



**HAL**  
open science

# Etude des Corrélations entre Paramètres Statiques et Dynamiques des CAN en vue d'optimiser leur Flot de Test

Mariane Comte

► **To cite this version:**

Mariane Comte. Etude des Corrélations entre Paramètres Statiques et Dynamiques des CAN en vue d'optimiser leur Flot de Test. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2003. Français. NNT : . tel-00003666

**HAL Id: tel-00003666**

**<https://theses.hal.science/tel-00003666>**

Submitted on 31 Oct 2003

**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.

ACADEMIE DE MONTPELLIER

**UNIVERSITE MONTPELLIER II**

— SCIENCES ET TECHNIQUES DU LANGUEDOC —

# THESE

présentée à l'Université Montpellier II, Sciences et Techniques du Languedoc,

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR de l'Université Montpellier II**

SPECIALITE : **ELECTRONIQUE, OPTRONIQUE ET SYSTEMES**

*Formation doctorale : Systèmes Automatiques et Microélectroniques*

*Ecole doctorale : Information, Structures et Systèmes*

## **Etude des Corrélations**

### **entre Paramètres Statiques et Dynamiques des CAN**

### **en vue d'optimiser leur Flot de Test**

par

**Mariane COMTE**

Soutenue publiquement le **11 juillet 2003**, devant le jury composé de :

<b>P. FOUILLAT</b>	Professeur – ENSEIRB	Président, rapporteur
<b>J. L. HUERTAS</b>	Professeur – Universidad de Sevilla, Espagne	Rapporteur
<b>P. CAUVET</b>	Responsable du Test – Philips Semiconductors, Caen	Examineur
<b>F. AZAIS</b>	Chargée de recherche CNRS – Université de Montpellier II	Examineur
<b>S. BERNARD</b>	Chargé de recherche CNRS – Université de Montpellier II	Examineur
<b>Y. BERTRAND</b>	Professeur – Université de Montpellier II	Directeur de thèse
<b>D. DALLET</b>	Maître de conférences – ENSEIRB	Membre invité
<b>M. RENOVELL</b>	Directeur de recherche CNRS – Université de Montpellier II	Membre invité



*A B. & H.*



*Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été réalisés au sein du Département de Microélectronique du LIRMM (Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier). Je remercie Messieurs Gaston CAMBON et Michel HABIB, Professeurs, ancien et nouveau Directeurs du LIRMM, de m'avoir accueillie dans leur laboratoire. Je tiens également à remercier Messieurs Christian LANDRAULT et Michel RENOVELL, Directeurs de Recherche CNRS, responsables successifs du Département de Microélectronique, qui ont eu à cœur de m'offrir des conditions de travail optimales.*

*Je remercie vivement Monsieur José Luis HUERTAS, Professeur à l'Université de Séville, et Monsieur Pascal FOUILLAT, Professeur à l'ENSEIRB, pour l'honneur qu'ils m'ont fait et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant d'être les rapporteurs de ce mémoire de thèse. Je voudrais aussi remercier cordialement Monsieur Philippe CAUVET, Responsable du Test chez Philips à Caen, ainsi que Monsieur Dominique DALLET, Maître de Conférences à l'ENSEIRB, d'avoir accepté d'être membres du jury de thèse.*

*Bien sûr, ce travail n'aurait pu aboutir sans la contribution inestimable de l'ensemble de l'équipe de recherche. Cette équipe m'a très vite accordé sa confiance et son amitié, et j'ai pu grâce à elle effectuer mes recherches dans les meilleures conditions scientifiques et humaines qui puissent être. Je voudrais ainsi témoigner ma profonde reconnaissance à Madame Florence AZAÏS, Chargée de Recherche CNRS, et à Monsieur Michel RENOVELL, Directeur de Recherche CNRS, dont le recul et la pertinence scientifiques ont permis l'apport capital d'idées innovantes et la valorisation de l'ensemble de l'étude. Je tiens à exprimer ma reconnaissance particulière et immense à Monsieur Serge BERNARD, Chargé de Recherche CNRS, dont la thèse a précédé la mienne. Il m'a très activement encadrée, aidée et soutenue durant ces trois années ; sa passion de la recherche associée à sa disponibilité extraordinaire ont décuplé ma motivation et mon courage face aux épreuves. Je voudrais enfin adresser toute ma gratitude à mon Directeur de thèse, Monsieur Yves BERTRAND, Professeur à l'Université Montpellier II, qui m'a témoigné sa confiance pour cette thèse. Il a toujours considéré mes inquiétudes et mes attentes avec attention et bienveillance, et sa fréquentation est un enrichissement permanent pour tout son entourage. Tous deux m'ont confortée dans mon envie de poursuivre dans la voie de la recherche ; leurs conseils me seront des plus précieux et j'espère parvenir à suivre leur exemple.*

*Je tiens également à remercier chaleureusement Monsieur Régis LORIVAL pour son aide en matière de test industriel et la contribution qu'il a apportée à l'étude.*

*Je voudrais exprimer mon amitié sincère à mes collègues thésards et à toutes les personnes du laboratoire que j'ai côtoyées avec plaisir. Ne pouvant les citer tous, je voudrais adresser une pensée particulière à Wence, Jean-Max, Isabelle, Michel, Vincent, Philippe, Arnaud et Gilles dans la catégorie des « anciens thésards », David, Xavier, Yannick et Jean-Marc pour les compagnons de rédaction, Pascal, Jean-Denis et Daniel qui ont partagé mon bureau et mes excentricités, Olivier, Luigi, Alain, Régis, Seb, Alex, Abou et Norbert, et une mention spéciale pour Séverine, « l'autre 50% », et Guillaume. Hors thésards, je voudrais remercier Céline, Isabelle, Martine, Nadine, Josette, Elisabeth et Catherine, les filles de l'administration, ainsi que Stéphanie et Philippe qui m'ont préservée des soucis informatiques. Merci à Jeff, Olivier, Jocelyne et Marc pour leur amitié et leur enthousiasme permanent.*

*Merci à Wence, Pascal et Serge (les mêmes), Laurent et Rudy pour la musique partagée, trop rarement par périodes mais toujours avec flamme. Pour tous les délicieux moments passés ensemble à écumer garrigues, dunes et festins, un grand, grand merci à Marie-Lise, Séverine, Elise et Serge (toujours le même), à qui je tiens à exprimer ma profonde amitié. Une dédicace spéciale « soutien à distance » pour Hervé, fidèle compagnon de route depuis si longtemps, JB, Seb et Dai.*

*Enfin, un immense merci à Ben, tout à la fois compagnon de rédaction, compagnon de musique, compagnon de route et compagnon de ma vie, qui m'a toujours soutenue et encouragée pendant la thèse, avec tout mon amour.*

# Table des matières

---

<b>Introduction générale</b>	<b>7</b>
<b>Chapitre 1 : Introduction au test des CAN</b>	<b>15</b>
<b>I. Principe de la conversion analogique-numérique</b>	<b>17</b>
<b>II. Paramètres fonctionnels des CAN</b>	<b>21</b>
II.1. Convertisseur analogique-numérique idéal	21
II.2. Convertisseur analogique-numérique réel	29
<b>III. Test industriel des CAN</b>	<b>34</b>
III.1 Environnement de test dynamique	35
III.2 Test par analyse statistique	37
III.3 Test par analyse spectrale	40
III.4 Test par analyse temporelle	51
<b>IV. Conclusion</b>	<b>53</b>
<b>Chapitre 2 : Objectif, Etat de l'art et Mise en œuvre de l'étude</b>	<b>55</b>
<b>I. Objectif des travaux</b>	<b>56</b>
<b>II. Etat de l'art</b>	<b>58</b>
<b>III. Modélisation de l'environnement de test des CAN</b>	<b>60</b>
III.1 Modèle du générateur de stimuli	61
III.2 Modèle comportemental de CAN	63
III.3 Analyse spectrale de la réponse du CAN	67
<b>IV. Paramètres d'un banc de test réel : le testeur Agilent 83000</b>	<b>73</b>
<b>V. Conclusion</b>	<b>74</b>

---

<b>Chapitre 3 : Etude des corrélations</b>	
<b>entre les paramètres statiques et dynamiques d'un CAN</b>	<b>75</b>
<b>I. Influence des conditions de test sur la mesure des paramètres dynamiques</b>	<b>77</b>
I.1 Conditions de test dans un environnement idéal	77
I.2 Influence du nombre de périodes du stimulus	79
I.3 Influence du nombre d'échantillons acquis	82
I.4 Influence de l'amplitude du stimulus	86
I.5 Bilan de l'influence des conditions de test	92
<b>II. Prise en compte du banc de test réel (HP 83000)</b>	<b>93</b>
II.1 Bruit	94
II.2 Incertitude sur l'amplitude du signal généré	98
<b>III. Influence d'une erreur statique isolée sur la mesure des paramètres dynamiques</b>	<b>100</b>
III.1 Influence d'une erreur d'offset	101
III.2 Influence d'une erreur de gain	105
III.3 Influence d'une non-linéarité intégrale	107
<b>IV. Bilan de l'étude</b>	<b>109</b>
<b>Chapitre 4 : Optimisation du flot de test</b>	<b>111</b>
<b>I. Contexte et objectif</b>	<b>113</b>
I.1. Flot de test classique	113
I.2 Flot de test alternatif	115
I.3 Définition de l'efficacité statistique de détection d'un flot de test	117

<b>II. Etude de flots de test alternatifs sur un exemple de cahier des charges</b>	<b>118</b>
II.1 Création d'une population de convertisseurs A/N	119
II.2 Efficacité d'une unique analyse spectrale classique	121
II.3 Efficacité d'une double analyse spectrale	125
II.4 Efficacité d'une unique analyse spectrale modifiée	129
II.5 Bilan du cas d'étude	132
<b>III. Généralisation de l'étude statistique</b>	<b>133</b>
III.1 Outil logiciel de validation	133
III.2 Application à des circuits réels	136
III.3 Etude de l'influence des limites de tolérance	139
<b>IV. Conclusion</b>	<b>145</b>
<b>Conclusion générale</b>	<b>147</b>
<b>Références bibliographiques</b>	<b>153</b>
<b>Annexes</b>	<b>161</b>
Annexe A :	
Modèle d'environnement de test dynamique des CAN : programmes <i>Labview</i>	163
Annexe B : Influence des conditions de test	
sur la mesure des paramètres dynamiques des CAN parfaits	171
Annexe C : Influence d'une erreur statique individuelle	
sur la mesure des paramètres dynamiques des CAN	177

