû à la suppression de certains bits encore appelé bruit de calcul.

La démarche peut ainsi être généralisée et appliquée à la nouvelle chaîne. Le synoptique de cette dernière montrant les différentes fonctions numériques en mettant en évidence les nombres de bits en entrée/sortie de chaque circuit est illustré sur la Figure 4.10.

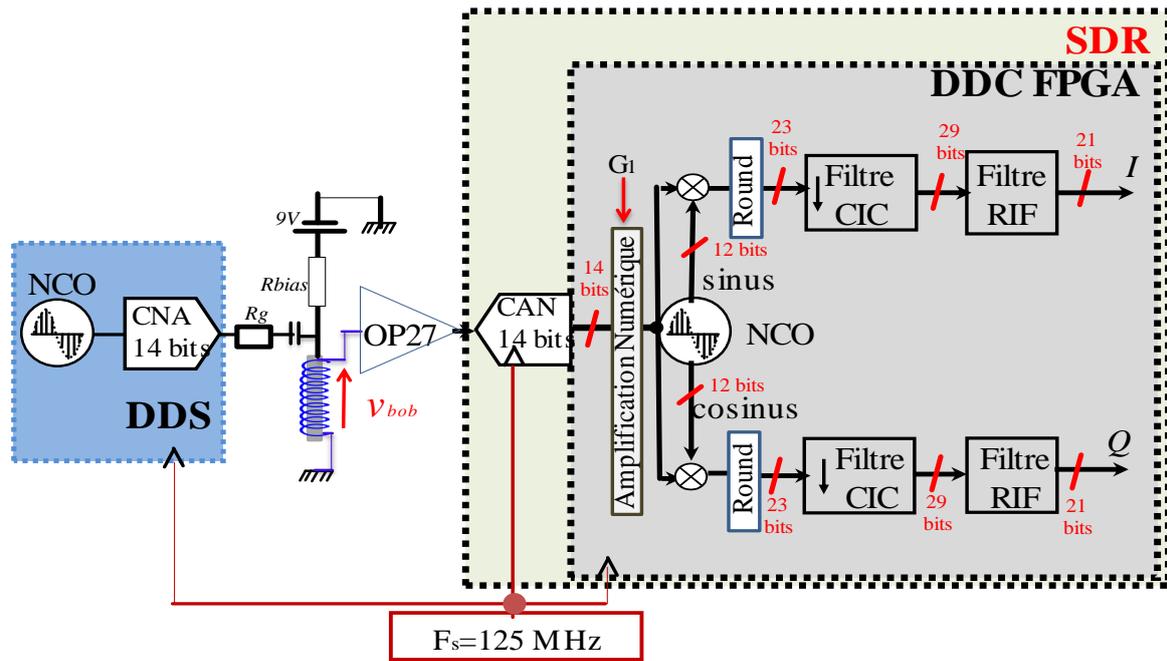


Figure 4. 10: Synoptique d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur un FPGA. Ce synoptique met en évidence la largeur des mots en entrée/sortie de chaque circuit.

#### 4.3.1.1 Le système d'excitation

Les données en sortie du NCO du DDS sont synthétisées avec un rapport signal sur bruit  $RSB_{NCO}$  de 100 dB et une résolution de 18 bits. Elles sont ensuite transmises au CNA échantillonné à 125 MHz. Les performances en bruit de ce dernier sont de -149 dBm/Hz [117]. Des mesures sur la densité spectrale en bruit du CNA du Red Pitaya ont déjà été réalisées par d'autres utilisateurs de la carte Red Pitaya [123]. Il apparaît que pour des fréquences comprises entre 200 Hz et 10 kHz, les performances mesurées sont de l'ordre de -112 dBm/Hz. Celles-ci sont différentes de celles prédites par le constructeur qui annonce -149 dBm/Hz [117].

Soit une grandeur  $x_{dBm}$  du CNA exprimée en dBm/Hz, la conversion de cette grandeur en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$  est telle que :

$$e_{nCNA} = \sqrt{\frac{R * 10^{\frac{x_{dBm}}{10}}}{1000}} \quad \text{avec } R=50 \text{ ohms} \quad (4.7)$$

Afin de s'assurer de cette densité spectrale, des mesures de bruit du CNA seul ont été réalisées. Pour cela, une valeur numérique est écrite sur celui-ci. La Figure 4.11 illustre la densité spectrale de bruit obtenue. Cette valeur correspond bien aux mesures réalisées dans la référence [123] (soit  $x_{dBm} = -112$  dBm/Hz). Cette valeur sera donc retenue par la suite.

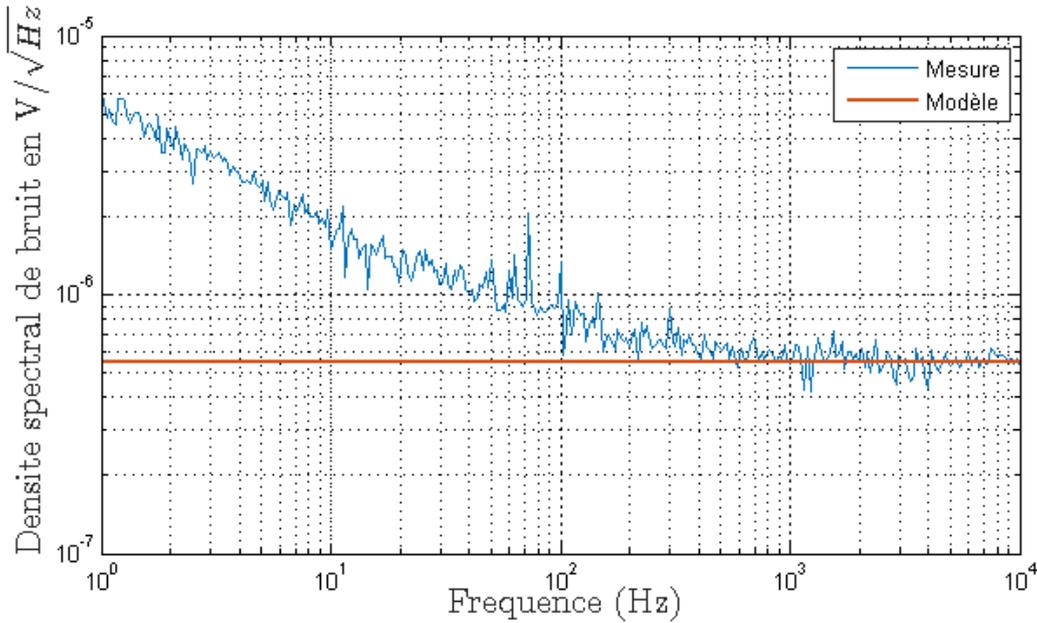


Figure 4.11 : Densité spectrale de bruit du CNA de sortie du Red Pitaya

Des performances de 530 nV/√Hz sont obtenues en zone de bruit blanc.

Les sources de bruit du système d'excitation sont donc le bruit du DDS composé du bruit du NCO et de celui du CNA ; puis le bruit de Johnson Nyquist des deux résistances d'injection. Comme montré dans la section 3.2.1, le niveau de bruit blanc du DDS est principalement dominé par le bruit intrinsèque du CNA à sa sortie.

L'évaluation des sources de bruit du système d'excitation est récapitulée dans le tableau 4.2.

Circuits du système d'excitation	Expressions des densités spectrales en entrée en $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$
NCO	$e_{n_{NCO}} = \frac{\frac{V_{FS_{NCO}}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_{NCO}}{20}} \sqrt{\frac{F_s}{2}}} \text{ avec } V_{FS_{NCO}} = 2V$
CNA	$e_{n_{CNA}} = \sqrt{\frac{R * 10^{\frac{-112}{10}}}{1000}} \text{ avec } R=50 \text{ ohms}$
DDS	$e_{n_{DDS}} = \sqrt{e_{n_{NCO}}^2 + e_{n_{CNA}}^2}$
Résistances d'injection	$e_{n_2}^2 = 4k_B T_{amb} \frac{R_g \cdot R_{bias}}{R_g + R_{bias}}$
Contribution totale du système d'excitation	$e_{n_g} = \sqrt{e_{n_{DDS}}^2 + e_{n_2}^2}$

Tableau 4.2 : Contribution des différentes sources de bruit du système d'excitation

#### 4.3.1.2 L'élément sensible associé au préamplificateur

Il s'agit du bruit de Johnson Nyquist de l'élément sensible en configuration off-diagonal, du bruit magnétique propre aux fluctuations d'impédance du microfil GMI dont la contribution est considérée négligeable en zone de bruit blanc et finalement du bruit du préamplificateur OP27 en mode non-inverseur. Ces différentes contributions sont récapitulées dans le tableau 4.3. Les caractéristiques en bruit de l'OP27 ont déjà été données dans la section 3.5.1.

Circuits	Expressions des densités spectrales en entrée en $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$
Bruit thermique de la configuration off-diagonal	$v_n = \sqrt{\left(\left \frac{Z_{21}(f_p, H_z)}{R_g + Z_{22}(f_p, H_z)}\right \right)^2 \cdot 4 \cdot k_B \cdot T_{amb} \cdot \Re(Z_{11}(f_p, H_{z0}) + R_g) + 4 \cdot k_B \cdot T_{amb} \cdot \Re(Z_{22}(f_p, H_{z0}))}$
Bruit du préamplificateur	$e_{n_{preamp}} = \sqrt{G_{OP27}^2 \left[ en_{OP27}^2 + \beta \cdot in_{OP27}^2 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_1 \right] + 4 \cdot k_B \cdot T_{amb} \cdot R_2}$ $\beta = Z_{22}^2(f_p, H_{z0}) + \left(\frac{Z_{21}(f_p, H_{z0})}{R_g + Z_{11}(f_p, H_{z0})}\right)^2 + \left(\frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2}\right)^2$

Tableau 4. 3 : Contribution des différentes sources de l'élément sensible associé au préamplificateur

#### 4.3.1.3 Le SDR

Les données en sortie du CAN peuvent préalablement être amplifiées numériquement grâce au circuit d'amplification avant d'être mixées numériquement. Ce mixage résulte de la multiplication des données en sortie du circuit de décalage codées sur 14 bits et celles provenant du NCO synthétisées sur 18 bits avec un  $RSB_{NCO}$  de 100 dB. A la sortie du multiplieur, des données codées sur 32 bits sont attendues. Cependant, en raison de la taille limitée des accumulateurs de calcul, seuls les  $M_I$  ( $M_I=23$ ) bits de poids les plus forts sont retenus par le circuit « Round » et transmis au filtre CIC décimateur d'ordre 3. La suppression de bits génère un bruit d'arrondi pour le circuit « Round » dont la densité spectrale est donnée dans le tableau 4.4.

Les données en sortie du filtre CIC sont codées sur 29 bits (Figure 4.10). Ce nombre de bits correspond au nombre de bits nécessaire pour considérer une architecture de calcul en pleine précision pour une valeur de décimation  $N_{CIC}$  de 125 (équation 3.46). Par conséquent, le filtre CIC utilise 29 bits en sortie de chaque étage intégrateur et différentiateur. Il n'induit ainsi aucun bruit dû aux opérations de troncature ou d'arrondi.

Par la suite, les données sont transmises au filtre RIF final. D'une manière similaire au premier système présenté, des données codées sur 29+16=45 bits sont attendues en sortie de

chaque multiplieur (multiplication des coefficients synthésés sur 16 bits et des données issues du filtre CIC) nécessaire lors de l'implémentation des filtres RIF. Néanmoins les données en sortie sont arrondies à  $N_3$  ( $N_3=21$  bits). La perte des LSB génère un bruit d'arrondi en sortie de chaque multiplieur. Du fait que le filtre utilise  $N_1$  coefficients symétriques (soit  $\frac{N_1+1}{2} = 42$  multiplications), le bruit du filtre RIF est égal à la somme des puissances de bruit de chaque multiplieur. Les contributions en bruit respectives sont données dans le tableau 4.4.

Circuits	Expressions des densités spectrales en entrée en $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$
CAN	$e_{n_{CAN}} = \frac{\frac{V_{FS}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_r}{20}} \sqrt{\frac{F_s}{2}}} \text{ avec } V_{FS} = 2V$
NCO	$e_{n_{NCO}} = \frac{\frac{V_{FS_{NCO}}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_{NCO}}{20}} \sqrt{\frac{F_s}{2}}} \text{ avec } V_{FS_{NCO}} = 2V$
Round	$e_{n_{Round}} = \frac{2^{-M_1}}{\sqrt{\frac{F_s}{2}}} = \frac{2^{-M_1}}{\sqrt{6F_s}} \text{ avec } M_1 = 23$
Filtre RIF	$e_{n_{RIF}} = \sqrt{\frac{N_1+1}{2}} \frac{2^{-N_3}}{\sqrt{2N_{CIC}}} = \sqrt{\frac{N_1+1}{2}} \frac{2^{-N_3}}{\sqrt{6\frac{F_s}{N_{CIC}}}} \text{ avec } N_3 = 21 \text{ et } N_1 = 83$

**Tableau 4. 4 : Contribution des différentes sources de bruit du SDR**

Finalement, compte tenu des différentes sources de bruit (DDS, convertisseur tension-courant, élément sensible et préamplificateur) considérées autour de la porteuse, la densité spectrale,  $e_{n_{sensor}}$ , du capteur est exprimée en sortie de chaîne comme suit :

$$e_{n_{sensor}} = \sqrt{\left[ \left( e_{n_g}^2 \cdot \left( \frac{Z_{21}(f_p, H_z)}{R_g + Z_{11}(f_p, H_z)} \right) \right)^2 + v_n^2 \right] G_{OP27}^2 + e_{n_{preamp}}^2} \left( G_{SDR} * k_d \right)^2 + e_{n_{SDR}}^2 \quad (4.5)$$

Où  $e_{n_{SDR}}$  désigne la densité spectrale du nouveau SDR (CAN et DDC). Elle s'exprime comme suit :

$$e_{n_{SDR}} = \sqrt{e_{n_{CAN}}^2 \times G_{SDR}^2 + \left( \left( \left( \frac{1}{2} \right)^2 \times e_{n_{NCO}}^2 + e_{n_{Round}}^2 \right) \cdot G_{CIC}^2 + e_{n_{RIF}}^2 \right) \times G_{RIF}^2} \quad (4.6)$$

#### 4.3.1.4 Validation du modèle de bruit

Des mesures ont ensuite été réalisées à l'aide de l'analyseur dynamique HP3562A afin de valider le modèle de bruit présenté. Pour ce faire, la composante I est appliquée au CNA disponible sur la carte Red Pitaya pour visualisation. D'après la Figure 4.11, un niveau de bruit de 530 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  est obtenu en zone de bruit blanc. Afin que ce CNA ne dégrade pas les performances en bruit du capteur, le circuit d'amplification disposant d'un gain  $G_I$  (Figure 4.10), est donc réglé de sorte à amplifier le bruit du SDR.

Partant de la modélisation effectuée, des premières mesures ont été réalisées afin de valider le calcul de la densité spectrale de bruit du SDR. La Figure 4.12 montre les résultats obtenus avec l'analyseur HP3562A. Pour se faire, l'entrée du CAN est mise en court-circuit et des mesures sont données pour différentes valeurs de  $G_I$  (valeur permettant de régler le gain du SDR (cf équation 4.3)). Les paramètres du SDR sont :  $N_{CIC}=125$ ,  $G_{RIF}=2$ . La bande passante du récepteur à -3dB est d'environ 43 kHz.

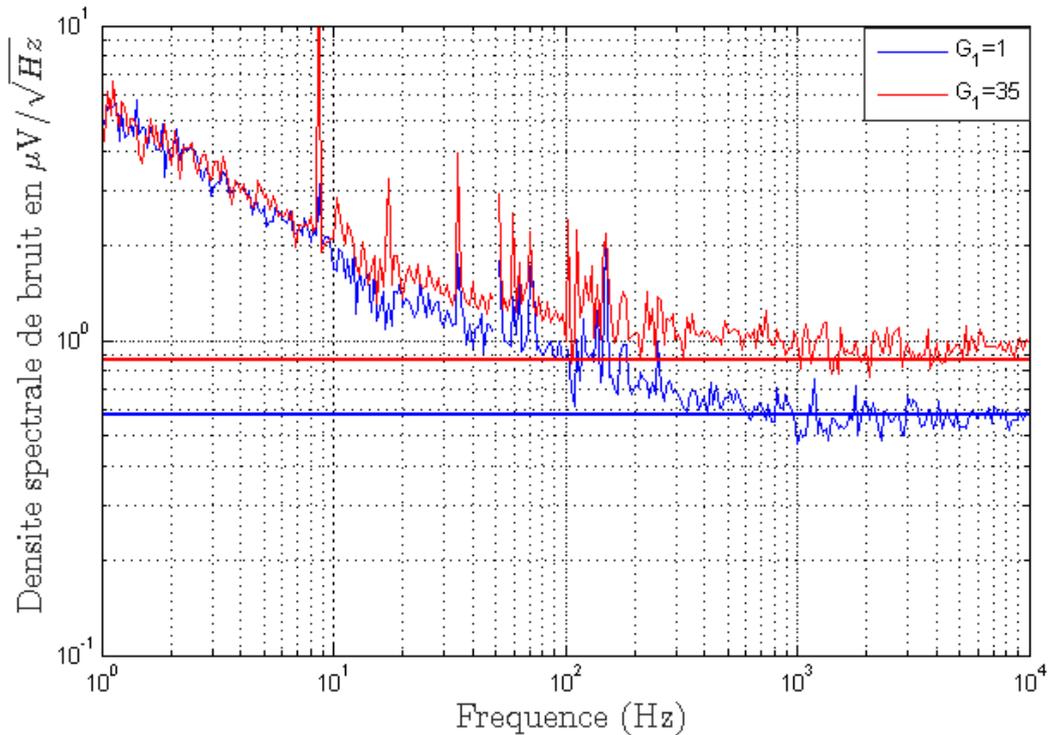


Figure 4. 12 : Comparaison de la densité spectrale mesurée avec le modèle analytique développé. Les paramètres du récepteur sont :  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$ . La fréquence de Nyquist finale  $F_{out}/2$  et la bande passante à -3dB sont de de 500 kHz et 43 kHz respectivement.