# Introduction générale

---

Un large éventail d'applications des circuits intégrés microélectroniques nécessite de faire coexister sur une même puce une partie numérique et une partie analogique. De tels circuits sont dits mixtes analogique-numérique, ou plus simplement mixtes. Parmi leurs domaines d'utilisation, on peut citer les télécommunications, les applications multimédias, l'imagerie, l'instrumentation notamment médicale, les chaînes d'acquisition de données ou encore la détection radar... Ces circuits tirent profit de la souplesse et de la robustesse du traitement numérique pour stocker, transmettre ou analyser les signaux analogiques provenant du monde réel, comme le son, la lumière, ou même l'influx électrique d'une fibre nerveuse. Leur développement a été en outre favorisé par l'amélioration des techniques d'intégration à grande échelle (VLSI, *Very Large Scale Integration*). Souvent, plusieurs blocs assumant un rôle spécifique dans le circuit (blocs fonctionnels ou cœurs) sont assemblés, constituant un système sur puce complexe (SoC, *System on Chip*). La diversité des blocs fonctionnels et la différence de nature (analogique et numérique) des signaux en jeu font du test de ces circuits un enjeu essentiel.

Le test des blocs numériques fait l'objet de nombreuses recherches depuis des années et est aujourd'hui relativement mature. En particulier, il existe des solutions standardisées permettant de considérer, dès la conception, des solutions qui facilitent le test après fabrication. Les signaux numériques ne pouvant prendre que des valeurs binaires (0 ou 1), le test des circuits numériques consiste généralement à comparer le signal de réponse du circuit avec la réponse attendue pour un vecteur de test connu.

Le test des circuits intégrés analogiques et mixtes est en soi un problème critique. La difficulté vient de la nature même des signaux analogiques, qui sont continus en amplitude. Ils sont influencés par le bruit environnant (notamment le bruit généré par le circuit lui-même), ainsi que par les variations de l'ensemble des paramètres technologiques du circuit, qui apparaissent au cours de sa fabrication, et des paramètres physiques, qui évoluent avec son vieillissement. Les fluctuations et dérives de chaque signal élémentaire dans le circuit se combinent. Leurs effets sur la fonctionnalité du circuit peuvent être mineurs, n'induisant qu'une faible erreur, ou au contraire altérer gravement la fonction globale. Des marges de tolérance sont alors définies pour délimiter la bande de valeurs analogiques acceptées. Dans le cas des systèmes sur puce réunissant plusieurs blocs numériques et analogiques s'ajoute le problème de l'accessibilité des éléments. Le test de ces circuits mixtes est alors tellement complexe qu'il arrive que le coût du test représente 50 % du prix de revient du circuit. Il est admis que ce coût de test pourrait atteindre 80 % dans les prochaines années, plaçant le problème du test au cœur des préoccupations relatives aux composants mixtes [Rob96]. En effet, aucune solution générique n'existe pour le test des circuits mixtes, qui nécessitent donc souvent le développement d'une procédure de test dédiée. Il existe deux approches de test différentes : le test structurel des circuits mixtes, qui nécessite un modèle de fautes adapté à chaque architecture, et le test fonctionnel, qui éprouve la capacité du circuit à réaliser la fonction visée à travers la mesure de paramètres représentatifs de sa fonctionnalité.

Une procédure de test fonctionnel peut être implantée de trois manières : par mesure directe, traitement numérique, ou test intégré.

- L'estimation des paramètres fonctionnels par mesure directe est historiquement l'implantation la plus ancienne. Elle consiste à insérer le circuit à tester dans un banc de test composé d'instruments analogiques tels qu'un générateur de stimuli, des appareils de mesure, un analyseur de spectres... Cette solution n'est pratiquement plus utilisée en test industriel car elle comporte des erreurs de mesure liées aux appareils analogiques (non-linéarités, interférences, temps d'établissement, bruits additionnels, problèmes de calibration et de synchronisation). De plus, le banc de test doit être adapté et le test réitéré pour chaque paramètre à extraire [Mah87].
- Au début des années 80 apparaissent des testeurs autonomes (ATE, *Automated Test Equipment*), très performants, pourvus d'une unité de traitement numérique du

signal (DSP, *Digital Signal Processor*). Ces équipements de test sophistiqués sont capables de générer des stimuli analogiques de test de linéarité élevée, et d'analyser par traitement numérique la réponse du circuit sous test, après conversion analogique-numérique le cas échéant. Les avantages de ces systèmes sont nombreux [Mah87] [Bur01]. Ils présentent notamment d'excellentes performances en termes de linéarité et de bruit. La puissance de calcul conférée par le processeur donne accès à des traitements complexes. Ils offrent une grande flexibilité, car une fois le composant placé sur la tête du testeur tout est piloté de façon logicielle, sans qu'il soit nécessaire d'adapter le banc de test matériel pour des analyses différentes. De plus, il est possible d'extraire plusieurs paramètres du circuit à partir d'une seule séquence d'acquisition de la réponse, en effectuant plusieurs traitements successifs sur les mêmes données mémorisées. Le temps de traitement numérique étant généralement très inférieur au temps d'acquisition d'une séquence de test, le gain de temps ainsi réalisé est significatif. Enfin, pour peu qu'ils soient identifiés au préalable, les éléments parasites de l'environnement de test peuvent être atténués, voire éliminés, par un traitement adéquat. Mais ces testeurs sont très chers (de l'ordre du million d'euros selon la configuration), complexes à programmer, contraignants à entretenir, et surtout rapidement dépassés par l'évolution des circuits à tester, rendant difficile l'amortissement de leur coût.

- Des solutions de test intégré (BIST, *Built-In Self-Test*) de circuits mixtes apparaissent depuis quelques années (citons par exemple [Ara97], [Ber01], [Per00], [Ton95] et [Vri97] dans le domaine des convertisseurs). Le premier intérêt des solutions de test intégrées directement sur la puce est l'économie de ressources nécessaires au test. De plus, le test du circuit est autonome, permettant à l'utilisateur de tester lui-même le circuit sur site, et de répéter le test dans le temps afin de surveiller les effets du vieillissement sur le composant. Par ailleurs, le test intégré élimine les problèmes de parasites de câblage entre le circuit et le testeur, et limite considérablement les contraintes d'exécution du test, notamment de synchronisation. Enfin, grâce au test intégré, le fabricant pourra tester plusieurs circuits en parallèle en ne leur fournissant idéalement que l'alimentation (ce qui diminue le temps de test global, bien que le temps de test individuel soit supérieur à celui atteint avec un testeur).

Les composants mixtes les plus répandus, présents dans la quasi totalité des circuits mixtes complexes, sont les Convertisseurs Analogique-Numérique (CAN) et Numérique-Analogique (CNA). Ils constituent l'interface fondamentale entre les blocs analogiques et numériques. L'évaluation de leurs performances acquiert une importance particulière dans la mesure où les erreurs qu'ils risquent d'introduire dans le signal ne pourront pas être corrigées par traitement en aval. Nous nous sommes intéressés, dans le cadre de cette thèse, au test des convertisseurs analogique-numérique (CAN).

Les CAN sont caractérisés par un ensemble de paramètres fonctionnels divisés en deux catégories : les paramètres statiques et les paramètres dynamiques. Il existe trois principales techniques de test des CAN. Le test par analyse statistique permet l'évaluation des paramètres statiques des convertisseurs analogique-numérique, tandis que le test par analyse spectrale et le test par analyse temporelle donnent accès aux performances dynamiques des CAN. De fait, il est nécessaire d'effectuer deux procédures de test complémentaires pour obtenir le jeu complet de paramètres d'un convertisseur analogique-numérique, ce qui contribue à alourdir le coût du test.

Notre objectif global est de proposer une procédure unique de test des CAN qui permette l'évaluation de l'ensemble des paramètres fonctionnels des convertisseurs. Une telle procédure vise à réduire le coût du test des CAN de façon significative. L'ensemble des travaux présentés dans ce manuscrit concerne l'investigation, que nous avons menée dans cette optique, des corrélations entre les paramètres statiques et dynamiques d'un convertisseur analogique-numérique. En effet, paramètres statiques et performances dynamiques sont deux expressions différentes des déformations introduites par le CAN dans le signal lors de sa conversion, et il existe forcément un lien entre ces deux types de paramètres, même si ce lien est loin d'être trivial. Ces deux types de paramètres sont traditionnellement perçus comme appartenant à des domaines différents, mais nous avons justement cherché à les rapprocher.

Le premier chapitre propose une introduction au test des convertisseurs analogique-numérique. Nous y présentons le principe de la conversion analogique-numérique, ainsi que les concepts fondamentaux liés à la définition des paramètres fonctionnels (statiques et dynamiques) des CAN. Nous analysons ensuite les avantages et les inconvénients des principales techniques de test des CAN utilisées dans le contexte industriel : le test par analyse statistique, le test par analyse spectrale et le test par analyse temporelle.

Nous précisons au second chapitre notre objectif global d'optimisation du test des CAN, qui repose sur l'étude des corrélations entre les deux types de paramètres des CAN. Nous synthétisons ensuite dans un état de l'art les travaux qui ont déjà été menés dans cette même optique dans d'autres centres de recherche. Dans l'ensemble, ces travaux suivent une démarche analytique visant à mettre à jour une relation littérale explicite liant paramètres statiques et performances dynamiques. Nous avons préféré adopter une approche par simulations pour l'étude de la corrélation entre les paramètres statiques et dynamiques. Le modèle que nous avons développé en vue des simulations pour le convertisseur analogique-numérique et son environnement de test est exposé en fin de chapitre.

Nous avons divisé l'étude des corrélations entre paramètres statiques et dynamiques des CAN en deux étapes. Le troisième chapitre présente les travaux de la première étape de cette étude par simulation, qui consiste à estimer l'influence d'une erreur statique unique sur la mesure des paramètres dynamiques par analyse spectrale. Au préalable, nous évaluons l'influence des conditions de test sur la mesure de ces performances dynamiques. Nous nous intéressons alors à l'influence d'erreurs statiques isolées sur la mesure des performances dynamiques. Cette exploration simplifiée des corrélations entre les deux types de paramètres des CAN nous renseigne sur la possibilité d'évaluer les valeurs des paramètres statiques à partir de la mesure des performances dynamiques par analyse spectrale.

La seconde étape de l'étude par simulation des corrélations entre paramètres statiques et dynamiques d'un CAN est exposée dans le quatrième chapitre. Nous considérons cette fois des erreurs statiques coexistantes au sein d'un même composant, comme c'est le cas pour les convertisseurs réels. L'approche choisie est différente de celle de la première étape. En effet, il serait fastidieux d'explorer explicitement tout l'espace des combinaisons d'erreurs possibles et leur impact sur la mesure des paramètres dynamiques. Nous préférons suivre une démarche plus pragmatique par rapport à notre objectif global de détermination d'une procédure de test

unique apte à « éprouver » l'ensemble des paramètres fonctionnels d'un convertisseur analogique-numérique. En effet, le test n'a pas pour finalité la détermination précise de la valeur des paramètres. Il s'agit simplement de déceler les composants dont les valeurs des paramètres dépassent leur plage d'acceptation ou bande de tolérance. Nous adoptons alors une approche statistique de l'étude. Nous proposons ainsi différents flots de test exclusivement basés sur l'analyse spectrale des CAN et estimons leur capacité à détecter les composants qui excèdent les tolérances fixées pour un cahier des charges donné.



Chapitre 1 :

---

Introduction au test des CAN

Les dispositifs de conversion analogique-numérique constituent une interface fondamentale entre l'environnement naturel, où les signaux sont réels et analogiques, et les circuits de traitement numérique de données, très largement utilisés en raison de leur immunité au bruit et de leur insensibilité au phénomène de dérive. Les convertisseurs sont devenus à ce titre un maillon essentiel dans l'électronique des systèmes, et sont présents dans la quasi-totalité des circuits mixtes, qui contiennent une partie analogique et une partie numérique dans le même système.

Les architectures, technologies, principes et performances des convertisseurs actuels sont d'une très grande diversité. La résolution, nombre de bits de sortie, et la vitesse de conversion maximale, qui définissent le facteur de mérite des convertisseurs, augmentent rapidement, afin de répondre aux besoins croissants des systèmes qui les utilisent : télécommunications, instrumentation médicale et scientifique, audio et vidéo, détection radar, acquisition de données, etc... Bien que ces deux qualités ne puissent être améliorées de façon simultanée (la précision est souvent obtenue au détriment de la vitesse, et réciproquement), il est évident que l'évolution de ces paramètres rend la conception de ces systèmes beaucoup plus compliquée ; ce qui est moins évident, mais qui constitue un point sensible, c'est que l'augmentation du facteur de mérite des convertisseurs rend également beaucoup plus complexe le test de ces systèmes. En effet, aussi élevées que soient la résolution et la vitesse d'échantillonnage du convertisseur à tester, il est impératif que les performances du dispositif de test soient de plusieurs ordres de grandeur supérieures à celles du circuit sous test, aussi bien au niveau du signal de stimulation qu'au niveau de l'analyse de la réponse du circuit. En conséquence, l'instrumentation de test est rapidement dépassée par l'évolution des convertisseurs, et doit être renouvelée régulièrement, contribuant à l'augmentation du coût du test.

Il faut noter que les convertisseurs analogique-numérique (CAN) sont des circuits non-déterministes par nature, si bien qu'il est difficile de déterminer et d'appliquer un modèle de fautes pour les tester, comme il est courant de le faire dans le cadre du test structurel des systèmes purement numériques. De plus, chaque architecture d'implantation de convertisseur exige son propre modèle de fautes structurelles et il ne peut donc pas exister de modèle générique valable pour tous les CAN. On adopte alors une approche fonctionnelle, c'est-à-dire que l'on éprouve la performance du circuit testé par rapport à une fonctionnalité qu'il doit remplir. De fait, il faut définir des paramètres d'estimation de cette fonctionnalité aptes à caractériser un CAN, ainsi que des limites de tolérance sur ces paramètres selon l'application visée.

Dans la première partie de ce chapitre, nous rappelons les concepts de base de la conversion analogique-numérique. Nous décrivons ensuite les différents paramètres qui définissent la fonctionnalité des CAN dans les cas réel et idéal. Enfin, nous analysons les principales techniques de test industriel permettant d'évaluer ces paramètres fonctionnels.

La plupart des définitions présentées dans ce chapitre sont issues de [Dyn01], [Iee01] et [Mah87].

## **I. Principe de la conversion analogique-numérique**

Un convertisseur analogique-numérique fait généralement partie d'une interface entre le monde réel des signaux analogiques et un système de traitement, de transmission ou de stockage de données numériques. Il effectue la traduction d'un signal réel analogique, continu dans le temps et dans les amplitudes, en signal numérique, suite de mots binaires régulièrement espacés dans le temps et ne pouvant prendre qu'un nombre fini de valeurs. La transformation qu'il opère sur le signal se divise en trois étapes, comme illustré figure 1.1 : l'échantillonnage temporel, la quantification des amplitudes et le codage. Le principe de la conversion est valable quelle que soit l'architecture du convertisseur.

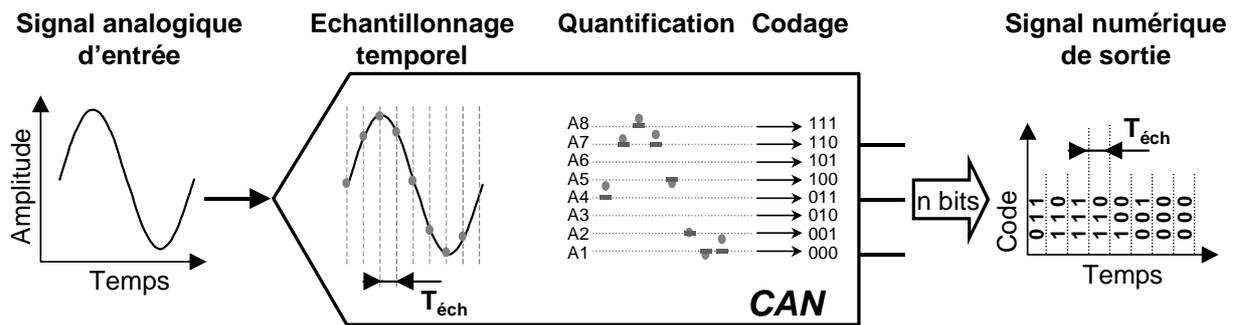


Figure 1.1 : Synoptique du principe de conversion analogique-numérique

La première phase est l'échantillonnage, qui correspond à la discrétisation temporelle du signal analogique. Lors de cette phase, le convertisseur prélève des échantillons du signal à intervalles réguliers, « perdant » l'information du signal entre deux points enregistrés. La durée entre deux instants d'échantillonnage consécutifs correspond à la période d'échantillonnage  $T_{éch}$ , inverse de la fréquence d'échantillonnage  $f_{éch}$ . Toutefois, il est théoriquement possible, sous certaines conditions, d'échantillonner un signal sans aucune perte d'information. Une condition suffisante pour garantir la préservation de l'information lors de la discrétisation temporelle est le théorème de l'échantillonnage, dit théorème de Shannon, qui est développé en partie II.3 de ce chapitre. Cette condition fixe le rapport minimal à vérifier entre la fréquence d'échantillonnage et la plus haute fréquence du signal.

A ce stade, l'amplitude de chaque échantillon peut avoir n'importe quelle valeur réelle. Cette étape est souvent effectuée par un module dit échantillonneur-bloqueur, qui peut être extérieur au CAN, et dont le rôle consiste aussi à maintenir constante la valeur capturée durant sa quantification.

On distingue deux types d'échantillonnage :

- **L'échantillonnage non-cohérent :**

C'est le cas qui se présente le plus souvent dans le cadre de l'utilisation d'un convertisseur analogique-numérique. Deux cas de figure peuvent imposer un échantillonnage non-cohérent : d'une part, si l'on ne maîtrise pas le signal dont on veut faire l'acquisition discrète – c'est notamment le cas des signaux non périodiques, comme les signaux audio et vidéo (fig. 1.2) -, d'autre part si le signal d'entrée est périodique mais qu'on ne peut pas le synchroniser précisément avec l'échantillonnage. Dans les deux cas, l'acquisition n'est pas reproductible, ce qui constitue un problème majeur dans un contexte de test.

Toutefois, à condition de respecter le théorème de l'échantillonnage, l'information du signal analogique est conservée dans la séquence d'échantillons.

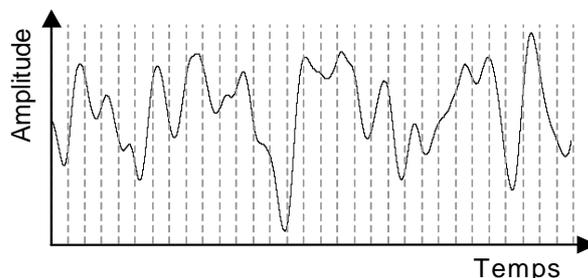


Figure 1.2 : Exemple d'échantillonnage non-cohérent : acquisition d'un signal non-déterministe (son de guitare)

- **L'échantillonnage cohérent :**

L'échantillonnage synchronisé concerne la discrétisation uniforme de signaux périodiques échantillonnés sur un nombre entier de périodes. Il est donc nécessaire pour ce type d'échantillonnage de maîtriser le signal analogique d'entrée et la synchronisation entre celui-ci et l'échantillonnage.