Les résultats obtenus par la mesure ont été comparés avec le modèle analytique développé selon l'équation (4.6). Cette comparaison montre l'adéquation du modèle pour le calcul de la densité spectrale en zone de bruit blanc.

En analysant de près les résultats obtenus, on constate que pour une valeur de «  $G_1$  » unitaire, le niveau de bruit obtenu en zone de bruit blanc est à l'image de celui du CNA (Figure 4.11). Quant à la courbe obtenue pour «  $G_1=35$  », elle montre que le niveau de bruit du SDR prédomine sur celui du CNA de sortie. La courbe est obtenue en amplifiant la puissance du bruit du SDR. Pour un fonctionnement en capteur, la sensibilité en tension du capteur sera de la même manière amplifiée d'où la non-dégradation du niveau de bruit équivalent en champ comme nous le verrons par la suite. De plus, on note sur la Figure 4.12 un bruit 1/f pour le nouveau SDR comparé à celui utilisé dans la chaîne précédente. Ce bruit 1/f est dû au CNA qui est ici utilisé uniquement pour la visualisation.

Pour conclure, nous considérons dans tout ce qui suit que la valeur de «  $G_1$  » doit être telle que  $G_1 > 35$  afin que la contribution du CNA de sortie soit "négligeable" en zone de bruit blanc.

Les performances de la nouvelle chaîne complète sont par la suite présentées en utilisant le même élément sensible que dans la première chaîne. La densité spectrale de bruit en tension est aussi mesurée avec l'analyseur HP3562A. Comme précédemment, la fréquence d'excitation est de 1 MHz. Les paramètres  $I_{ac}$  et  $I_{dc}$  du microfil sont respectivement de 7 mA et 5 mA. Les paramètres de configuration de la partie analogique sont :  $G_{OP27}=1$  ( $R_2=0 \Omega$ ,  $R_1=\infty$ ),  $R_g=140 \Omega$ ,  $R_{bias}=1800 \Omega$ ,  $Z_{21} \approx 0 \Omega$ ,  $Z_{11}=5 \Omega$ ,  $Z_{22}=600 \Omega$ . Les caractéristiques du microfil utilisé sont les mêmes que celles présentées dans le chapitre 3. Pour s'assurer du bon fonctionnement du capteur, un champ magnétique de référence d'environ 50 nT<sub>rms</sub> d'amplitude et de fréquence 60 Hz est mesuré par le capteur. Seul l'élément sensible et la source de ce champ magnétique ont été placés dans un environnement blindé. Aucun champ de polarisation ( $H_{z0} \approx 0$  A/m) n'est également appliqué afin d'optimiser la sensibilité du capteur, et de réduire la contribution du bruit du système d'excitation. Les paramètres du SDR sont :  $G_I=40$ ,  $N_{CIC}=125$ ,  $G_{RIF}=2$ . Soit un gain  $G_{SDR}$  de 40.

La Figure 4.13 (a) représente la densité spectrale de bruit mesurée et calculée pour la nouvelle chaîne selon l'équation (4.5). Des performances mesurées de 1.2  $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  sont obtenues tel que prédit par le modèle en zone de bruit blanc.

La densité spectrale de bruit du capteur est ensuite exprimée en termes de bruit équivalent en champ. Cette expression est obtenue en faisant le rapport entre cette densité spectrale de bruit et la sensibilité en tension du capteur. La Figure 4.13 (b) illustre cette fonction de transfert. Une sensibilité d'environ 660 kV/T est mesurée dans une plage fréquentielle allant du continu (DC) jusqu'à 10 kHz.

Le bruit magnétique équivalent  $b_{ec}$  mesuré et calculé est donné sur la Figure 4.13 (c). Des performances de 1.8 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  sont obtenues par mesure, et par le modèle analytique en zone de bruit blanc. Des niveaux de bruit de 10 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  à 10 Hz et 33 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  à 1 Hz sont également

mesurés pour le microfil utilisé. Le bruit 1/f pourrait être attribué au bruit magnétique de l'élément sensible selon l'équation (3.4).

Il est à noter que le CNA en sortie du capteur dégrade légèrement le niveau de bruit équivalent en champ. Celui-ci a été utilisé que pour des besoins de mesures et de disponibilité. Sa contribution en sortie est de 530 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  (pour une densité spectrale du reste de l'électronique calculée d'environ 1  $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ). Le tableau 4.5 récapitule les contributions en bruit calculées de la nouvelle chaîne.

Sources de bruit	Densité spectrale de bruit de la source considérée (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )	Contribution de la densité spectrale en sortie du capteur (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )
Système d'excitation (DDS + résistances d'injection)	$e_{ng} = 530$	$\approx 0$
Élément sensible	$v_n \approx 3$	169
Préamplificateur	$e_{n_{preamp}} = 3$	169
ADC	$e_{n_{CAN}} = 24.1$	964
NCO	$e_{n_{NCO}} = 0.8$	0.8
Round	$e_{n_{round1}} = 0.004$	0.008
Filtre RIF	$e_{n_{RIF}} = 0.19$	0.38
CNA de sortie	$e_{n_{CNA}} = 530$	530

**Tableau 4. 5 : Densités spectrales de bruit de chaque source de bruit de la chaîne de mesure et leurs contributions en sortie. Les paramètres de configuration sont :  $G_{OP27} = 1$ ,  $G_I = 40$ ,  $NCIC = 125$ ,  $G_{RIF} = 2$ ,  $F_{out}/2 = 500 \text{ kHz}$ , Bande passante à -3dB = 46 kHz,  $G_{SDR} = 40$ .**

Ainsi, si la conversion numérique-analogique n'est pas effectuée ou si un CNA à faible bruit (voir section 4.3.1.5) est utilisé, des performances autour de 1.4 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  sont attendues en zone de bruit blanc.

Ces résultats rejoignent les mesures effectuées au Laboratoire GREYC sur un échantillon similaire à celui utilisé ici avec des paramètres d'excitation tels que  $I_{ac} = 18 \text{ mA}$  et  $I_{dc} = 20 \text{ mA}$ . Ils obtiennent des performances de 14.5 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  et 1.4 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  à 1 Hz et en zone de bruit blanc, respectivement. Ces performances sont donc comparables à celles obtenues, avec le prototype conçu, en zone de bruit blanc et notamment à 1 Hz au regard des paramètres d'excitation. Nous invitons le lecteur à se référer à l'annexe 5.

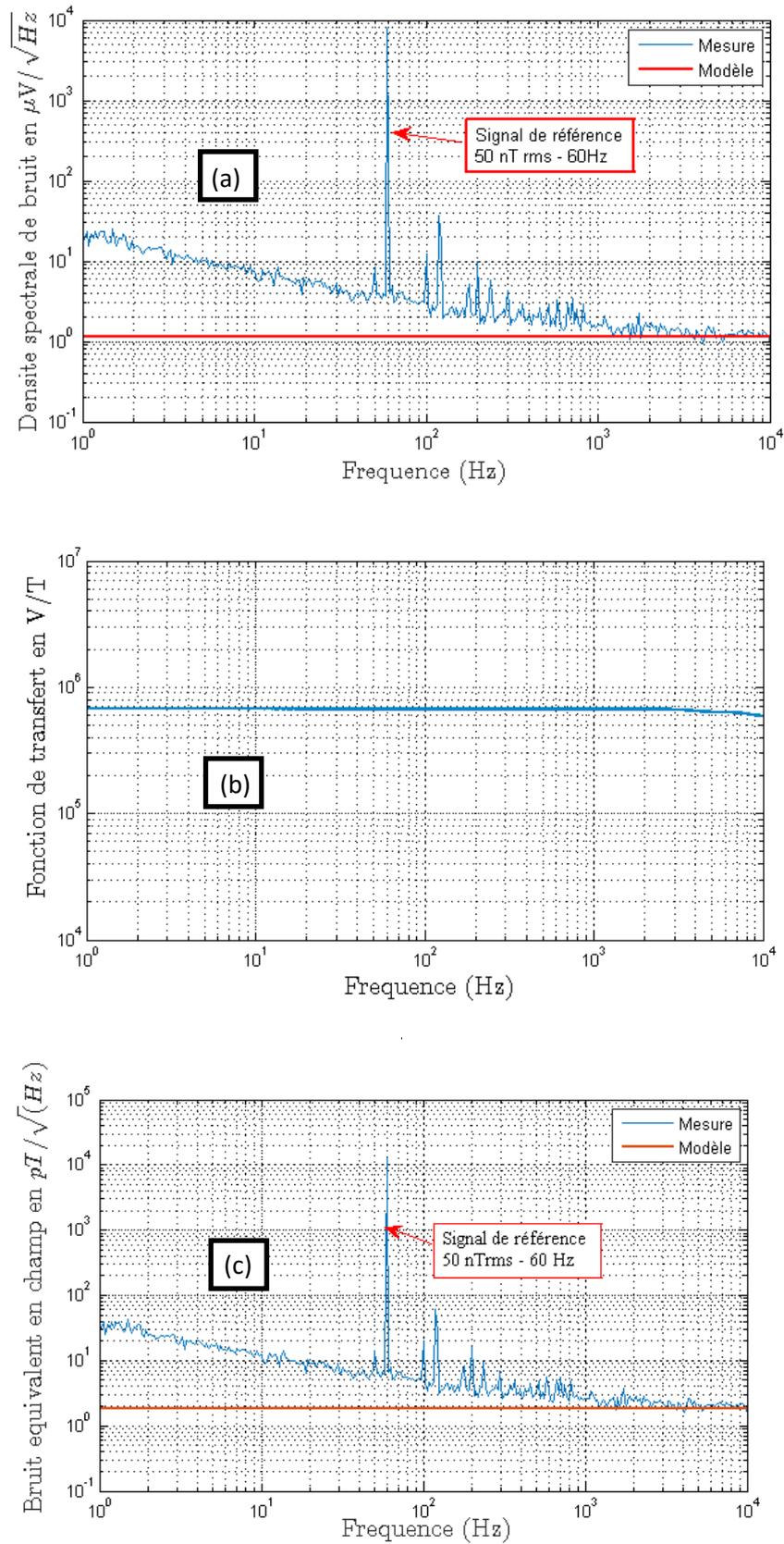


Figure 4. 13 : a) Densité spectrale de bruit du capteur GMI numérique basé sur un FPGA ; b) Fonction de transfert ou sensibilité. C) Niveau de bruit équivalent en champ. Les paramètres d'excitation sont  $I_{ac}=7mA$ ,  $I_{dc}=5mA$ . Les paramètres du récepteur sont :  $G_{op27}=1$  ;  $G_I=40$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$   $Fou_{\gamma/2} = 500$  kHz, Bande passante à -3dB = 43 kHz,  $G_{SDR} = 40$ .

Les niveaux de bruit équivalent en champ obtenus semblent aussi prometteur au regard de l'état de l'art des capteurs GMI en boucle ouverte comme on peut le constater dans le tableau 4.6 qui présente une comparaison entre les différents travaux.

Réf	Configuration	Elément sensible	Excitation	Détecteur	Niveau en zone de bruit blanc (pT/√Hz)	Niveau de bruit à 10 Hz (pT/√Hz)	Niveau de bruit à 1 Hz (pT/√Hz)
Malatek <i>et. coll.</i> [72]	Off-diagonal	Ruban Longueur :11 cm Largeur : 1.2 mm Epaisseur : 17 μm Bobine de capture : 290 tours	I <sub>ac</sub> =50 mArms I <sub>dc</sub> =10 mA F=360 kHz  I <sub>ac</sub> =30 mArms I <sub>dc</sub> =10 mA F=360 kHz	Détecteur synchrone analogique SR844	4	10	30
				Détecteur synchrone analogique associé à une suppression de porteuse	0.7	10	-
Dufay <i>et. Coll.</i> [47]	Off-diagonal	Fil amorphe CoFeSiB Longueur : 2.5 cm Diamètre : 100 μm Bobine de capture : 1000 tours	I <sub>ac</sub> =13 mArms I <sub>dc</sub> =6 mA F=1 MHz	Détecteur à diode (boucle ouverte)	0.7	9	30
				Détecteur à diode (boucle fermée)	1.7	10	35
Malatek <i>et. coll.</i> [42]	Off diagonal	Ruban Longueur :11 cm Largeur : 1.2 mm Epaisseur : 17 μm Bobine de capture : 290 tours	I <sub>ac</sub> =10 mArms I <sub>dc</sub> =20 mA F=300 kHz	Détecteur synchrone analogique SR844	8	-	17
Nos travaux	Off diagonal	Fil amorphe CoFeSiB Longueur : 2.5 cm Diamètre : 100 μm Bobine de capture : 400 tours	I <sub>ac</sub> =5 mArms I <sub>dc</sub> =5 mA F=1 MHz	SDR FPGA Numérique	1.8	10	33

**Tableau 4. 6 : Comparaison des principales performances en bruit reportée dans l'état de l'art**

Par exemple, M. Malatek *et. Coll.* présentent des performances respectives de 4 pT/√Hz et 8 pT/√Hz en zone de bruit blanc puis 30 pT/√Hz et 17 pT/√Hz à 1 Hz avec un fil de 11 cm [72], [42]. Une attention particulière doit être portée à la longueur de l'élément sensible. En effet, la sensibilité intrinsèque du capteur est directement proportionnelle au volume de l'échantillon GMI. Pour un diamètre typique du fil de 100 μm, l'utilisation d'un fil de longueur plus grande augmente la sensibilité et par conséquent pour des configurations similaires, cela engendre une réduction du niveau de bruit équivalent en champ.

Dans les travaux présentés dans le prototype, des performances de  $1.8 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  sont obtenues en zone de bruit blanc et  $33 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  à 1 Hz pour un élément sensible de 2.5 cm. Pour information, les travaux de M. Malatek *et. Coll.* utilisent un fil 4.4 fois plus grand que celui utilisé dans ce manuscrit [72], [42]. En considérant une sensibilité par unité de longueur, les performances par unité de longueur des travaux [72] et [42], rappelées dans le tableau 4.6 deviennent respectivement  $44 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz/cm}}$  et  $88 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz/cm}}$  en zone de bruit blanc et  $330 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz/cm}}$  et  $187 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz/cm}}$  à 1 Hz.

Quant aux résultats du prototype conçu, des performances par unité de longueur de  $4.5 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz/cm}}$  et  $82.5 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz/cm}}$  sont obtenues en zone de bruit blanc et à 1 Hz, respectivement. Ces résultats montrent que les performances obtenues sont prometteuses comparées à celles présentées dans l'état de l'art des capteurs GMI.

Les performances obtenues par B. Dufay *et. Coll.* font partie des meilleures en termes de niveau de bruit équivalent en champ [47], [4]. Ils obtiennent des performances de  $0.7 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  en zone de bruit blanc et  $30 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  à 1 Hz avec un fil de 2.5 cm. Les résultats ont été obtenus avec une sensibilité supérieure au regard des paramètres d'excitation et du nombre de tour de la bobine. Dans les dispositifs numériques, la plage dynamique d'entrée du CAN impose une sensibilité maximale en entrée du capteur ce qui n'est pas le cas dans les systèmes analogiques puisque dans ces derniers, la plage dynamique, directement liée à l'alimentation du circuit, est de loin supérieure à celle obtenue avec un CAN fonctionnant à haute fréquence et disposant d'une résolution élevée.

Une limitation principale de la conception actuelle est la valeur de la sensibilité en tension,  $S_v$ . Comme discuté dans le chapitre 3, la sensibilité maximale est limitée par la plage dynamique d'entrée du CAN (seulement de 1 V crête), limitant à son tour le niveau de bruit équivalent en champ pour une densité spectrale donnée. Dans un conditionnement analogique, basé sur un détecteur de crête par exemple, la dynamique obtenue est largement supérieure à 1 V crête, et par conséquent la sensibilité attendue est plus grande. Si avec le concept numérique, le niveau de bruit équivalent en champ obtenu est encore comparable à celui obtenu avec les systèmes analogiques malgré la limitation en sensibilité, on pourrait croire que la densité spectrale totale de l'électronique numérique est inférieure à celui qui pourrait être obtenu avec une électronique de conditionnement analogique.

Par ailleurs, il convient également de noter que le niveau de bruit à 1 Hz obtenu est largement comparable à ceux de l'état de l'art des capteurs GMI au regard du tableau 4.6.

Pour le nouveau prototype, la plage dynamique du CAN impose également une excursion maximale d'environ  $\pm 60 \mu\text{T}$  correspondant à une dynamique numérique de  $156 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$  en zone de bruit blanc.

Néanmoins, si les données numériques en sortie du SDR sont converties en analogique via le CNA de sortie du Red Pitaya, une dynamique d'environ  $122 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$ , correspondant à  $\pm 1.5$

$\mu\text{T}$  d'excursion maximale d'induction magnétique, est obtenue. Il est à noter que le CNA de sortie dispose d'une plage dynamique de 2 V et n'est utilisé ici que pour des raisons de visualisation. La reversion en analogique n'est pas forcément nécessaire. En effet, outre pour des raisons de visualisation, l'utilisation d'un CNA en sortie de chaîne s'impose uniquement lors d'un fonctionnement du capteur en magnétomètre. Dans ce dernier cas, les données numériques en sortie du SDR doivent être reconverties en analogique afin de générer le champ de contre réaction. Ainsi, dans une telle configuration, un CNA avec une plage dynamique plus grande doit être utilisé (tel que présenté sur la première chaîne). Typiquement, lorsque les données en sortie du SDR sont converties en analogique avec un CNA disposant d'une dynamique de  $\pm 10$  V, une plage dynamique du capteur de  $144 \text{ dB}/\sqrt{\text{Hz}}$ , correspondant à  $\pm 15 \mu\text{T}$  d'excursion maximale d'induction magnétique est attendue.