Soient  $T_{\text{acquisition}}$  la durée de la séquence considérée pour l'acquisition,  $N$  le nombre d'échantillons capturés et  $M$  le nombre de périodes du signal contenues dans cette séquence, on a alors la relation :

$$T_{\text{acquisition}} = M \cdot T_e = N \cdot T_{\text{éch}}, \quad M \text{ et } N \text{ entiers.} \quad (1.1)$$

où  $T_e$  et  $T_{\text{éch}}$  représentent respectivement la période du signal analogique d'entrée et la période d'échantillonnage. On en déduit pour les fréquences correspondantes  $f_e$  et  $f_{\text{éch}}$  :

$$\frac{f_e}{f_{\text{éch}}} = \frac{M}{N}, \quad M \text{ et } N \text{ entiers.} \quad (1.2)$$

Si de plus  $M$  et  $N$  sont premiers entre eux, c'est-à-dire que leur plus grand diviseur commun est 1, les conditions de l'**échantillonnage cohérent** sont réunies. Cette condition garantit que chaque point acquis est porteur d'une information unique, non redondante avec les autres échantillons de la séquence capturée. Lorsque le théorème de l'échantillonnage et la condition de cohérence sont conjointement vérifiées, on est assuré que l'échantillonnage conserve

parfaitement la totalité de l'information en optimisant le nombre d'échantillons par rapport à l'information recueillie. Un exemple d'échantillonnage cohérent d'un signal sinusoïdal est montré figure 1.3.a avec  $M=3$  et  $N=16$ . Les échantillons acquis sont régulièrement espacés de la période d'échantillonnage  $T_{\text{éch}}$ , et chaque point de la séquence est unique : l'information acquise est maximale pour 16 échantillons. Lorsque l'échantillonnage est synchronisé mais que  $M$  et  $N$  mais ne sont pas premiers entre eux, par exemple lorsque  $M=3$  et  $N=15$  (fig. 1.3.b), on observe dans la séquence capturée la répétition d'une séquence d'échantillons identique, et l'information acquise est d'autant moindre qu'il y a de motifs répétés.

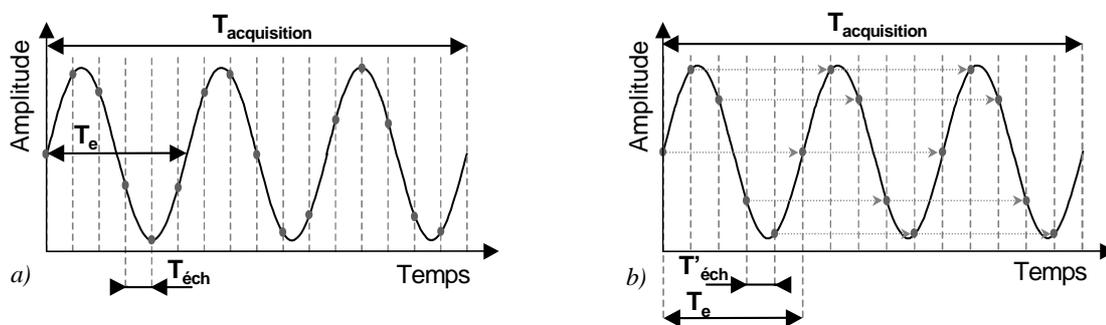


Figure 1.3 : Echantillonnage cohérent (a) et non cohérent (b)

L'échantillonnage cohérent est très largement utilisé dans le contexte du test industriel de circuits mixtes, car il est indispensable à la reproductibilité des épreuves. En outre, on verra en partie III que cette condition d'acquisition sur un nombre entier de périodes est nécessaire pour traduire sans ambiguïté l'information du signal temporel discret dans le domaine fréquentiel. Toutefois, l'échantillonnage cohérent requiert une synchronisation très précise entre le signal d'entrée et le convertisseur, parfois difficile à mettre en œuvre.

La seconde phase de la conversion analogique-numérique est celle de la discrétisation des amplitudes, dite quantification, qui consiste à ne considérer que certaines valeurs possibles pour les amplitudes, dites niveaux d'amplitude, en assimilant les amplitudes réelles aux valeurs autorisées adéquates. Cette étape se justifie du fait que le nombre de mots disponibles et différents pour traduire sous forme numérique l'information du signal échantillonné est limité. Un CAN qui présente  $n$  bits de sortie pour effectuer la conversion offre  $2^n$  mots binaires différents, donc autant de valeurs possibles d'amplitude. Contrairement à la phase de discrétisation temporelle, l'étape de quantification des amplitudes induit

inévitablement une perte d'information. Le signal quantifié et le signal originel ne sont pas identiques, la différence entre les deux est l'erreur de quantification. Dans la plupart des cas, les niveaux d'amplitude autorisés sont uniformément répartis sur la plage dynamique des amplitudes d'entrée. Notons qu'il existe des CAN avec loi de compression, pour lesquels les niveaux d'amplitude ne sont pas régulièrement espacés. Nous n'aborderons pas ce type de convertisseurs dans ce manuscrit, auxquels beaucoup des propriétés et définitions de paramètre qui sont présentées dans ce chapitre ne s'appliquent pas.

La phase finale de codage, traduction des niveaux d'amplitude en mots binaires ou codes, se fait alors par correspondance directe avec les niveaux d'amplitude, et on observe en sortie du convertisseur une série de mots représentatifs du signal d'entrée, apparaissant régulièrement avec la même période que celle de l'échantillonnage, soit  $T_{\text{éch}}$ . Il existe plusieurs types de codage ; le plus répandu, que l'on considérera pour la suite, est le codage binaire naturel.

## **II. Paramètres fonctionnels des CAN**

Le test fonctionnel des CAN repose sur l'extraction de paramètres caractéristiques de ses performances et la comparaison de ceux-ci avec des marges de tolérance. Les paramètres les plus largement utilisés sont présentés dans cette partie. Bien sûr, la définition de ces paramètres est indépendante de l'architecture d'implantation afin de permettre de comparer les performances de différents convertisseurs sans considération de structure. On définit dans un premier temps les paramètres intrinsèques d'un convertisseur idéal, puis dans un second temps les paramètres fonctionnels d'un CAN réel, révélateurs de ses imperfections, qui sont classés en deux catégories : erreurs statiques et paramètres dynamiques.

### **II.1. Convertisseur analogique-numérique idéal**

Par son principe même, la conversion analogique-numérique, fût-elle idéale, induit une perte d'information lors de la quantification. Cette dégradation est fonction des paramètres intrinsèques du convertisseur, qui déterminent la fonction de transfert dans le cas d'un CAN parfait. Il en résulte une erreur systématique : l'erreur de quantification, source du bruit de quantification. Le rapport signal sur bruit, qui évalue l'importance de ce bruit par rapport au signal analogique dans le cas idéal, sert de référence pour déterminer la qualité des convertisseurs réels.

### II.1.1. Paramètres intrinsèques d'un CAN idéal

Les paramètres intrinsèques d'un convertisseur analogique-numérique sont les caractéristiques du CAN fixées par sa conception en supposant que la fabrication est parfaite : la résolution et la pleine échelle de conversion. Ces caractéristiques servent notamment de référence pour définir les autres paramètres, grâce à une unité, largement utilisée dans le contexte du test des CAN : le LSB (*Least Significant Bit*) ou quantum.

#### a) Résolution

La **résolution n** d'un CAN correspond au nombre de bits de sortie du convertisseur. Chacun des n bits pouvant prendre deux valeurs au choix, 0 ou 1, le convertisseur dispose de **2<sup>n</sup> mots binaires différents** pour traduire les valeurs analogiques d'entrée échantillonnées en codes numériques.

#### b) Pleine échelle analogique de conversion

Un convertisseur, si parfait soit-il, est conçu pour fonctionner dans une gamme d'amplitudes analogiques d'entrée inévitablement limitée, dite dynamique maximale ou **Pleine Echelle analogique de conversion PE**. C'est dans cette plage d'entrée analogique uniquement que le convertisseur pourra effectuer une traduction efficace du signal. Au-delà des limites de la pleine échelle de conversion, le convertisseur ne différencie pas les valeurs analogiques et les traduit par le code extrême le plus proche. En d'autres termes, le convertisseur écrête le signal analogique si celui-ci dépasse sa pleine échelle de conversion.

#### c) Quantum ou LSB

Afin de pouvoir exprimer les grandeurs caractéristiques des convertisseurs relativement à leur résolution et dynamique maximale, on définit une unité normalisée par rapport aux deux paramètres intrinsèques : le **quantum q**, plus souvent désigné sous le nom de **LSB** (*Least Significant Bit*). On verra par la suite l'utilité fondamentale de cette unité dans le cadre du test des CAN. Le quantum ou LSB est défini par le rapport entre la Pleine Echelle de conversion PE et le nombre de codes de sortie différents disponibles :

$$q = 1\text{LSB} = \frac{\text{PE}}{2^n} \quad (1.3)$$

Notons que pour une plage dynamique PE donnée, le quantum diminue lorsque la résolution augmente. Comme l'appellation anglophone *Least Significant Bit* le laisse

supposer, il y a un rapport étroit entre le quantum d'un CAN et le bit de poids faible d'un code binaire naturel. En effet le quantum, qui correspond à une plage d'amplitudes analogiques unitaire pour la quantification, est l'équivalent analogique du bit de poids faible.

### II.1.2. Fonction de transfert d'un CAN idéal

Le principe de conversion analogique-numérique est traduit par la fonction de transfert du convertisseur, qui donne la correspondance entre les valeurs analogiques d'entrée en abscisses et les codes numériques de sortie en ordonnées.

Si la conversion analogique-numérique était une fonction d'équivalence parfaite d'un domaine à l'autre, la fonction de transfert d'un CAN serait une droite. C'est cette droite de correspondance parfaite que symbolise la **droite de transfert idéale** d'un CAN, illustrée figure 1.4 pour un codage binaire naturel sur 3 bits. A côté de l'axe des codes numériques de sortie figure l'axe de l'équivalent analogique de ces codes. Par définition, la droite idéale passe par les points (0,0) (q,1 LSB), (2.q, 2 LSB), ... , (7.q,7 LSB).

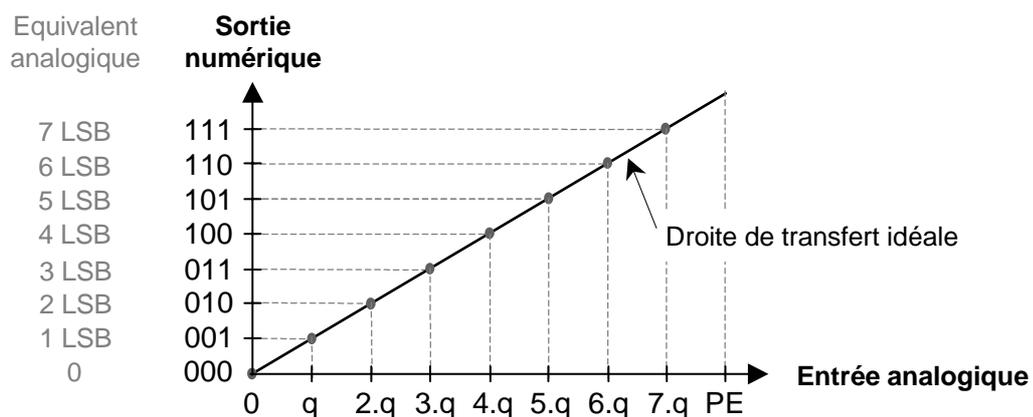


Figure 1.4 : Droite de transfert idéale d'un CAN 3 bits

Dans le cas théorique d'un convertisseur idéal, la fonction de transfert ne dépend que de la résolution, de la pleine échelle et du codage. La figure 1.5 présente les deux types de fonction de transfert les plus couramment rencontrés à travers l'exemple d'un CAN idéal de 3 bits avec codage binaire naturel.

Puisque le nombre de niveaux autorisés en sortie est limité à  $2^n$ , la pleine échelle de conversion analogique du convertisseur est divisée en autant d'intervalles. Toute la plage de valeurs analogiques d'entrée comprises dans un intervalle sera convertie en un seul et même code, définissant ainsi un palier de la fonction de transfert. De fait, l'ensemble de la fonction de transfert a une allure de marches d'escalier. Pour un CAN idéal, les seuils qui délimitent la

plage analogique des paliers, dits **seuils de transition**  $V_{Ti}$ , sont régulièrement espacés les uns des autres. La longueur d'un palier idéal, égale à la différence entre deux seuils de transition théoriques successifs, correspond au **quantum**  $q$  ou **LSB** défini par l'équation 1.3. Une variation d'amplitude analogique d'un LSB dans la dynamique de conversion implique la commutation du bit de poids faible du code de sortie.

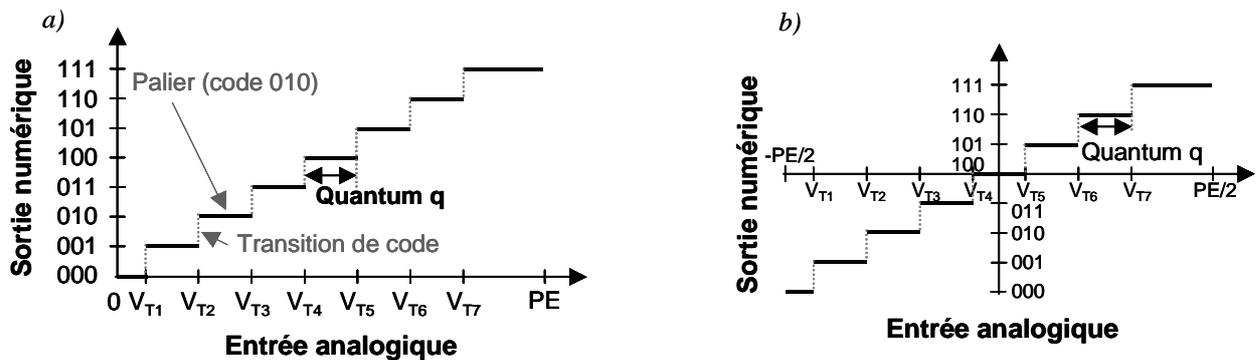


Figure 1.5 : Fonction de transfert d'un CAN 3 bits unipolaire (a) et bipolaire(b)

On distingue souvent deux types de convertisseurs, **unipolaire** et **bipolaire** (fig. 1.5.a et 1.5.b respectivement). Un convertisseur unipolaire est adapté à la conversion de valeurs analogiques d'entrée positives, comprises entre 0 et PE, tandis qu'un convertisseur bipolaire convient à des signaux d'entrée analogiques évoluant dans la plage de valeurs analogiques  $[-PE/2 ; PE/2]$ . Le passage d'un type à l'autre est immédiat par changement de repère, et la plupart des convertisseurs disponibles sur le marché peuvent commuter entre les deux types de fonctionnement. On ne fera donc pas de distinction entre les deux cas par la suite, et on illustrera les définitions et études avec la configuration bipolaire uniquement.

Dans le cas unipolaire comme dans le cas bipolaire, le premier seuil de transition  $V_{T1}$  (du code 000 au code 001) se situe un demi-LSB au-dessus de la limite basse de la pleine échelle analogique de conversion du CAN, et le dernier seuil  $V_{T2^n-1}$  (du code 110 au code 111) apparaît un LSB et demi en-deçà de la limite haute de la pleine échelle, si bien que les deux paliers extrêmes n'ont pas la même longueur que les autres. Bien sûr, cette convention est arbitraire puisque qu'en pratique la fonction de transfert n'est pas bornée, mais se prolonge à droite comme à gauche par le code extrême correspondant. Mais grâce à cette convention, on s'assure que la valeur médiane de la dynamique analogique d'entrée ( $PE/2$  en unipolaire et 0 en bipolaire) est située au milieu d'un palier. C'est la convention la plus répandue, dite de « conversion par arrondi », par opposition à la convention de « conversion par troncature » où l'on considère que tous les paliers, y compris les deux extrêmes, ont la

même longueur, si bien que la pleine échelle de conversion est alors centrée sur une transition entre deux paliers [Dal95]. Les propriétés de la convention « par arrondi », que l'on adopte pour toute la suite, permettent de minimiser l'erreur de quantification [Ren90], et garantissent par ailleurs une meilleure immunité au bruit que l'autre convention ; en effet, une légère fluctuation de la valeur moyenne du signal autour de sa valeur nominale n'engendrera pas de commutation intempestive du LSB si cette dernière est au centre d'un palier.

### II.1.3. Erreur systématique de quantification d'un CAN idéal

Du fait que des plages entières de valeurs analogiques d'entrée sont converties en un même code en sortie, un convertisseur, même idéal, introduit une erreur systématique entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Cette erreur intrinsèque de quantification génère un bruit de quantification, à partir duquel on détermine le rapport signal sur bruit d'un CAN parfait qui sert de référence pour les performances d'un CAN réel.

L'erreur inhérente au principe des convertisseurs analogique-numérique, appelée **erreur systématique de quantification  $E_q(t)$** , est directement la différence en fonction du temps entre l'équivalent analogique du signal converti et le signal d'entrée analogique. Elle dépend donc non seulement de la fonction de transfert du CAN idéal, mais aussi du signal d'entrée considéré.

Considérons tout d'abord un signal d'entrée linéaire, par exemple le signal analogique triangulaire  $E(t)$  de la figure 1.6.α, qu'on choisit d'amplitude crête-à-crête  $A_{cc}$  inférieure d'un LSB à la pleine échelle de conversion du CAN ( $A_{cc}=PE-q$ ) pour des raisons de symétrie de la conversion. La quantification effectuée par le convertisseur se traduit mathématiquement par la fonction de transfert du CAN, comme pour le CAN bipolaire de 3 bits illustré figure 1.6.β. Le signal numérique de sortie du convertisseur produit pour ce stimulus peut-être traduit en signal analogique équivalent, comme s'il était à nouveau traduit en analogique par un convertisseur numérique-analogique symétrique. L'équivalent analogique de la sortie du CAN  $S_a(t)$ , représenté figure 1.6.γ. Le signal d'entrée  $E(t)$  de la figure 1.6.α est reporté sur la même figure que l'équivalent analogique de sortie, et leur différence, qui constitue l'erreur de quantification  $E_q(t)$ , est représentée fig. 1.6.δ. L'erreur systématique de quantification  $E_q(t)$  est dans ce cas une fonction avec des motifs en dents de scie qui oscille autour de 0 entre  $-q/2$  et  $q/2$ .