### 4.3.2 Vitesse de variation maximale en champ et dynamique du capteur

Le slew rate a également été mesuré pour les mêmes paramètres que précédemment. La Figure 4.14 illustre cette caractéristique pour des variations croissante (Figure 4.14(a)) et décroissante (Figure 4.14(b)) d'induction magnétique.

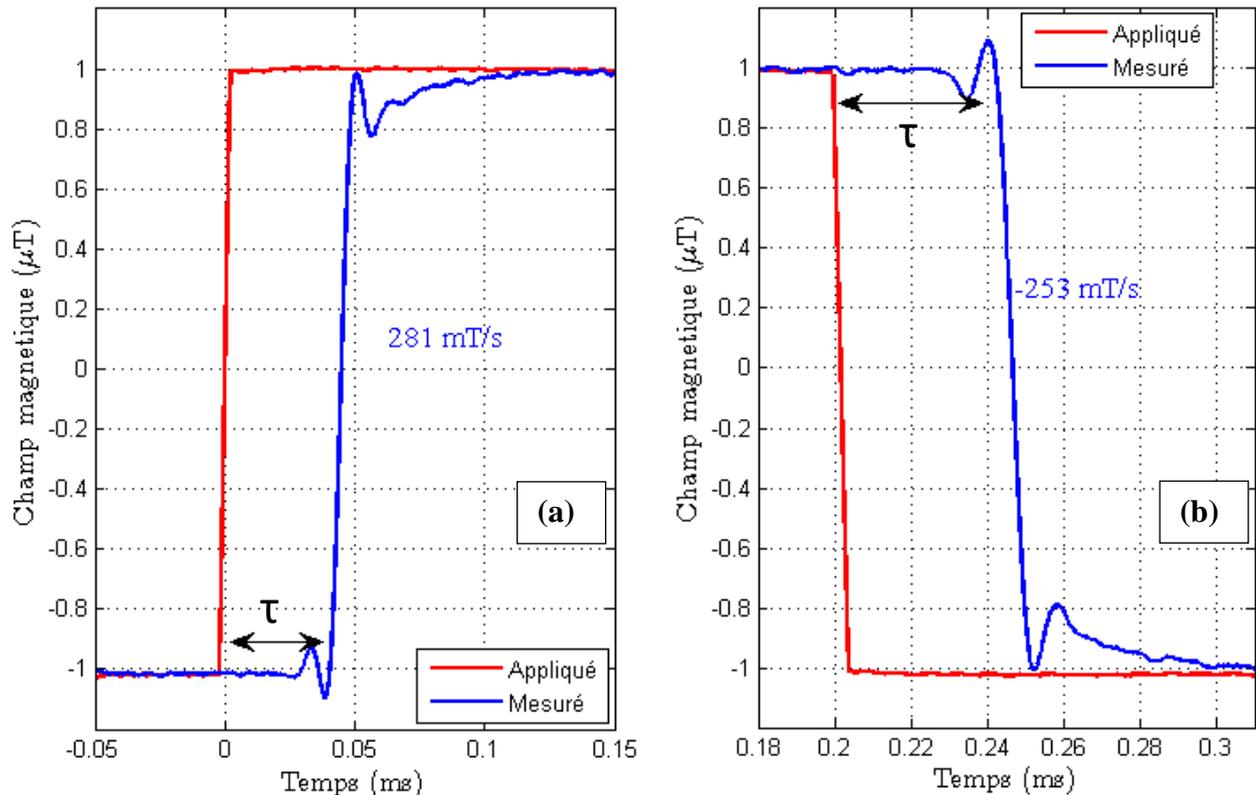


Figure 4. 14 : Evaluation du slew rate du prototype conçu. Les paramètres d'excitation sont  $I_{ac}=7\text{mA}$ ,  $I_{dc}=6\text{mA}$ . Les paramètres du récepteur sont :  $G_{op27}=1$  ;  $G_I=40$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$  ;  $F_{out}/2 = 500 \text{ kHz}$ , Bande passante à  $-3\text{dB} = 43 \text{ kHz}$ ,  $G_{SDR} = 40$ . La courbe rouge correspond au champ magnétique appliqué (type échelon) et la courbe rouge correspond au champ magnétique mesuré par le capteur. a) Mesure de champ pour un échelon de champ croissant ; b) Mesure de champ pour un échelon de champ décroissant.

Des pentes maximales de 281 mT/s et -236 mT/s sont respectivement mesurées pour des variations croissante et décroissante de champ magnétique. Pour un rapport de décimation du filtre CIC de 125, le retard estimé selon l'équation (4.4) est de 44  $\mu$ s (valeur correspondante à celle mesurée).

#### 4.4 Proposition d'architecture optimale

L'approche de modélisation présentée tout au long de ce manuscrit a permis de dégager l'architecture générale d'un capteur GMI numérique. Nous avons ainsi pu montrer que les pistes d'optimisation des performances en bruit consistaient principalement en l'utilisation d'un CAN à haute résolution (nombre de bits effectifs plus élevé) et à haute fréquence d'échantillonnage. Cependant, l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage s'accompagne généralement d'une réduction du nombre de bits effectifs. Il s'agit donc d'une limitation technologique à laquelle nous nous sommes heurtés. De loin, les meilleurs CAN au regard de la technologie actuelle ont globalement 14 bits effectifs et peuvent fonctionner jusqu'à 250 MHz.

Une chaîne améliorée peut néanmoins être conçue partant des pistes d'optimisation dégagées tout au long de ce manuscrit. Ainsi, la possibilité de reconfiguration des FPGA associée à un temps de développement court nous pousse à retenir cette technologie dans l'architecture à proposer. Il doit ainsi intégrer un DDS constitué d'un NCO et d'un CNA à haute résolution cadencé à plusieurs MHz. Le CNA proposé est le DAC5686 de Texas Instruments [124]. Il présente un SNR de 80 dB et peut fonctionner jusqu'à 500 MHz. Quant à la chaîne de détection, elle doit comporter un préamplificateur qui servira d'adaptation d'impédance entre l'élément sensible et le CAN. Le préamplificateur proposé est l'OP27, similaire à celui utilisé dans ce chapitre.

Un filtre anti-repliement accordé à la fréquence de la porteuse doit éventuellement être utilisé en amont du CAN afin d'éviter tout repliement de bruit. La tension en sortie du préamplificateur est ensuite numérisée grâce à l'AD9446 d'Analog Devices présentant un  $RSB_r$  de 83.6 dB (soit 14 bits effectifs) [125] et cadencé à 100 MHz. L'architecture du DDC reprend celle présentée dans ce chapitre et illustrée sur la Figure 4.9. Aussi, une attention particulière doit être portée à l'implémentation matérielle du récepteur numérique notamment les filtres RIF. Le bruit de ces derniers augmente, comme montré dans le chapitre 3, lorsque le nombre de coefficients augmentent et lorsque le nombre de bits en sortie de chaque multiplieur diminue. Un certain compromis devrait donc être trouvé afin que le bruit du filtre RIF et des fonctions numériques après numérisation, soient inférieur au LSB du CAN.

Après décimation et filtrage, un CNA à basse-fréquence avec une plage dynamique et une résolution les plus grandes possibles est nécessaire. Celui proposé en sortie est le LTC2757.

C'est un convertisseur 18 bits avec une plage dynamique de +/-10V et une densité spectrale de bruit  $13 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$  [126].

Avec un tel système, des performances de l'ordre de  $400 fT/\sqrt{Hz}$  sont attendues en zone de bruit blanc pour un élément sensible de 2.5 cm. Ces résultats seraient donc comparables au meilleur capteur Fluxgate orthogonal en mode fondamental présenté par M. Butta [75]. Il présente un niveau de bruit blanc de  $200 fT/\sqrt{Hz}$  obtenu à l'aide d'un élément sensible de longueur 11 cm, excité à une fréquence de 100 kHz. De plus, dans ces travaux, une carte de National Instruments (NI-PXI 5922) est utilisée.

Par ailleurs, il convient de noter que les problématiques de numérisation ne sont pas les mêmes entre les capteurs GMI et les Fluxgates orthogonal en mode fondamental. En effet, dans les Fluxgates, les fréquences d'excitation de l'élément sensible sont généralement très faibles par rapport à celles qui sont généralement utilisées dans les capteurs GMI. Les basses fréquences permettent d'utiliser des CAN avec une fréquence d'échantillonnage très élevée (par rapport à la fréquence du signal d'intérêt) et une résolution élevée (avec un nombre de bits effectifs au moins compris entre 17 et 20 bits [127]). Pour des fréquences d'intérêt de l'ordre du mégahertz, tel pour les capteurs GMI, la disponibilité des CAN à haute résolution et haute fréquence d'échantillonnage est moins évidente. De ce fait, la comparaison entre un Fluxgate numérique orthogonal en mode fondamental et les travaux actuels sur les capteurs GMI numériques n'est en réalité pas simple.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, a été présenté un prototype basé sur un FPGA. La flexibilité de programmation des FPGA leur confère des atouts majeurs pour leur application dans les capteurs GMI. Dans la conception proposée, toutes les fonctions numériques nécessaires pour le fonctionnement du capteur ont été implémentées sur le circuit FPGA. Suite à cela, une généralisation du modèle analytique de bruit en zone de bruit blanc, développé dans le chapitre 3, a été effectuée et appliquée à la nouvelle chaîne. Ce modèle a ainsi été validé par des mesures de bruit réelles. Un niveau de bruit de  $1.8 pT/\sqrt{Hz}$  est obtenu en zone de bruit blanc. Des performances de  $10 pT/\sqrt{Hz}$  et  $33 pT/\sqrt{Hz}$  sont respectivement obtenues à 10 Hz et 1 Hz. Au regard de l'état de l'art, les performances obtenues sont très compétitives par rapport à une mise en œuvre de capteurs GMI associés à des techniques analogiques de conditionnement.

La modélisation effectuée a également permis de discerner les limitations existantes en vue de proposer une architecture optimale de capteurs. Considérant la chaîne optimale proposée, des performances de l'ordre de  $400 fT/\sqrt{Hz}$  sont attendues en zone de bruit blanc.

## Conclusion générale

Ce travail de thèse a porté sur l'implémentation et le développement d'une nouvelle catégorie de capteurs GMI utilisant les techniques numériques pour le traitement des signaux, la modélisation de leur performance en zone de bruit blanc et leur caractérisation. C'est un travail à caractère pluridisciplinaire. Il nécessite des connaissances et des compétences aussi bien théoriques qu'expérimentales, allant du magnétisme et électromagnétisme, au traitement numérique du signal en temps-réel (DSP, FPGA, implémentation SDR) en passant par l'électronique analogique radiofréquence (RF), sans oublier les aspects d'instrumentation et de mesure.

Les travaux sur les techniques numériques de conditionnement des capteurs GMI ont été initiés au laboratoire G2ELAB. Ces travaux visaient à présenter le potentiel de ces techniques associées à une configuration classique de capteurs. Néanmoins, aucune optimisation tant sur l'implémentation que sur les performances n'avait été effectuée pour la réalisation de capteurs à haute sensibilité et haut niveau de détection

Notre travail présenté dans ce manuscrit, peut être considéré comme une suite logique des premières études réalisées au G2ELAB.

Dans cette optique, nous avons présenté dans le premier chapitre un état de l'art sur les capteurs GMI. Celui-ci décrit les mécanismes associés à la GMI ainsi que le principe de mise en œuvre pour la réalisation de capteurs magnétiques. Les forts potentiels des dispositifs GMI lui confèrent des atouts majeurs pour la réalisation de capteurs à haute sensibilité à la température ambiante. Peu de travaux se sont intéressés aux performances en bruit, même si celles-ci sont une caractéristique importante des dispositifs de mesure à haute sensibilité. Toujours au regard de l'état de l'art, il a été démontré que le niveau de bruit équivalent en champ caractérisant les performances en bruit du capteur était limité, dans la zone du bruit blanc, par le bruit de l'électronique analogique de conditionnement. Une des pistes d'amélioration du niveau de bruit équivalent en champ était donc de réduire la densité spectrale du bruit de l'électronique tout en augmentant la sensibilité intrinsèque du dispositif. C'est dans cette même dynamique que de nouvelles technologies numériques de conditionnement des capteurs ont été explorées et optimisées. Ces techniques ont été associées à la configuration magnétique off-diagonal afin d'augmenter la sensibilité intrinsèque du dispositif. Cette configuration magnétique présente également l'avantage d'être un candidat prometteur vis-à-vis des paramètres d'influences (température, contrainte...). Elle présente aussi des caractéristiques à symétrie impaire (parties réelle et imaginaire) autour de zéro. Néanmoins cette caractéristique est obtenue à condition de lui associer un détecteur de type synchrone.

Ce manuscrit est donc une synthèse du travail réalisé durant la thèse. Cette synthèse est abordée suivant trois grands volets étroitement liés.

Le premier volet présente une chaîne de mesure entièrement numérique basée sur l'effet GMI. Elle est composée d'un DSP, d'un synthétiseur numérique de fréquence (DDS) et d'un système de démodulation numérique. Le système mis en œuvre est une démodulation en quadrature numérique basée sur un SDR. Elle permet de profiter simultanément des informations d'amplitude et de phase partant des grandeurs I et Q. L'originalité dans les capteurs GMI réside principalement dans l'intégration d'un synthétiseur de fréquence et d'un récepteur entièrement numérique piloté par un DSP. Ce choix instrumental se justifie par le souhait de réduire le bruit de l'électronique de conditionnement tout en s'orientant vers une structure de capteur intelligent. Le travail a consisté à passer en revue les différentes fonctions numériques utilisées dans ce conditionnement. Nous avons montré que l'association de la chaîne proposée avec la configuration off-diagonal permet de profiter de la réponse impaire intrinsèque autour de zéro des parties réelle (composante I) et imaginaire (composante Q). Cette caractéristique quasi-nulle à champ nul permet ainsi de mettre en œuvre et de faire fonctionner le capteur sans avoir recours à un champ de polarisation. Elle permet également de réduire les exigences sur le dispositif de suppression d'éventuel offset résiduel. Enfin un logiciel a été développé afin de gérer les transferts de données du DSP vers le DDS et le SDR. Ce logiciel permet de charger automatiquement les différents paramètres du système (DDS et SDR) et de recueillir les paramètres d'excitation électriques optimaux toujours en vue d'augmenter la sensibilité.

Le second volet présente un modèle analytique permettant de prédire les performances en zone de bruit blanc de la chaîne déjà proposée. Ce travail a consisté à passer en revue les différentes fonctions utilisées en vue d'identifier puis de quantifier leurs performances en bruit. Le choix d'un point de fonctionnement  $H_{Z0} \approx 0$  A/m a également été retenu. Celui-ci permet de minimiser la contribution du bruit du système d'excitation tout en profitant de la sensibilité maximale de l'élément sensible. Un niveau de bruit équivalent en champ de 4.2 pT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  est obtenu par mesure et par le modèle analytique développé en zone de bruit blanc avec un élément sensible de 2.5 cm associé à une bobine de 400 spires. La modélisation effectuée a également permis de discerner les limitations existantes puis de dégager les pistes d'optimisation des performances en termes de niveau de bruit équivalent en champ. On a pu montrer que les performances du capteur en zone de bruit blanc sont limitées par celles du convertisseur analogique-numérique 12 bits échantillonnées à 40 MHz. Les pistes d'optimisation finalement retenues étaient l'utilisation d'un CAN à plus haute résolution (nombre de bits effectifs plus élevé) et plus haute fréquence d'échantillonnage. Pour des performances ultimes, l'augmentation de résolution doit être associée à une augmentation de la plage dynamique d'entrée du CAN en vue d'augmenter la sensibilité du capteur. Finalement une caractérisation des performances est effectuée. Celle-ci inclut, le niveau de bruit, le slew rate, la plage dynamique et la bande passante.

Le troisième et dernier volet présente un nouveau prototype de capteur amélioré entièrement numérique basée sur un FPGA en considérant les pistes d'optimisation des performances en bruit présentées dans le second volet. La nouveauté dans la réalisation de capteurs à haute sensibilité réside dans l'implémentation de toutes les fonctions numériques présentées jusque-là dans un seul circuit FPGA. Le choix se justifie par la flexibilité de programmation des FPGA ainsi que par la possibilité de reconfiguration leur procurant ainsi un atout majeur. Dans ce nouveau prototype, un convertisseur analogique-numérique avec un nombre de bits effectif légèrement plus élevé que celui utilisé dans la première chaîne est intégré. La fréquence d'échantillonnage est aussi augmentée à 125 MHz. Cette augmentation permet ainsi de réduire la densité spectrale de bruit du CAN, qui est de la source majoritaire, et par conséquent pour des configurations similaires, améliorer le niveau de bruit équivalent en champ en zone de bruit blanc. Le travail a tout d'abord consisté à décrire le procédé d'implémentation de l'architecture retenue sur FPGA. Une attention particulière est portée au choix des différentes fonctions numériques par rapport à la première chaîne. A l'issue de l'implémentation, une caractérisation des performances est effectuée. Celle-ci passe par une généralisation du modèle de bruit développé dans le second volet afin de l'adapter au nouveau prototype. Un niveau de bruit équivalent en champ de  $1.8 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  est obtenu par mesure et par le modèle analytique développé en zone de bruit blanc toujours avec le même élément sensible. Des niveaux de  $10 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  et  $33 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  ont également été obtenus à 10 Hz et à 1 Hz, respectivement. Par la suite, les performances en termes de bande passante, slew rate, plage dynamique sont également présentées. Une comparaison des travaux réalisés par rapport aux meilleures performances obtenues au regard de l'état de l'art est ensuite effectuée. Cette comparaison prouve en effet le potentiel d'une telle technique pour une réalisation de capteurs à haute sensibilité. Enfin, compte tenu des limitations discernées, une chaîne « optimale » a été proposée. Au regard de la technologie numérique actuelle, notamment le CAN, des performances de l'ordre de  $400 \text{ fT} / \sqrt{\text{Hz}}$  sont attendues en zone de bruit blanc.