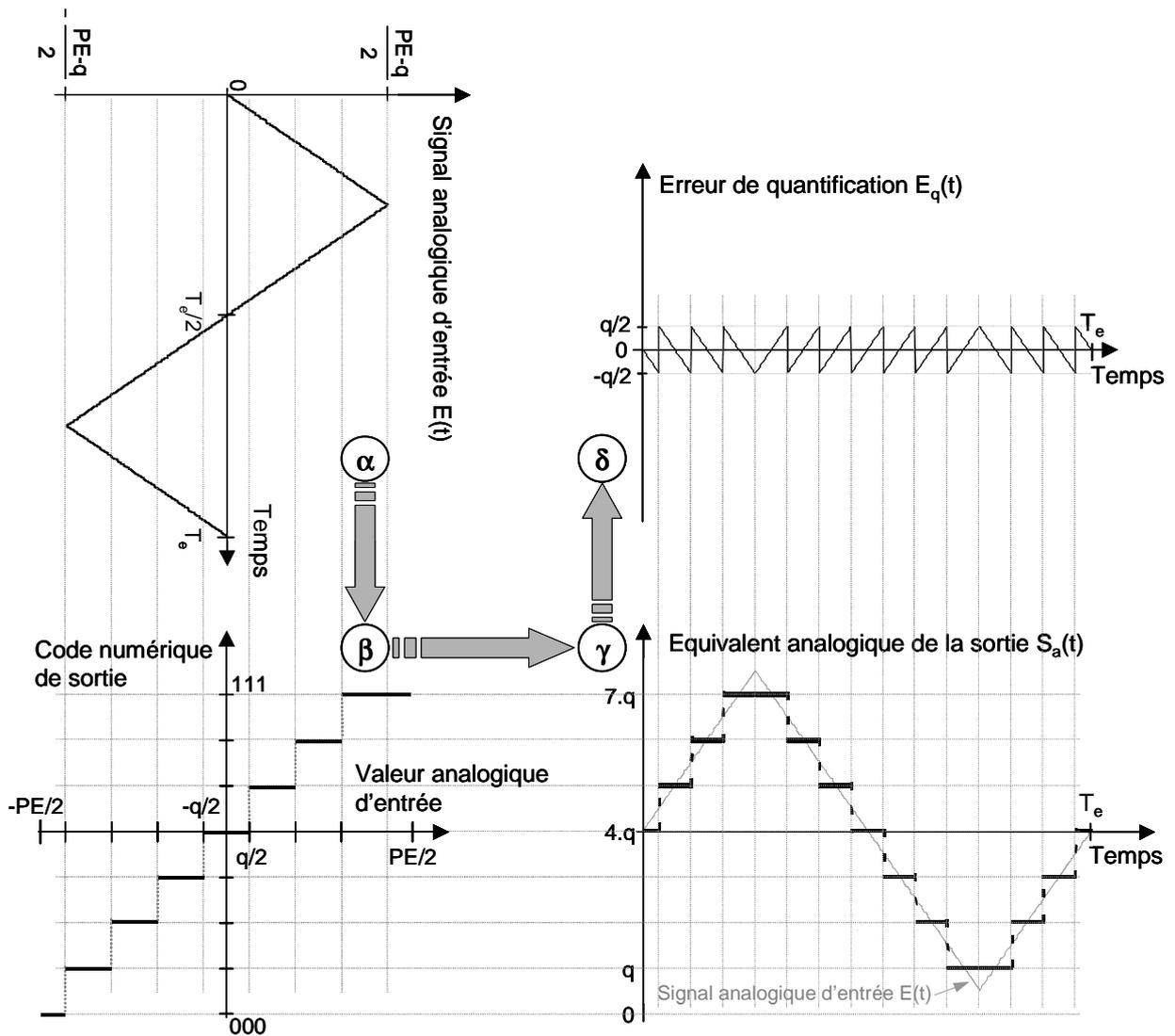


Figure 1.6 : Erreur de quantification  $E_q(t)$  ( $\delta$ ) sur une période entre un signal d'entrée triangulaire  $E(t)$  ( $\alpha$ ) et l'équivalent analogique de la réponse ( $\gamma$ ) d'un CAN bipolaire de 3 bits ( $\beta$ )

Sur chaque portion de droite de la fonction erreur de quantification (fig1.6. $\delta$ ), on a :  $E_q(x) = \pm x$ . On peut donc considérer l'erreur de quantification  $E_q$  comme une variable aléatoire uniformément répartie sur  $\left[-\frac{q}{2}; \frac{q}{2}\right]$ . Sa densité de probabilité est constante sur cet intervalle et vaut :  $p(E_q) = \frac{1}{q}$  (figure 1.7).

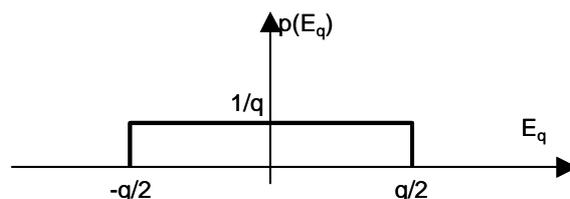


Figure 1.7 : Densité de probabilité de l'erreur de quantification

L'erreur systématique de quantification induit un **bruit de quantification**. La valeur efficace  $B_q$  du bruit de quantification est donnée par la racine carrée de la puissance de la fonction erreur de quantification  $E_q(t)$ , lorsque la période de la rampe d'entrée  $T_e$  tend vers l'infini :

$$B_q^2 = \lim_{T_e \rightarrow \infty} \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} E_q(t)^2 \cdot dt = \int_{-\infty}^{+\infty} E_q^2 \cdot p(E_q) \cdot dE_q \quad (1.4)$$

Or, dans les conditions d'étude où l'on s'est placé, l'erreur de quantification  $E_q$  est comprise dans l'intervalle  $[-q/2 ; q/2]$  (figure 1.7). On obtient ainsi :

$$B_q^2 = \int_{-q/2}^{q/2} E_q^2 \cdot p(E_q) \cdot dE_q = \int_{-q/2}^{q/2} x^2 \cdot \frac{1}{q} \cdot dx = \frac{1}{q} \cdot \frac{q^3}{12} \quad (1.5)$$

soit :

$$B_q = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad (1.6)$$

Ce résultat est généralisable de façon immédiate à tous les signaux d'entrée linéaires. On remarque que plus la résolution est grande, plus la plage analogique définie par le quantum  $q$  est réduite, diminuant de fait le bruit de quantification. On comprend bien en effet qu'une meilleure résolution engendrera moins d'erreur de quantification.

Dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal d'amplitude crête-à-crête  $A_{cc} = PE - q$ , l'erreur de quantification a l'allure présentée figure 1.8.  $\delta$  pour un CAN de 3 bits.

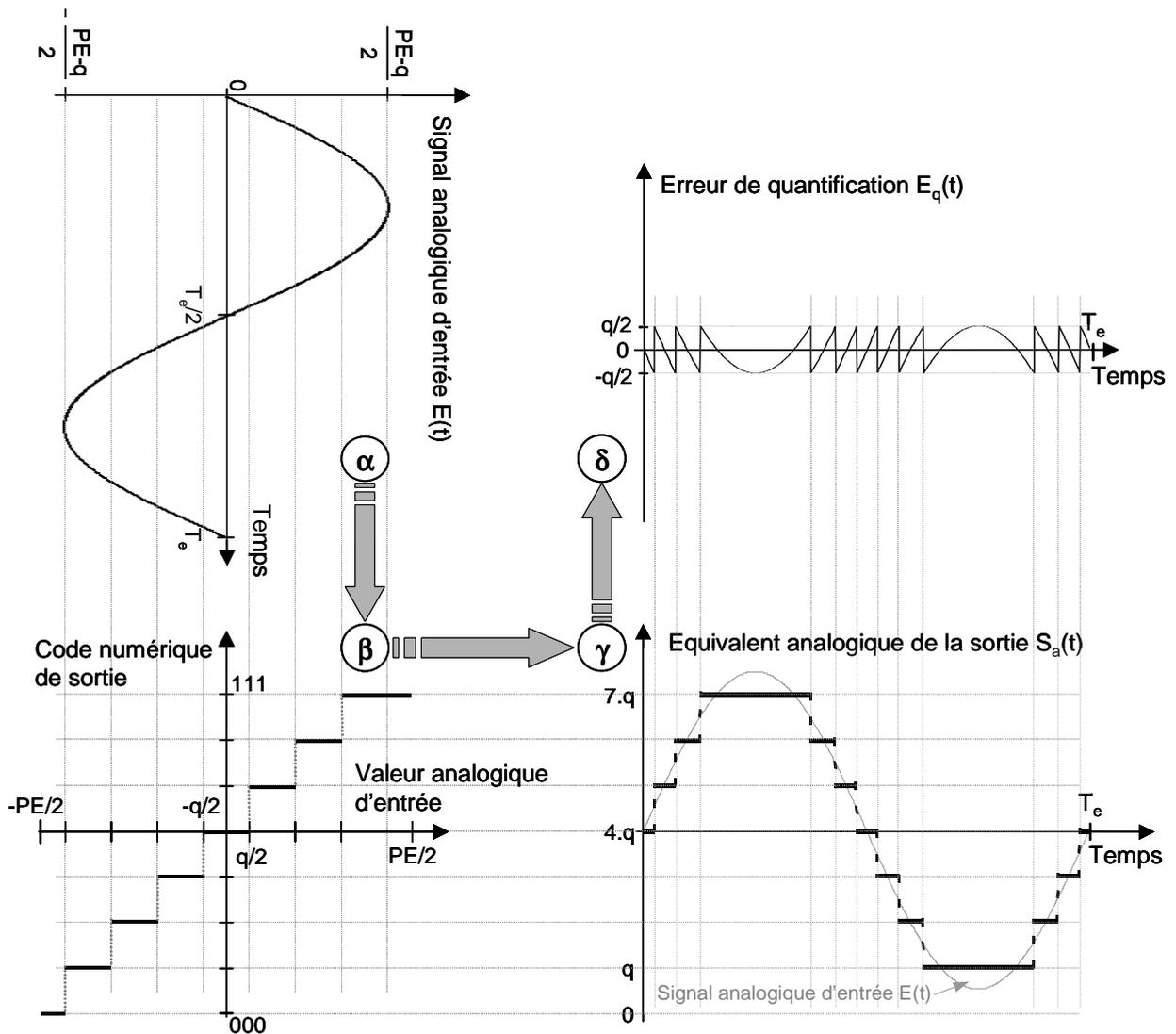


Figure 1.8 : Erreur de quantification  $E_q(t)$  ( $\delta$ ) sur une période entre un signal d'entrée sinusoïdal  $E(t)$  ( $\alpha$ ) et l'équivalent analogique de la réponse ( $\gamma$ ) d'un CAN bipolaire de 3 bits ( $\beta$ )

Il a été démontré que l'on peut approximer les arcs de sinusoïde de  $E_q(t)$  à des segments de droite, ce qui permet de se ramener au cas linéaire précédent [Ren90]. L'équation 1.6 donnant la valeur efficace  $B_q$  du bruit de quantification est alors une approximation acceptable dans le cas sinusoïdal.