Ce travail laisse entrevoir de nouvelles perspectives notamment sur le fonctionnement du capteur en boucle fermée en vue de réaliser un magnétomètre. Dans un tel fonctionnement, une attention particulière doit être portée au retard intrinsèque à tout système numérique. Un modèle permettant de quantifier le retard intrinsèque du capteur a également été proposé dans ce manuscrit. On a pu montrer que ce retard était principalement fonction de la fréquence d'échantillonnage, de la décimation des filtres et du nombre de coefficients des filtres RIF. Une augmentation de la fréquence d'échantillonnage permet de réduire le retard mais aussi la densité spectrale du CAN et par conséquent le niveau de bruit équivalent en champ. Cette piste permettant de réduire le retard converge donc vers celle du niveau de bruit équivalent en champ. Il s'agira donc de déterminer jusqu'à quelle limite de retard le système bouclé est susceptible de fonctionner puisqu'en règle générale un retard induit un déphasage qui risque de déstabiliser le système bouclé. Il s'agira ainsi d'élaborer un modèle permettant de spécifier une marge de retard acceptable afin que le magnétomètre (système bouclé) soit stable.

A ce titre, et même si cela dépasse très largement le cadre de la thèse, un questionnement sur la nécessité de la contre-réaction pourrait être fait, notamment pour le capteur numérique. Connaissant le modèle de l'élément sensible (même non-linéaire), est-il possible d'accéder à la mesure du champ à partir de la sortie du capteur en boucle ouverte ? Même si cette réflexion est certainement très lointaine, le numérique présenterait sans doute des avantages, de nombreuses mises en œuvre ne pouvant se faire qu'en numérique. Plus généralement, selon l'application pour laquelle est dédié le capteur, le conditionnement numérique peut constituer un atout...

## Bibliographie

- [1] P. Ripka, "Magnetic Sensors and Magnetometers", Artech House Publisher, 2001, ISBN 1-58053-057-5.
- [2] S. Saez, "Approche systémique des capteurs : Application à la magnétométrie", Habilitation à diriger des recherches, Université de Caen, 2014.
- [3] J. Moutoussamy, "Nouvelles solutions de capteurs à effet GMI : Principe, Modélisation et Performances", Thèse doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan, 2009.
- [4] B. Dufay, "Optimisation d'un magnétomètre haute sensibilité à base de MagnétoImpédance Géante (MIG) ". Thèse doctorat, Université de Caen, 2012.
- [5] E. P. Harrison, G. L. Turney et H. Rowe, "Electrical properties of wires of high permeability", *Nature*, vol. 135, no. 3423, pp. 961, 1935.
- [6] E. P. Harrison, G. L. Turney, H. Rowe et H. Gollop, "The electrical properties of high permeability wires carrying alternating current", *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Mathematical and Physical Sciences*, vol. 157, no. 891, pp. 451-479, 1936.
- [7] L. Panina et K. Mohri, "Magneto-impedance effect in amorphous wires", *Applied physics letters*, vol. 65, no. 9, pp. 1189-1191, 1994.
- [8] K. V. Rao, F. B. Humphrey et J. L. Costa-Kramer, "Very large magnetoimpedance in amorphous soft ferromagnetic wires", *Journal of Applied Physics*, vol. 76, no. 10, pp. 6204-6208, 1994.
- [9] Benguesmi Miloud, "Contribution à l'étude théorique de l'effet de la magnétoimpédance (GMI) ", Mémoire de Magister en électrotechnique, Université El-HADJ LAKHDAR-BATNA, Soutenue le 29/04/2010.
- [10] K.R. Pirota, L. Kraus, H. Chiriach, M. Knobel, "Magnetic properties and giant magnetoimpedance in a CoFeSiB glass-covered microwire", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 221, pp. L243-L247, 2000
- [11] J. Velleuer, A.G. Munoz, H. Yakabchuk, C. Schiefer, A. Hackl, E. Kisker, "Giant magneto impedance in electroplated NiFeMo/Cu microwires", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 311, pp. 651-657, 2007.
- [12] <http://www.aichi-mi.com>
- [13] C. Garcia, J.L. Munoz, G. Kurlyanskaya, M. Vazquez, M. Ali, M.R.J. Gibbs, "Induced anisotropy, magnetic domain structure and magnetoimpedance effect in CoFeB amorphous thin films", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 191, pp. 339-344, 1999

- [14] L.V. Panina, K. Mohri, T. Uchiyama, "Giant magneto-impedance (GMI) in amorphous wire, single layer film and sandwich film", *Physica A*, vol. 241, pp. 429-438, 1997
- [15] L.V. Panina, K. Mohri, *Sensors and Actuators*, "Magneto-impedance in multilayer films", vol. 81, pp. 71-77, 2000
- [16] G.V. Kurlyandskaya, E. Fernandez, A. Garcia-Arribas, V.N. Lepalovsij, S.O. Volchkov, "Comparative study of magnetic, microwave properties and giant magnetoimpedance of FeNi-based multilayers with different structure", *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 615, pp. 296 – 299, Feb. 2014
- [17] Zhimin Zhou, Yong Zhou, Ying Cao, "The investigation of giant magnetoimpedance effect in meander NiFe/Cu/NiFe film", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, pp. e967-e970, 2008
- [18] L. Landau, E. Lifshitz, *Electrodynamics of continuous media*. Pergamon Press, Oxford, 1960.
- [19] M. Knobel et K. Pirota, "Giant magnetoimpedance: concepts and recent progress, *Journal of magnetism and magnetic materials*", vol. 242, pp. 33-40, 2002.
- [20] M. Knobel, M. Vázquez et L. Kraus, "Giant magnetoimpedance", *Hand-book of magnetic materials*, vol. 15, pp. 497-563, 2003.
- [21] L. Ding, "Étude et amélioration des performances en bruit de capteurs à MagnétoImpédance Géante. Application à la magnétométrie à très haute sensibilité", Thèse doctorat, Université de Caen, 2008.
- [22] Étienne Du Trémolet de Lacheisserie, "Magnétisme : Fondements", EDP sciences, 2000, ISBN 9781417561216 1417561211.
- [23] Gersdorf, R. (1960). Uniform and non-uniform form effect in magnetostriction. *Physica*, 26(8):553\_574. *Testing*, 37(12):835-858
- [24] L. V. Panina, K. Mohri, K. Bushida et M. Noda, "Giant magneto-impedance and magneto-inductive effects in amorphous alloys", *Journal of Applied Physics*, vol. 76, no. 10, pp. 6198-6203, 1994.
- [25] L. Panina, K. Mohri, T. Uchiyama, M. Noda et K. Bushida, "Giant magneto-impedance in co-rich amorphous wires and films", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 2, pp. 1249-1260, 1995.
- [26] T. Morikawa, Y. Nishibe, H. Yamadera, Y. Nonomura, M. Takeuchi, J. Sakata et Y. Taga, "Enhancement of giant magneto-impedance in layered film by insulator separation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 5, pp. 4965-4967, 1996.
- [27] N. Usov, A. Antonov et A. Lagar'kov, "Theory of giant magnetoimpedance effect in amorphous wires with different types of magnetic anisotropy", *Journal of magnetism and magnetic materials*, vol. 185, no. 2, pp. 159-173, 1998.

- [28] A. Yelon, D. Menard, M. Britel et P. Ciureanu, "Calculations of giant magnetoimpedance and of ferromagnetic resonance response are rigorously equivalent", *Applied Physics Letters*, vol. 69, pp. 3084, 1996.
- [29] D. Ménard, M. Britel, P. Ciureanu et A. Yelon, "Giant magnetoimpedance in a cylindrical magnetic conductor", *Journal of applied physics*, vol. 84, pp. 2805, 1998
- [30] D. Ménard et A. Yelon, "Theory of longitudinal magnetoimpedance in wires", *Journal of Applied Physics*, vol. 88, p. 379, 2000.
- [31] T. Gilbert, "A phenomenological theory of damping in ferromagnetic materials (réédition)", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 6, pp. 3443-3449, 2004.
- [32] D. Ménard, "Modélisation de la magnétoimpédance dans les conducteurs magnétiques cylindriques", Thèse doctorat, Ecole Polytechnique de Montréal, 1999.
- [33] K. Bushida, K. Mohri, Fellow, IEEE and T. Uchiyama, "Sensitive and quick response micro magnetic sensor using amorphous wire MI Element Colpitts Oscillator", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31 n° 6, November 1995.
- [34] T. Uchiyama, K. Mohri, Fellow, IEEE, L. V. Panina and K. Furuno "Magneto Impedance in sputtered amorphous films for micro magnetic sensor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31 n° 6, November 1995.
- [35] S.YAbukami, Member, IEEE, H. Mawatari, Y.Murayama, T. Ozawa, K.Ishiyama, Member, IEEE and K. I. Arai, Member, IEEE, "High Frequency Carrier Type Thin-Film Sensor Using Low Noise Cristal Oscillator", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40 n° 4, July 2004.
- [36] I. Giouroudi, H. Hauser, L. Musiejovsky and J. Steurer, "Giant magneto impedance sensor integrated in an oscillator system", *Journal of Applied Physics*, vol. 99, 2006. doi: <http://dx.doi.org.gaelnomade-2.grenet.fr/10.1063/1.2170051>
- [37] M. Zidi, A. Asfour, J.P. Yonnet, "GMI magnetic sensor operating with a Direct Digital Synthesizer (DDS)", *IEEE I2MTC 2014*, May, Montevideo, Uruguay
- [38] Yuzo Yoshida, Tsuyoshi Uchiyama, Kaneo Mohri, Suehisa Ohga, "Quick Response Field Sensor Using 200 MHz Amorphous MI Element FET Multivibrator Resonance Oscillator" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29 n° 6, November 1993.
- [39] Chang Mei CAI, Kaneo Mohri, Fellow, IEEE, Yoshinobu Honkura, and Michiharu Yamamoto, "Improved Pulse Carrier MI effect by Flash Anneal of Amorphous Wires and FM wireless CMOS IC Torque Sensor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37 n° 4, July 2001.
- [40] L. Ding, S. Saez et C. Dolabdjian, "Low frequency giant magnetoimpedance magnetometer noise versus electronic conditioning", *Sensor Letters*, vol. 5, pp. 248-251, 2007.
- [41] A. Asfour, J.P. Yonnet, M. Zidi, J. Nabias et P.S.Traoré, "Current source dedicated for direct digital synthesizers: Application to the giant magneto-impedance (GMI) sensors", *IEEE sensors conference 2015*, November, Busan, South Korea

- [42] M. Malátek et L. Kraus, “Off-diagonal gmi sensor with stress-annealed amorphous ribbon”, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 164, no. 1-2, pp. 41-45, 2010.
- [43] L. Kraus, M. Malatek et M. Dvorak, “Magnetic field sensor based on asymmetric inverse Wiedemann effect”, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 142, pp. 468-473, 2008.
- [44] Y. Geliang, B. Xiongzh, X. Chao et X. Hong, “Design of a GMI magnetic sensor based on longitudinal excitation”, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 161, no. 1-2, pp. 72-77, 2010.
- [45] Y. Geliang, B. Xiongzh, Y. Bo, L. YunLong et X. Chao, “Differential- type GMI magnetic sensor based on longitudinal excitation”, *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, no. 10, pp. 2273-2278, 2011.
- [46] J.P. Yonnet et A. Asfour, “The Magnetic Differentiation Technique for GMI Sensor”, *INTERMAG Europe 2017*, Apr 2017, Dublin, Ireland, to be published in *IEEE Trans. Magn.*
- [47] Basile Dufay, Sébastien Saez, Christophe P. Dolabdjian, Arthur Yelon, and David Ménard, “Characterization of an optimized Off-diagonal GMI based Magnetometer”, *IEEE sens. J.*, vol. 13, N° 1, pp. 379-388, Jan. 2013.
- [48] Geliang Yu, Xiongzh Bu, Bo Yang, Yunlong Li, and Chao Xiang, “Differential-Type GMI Magnetic Sensor Based on Longitudinal Excitation”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 11, N° 10, pp. 2273-2278, Oct. 2011.
- [49] E.C. Silva, L.A.P. Gusmão, C.R.H. Barbosa, E.C. Monteiro, “Electronic approach for enhancing impedance phase sensitivity of GMI magnetic sensors,” *Vol. 49, Issue 6, , p. 396 – 397, 14 March 2013*
- [50] S. Yabukami, K. Kato, Y. Ohtomo, T. Ozawa and K.I. Arai, “A thin film magnetic field sensor of sub-pt resolution and magnetocardiogram (mcg) measurement at room temperature”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 321, p. 675-678, 2009.
- [51] E-C. Silva, L-A-P. Gusmao, C-R-H Barbosa, E-C. Monteiro and F-L-A. Machado<sup>3</sup>, “High sensitivity giant magnetoimpedance (GMI) magnetic transducer : magnitude versus phase sensing”, *Meas. Sci. Technol.* Vol. 22, 2011.
- [52] Michal Malatek, Pavel Ripka and Ludek Kraus, “Temperature offset drift of GMI sensors”, *Sens. Actuators A*, vol. 147, pp. 415–418, May 2008.
- [53] A. V. Semirov, D. A. Bukreev, A. A. Moiseev, V. A. Lukshina, E. G. Volkova, S. O. Volchkov, and G. V. Kurlyandskaya, “Temperature Dependence of the Magnetic Properties and Magnetoimpedance of Nanocrystalline Fe<sub>73.5</sub>Si<sub>16.5</sub>B<sub>6</sub>Nb<sub>3</sub>Cu<sub>1</sub> Ribbons”, *Technical Physics*, vol. 56, No. 3, pp. 395–399, 2011.
- [54] J. Nabias, A. Asfour, J.P. Yonnet, “Temperature Dependence of Giant Magnetoimpedance in Amorphous Microwires for Sensor Application”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53 n° 4, November 2016.

- [55] S.L. Zhang, J.F. Sun, D.W. Xing, F.X. Qin and H.X. Peng, “Large GMI effect in Co-rich amorphous wire by tensile stress,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 323, pp. 3018–3021, June 2011.
- [56] J. Nabias, A. Asfour, J.P. Yonnet, “Investigation of Bending Stress Effect on the Diagonal and Off-Diagonal Impedances for GMI Sensor Implementation”, *IEEE Transactions on Magnetics*, May 2017.
- [57] J. Nabias, A. Asfour, J.P. Yonnet, “The Impact of Bending Stress on the Performance of Giant Magneto-Impedance (GMI) Magnetic Sensors”, *Sensors*, vol. 17 n° 3, March 2017.
- [58] C. Coillot, J. Moutoussamy, G. Chanteur, P. Robert, and F. Alves, “On-board hybrid magnetometer of NASA CHARM-II rocket: principle, design and performances”, *J. Sens. Syst.*, 2, pp. 137–145, Aug. 2013.
- [59] Michal Malatek et al., “Single-core Giant Magnetoimpedance with AC Bias”, *IEEE Sensor Conference* 2006.
- [60] E. Portalier, “Étude du bruit excédentaire en 1/f aux basses fréquences dans les dispositifs basés sur l’effet Magnéto-Impédant Géant”, *Thèse doctorat, Université de Caen*, 2016.
- [61] L. G. C. Melo, D. Menard, A. Yelon, L. Ding, S. Saez et C. Dolabdjian, “Formalism to optimize magnetic noise in giant magnetoimpedance-based devices”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, p. 2992–2994, Jun. 2007. 10th Joint Magnetism and Magnetic Materials Conference/International Magnetics Conference, Baltimore, MD, Jan. 07-11, 2007.
- [62] L. Melo, D. Ménard, A. Yelon, L. Ding, S. Saez et C. Dolabdjian, “Optimization of the magnetic noise and sensitivity of giant magnetoimpedance sensors”, *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 3, pp. 033903–033903, 2008.
- [63] D. Seddaoui, D. Ménard, B. Movaghar et A. Yelon, “Nonlinear electromagnetic response of ferromagnetic metals: Magnetoimpedance in microwires”, *Journal of Applied Physics*, vol. 105, no. 8, pp. 083916, 2009.
- [64] D. Menard, D. Seddaoui, L. G. C. Melo, A. Yelon, B. Dufay, S. Saez et C. Dolabdjian, “Perspectives in Giant Magnetoimpedance Magnetometry”, *Sensor Letters*, vol. 7, pp. 339–342, JUN 2009.
- [65] A.S. Antonov, I.T. Iakubov, A.N. Lagarkov, Longitudinal-transverse linear transformation of the HF-current in soft magnetic materials with induced anisotropy, *IEEE Trans. Magn.* 33 (1997) 3367
- [66] S. Sandacci, D. Makhnovskiy, L. Panina, K. Mohri et Y. Honkura, “Off- Diagonal Impedance in Amorphous Wires and Its Application to Linear Magnetic Sensors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, pp. 3505–3511, 2004.
- [67] I. Sasada, “Orthogonal fluxgate mechanism operated with dc biased excitation”, *Journal of Applied Physics*, vol. 91, pp. 7789–7791, 2002.

- [68] S. Saez, B. Dufay, C. Dolabdjian, A. Yelon et D. Menard, "Effect of Parasitic Capacitance on GMI Magnetic Sensor Performance", in *Materials and applications for Sensors and Transducers II* (Hristoforou, E and Vlachos, DS, éd.), vol. 543 in *Key Engineering Materials*, p. 261–264, 2013. 2nd International Conference on Materials and Applications for Sensors and Transducers, IC-MAST, Budapest, May 24-28, 2012.
- [69] B. Dufay, S. Saez, C. P. Dolabdjian, A. Yelon et D. Menard, "Impact of Electronic Conditioning on the Noise Performance of a Two-Port Network Giant MagnetoImpedance Magnetometer", *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, pp. 1317–1324, JUN 2011.
- [70] T. Uchiyama, S. Nakayama, K. Mohri et K. Bushida, "Biomagnetic field detection using very high sensitivity magnetoimpedance sensors for medical applications", *physica status solidi (a)*, vol. 206, no. 4, pp. 639-643, 2009.
- [71] S. Saez, "Magnétomètres - Gradiomètres à capteurs supraconducteurs à haute température critique. Mise en œuvre dans un cryogénérateur portable à tube pulsé". Thèse doctorat, Université de Caen, 2000.
- [72] M. Malatek, B. Dufay, S. Saez and C. Dolabdjian, "Improvement of the off-diagonal magnetoimpedance sensor white noise", *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 204, pp. 20–24, Dec. 2013.
- [73] Shingo Tajima, Peng Wu; Yukihiro Okuda; Takatomo Watanabe; Tsuyoshi Uchiyama., "Magneto-Impedance Sensor Based on Time Analog to Digital Converter (TAD) for Circuit Integration", *IEEE Trans. Magn.*, vol: 51, Issue: 11, Nov. 2015.
- [74] M. Butta, I. Sasada., "Method for offset suppression in orthogonal fluxgate with annealed wire core", *Sens. Lett.*, vol: 12, n°8, pp. 1295-1298, Aug. 2014.
- [75] M. Butta, "Towards digital fundamental mode orthogonal fluxgate", [Sensors Applications Symposium \(SAS\), 2016 IEEE](#), 20 – 22 April 2016, Catania, Italy
- [76] A. Asfour, J.P. Yonnet et M.Zidi, "Toward a Novel Digital Electronic Conditioning for the GMI Magnetic Sensors: The Software Defined Radio", *IEEE Trans. Magn.*, vol: 51, Issue: 1, November 2015.
- [77] M. Knobel, M. Vazquez, L. Kraus, Giant magnetoimpedance, in: K.H.J. Buschow (Ed.), *Handbook of Magnetic Materials*, vol. 15, Elsevier, Amsterdam, 2003
- [78] A. Zhukov, M. Ipatov, M. Churyukanova, et. Coll., "Giant magnetoimpedance in thin amorphous wires: From manipulation of magnetic field dependence to industrial applications", *Journal of Alloys and Compounds* vol. 586, pp. 279–S286, 2014.
- [79] P-S. Traore, A. Asfour, and J-P. Yonnet, "Off-diagonal GMI sensors with a Software Defined Radio Detector: Implementation and Performance." *IEEE Trans. Magn.*, vol: 53, N°4, April 2017
- [80] P-S. Traore, A. Asfour, and J-P. Yonnet, "Mise en œuvre de radio-logicielle pour les capteurs GMI en configuration off-diagonale." *Capteurs Magnétiques et Electromagnétiques à Haute sensibilité, GDR Ondes, GT3-Capteurs, Inversion & Imagerie*, May 2016, Montpellier, France

- [81] P-S. Traore, A. Asfour, and J-P. Yonnet, "Off-diagonal GMI sensors with a SDR-based synchronous detection." 11th European Magnetic Sensors and Actuators Conference (EMSA 2016), Jul 2016, Turin, Italy
- [82] Analog Devices, "ADSP-2106x SHARC Processor user's manual"; Analog Devices, Norwood, MA, USA, 2004.
- [83] P-S. Traore, A. Asfour, and J-P. Yonnet, "Implementation of the Digital-Down-Conversion (DDC) and software for the optimization of the Giant Magneto-Impedance (GMI) sensors." IEEE Sensors 2015, vol: 53, N°4, January 2015, DOI: [10.1109/ICSENS.2015.7370433](https://doi.org/10.1109/ICSENS.2015.7370433)
- [84] A. Asfour, "Traitement numérique des signaux et identification de systèmes RMN : Conception et développement d'un imageur pour l'IRM dédiée à bas champ, Doctorat de l'université Joseph Fourier, Thèse soutenue le 20 Juin 2002
- [85] "Single-Chip Direct Digital Synthesis vs. the Analog PLL," Analog Dialogue, Vol 30 N°3, 1996.
- [86] Ask The Application Engineer—33: All About Direct Digital Synthesis Analog Dialogue, Vol. 38, August 2004.
- [87] DDS Design, By David Brandon, EDN, May 13, 2004.
- [88] Analog Devices, "AD9852 datasheet"; Analog Devices, Norwood, MA, USA, 2002-2007.
- [89] National semiconductor, "CLC 5903 datasheet"; National semiconductor, Santa Clara, CA, USA, 2004.
- [90] Texas instrument, "CLC 5526 datasheet"; Texas instrument, March 2013.
- [91] National Semiconductor. CLC5957 Datasheet; National Semiconductor: Santa Clara, CA, USA, 2000
- [92] J. AUVRAY, "Pratique du filtrage- Filtrage numérique. Filtres transverses", Techniques de l'ingénieur, Mars 2003
- [93] Eugene B. Hogenauer, An economical class of digital filters for decimation and interpolations, IEEE trans. on acoustics, speech and signal processing, Vol ASSP-29, pp. 155-162, 1981.
- [94] LogiCORE IP FIR compiler V7.1. Documentation, Xilinx Product Support, San Jose, CA, USA, Apr. 2014.
- [95] Jouko Vankka, "Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications," 2000. ISBN 951-22-5232-5, ISSN 1455-8440
- [96] Texas Instruments, "Effects of Clock Noise on High-Speed DAC Performance," Texas Instruments, Application Report, December 2012.
- [97] D. Ménard G. Rudkowska, L. Clime, P. Ciureanu, A. Yelon, S. Saez, C. Dolabdjian, D. Robbes, "Progress towards the optimization of the signal-to-noise ratio in giant magnetoimpedance sensors," Sens. Actuators A, Phys., vol. 129, nos. 1-2, pp. 6–9, May 2006.

- [98] D. Menard M. Britel, P. Ciureanu, and A. Yelon, "High frequency impedance spectra of soft amorphous fibers", J. appl. Phys Vol 81, p. 4032, 1997
- [99] D.Ménard, D.Seddaoui, L.G.C. Melo, A.Yelon, B.Dufay, S.Saez, C.Dolabdjian, "Perspectives in GMI Magnetometry", Sensors Letters, Volume 7, 429-432(2009)
- [100] C.Dolabdjian, S.Saez, A.Yelon, D.Menard, "Is non frequency excess noise of GMI induced by its own non linearity and noise sources?", Key Engineering Materials, 605, 437-440(2014)
- [101] B. Widrow, "A Study of Rough Amplitude Quantization by Means of Nyquist Sampling Theory", RE Transactions on Circuit Theory, pp. 266–276, 1956.
- [102] B. Widrow, I. Kollar and Ming-Chang Liu, "Statistical Theory of Quantization", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 45, no. 2, pp. 353–361, Apr. 1996.
- [103] R. C. AGARWAL and C. S. BURRUS, "New Recursive Digital Filter Structures Having Very Low Sensitivity and Roundoff Noise", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 22, no. 12, pp. 921–927, 1975
- [104] C. Mullis and R. Roberts. Synthesis of minimum roundoff noise fixed point digital filters. IEEE Trans. on Circuits and Systems, volume CAS-23, September 1976
- [105] P-S. Traore, A. Asfour, J-P. Yonnet, " Noise Performance of SDR-Based Off-Diagonal GMI Sensors." IEEE Sensors Journal, Vol 17, Issue 19, April 2017. DOI: 10.1109/JSEN.2017.2739480
- [106] P-S. Traore, A. Asfour, J-P. Yonnet, " Evaluation des performances en bruit d'un capteur GMI associé à une détection de type radio-logicielle." Capteurs Magnétiques et Electromagnétiques à Haute sensibilité, GDR Ondes, GT3-Capteurs, Inversion & Imagerie, May 2016, Montpellier, France
- [107] P-S. Traore, A. Asfour, J-P. Yonnet, "Noise investigation of a GMI sensor utilizing a digital synchronous detector." 11th European Magnetic Sensors and Actuators Conference (EMSA 2016), Jul 2016, Turin, Italy
- [108] OP27, Low Noise, Precision, High Speed, Operational Amplifier Datasheet, Analog Devices, Norwood, MA, 2003
- [109] Mischa Schwartz, "[Information Transmission, Modulation and Noise](#)" [McGraw-Hill series in electrical engineering](#), February 1, 1990
- [110] S. Jovanovic, "Architecture reconfigurable de système embarqué auto-organisé", Thèse de doctorat de l'Université Henry Poincaré Nancy-I, 2009
- [111] P-S. Traore, A. Asfour and J-P. Yonnet, "High sensitivity Digital off-diagonal GMI sensor using FPGA." Sensors and Actuators., en soumission
- [112] P-S. Traore, A. Asfour and J-P. Yonnet, "Novel design of high sensitivity GMI magnetic sensors using SDR." ISEM 2017, September 2017, Chamonix Mont-blanc, France
- [113] <https://redpitaya.com/>

- [114] Xilinx, “Zynq-7000 All Programmable SoC Overview”, September, 2016, Available from [https://www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf)
- [115] Designing IP Subsystems Using IP Integrator, Vivado Design Suite User Guide, Xilinx Product Support, San Jose, CA, USA, Oct. 2013
- [116] LogiCORE IP DDS compiler V6.0. Documentation, Xilinx Product Support, San Jose, CA, USA, Nov. 2015.
- [117] DAC1401D125, Dual 14-bit DAC, up to 125 Msps Datasheet, NXP Semiconductors, January 2012.
- [118] LTC2145, Low power dual ADCs Datasheet, Linear Technology, McCarthy, USA, 2011.
- [119] LogiCORE IP CIC compiler V4.0. Documentation, Xilinx Product Support, San Jose, CA, USA, Oct. 2016.
- [120] LogiCORE IP FIR compiler V7.1. Documentation, Xilinx Product Support, San Jose, CA, USA, Apr. 2014.
- [121] F. Alves, L.A. Rached, J. Moutoussamy, C. Coillot, “Trilayer GMI sensors based on fast stress-annealing of fesibcunb ribbons,” Sens. Actuators A Phys. Vol. 142, pp.459–463, 2008.
- [122] F. Alves, J. Moutoussamy, C. Coillot, L.A. Rached, B. Kaviraj, “Performances of a high sensitive trilayer F/Cu/F GMI sensor,” Sens. Actuators A Phys. Vol. 145, pp. 241–244, 2008.
- [123] Florian Seidler, ‘Digital high bandwidth feedback controller’ Available from: <http://quantum-technologies.iap.uni-bonn.de/en/diplom-theses.html?task=download&file=284&token=a7b431606e2460eab1d3fc46fb911e85>
- [124] DAC5686 datasheet, Texas Instruments National semiconductor, Santa Clara, CA, USA, 2009.
- [125] AD9446 datasheet, Analog Devices, Norwood, MA 02062-9106, 2017.
- [126] LTC2757, 18-Bit SoftSpan IOUT DAC with Parallel I/O Datasheet, Linear Technology, McCarthy, USA, 2010.
- [127] A. Cerman, A. Kuna, P. Ripka, J.M.G. Merayo, “Digitalization of highly precise fluxgate magnetometers”, Sensors and Actuators A Vol 121, N°2 p. 421-429, 2005.
- [128] Eduardo Magdaleno and Manuel Rodríguez (2012). Acceleration of Computation Speed for Wavefront Phase Recovery Using Programmable Logic, Topics in Adaptive Optics, Dr. Bob Tyson (Ed.), ISBN: 978-953-307- 949-3, InTech, Available from: <http://www.intechopen.com/books/topics-in-adaptive-optics/acceleration-of-computation-speed-for-wavefront-phase-recovery-using-programmable-logic>
- [129] Altera. Stratix ii devices, <http://www.altera.com/products/devices/stratix2/st2-index.jsp>, 2005.
- [130] <http://www.xilinx.com>.

- [131] Xilinx, “Zynq-7000 All Programmable SoC Overview”, September, 2016, Available from [https://www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf)
- [132] User guide Xilinx, “7 Series FPGAs Configurable Logic Block”, September 2016 Available from:  
[https://www.xilinx.com/support/documentation/user\\_guides/ug474\\_7Series\\_CLB.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug474_7Series_CLB.pdf)

## Liste des publications

### Articles de revues internationales publiés

- [R1] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “Off-diagonal GMI sensors with a Software Defined Radio Detector : Implementation and performance”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 53, Issue 4, April 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2625803
- [R2] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet and C. Dolabdjan, “Noise Performance of SDR-Based Off-Diagonal GMI Sensors”, *IEEE Sensors Journal*, Vol 17, Issue 19, 2017. DOI: 10.1109/JSEN.2017.2739480
- [R3] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “High Sensitivity Digital Off-Diagonal GMI sensors using FPGA”, *Sensors and Actuators A*, 2018

### Publications de conférences internationales à comités de lecture et actes

- [C1] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “Novel design of high sensitivity GMI magnetic sensors using SDR”, *18<sup>th</sup> International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics Chamonix - Mont Blanc, France*, 3-6 September, 2017. (Présentation orale)
- [C2] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “Noise investigation of a GMI sensor utilizing a digital synchronous detector”, *In Abstract Book of the 11<sup>th</sup> European Magnetic Sensors and Actuators Conference (EMSA-2016)*, Torino-Italy, 12-15 July 2016. (Présentation orale)
- [C3] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “Off-diagonal GMI sensors with a SDR-based synchronous detection”, *In Abstract Book of the 11<sup>th</sup> European Magnetic Sensors and Actuators Conference (EMSA-2016)*, Torino-Italy, 12-15 July 2016. (Poster)
- [C4] A. Asfour, J-P. Yonnet, **P.S. Traoré** and M Zidi, “Amplitude measurement with limiting amplifier for GMI magnetic sensor” *In Proceedings of the IEEE Sensors 2016*, pages: 1-4, Orlando, FL, USA, 30 October-3 November, 2016. DOI: 10.1109/ICSENS.2016.780849. (Poster)

- [C5] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “Implementation of the Digital-Down-Conversion (DDC) and software for the optimization of the Giant Magneto-Impedance (GMI) sensors”, In *Proceedings of the IEEE Sensors 2015*, pages: 1-4, Busan, South Korea 1-4 November, 2015. [DOI: 10.1109/ICSENS.2015.7370433](https://doi.org/10.1109/ICSENS.2015.7370433). (Poster)
- [C6] A. Asfour, J-P. Yonnet, M Zidi, J. Nabias and **P.S. Traoré**, “Current Source Dedicated for Direct Digital Synthesizers: Application to the Giant Magneto-Impedance (GMI) Sensors”, In *Proceedings of the IEEE Sensors 2015*, pages: 1-4, Busan, South Korea 1-4 November, 2015. [DOI: 10.1109/ICSENS.2015.7370426](https://doi.org/10.1109/ICSENS.2015.7370426). (Poster)

### Publications de colloques nationales

- [CN1] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “ Mise en œuvre de radio-logicielle pour les capteurs GMI en configuration off-diagonal”, dans le *Recueil des Résumés des Journées Thématiques “Capteurs Magnétiques et Electromagnétiques à Haute sensibilité”*, GDR Ondes, GT3-Capteurs, Inversion & Imagerie, Montpellier, France, 26-27 Mai 2016. (Présentation orale)
- [CN2] **P-S. Traoré**, A. Asfour, J-P. Yonnet, “ Evaluation des performances en bruit d’un capteur GMI associé à une détection de type radio-logicielle”, dans le *Recueil des Résumés des Journées Thématiques “Capteurs Magnétiques et Electromagnétiques à Haute sensibilité”*, GDR Ondes, GT3-Capteurs, Inversion & Imagerie, Montpellier, France, 26-27 Mai 2016. (Présentation orale)
- [CN3] J-P. Yonnet, A. Asfour, J. Nabias, **P. S. Traoré**, M. Zidi, “Comment utiliser l’effet GMI”, dans le *Recueil des Résumés des Journées Thématiques “Capteurs Magnétiques et Electromagnétiques à Haute sensibilité”*, GDR Ondes, GT3-Capteurs, Inversion & Imagerie, Montpellier, France, 26-27 Mai 2016. (Présentation orale)

## Table des figures

Figure 1. 1 : Architecture générale d'un capteur.....	9
Figure 1. 2: Illustration de l'effet magnéto impédance .....	11
Figure 1. 3 : Représentation de la géométrie de l'élément sensible GMI et les différentes grandeurs y intervenant .....	14
Figure 1. 4 : Géométrie du système mono-domaine caractérisant l'effet GMI. Dans un repère cylindrique de coordonnées $(nr, n\phi, nz)$ , le champ magnétique est axial, l'aimantation $\mathbf{M}$ et le champ d'anisotropie $\mathbf{Hk}$ sont hélicoïdaux. Ils ont des directions définies respectivement par $n\mathbf{M}$ et $n\mathbf{k}$ formant des angles $\theta_m$ et $\theta_k$ avec l'axe $n\mathbf{z}$ .....	19
Figure 1. 5 : Illustration de la polarisation de l'effet GMI pour un fonctionnement en capteur .....	23
Figure 1. 6 : Principe de mise en œuvre d'un capteur GMI.....	26
Figure 1. 7 : Principe de mise en œuvre d'un magnétomètre GMI.....	28
Figure 1. 8 : Architecture de la configuration off-diagonal de l'élément sensible.....	32
Figure 1. 9 : Exemple de dispositif, (a), mettant en œuvre un bobinage couplé à l'échantillon GMI. Il est représenté par son schéma électrique, (b) et par son modèle quadripôle équivalent, (c), faisant apparaître les grandeurs électriques, $V_{fil}$ , $V_{bob}$ , $I_{fil}$ , $I_{bob}$ à considérer. L'échantillon (a) est de longueur 2.5 cm et de diamètre 100 $\mu\text{m}$ . .....	33
Figure 1. 10 : Allure des parties réelle ( $Re$ ) et imaginaire ( $Im$ ) de la composante off-diagonal [66] .....	35
Figure 1. 11 : Composante off-diagonal obtenue en sortie d'un détecteur de crête.....	35
Figure 1. 12 : Structure générale de capteur GMI numérique : vers des capteurs GMI Intelligents et communicants.....	42
Figure 2. 1 : Banc de test d'un capteur GMI numérique	45
Figure 2. 2 : Architecture matérielle d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur un DSP, un DDS et un SDR.	46
Figure 2. 3 : Bloc diagramme du processeur ADSP 21060	48
Figure 2. 4 : Architecture matérielle d'un synthétiseur numérique de fréquence	50
Figure 2. 5 : Cercle de phase	50
Figure 2. 6 : (a) Sortie de l'accumulateur de phase en fonction du nombre de cycles d'horloge ; (b) amplitude d'une onde sinusoïdale contenue dans un LUT de 5 bits (soit $2^5 = 32$ points). Cet exemple est obtenu pour un accumulateur 8 bits et un mot numérique $FTW_{DDS}$ de 4.	51
Figure 2. 7 : (a) Sortie du DDS en fonction du nombre de cycles d'horloge pour $FTW_{DDS}=4$ et $FTW_{DDS}=8$ ; (b) Zoom sur les premiers échantillons.	52
Figure 2. 8 : Synoptique du synthétiseur de fréquence	53
Figure 2. 9 : Synoptique du récepteur numérique (SDR)	55