On définit le **rapport signal sur bruit (SNR pour Signal to Noise Ratio)** par le rapport des valeurs efficaces du signal  $S_{eff}$  et du bruit de quantification  $B_q$ , seul bruit existant dans l'hypothèse d'idéalité (signal d'entrée sans distorsions et convertisseur parfait).

$$(\text{SNR})_{\text{dB}} = 20 \cdot \log \left( \frac{S_{\text{eff}}}{B_q} \right) \quad (1.7)$$

Connaissant une approximation acceptable du bruit de quantification  $B_q$  grâce à l'équation 1.6, et sachant que la valeur efficace d'un signal sinusoïdal d'amplitude crête-à-crête  $A_{\text{cc}} = \text{PE} - q$  est  $S_{\text{eff}} = \frac{A_{\text{cc}}}{2 \cdot \sqrt{2}}$ , on peut calculer le SNR d'un CAN parfait pour un tel signal d'entrée, en utilisant la relation 1.7 ( $q = \text{PE}/2^n$ ) :

$$\text{SNR} = \frac{S_{\text{eff}}}{B_q} = \frac{\text{PE} - q}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{12}}{q} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (2^n - 1) \quad (1.8)$$

On en tire l'approximation usuelle du rapport signal sur bruit en décibels pour un signal sinusoïdal couvrant la pleine échelle de conversion :

$$(\text{SNR})_{\text{dB}} \approx 6,02 \cdot n + 1,76 \quad (1.9)$$

Cette approximation est très largement employée pour le calcul du SNR d'un signal sinusoïdal idéalement converti. Elle est considérée comme valable à partir de  $n=6$  (dans ce cas, l'erreur sur la valeur du SNR en décibels est inférieure à 0,4%). Cela revient à considérer que le signal d'entrée couvre exactement la pleine échelle, soit  $A_{\text{cc}} = \text{PE}$ . En pratique, on se place à une amplitude inférieure à PE puis on exprime le SNR en « équivalent pleine échelle », c'est-à-dire en le normalisant par rapport à celui que présenterait un signal couvrant la dynamique maximale du convertisseur. On utilise pour cela un terme correctif :

$$(\text{SNR}_{\text{PE}})_{\text{dB}} = (\text{SNR}_{A_{\text{cc}}})_{\text{dB}} + 20 \cdot \log \left( \frac{\text{PE}}{A_{\text{cc}}} \right) \quad (1.10)$$

## II.2. Convertisseur analogique-numérique réel

En pratique, un CAN réel présente, en plus de l'erreur systématique de quantification, des imperfections qui engendrent des erreurs supplémentaires dans le processus de conversion (gain, distorsions...). Les paramètres qui traduisent ces erreurs sont de deux types : les erreurs statiques, propres au convertisseur, et les paramètres dynamiques, révélateurs des déformations du signal converti par le CAN.

### II.2.1. Erreurs statiques d'un CAN réel

Les imperfections qui affectent un convertisseur réel influent sur la valeur analogique des seuils de transition de code  $V_{Ti}$ , modifiant la fonction de transfert. Les paramètres d'erreurs statiques des CAN permettent de quantifier la déformation de la fonction de transfert du convertisseur par rapport à celle d'un convertisseur idéal. On distingue l'offset, le gain et les non-linéarités.

Un exemple de fonction de transfert de CAN réel, de résolution 3 bits, affecté d'une combinaison des trois erreurs statiques est proposé figure 1.9. Les seuils de transition réels sont notés  $V'_{Ti}$  afin de les différencier des seuils théoriques idéaux  $V_{Ti}$ .

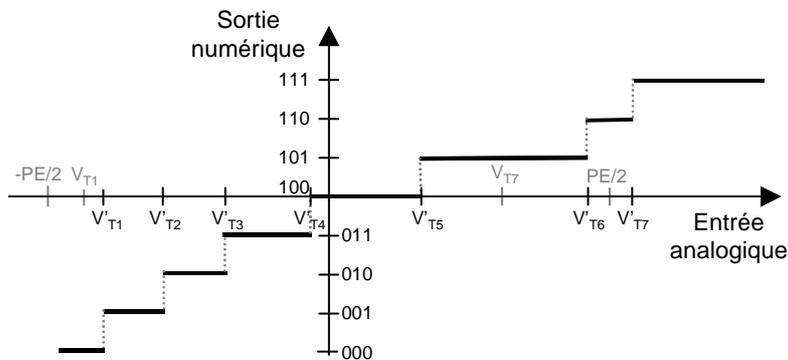


Figure 1.9 : Fonction de transfert d'un CAN bipolaire réel 3 bits

#### a) Offset et erreur de gain

Les erreurs d'offset et de gain traduisent des modifications linéaires globales de la fonction de transfert du CAN par rapport au cas idéal. Pour donner une expression de ces erreurs, nous définissons la Dynamique des Transitions Extrêmes (DTE) qui représente la plage de valeurs analogiques comprises entre le premier et le dernier seuils de transition :

$$DTE_{réelle} = V'_{T_{2^n-1}} - V'_{T_1} \quad (1.11)$$

Pour un CAN idéal, la Dynamique des Transitions Extrêmes idéale  $DTE_{idéale}$  est égale à la pleine échelle de conversion moins deux LSB :

$$DTE_{idéale} = V_{T_{2^n-1}} - V_{T_1} = PE - 2.q \quad (1.12)$$

Reprenant l'exemple de la figure 1.9, on visualise les erreurs d'offset et de gain sur la fonction de transfert grâce à la figure 1.10.

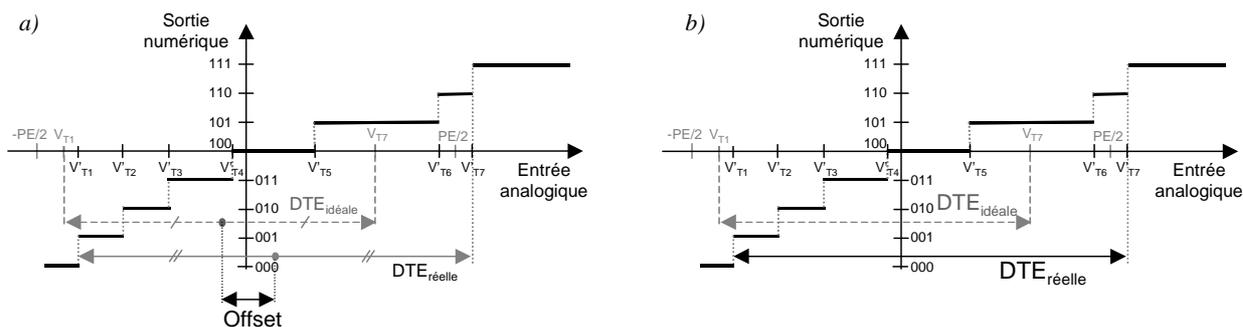


Figure 1.10 : Illustration de l'erreur d'offset (a) et de l'erreur de gain (b)

L'erreur d'offset est une erreur sur le zéro analogique par rapport à la fonction de transfert d'un CAN parfait. Elle se traduit par un décalage en tension de tous les seuils de transition, c'est-à-dire l'ajout d'une constante à toutes les valeurs de seuil, ce qui apparaît comme une translation globale de la fonction de transfert. On définit cette erreur par la différence entre le centre de la Dynamique des Transitions Extrêmes réelle ( $DTE_{réelle}$ ) et le centre de la DTE idéale. L'erreur d'offset est généralement exprimée en LSB, qui rapporte les grandeurs analogiques au quantum :

$$\text{Offset}_{\text{LSB}} = \frac{(V'_{T2^n-1} + V'_{T1}) - (V_{T2^n-1} + V_{T1})}{2.q} \quad (1.13)$$

Lorsque la dynamique analogique de conversion réelle ne correspond pas à l'excursion dynamique idéale, on parle d'erreur de gain. Elle se traduit par un étirement ou une contraction de la fonction de transfert. On la définit par le rapport des demi-dynamiques de transitions extrêmes  $DTE_{réelle}$  et  $DTE_{idéale}$ , soit en LSB:

$$\text{Erreur\_Gain}_{\text{LSB}} = \frac{DTE_{réelle} - DTE_{idéale}}{2.q.DTE_{idéale}} = \frac{(V'_{T2^n-1} - V'_{T1}) - (V_{T2^n-1} - V_{T1})}{2.q.(V_{T2^n-1} - V_{T1})} \quad (1.14)$$

**Remarque :** On a choisi de définir les erreurs d'offset et de gain par rapport aux seuils de transition extrêmes ( $V'_{T1}$  et  $V'_{T2^n-1}$ ). Notons qu'on rencontre parfois des définitions équivalentes exprimées par rapport aux points extrêmes de la plage de conversion ( $V'_{T1} - 0,5.q$  et  $V'_{T2^n-1} + 1,5.q$ ), ou des définitions similaires relatives à la droite de transfert dite des moindres carrés, calculée de façon à minimiser l'erreur quadratique entre cette droite et la fonction réelle de transfert.

### b) Erreurs de Non-Linéarités

Les erreurs de non-linéarités reflètent des variations locales des seuils analogiques de transition de la fonction de transfert qui ne peuvent pas s'exprimer de façon linéaire. Pour chaque code  $i$  de sortie,  $i$  entier entre 0 et  $2^n-1$ , on définit la Non-Linéarité Différentielle  $NLD(i)$ , indépendante de celle des autres codes, et la Non-Linéarité Intégrale  $NLI(i)$  qui tient compte des codes inférieurs.

Précision importante, ces erreurs de linéarité ne peuvent être correctement déterminées que si les erreurs d'offset et de gain sont nulles ou en compensant leurs influences sur la représentation de la fonction de transfert du CAN. La figure 1.11 illustre les erreurs de non-linéarité pour le même CAN réel, après correction des erreurs d'offset et de gain. Les seuils de transition de cette nouvelle fonction de transfert (qui n'a aucune réalité physique, c'est une simple construction graphique) sont notés  $V''_{Ti}$ .