Figure 2. 10 : Schéma bloc pour l'implémentation d'un filtre CIC d'ordre 4	58
Figure 2. 11 : a) Gain normalisé du filtre CIC en fonction de la fréquence $f$ normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage. Le rapport de décimation $N_{CIC}$ est de 250. b) Zoom de la première courbe	59
Figure 2. 12 : a) Réponse impulsionnelle du filtre RIF1 en fonction du numéro du coefficient. b) Gain normalisé du filtre RIF2 en fonction de la fréquence $f$ normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage $F_s$	61
Figure 2. 13 : Architecture d'un filtre RIF à $p$ coefficients symétriques. Dans cette illustration, $p$ est considéré impair.	62
Figure 2. 14 : (a) Réponse impulsionnelle du filtre RIF2 en fonction du numéro du coefficient. (b) Gain normalisé du filtre RIF2 en fonction de la fréquence $f$ normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage $F_s$	62
Figure 2. 15 : Réponse fréquentielle de la cascade des trois filtres passe bas numériques décimateurs. Les rapports de décimation sont de 250, 2 et 2 respectivement pour le filtre CIC, les filtres RIF1 et RIF2	63
Figure 2. 16 : Composantes I et Q mesurées en sortie du SDR. Les paramètres de configurations sont : $A_{DVGA}= 0$ dB, $scale_1=27$ ; $N_{CIC}=250$ ; $scale_2=0$ ; $I_{ac}=5$ mA, $f_p=1$ MHz, $I_{dc}=6$ mA. La décimation des filtres RIF1 et RIF sont respectivement de 2 et 4.	65
Figure 2. 17 : Composante I en sortie du SDR (convertie en champ) obtenue lorsque l'élément sensible est soumis à une induction magnétique crête d'environ 1.1 $\mu$ T et de fréquence 90 Hz. Les paramètres de configuration sont : $A_{DVGA}= 0$ dB, $scale_1=27$ ; $N_{CIC}=250$ ; $scale_2=0$ ; $I_{ac}=5$ mA, $f_p=1$ MHz, $I_{dc}=6$ mA. La décimation des filtres RIF1 et RIF sont respectivement de 2 et 4.	68
Figure 2. 18 : Processus d'implémentation de la chaîne de mesure présentée associée à l'interface graphique	69
Figure 3. 1 : Synoptique du système d'excitation	74
Figure 3. 2 : Mise en évidence des sources de bruit dans un DDS	75
Figure 3. 3 : Mise en évidence de la troncature de phase. (a) Les résultats sont obtenus avec un accumulateur de phase et un LUT de 10 bits (courbe bleu). En rouge est illustrée la sortie du DDS avec le même accumulateur associé à un LUT de 6 bits. Sur la figure (b), la même procédure est effectuée en associant cette fois l'accumulateur de 10 bits avec un LUT de 4 bits.	76
Figure 3. 4 : Densité spectrale de bruit du DDS mesurée (couleur bleue) et calculée (couleur rouge). La tension du DDS est de 3.8 V à une fréquence de 1 MHz.	78
Figure 3. 5 : Modélisation de l'élément sensible	80
Figure 3. 6 : Exemples de composantes I et Q en fonction du champ magnétique Hz. Ces figures ont été obtenues en sortie du SDR pour les différentes configurations possibles de la matrice d'impédance. L'élément sensible est un microfil de 2.5 cm de longueur et de 100 $\mu$ m	

de diamètre. Autour de celui-ci est bobiné 400 tours de fils de cuivre. Les paramètres d'excitation sont : $I_{ac}=2$ mArms, $I_{dc}=6$ mA et $f_p=1$ MHz	82
Figure 3. 7 : densité de probabilité de la loi de quantification par arrondi	86
Figure 3. 8 : Synoptique du DDC (Digital Down Converter) mettant en évidence les opérations d'arrondi	89
Figure 3. 9 : Représentation des données lors d'une suppression de bits	92
Figure 3. 10 : Schéma illustrant les différentes contributions au bruit total du SDR.	96
Figure 3. 11 : Densité spectrale du CNA en sortie du DSP	97
Figure 3. 12 : Densité spectrale de bruit du SDR pour différentes valeurs de $scale_1$ . Les paramètres du SDR sont : $A_{DVGA}=0$ dB, $N_{CIC}=240$ , $N_{FIR1}=2$ , $N_{FIR2}=2$ , $scale_2=0$ .	98
Figure 3. 13 : Densité spectrale de bruit du SDR pour différentes valeurs de $N_{CIC}$ . Les paramètres du SDR sont : $A_{DVGA}=0$ dB, $scale_1=24$ , $N_{FIR1}=2$ , $N_{FIR2}=2$ , $scale_2=0$ .	98
Figure 3. 14 : Synoptique de la chaîne de mesure	99
Figure 3. 15 : Synoptique du préamplificateur OP27 en mode non inverseur	100
Figure 3. 16 : Caractéristique de la composante off-diagonal optimale obtenue pour une fréquence de 1MHz et un courant $I_{dc}$ de 5mA. a) Composante I optimisée b) sensibilité optimisée de la composante I	102
Figure 3. 17 : Densités spectrales de bruit mesurées (bleue) et calculées (rouge) du SDR. Les paramètres de configuration étaient: $A_{DVGA}=0$ dB, $scale_1 = 20$ , $N_{CIC} = 135$ , $N_{RIF1} = 2$ , $N_{RIF2} = 2$ , $scale_2 = 0$ , $G_{RIF1} = G_{RIF2} = 1$ , $F_{out} = 37$ kHz, bande passante à -3dB = 11 kHz, $G_{SDR} = 158$ ).	103
Figure 3. 18 : Performances en bruit du capteur en boucle ouverte. a) Densité spectrale, <b>ensensor</b> en $\mu V/Hz$ . b) Fonction de transfert (ou sensibilité) en V/T. c) Bruit équivalent en champ, $b_n$ en pT/Hz. Les paramètres de configuration sont: $G_{OP27} = 1$ , $A_{DVGA}=0$ dB, $scale_1 = 20$ , $N_{CIC} = 135$ , $N_{FIR1} = 2$ , $N_{FIR2} = 2$ , $scale_2 = 0$ , $G_{RIF1} = G_{RIF2} = 1$ , $F_{out} = 37$ kHz, Bande passante à -3dB = 11 kHz, $G_{SDR} = 158$ .	106
Figure 3. 19 : Evaluation du Slew rate de la chaîne de mesure en boucle ouverte. Les paramètres de configuration sont : $G_{OP27} = 1$ , $A_{DVGA}=0$ dB, $scale_1 = 20$ , $N_{CIC} = 135$ , $N_{FIR1} = 2$ , $N_{FIR2} = 4$ , $scale_2 = 0$ , $G_{RIF1} = G_{RIF2} = 1$ , $F_{out} = 37$ kHz, Bande passante à -3dB = 11 kHz, $G_{SDR} = 158$ . La courbe rouge correspond au champ magnétique appliqué (type échelon) et la courbe bleue correspond au champ magnétique mesuré par le capteur. a) Mesure de champ pour un échelon de champ croissant ; b) Mesure de champ pour un échelon de champ décroissant.	108
Figure 4. 1 : Rapport performances-flexibilité pour les principales technologies [110]	111
Figure 4. 2: Synoptique d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur FPGA.	113
Figure 4. 3 : Illustration du prototype de capteur GMI conçue	114
Figure 4. 4: Démarche de conception sur FPGA	116
Figure 4. 5: Synoptique d'un filtre CIC d'ordre 3	118

- Figure 4. 6: a) Réponse fréquentielle de la cascade des deux filtres passe-bas numériques. Les rapports de décimation du filtre CIC est de 125. b) Un zoom sur les fréquences basses de la Figure 4.6 (a) est représenté. La bande de Nyquist finale ( $F_{out}/2$ ) est de 500 kHz. 120
- Figure 4. 7: Architecture générale d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur un FPGA. Dans cette illustration, seule la composante I est représentée. 121
- Figure 4. 8 : Exemple de composantes I et Q en sortie d'un capteur GMI off-diagonal basé sur un FPGA. Les paramètres de configuration sont :  $G_I=1$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$  ;  $I_{ac}=5$  mA,  $f_p=1$  MHz,  $I_{dc}=6$  mA,  $F_{out}/2 = 500$  kHz, Bande passante à -3dB = 43 kHz,  $G_{SDR} = 1$  122
- Figure 4. 9 : Composante I en sortie du SDR (sortie du capteur) obtenue lorsque l'élément sensible est soumis à une induction magnétique crête d'environ 0.5  $\mu$ T et de fréquence 90 Hz. Les paramètres de configuration sont :  $G_I=10$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$  ;  $I_{ac}=3$  mA,  $f_p=1$  MHz,  $I_{dc}=5$  mA,  $F_{out}/2 = 500$  kHz, Bande passante à -3dB = 43 kHz,  $G_{SDR} = 20$  123
- Figure 4. 10: Synoptique d'un capteur GMI numérique en configuration off-diagonal basé sur un FPGA. Ce synoptique met en évidence la largeur des mots en entrée/sortie de chaque circuit. 125
- Figure 4. 11 : Densité spectrale de bruit du CNA de sortie du Red Pitaya 126
- Figure 4. 12 : Comparaison de la densité spectrale mesurée avec le modèle analytique développé. Les paramètres du récepteur sont :  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$ . La fréquence de Nyquist finale  $F_{out}/2$  et la bande passante à -3dB sont de de 500 kHz et 43 kHz respectivement. 129
- Figure 4. 13 : a) Densité spectrale de bruit du capteur GMI numérique basé sur un FPGA ; b) Fonction de transfert ou sensibilité. C) Niveau de bruit équivalent en champ. Les paramètres d'excitation sont  $I_{ac}=7$ mA,  $I_{dc}=5$ mA. Les paramètres du récepteur sont :  $G_{op27}=1$  ;  $G_I=40$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$   $F_{out}/2 = 500$  kHz, Bande passante à -3dB = 43 kHz,  $G_{SDR} = 40$ . 132
- Figure 4. 14 : Evaluation du slew rate du prototype conçue. Les paramètres d'excitation sont  $I_{ac}=7$ mA,  $I_{dc}=6$ mA. Les paramètres du récepteur sont :  $G_{op27}=1$  ;  $G_I=40$  ;  $N_{CIC}=125$  ;  $G_{RIF}=2$  ;  $F_{out}/2 = 500$  kHz, Bande passante à -3dB = 43 kHz,  $G_{SDR} = 40$ . La courbe rouge correspond au champ magnétique appliqué (type échelon) et la courbe rouge correspond au champ magnétique mesuré par le capteur. a) Mesure de champ pour un échelon de champ croissant ; b) Mesure de champ pour un échelon de champ décroissant. 135

---

## Liste des tableaux

Tableau 1. 1 : Synthèse des performances des capteurs GMI obtenues par les différentes équipes de recherche .....	38
Tableau 4. 1 : Récapitulatif des ressources nécessaires pour la réalisation des différentes fonctions numériques du capteur GMI sur FPGA.....	121
Tableau 4. 2 : Contribution des différentes sources de bruit du système d'excitation.....	126
Tableau 4. 3 : Contribution des différentes sources de l'élément sensible associé au préamplificateur .....	127
Tableau 4. 4 : Contribution des différentes sources de bruit du SDR.....	128
Tableau 4. 5 : Densités spectrales de bruit de chaque source de bruit de la chaîne de mesure et leurs contributions en sortie. Les paramètres de configuration sont : $G_{OP27} = 1$ , $G_I = 40$ , $N_{CIC} = 125$ , $G_{RIF} = 2$ , $F_{out}/2 = 500 \text{ kHz}$ , Bande passante à -3dB = 46 kHz, $G_{SDR} = 40$ .....	131
Tableau 4. 6 : Comparaison des principales performances en bruit reportée dans l'état de l'art .....	133

# **ANNEXES**

## Annexe 1

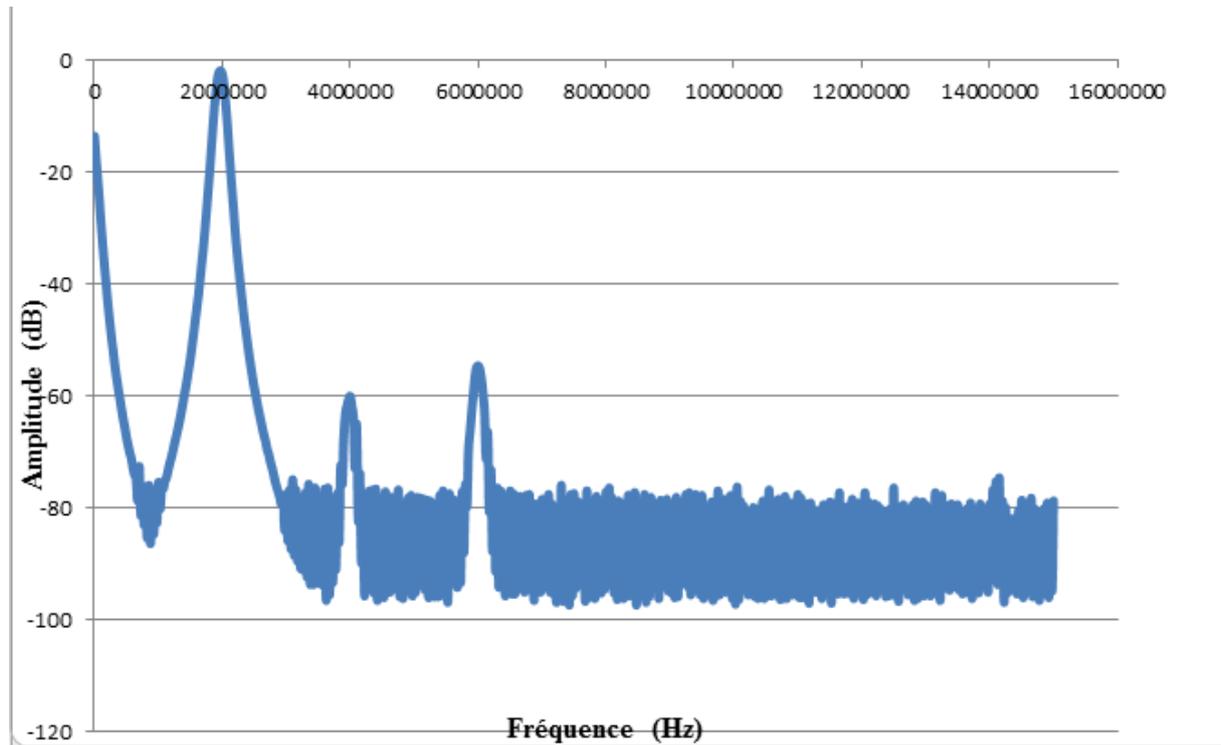
**Transformée de Fourier du signal en sortie du DDS**

Figure A.I. 1 : Transformée de Fourier du signal issu du DDS

## Annexe 2

### Démodulation d'un bruit autour de la porteuse

Considérons un bruit en bande étroite,  $e_n(t)$ , apparaissant autour d'une porteuse,  $\cos(\omega_0 t)$ , où  $\omega_0$  représente la pulsation. Ce bruit est modulé par le signal  $A \cdot \cos(x)$ .

Le bruit en bande étroite comprend une composante en phase  $a(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$  et une composante en quadrature  $b(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$  tel que :

$$e_n(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$$

En outre, la puissance du bruit  $\overline{e_n^2(t)}$  est similaire à celle des composantes en phase  $\overline{a^2(t)}$  et en quadrature  $\overline{b^2(t)}$  selon :

$$\overline{e_n^2(t)} = \overline{a^2(t)} = \overline{b^2(t)} = en_{eff}^2 \quad \text{avec} \quad en_{eff}^2 = \frac{1}{2} (\overline{a^2(t)} + \overline{b^2(t)})$$

Où  $\sqrt{\overline{a^2(t)}} = \sqrt{2\beta^2 \Delta f} = \sqrt{2}\beta \cdot \sqrt{\Delta f}$  pour une bande passante de  $2\Delta f$  et  $\beta$  représente la densité spectrale de bruit autour de la porteuse (à l'entrée du démodulateur)

Le signal  $S(t)$  à l'entrée du démodulateur peut s'exprimer comme suit :

$$S(t) = A \cos(x) \cdot \cos(\omega_0 t) + e_n(t)$$

A la suite du mixage, le signal  $S(t)$  noté  $V_s(t)$  est tel que :

$$\begin{aligned} V_s(t) &= [A \cos(x) \cdot \cos(\omega_0 t) + e_n(t)] \cdot \cos(\omega_0 t) \\ &= (A \cos(x) + a(t)) \cos^2(\omega_0 t) - k \cdot b(t) \sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) \end{aligned}$$

Après filtrage, le signal devient :

$$V_{sf}(t) = \frac{A \times G_d}{2} \cos(x) + a(t) \frac{G_d}{2}$$

Où  $G_d$  représente le gain du démodulateur ; le facteur  $\frac{1}{2}$  provient de la perte de 6 dB due au mixage.

Soit une valeur efficace pour le signal telle que :

$$V_{signal\_eff}(t) = \frac{A \times G_d}{2\sqrt{2}}$$

Et une valeur efficace pour le bruit telle que :

$$e_{n_{eff}} = \frac{G_d}{2} \sqrt{a^2(t)} = \frac{G_d}{2} \sqrt{2} \beta \sqrt{\Delta f}$$

La densité spectrale en sortie du démodulateur  $\beta_1$  en  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  est telle que :

$$\beta_1 = \sqrt{2} \beta$$

Le facteur  $\sqrt{2}$  provient d'un repliement de bruit et par conséquent d'une perte d'un facteur 2 sur la bande passante.

En résumé, un facteur  $\frac{G_d}{2} \sqrt{2}$  est ainsi observé entre la densité spectrale de bruit  $\beta$  autour de la porteuse (à l'entrée du démodulateur) et celle en sortie du démodulateur  $\beta_1$ . Le facteur  $\frac{G_d}{2}$  est lié au gain du démodulateur et à la perte de 6 dB due au mixage ; le facteur  $\sqrt{2}$  est dû au repliement de bruit.

Dans la modélisation numérique présentée dans ce manuscrit, ce bruit autour de la porteuse est directement prise en compte en considérant le bruit dans la bande  $[0 ; F_s/2]$ .

En effet, la puissance de bruit du CAN, uniformément répartie dans la bande de Nyquist  $[-F_s/2 ; F_s/2]$  est telle que (équation 3.21) :

$$P(V_\varepsilon) = \frac{\frac{V_{FS}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_r}{20}}}$$

Le repliement de bruit est directement pris en compte en considérant la bande  $[0 ; F_s/2]$  dans le calcul de la densité spectrale  $e_{n_{CAN}}$  telle que (équation 3.33) :

$$e_{n_{CAN}} = \frac{\frac{V_{FS}}{2\sqrt{2}}}{10^{\frac{RSB_r}{20}} \sqrt{\frac{F_s}{2}}}$$

L'équation montre une multiplication d'un facteur  $\sqrt{2}$  dans la nouvelle bande. Le facteur  $\frac{G_d}{2}$  est pris en compte dans l'expression du gain du SDR (équation 2.10).

## Annexe 3

### Structure d'un FPGA

Depuis leur invention par Xilinx en 1936, les FPGA avaient la réputation de mettre à disposition de l'utilisateur une conception rapide, simple et fiable. Les progrès technologiques ont permis d'accéder à des matrices logiques programmables de plusieurs millions de portes.

La Figure A-III.1 montre l'architecture générique d'un FPGA. Les principaux modules le composant sont :

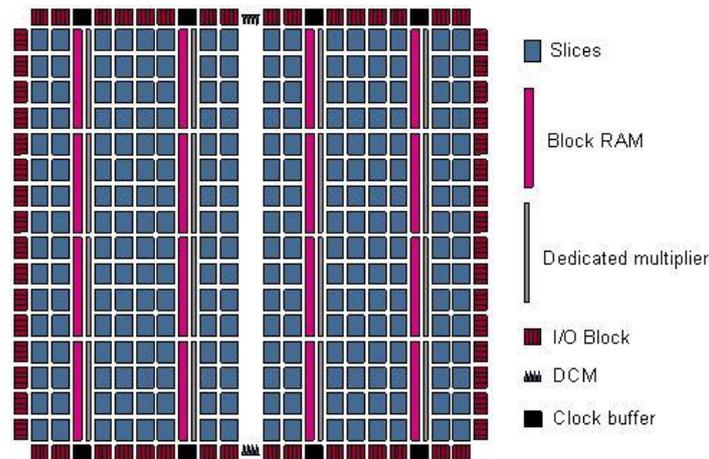


Figure A-III. 1: Structure générique d'un FPGA [128].

- ❖ Les blocs logiques programmables (CLB) : c'est le module de base d'un FPGA. Les CLB sont des ressources logiques indispensables pour la mise en œuvre de circuits combinatoires et séquentiels. Chaque cellule CLB est identique aux autres et peut être reliée à ses voisins via des bus d'interconnexion. Elles peuvent être utilisées pour créer des fonctions logiques complexes mais aussi comme éléments de stockage de variables. Chaque élément CLB est constitué de slices. La Figure A-III.2, illustre l'architecture simplifiée d'un slice.

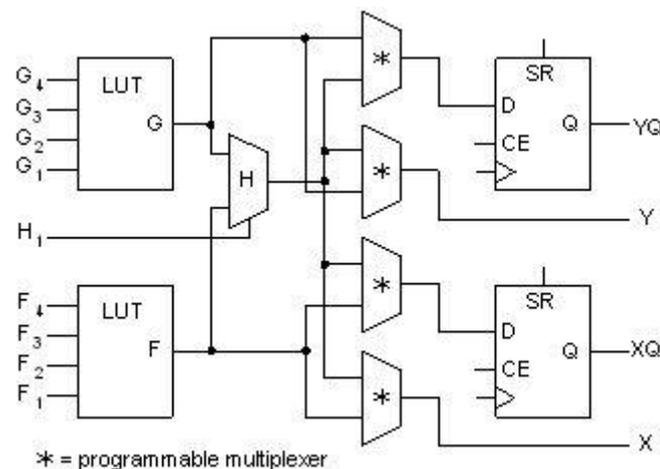


Figure A-III. 2: Architecture simplifiée d'un slice [128].

Cet exemple comporte un LUT (Look-Up Table) de 4 bits qui permet d'implémenter n'importe quelle fonction combinatoire sur 4 bits. La logique combinatoire est implantée grâce aux LUT contenus dans chaque slice. Ces LUT peuvent également être configurés comme étant une mémoire RAM, simple ou double-port de 16 bits, ou encore comme registres à décalage de 16 bits. En plus du LUT, chaque slice contient des multiplexeurs ainsi que des bascules D ('Flip-Flop') associées à leurs horloges CE (pour 'clock Enable') puis SR (pour 'Set et Reset').

Au cours du temps et grâce à l'évolution de la technologie, l'architecture de ces cellules a évolué en complexité. Par ailleurs, les FPGAs intègrent de plus en plus de cellules sur une même surface. A titre d'exemple, on trouve jusqu'à 400000 CLB appelés ALM (high performance Adaptation Logic Modules) dans les Stratix V de Altera [129] et 1 956 000 CLBs pour les Virtex 7 de Xilinx [130].

- ❖ Les IOB (Input Output Block) : l'échange des données avec les circuits extérieurs (microprocesseur, DSP, mémoires rapides, CAN et CNA ...) est souvent un critère important dans la perspective des performances à atteindre. Les blocs IOB disposant de bascules sur les chemins d'entrées/sorties permettent de réaliser cet interfaçage.
- ❖ Les ressources d'interconnexion des cellules : dans l'optique de réaliser des fonctions complexes à partir d'un CLB, il est nécessaire de disposer de ressources d'interconnexion entre ces différentes cellules. Ce sont des bus qui remplissent cette fonction. Il existe différents types de bus d'interconnexion en fonction du type de signal à propager (Les horloges ont en général des bus de transmission qui leur sont dédiés).

Depuis quelques générations de FPGA, les fabricants ont rajouté aux ressources classiques, sur certains modèles, de nombreux éléments tels que :

- ❖ Les blocs mémoires : les FPGA classiques peuvent se comporter comme un espace de stockage de variables, cet espace de stockage est réparti dans tout le FPGA. Ce mode de stockage est tout de même limité en termes d'espace disponible. C'est pourquoi, pour pouvoir stocker une somme plus importante de variables sans avoir à accéder à des mémoires externes, certains fabricants de FPGA ont introduit des blocs mémoires à l'intérieur de ces derniers. Ces mémoires peuvent avoir une taille allant de 10 à 90 Mbits suivant les constructeurs et la taille du FPGA.
- ❖ Les multiplieurs : la logique présente dans les FPGA permet de réaliser toutes sortes d'opérations arithmétiques (additions, multiplications, ...). Ces opérations, et en particulier les multiplications sont très coûteuses en termes de ressources logiques utilisées, d'où l'intérêt de disposer dans les FPGA de multiplieurs câblés (plus d'une

centaine sont généralement disponibles sur les modèles haut de gamme). De plus, le temps de calcul pour ces opérations est alors optimisé.

- ❖ Les blocs processeurs : avec l'apparition des très grands FPGA, il est maintenant possible d'intégrer des algorithmes complexes sur une seule puce. Certains FPGAs disposent aujourd'hui de cœurs de processeurs. Au début des années 2000, plusieurs fabricants proposent des cœurs de processeurs matériels au sein des FPGA (cœur Power PC pour Xilinx ou cœur ARM pour Altera). Cette disposition absente dans les FPGA depuis 2005 (Virtex 5, 6, 7 chez Xilinx par exemple) apparaît de nouveau dans la nouvelle famille de FPGA proposée par Xilinx (ZYNQ 7000 en 2012).

La chaîne de mesure présentée dans le chapitre 4 est en partie basée sur le FPGA Zynq 7010 appartenant à cette nouvelle famille. Celle-ci intègre un système à microprocesseur à double cœur ARM complet incluant ses contrôleurs mémoires et ses périphériques dans le FPGA.

La Figure A-III.3 illustre les caractéristiques des FPGA de la famille Zynq. Les caractéristiques du FPGA utilisé sont encadrées en rouge.

Device Name	Z-7007S	Z-7012S	Z-7014S	Z-7010	Z-7015	Z-7020	Z-7030	Z-7035	Z-7045	Z-7100
Part Number	XC7Z007S	XC7Z012S	XC7Z014S	XC7Z010	XC7Z015	XC7Z020	XC7Z030	XC7Z035	XC7Z045	XC7Z100
Xilinx 7 Series Programmable Logic Equivalent	Artix®-7 FPGA	Artix-7 FPGA	Artix-7 FPGA	Artix-7 FPGA	Artix-7 FPGA	Artix-7 FPGA	Kintex®-7 FPGA	Kintex-7 FPGA	Kintex-7 FPGA	Kintex-7 FPGA
Programmable Logic Cells	23K	55K	65K	28K	74K	85K	125K	275K	350K	444K
Look-Up Tables (LUTs)	14,400	34,400	40,600	17,600	46,200	53,200	78,600	171,900	218,600	277,400
Flip-Flops	28,800	68,800	81,200	35,200	92,400	106,400	157,200	343,800	437,200	554,800
Block RAM (# 36 Kb Blocks)	1.8 Mb (50)	2.5 Mb (72)	3.8 Mb (107)	2.1 Mb (60)	3.3 Mb (95)	4.9 Mb (140)	9.3 Mb (265)	17.6 Mb (500)	19.1 Mb (545)	26.5 Mb (755)
DSP Slices (18x25 MACCs)	66	120	170	80	160	220	400	900	900	2,020
Peak DSP Performance (Symmetric FIR)	73 GMACs	131 GMACs	187 GMACs	100 GMACs	200 GMACs	276 GMACs	593 GMACs	1,334 GMACs	1,334 GMACs	2,622 GMACs
PCI Express (Root Complex or Endpoint) <sup>(3)</sup>		Gen2 x4			Gen2 x4		Gen2 x4	Gen2 x8	Gen2 x8	Gen2 x8
Analog Mixed Signal (AMS) / XADC	2x 12 bit, MSPS ADCs with up to 17 Differential Inputs									
Security <sup>(2)</sup>	AES and SHA 256b for Boot Code and Programmable Logic Configuration, Decryption, and Authentication									

Figure A-III. 3 : FPGA Zynq appartenant à la famille 7 [131]

En plus du cœur ARM, la Zynq intègre désormais deux slices par CLB communiquant à travers un routeur (la Switch Matrix) programmable réalisant la connexion entre les entrées et sorties des cellules logiques et la matrice de routage. La Figure A-III.4 montre le synoptique d'un slice du FPGA utilisé. Elle intègre principalement :

- la sliceM : dans ces slices, les LUT peuvent être configurés comme élément mémoire synchrone ou comme registre à décalage de 16 ou 32 bits.
- la sliceL : dans ces slices, les LUT sont configurés en mode combinatoire.

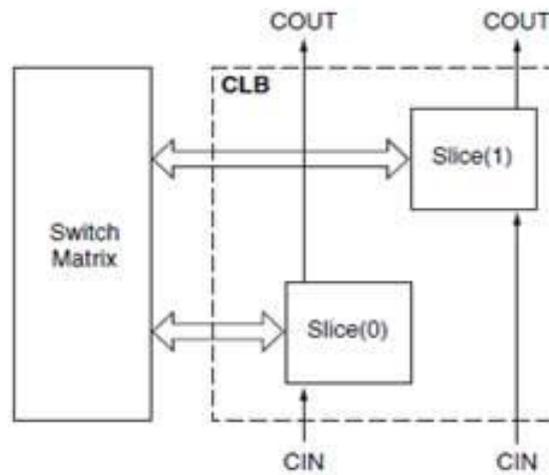


Figure A-III. 4: Architecture d'un slice du FPGA Zynq Z-7010 [132]

Chaque slice dispose de 4 LUTs et 8 bascules D. Les LUTs sont passés à 6 ( $n=6$ ) entrées avec deux bascules par LUT. Un LUT est donc une petite mémoire de  $2^n$  mots de 1 bit, adressée par  $n$  bits provenant de la matrice de routage par l'intermédiaire de la switch Matrix. Il permet par conséquent d'implémenter n'importe quelle fonction booléenne ayant jusqu'à  $n$  variables, grâce à la table de vérité de cette fonction. Le résultat de cette table peut être soit réinjecté directement dans la matrice de routage pour ensuite être propagé vers une autre cellule logique du FPGA, soit mémorisé par le registre sur un front montant de l'horloge avant d'être redirigé par la switch Matrix.

## Annexe 4

### Illustration des bancs de mesure

#### A.4-1 : Câblage de l'élément sensible

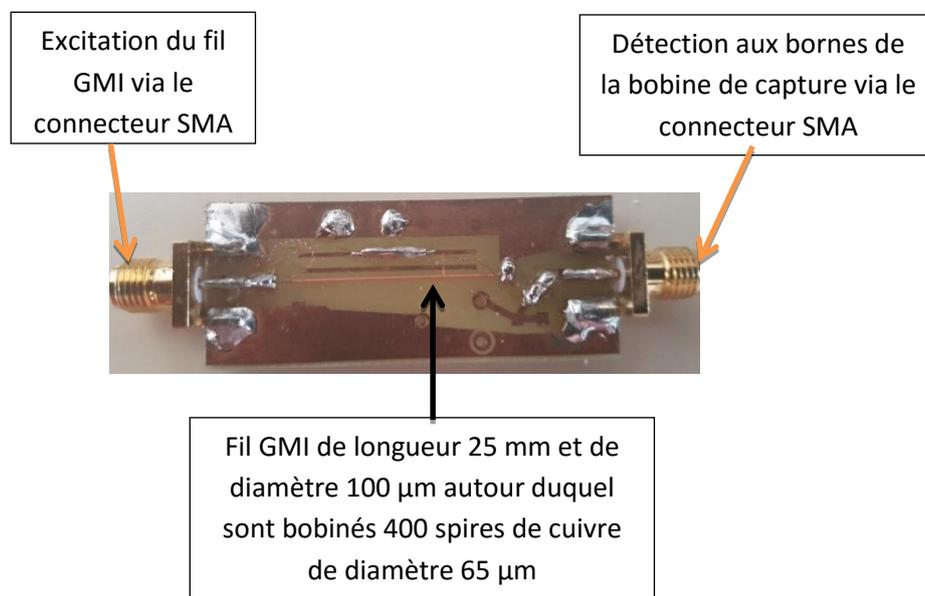


Figure A-IV. 1 : Illustration de l'élément sensible en configuration off-diagonal

### A.4-2 : Illustration de la deuxième chaîne (FPGA associé à l'élément sensible)

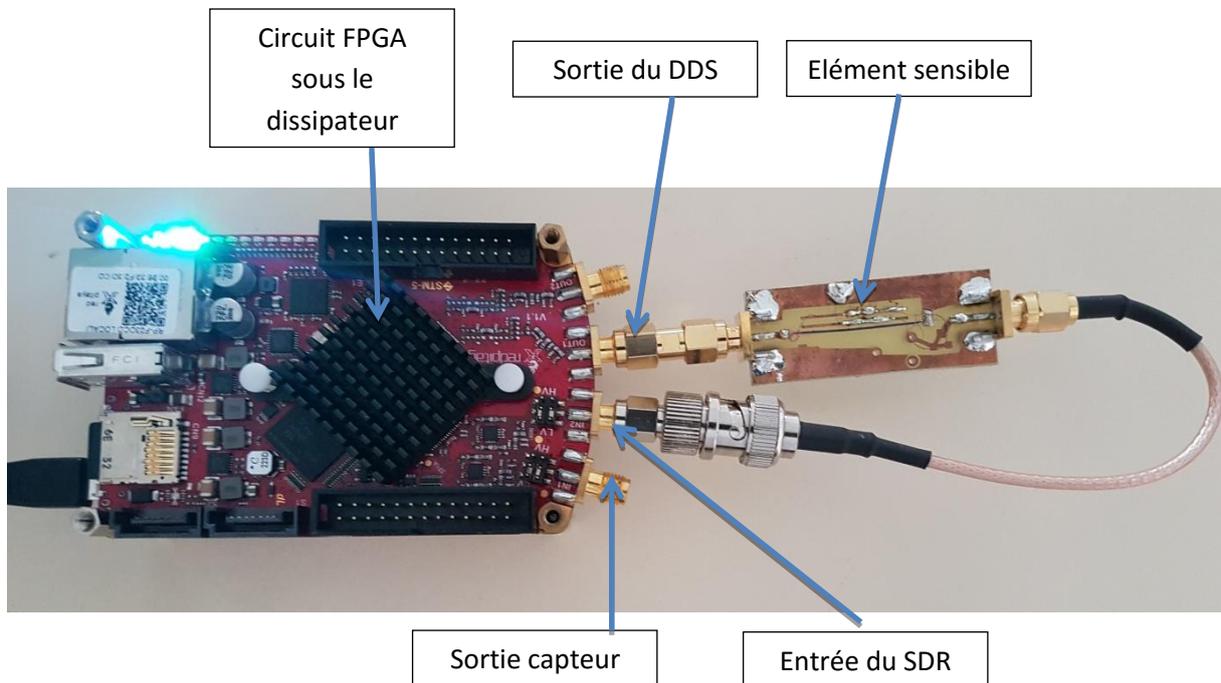


Figure A- IV. 2 : Illustration de la chaîne de mesure basée sur le FPGA. Dans cette illustration, le préamplificateur et la polarisation continue (courant  $I_{dc}$ ) ne sont pas représentés

### A.4-3 : Illustration du prototype de capteur GMI

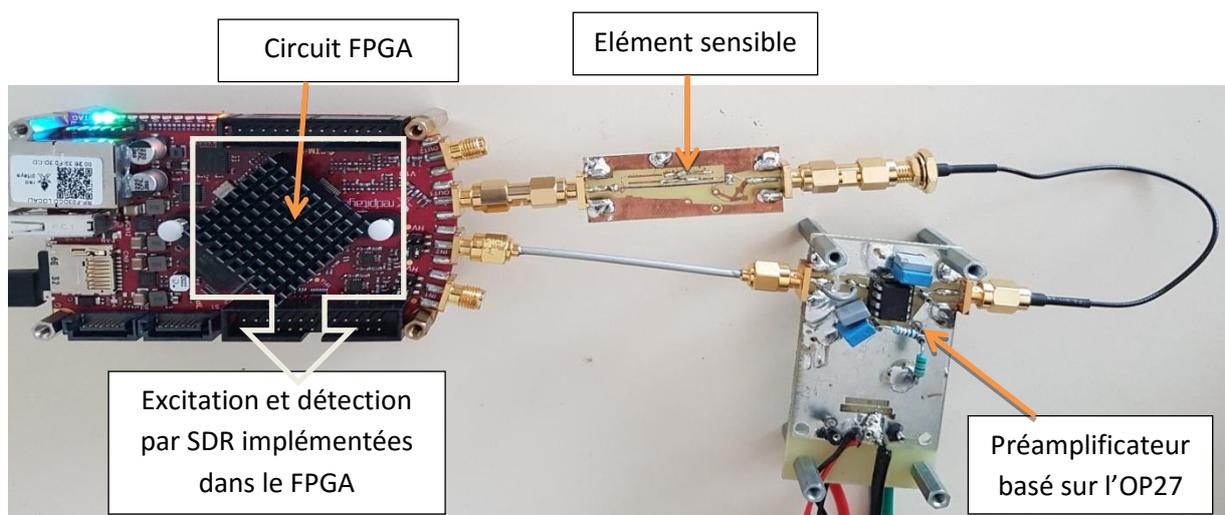
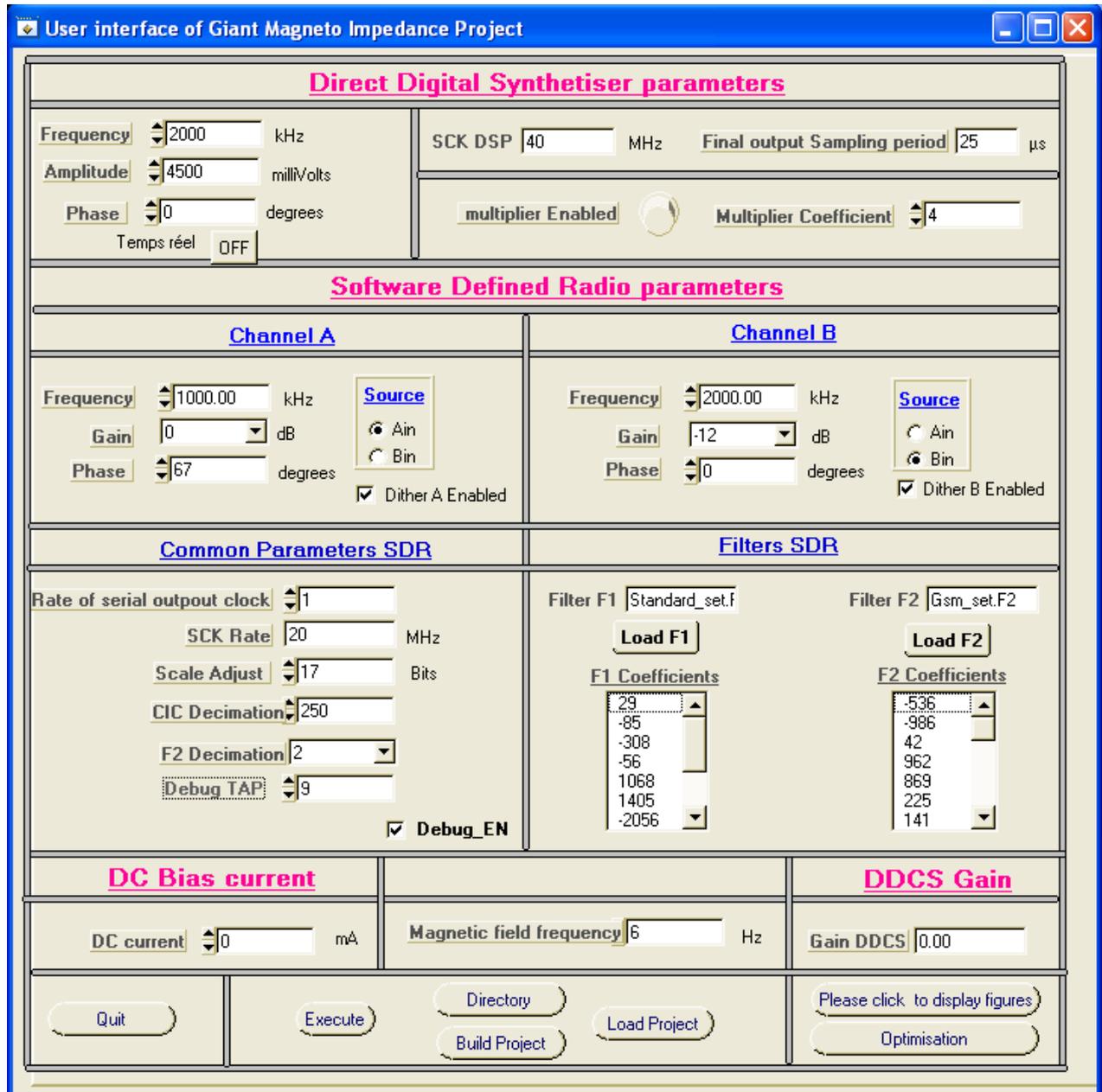


Figure A- IV. 3 : Illustration de la chaîne complète. La source de polarisation continue n'est pas représentée ici.

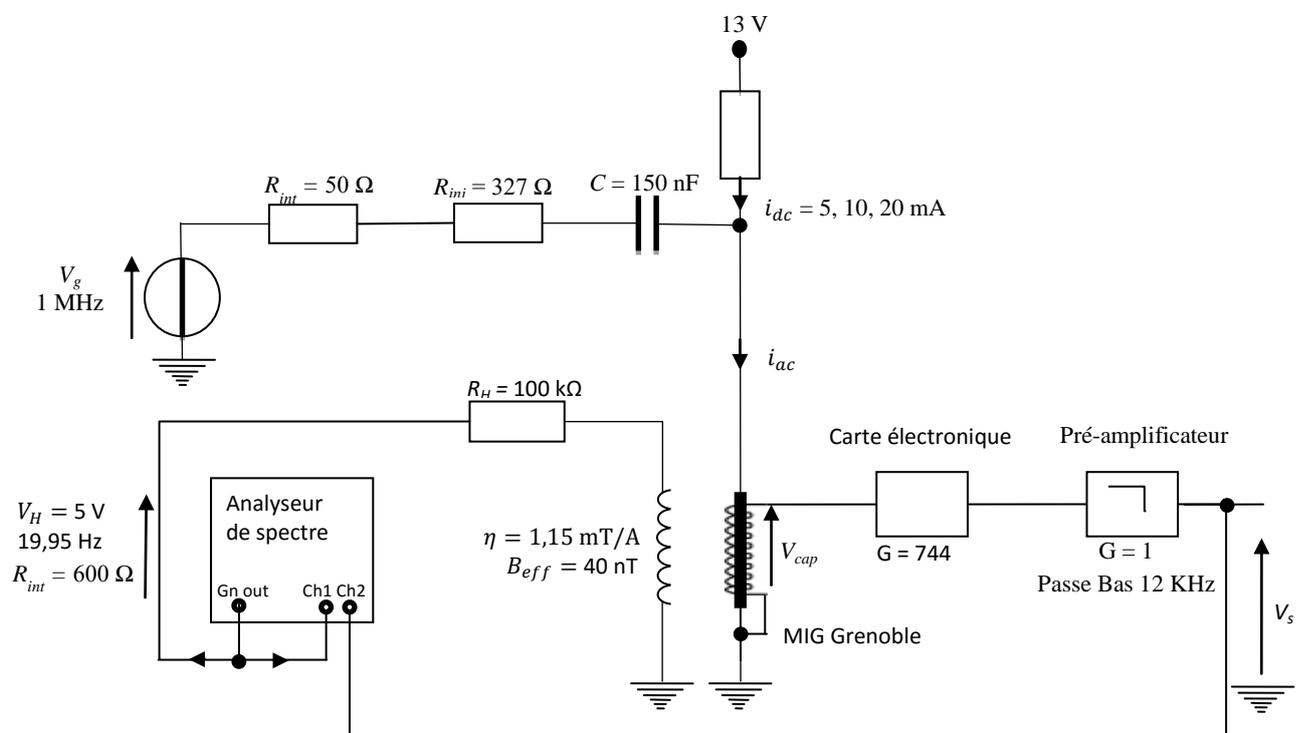
## A.4-4 : Illustration de l'interface graphique dédiée pour les capteurs GMI



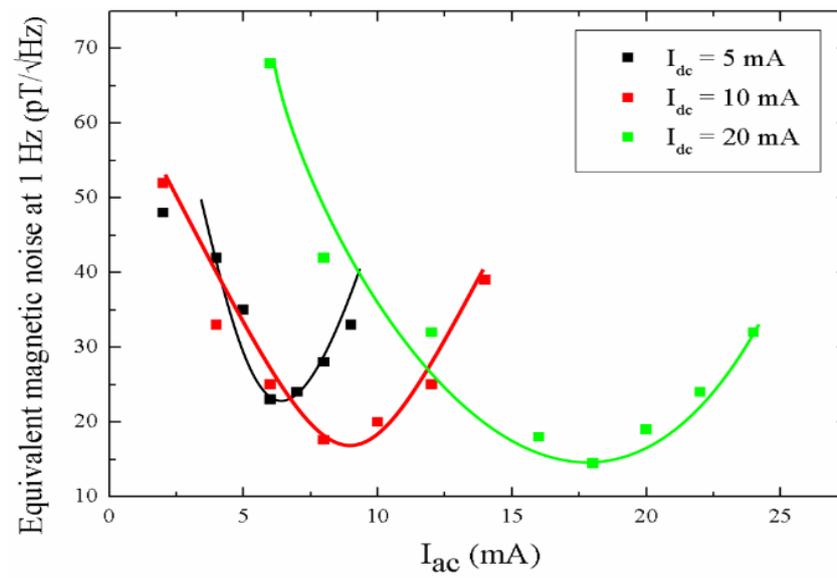
## Annexe 5

## Caractérisation de l'élément sensible

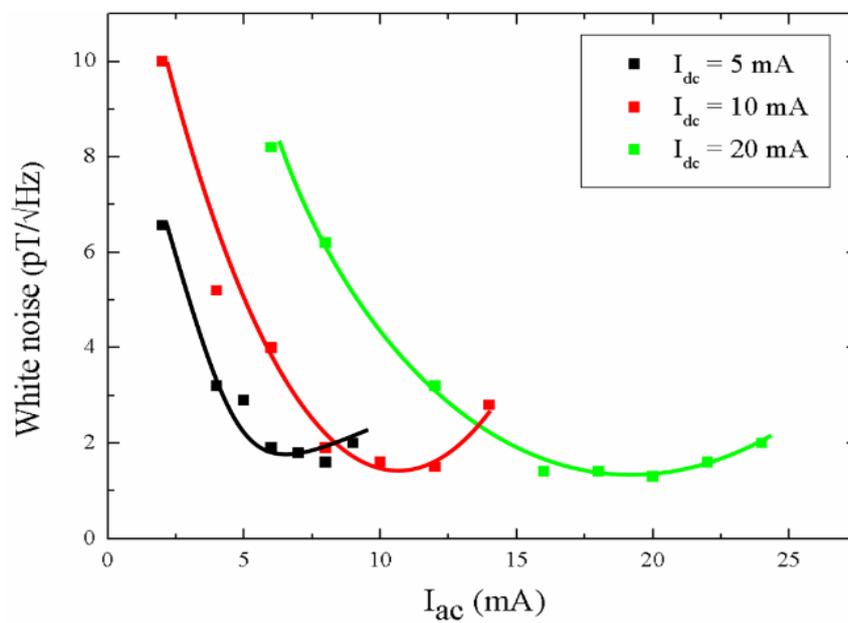
Ces mesures ont été réalisées au laboratoire GREYC de Caen avec un échantillon identique à celui utilisé tout au long du manuscrit. Les résultats suivants sont obtenus avec l'électronique analogique de la référence [4] (thèse de B. Dufay). Rappelons que les performances obtenues durant cette thèse font partie des meilleures dans l'état de l'art des capteurs GMI. Le banc de caractérisation ainsi que les résultats obtenus sont illustrés ci-après :



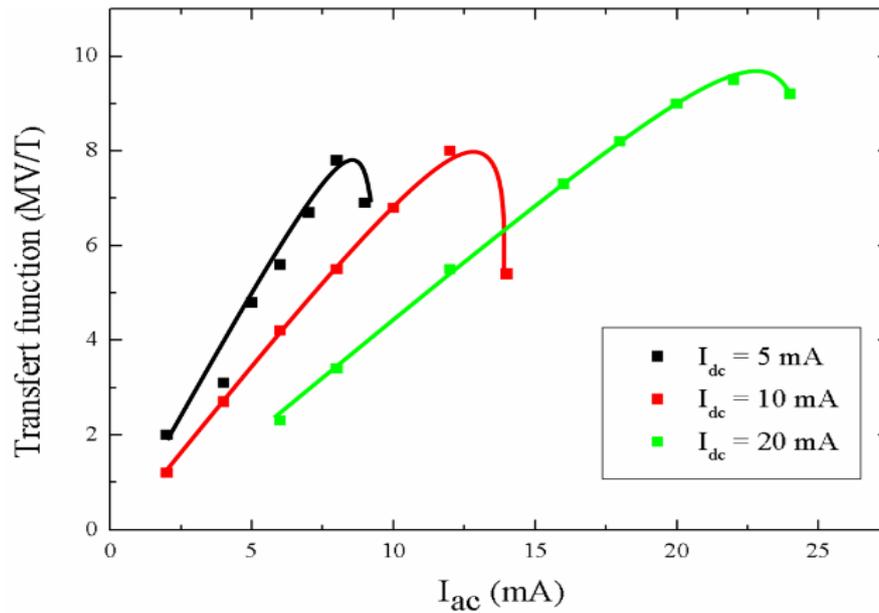
A-V. 1 : Chaîne de mesure du laboratoire GREYC



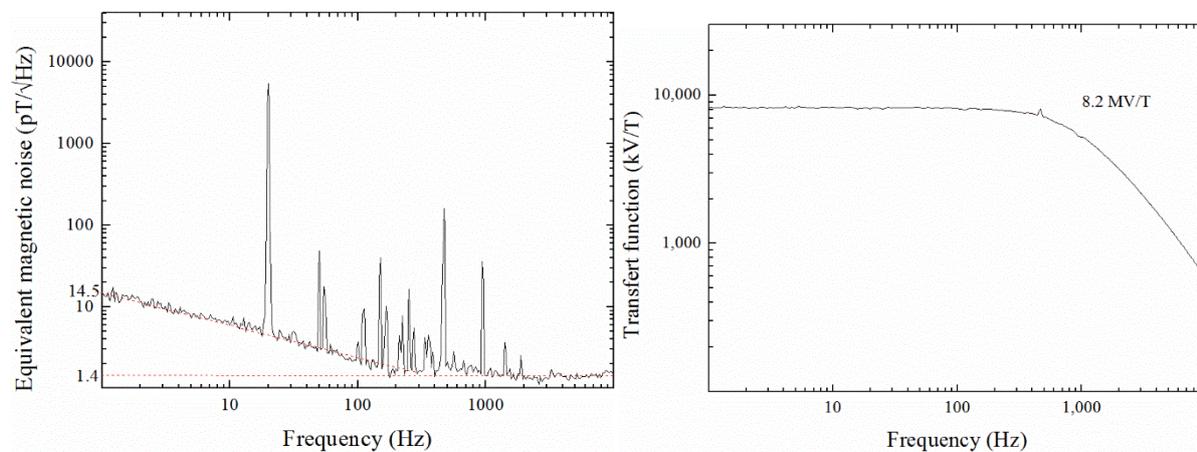
A-V. 2 : Illustration du niveau de bruit équivalent en champ obtenu à 1 Hz en fonction du courant  $I_{ac}$  pour différentes valeurs de courants  $I_{dc}$



A-V. 3 : Illustration du niveau de bruit équivalent en champ obtenu en zone de bruit blanc en fonction du courant  $I_{ac}$  pour différentes valeurs de courants  $I_{dc}$



A-V. 4 : Illustration de la fonction de transfert mesurée en fonction du courant  $I_{ac}$  pour différentes valeurs de courants  $I_{dc}$



A-V. 5 : a) Niveau de bruit équivalent en champ obtenu avec l'électronique du laboratoire GREYC. b) Sensibilité ou fonction de transfert. Conditions d'excitation :  $I_{ac} = 18 \text{ mA}$ ,  $f_p = 1 \text{ MHz}$ ,  $I_{dc} = 20 \text{ mA}$ .