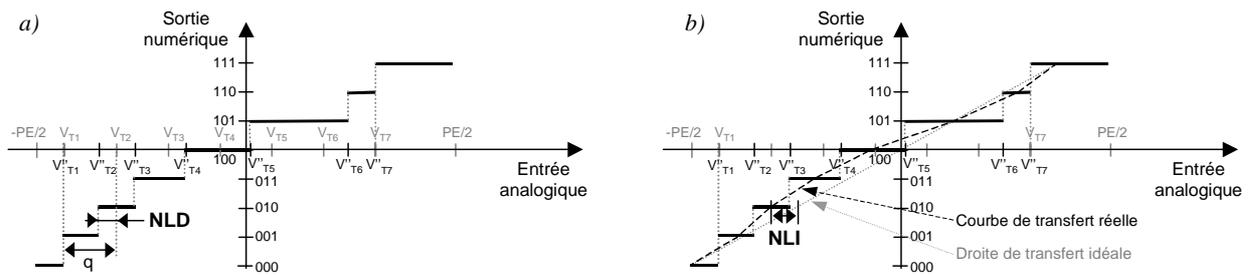


Figure 1.11 : Illustration des erreurs de Non-Linéarité Différentielle  $NLD$  (a) et Intégrale  $NLI$  (b) sur les codes 1 et 2 respectivement

La Non-Linéarité Différentielle  $NLD(i)$ , ou  $DNL$  pour *Differential Non Linearity*, exprime l'écart relatif entre la longueur réelle du palier de quantification correspondant au code  $i$  et le quantum idéal  $q$ , soit la déviation de la plage analogique associée au code  $i$  par rapport à un LSB :

$$NLD(i)_{LSB} = \frac{V''_{T(i+1)} - V''_{T(i)} - q}{q} \quad (1.15)$$

La Non-Linéarité Intégrale  $NLI(i)$ , ou  $INL$  pour *Integral Non Linearity*, s'exprime pour le code  $i$  par la somme cumulée des  $NLD$  jusqu'au rang  $i$  :

$$NLI(i)_{LSB} = \sum_{j \leq i} NLD(j) \quad (1.16)$$

Ce paramètre d'erreur traduit l'écart entre la courbe de transfert réelle du CAN et la droite théorique idéale. La courbe de transfert réelle étant définie, comme l'est la droite théorique dans le cas idéal, par le centre des paliers de quantification, elle ne correspond plus à une droite en présence de non-linéarités. L'erreur de linéarité intégrale du code  $i$  représente l'écart entre le centre réel du palier  $i$  et son centre idéal théorique. Réciproquement, la courbe de transfert réelle peut être déduite de la droite de transfert idéale en y ajoutant la NLI code par code.

Il arrive qu'aucune valeur analogique d'entrée ne corresponde à un code de sortie, ce qui se traduit sur la fonction de transfert par l'absence de palier pour ce code, autrement dit la longueur du palier correspondant au code est nulle. Le code correspondant n'apparaîtra donc jamais en sortie du convertisseur. On parle dans ce cas de **code manquant**, ce qui est souvent considéré comme un défaut rédhibitoire pour le CAN. Une non-linéarité différentielle garantie strictement comprise entre  $-1$  LSB et  $+1$  LSB pour tous les codes assure qu'un CAN ne présente pas de code manquant.

## II.2.2. Paramètres dynamiques d'un CAN réel

Les paramètres dynamiques d'un CAN réel représentent les déformations du signal numérique de sortie par rapport au signal appliqué en entrée. En général, on se place dans les conditions nominales de fonctionnement du convertisseur en termes de fréquence du signal d'entrée pour évaluer ses performances dynamiques. Le stimulus d'entrée est généralement un signal sinusoïdal pur pour faciliter l'analyse du spectre. En effet, c'est le seul signal de fréquence pure, c'est-à-dire dont le spectre est composé d'une unique raie fréquentielle. Idéalement, la dynamique du signal d'entrée couvre exactement la pleine échelle de conversion, mais en pratique on ne peut pas maîtriser l'amplitude du signal généré avec une précision suffisante pour garantir qu'on ne dépassera pas la limite fatidique de la dynamique maximale du CAN. Au-delà de cette amplitude, le signal de sortie est écrêté, induisant des distorsions supplémentaires significatives. On choisit donc généralement une amplitude du stimulus légèrement inférieure à PE pour éviter ce risque.

Il est intuitivement évident que les déformations du signal introduites lors de la conversion sont les effets des erreurs intrinsèques au CAN réel. Mais le lien entre les différents paramètres est loin d'être trivial, notamment du fait que les paramètres dynamiques sont interdépendants.

Tous les paramètres dynamiques que nous considérerons (à l'exception de la gigue à l'ouverture) sont déterminés à partir du spectre fréquentiel du signal numérique de sortie du convertisseur. Il peut être utile de revoir les principaux éléments de traitement du signal sur lesquels repose le calcul des paramètres dynamiques d'un CAN avant d'en donner les définitions mathématiques. Des rappels sur la représentation fréquentielle des signaux numériques, les transformations employées et les conditions à respecter sont présentés avec les techniques de test industriel des CAN dans la section suivante. Les définitions littérales des paramètres de performance dynamique des CAN seront données au second chapitre à l'occasion de la présentation du modèle de test dynamique que nous avons développé. Nous nous contenterons donc ici d'énumérer les paramètres dynamiques les plus fréquemment rencontrés dans le contexte du test industriel et que nous considérerons par la suite :

- Le rapport signal sur bruit et distorsions (SINAD, *Signal-to-Noise And Distortion ratio*)
- Le nombre de bits effectifs ( $n_{\text{eff}}$  ou ENOB pour *Effective Number Of Bits*)
- La dynamique de codage (SFDR, *Spurious Free Dynamic Range*)
- Le taux de distorsion harmonique (THD, *Total Harmonic Distortion*)
- Le taux de distorsion par intermodulation (IMD, *InterModulation Distortion ratio*)
- La gigue à l'ouverture ou *jitter*.

### III. Test industriel des CAN

Contrairement à la majorité des techniques de test des circuits purement numériques qui répondent à une approche structurelle, la plupart des circuits analogiques et mixtes analogique-numérique, notamment les convertisseurs, sont analysés à un niveau d'abstraction supérieur, en considérant leur fonctionnalité plutôt que leur architecture. Le test d'un CAN passe ainsi par l'évaluation de ses paramètres fonctionnels statiques et dynamiques. Le test doit garantir qu'ils sont compris dans une bande de tolérance fixée dans les spécifications du composant [Ana92].

Il existe diverses méthodes de test des CAN, mais chacune ne donne accès qu'à certaines caractéristiques du convertisseur testé, si bien qu'elles ne sont pas interchangeables ;

de plus leurs conditions de validité diffèrent. En conséquence, l'élaboration d'une stratégie de test industriel de CAN implique une réflexion préalable sur les besoins et les possibilités de réalisation pour déterminer le meilleur flot de test possible selon le domaine d'utilisation visé. Par exemple, on accorde une importance particulière aux erreurs statiques pour des applications en basse fréquence et en instrumentation de précision, tandis que les convertisseurs destinés aux systèmes audio et vidéo exigent la détermination des performances dynamiques.

On présente brièvement dans cette section les techniques de test dynamique les plus utilisées dans le cadre du test industriel des convertisseurs analogique-numérique. Les tests statiques et semi-statiques, qui consistent en l'étude point par point de la fonction de transfert du convertisseur, n'ont pas été retenus pour des études dans le cadre de cette thèse, car ils ne prennent pas en compte le bruit relatif à chaque transition, ni les erreurs qui dépendent de la fréquence d'utilisation du convertisseur, et sont de plus mal adaptés à la caractérisation de convertisseurs rapides. Les tests dynamiques par « enveloppe » et par « battement de fréquence », essentiellement qualitatifs, ne sont pas non plus abordés ici.

### III.1 Environnement de test dynamique

Le principe général du test dynamique d'un CAN repose sur l'excitation du convertisseur par un stimulus analogique de test et l'analyse de sa réponse numérique (fig. 1.12). Dans le contexte du test industriel, la génération du signal analogique de stimulation et le traitement numérique des échantillons de sortie sont effectués par un testeur sur lequel est placé le circuit. Les différents éléments en jeu (générateur de stimuli, convertisseur sous test et analyseur de réponse) sont alors régis par une horloge unique, l'horloge interne du testeur, ce qui limite sensiblement les problèmes de synchronisation en pratique.

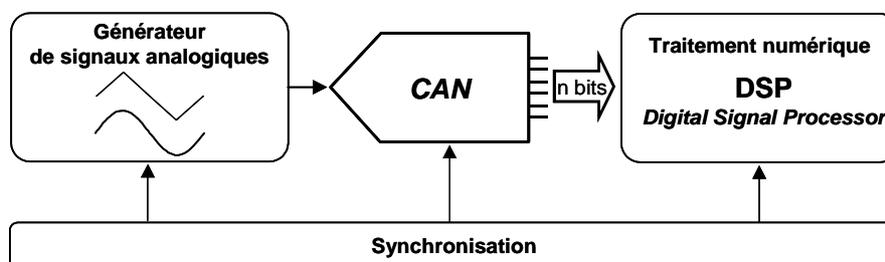


Figure 1.12 : Environnement de test dynamique des CAN par traitement numérique

Dans le cadre du test des CAN, le traitement numérique présente en outre l'avantage d'analyser directement la sortie du convertisseur sans avoir recours à un convertisseur

numérique-analogique intermédiaire. Le traitement numérique implique presque toujours la mémorisation des données. Grâce à des algorithmes mathématiques discrets et une puissance de calcul sans comparaison avec les appareils analogiques de mesure directe, le DSP (*Digital Signal Processor*) donne accès à des analyses beaucoup plus complexes de la réponse du circuit, comme l'analyse spectrale et l'analyse statistique, très largement utilisées en test des circuits mixtes et en particulier des CAN. De plus, la séquence d'échantillons étant mémorisée, il est possible d'effectuer successivement plusieurs analyses différentes sans refaire de nouvelle acquisition de la réponse. Comme le temps de traitement est souvent très inférieur au temps d'acquisition, l'économie de temps de test réalisée en se limitant à la capture d'une seule séquence est significative. L'utilisation d'un DSP confère ainsi une souplesse d'utilisation exceptionnelle.

La notion de dynamique est liée à la fréquence du stimulus d'entrée, du même ordre de grandeur que la fréquence nominale de fonctionnement du circuit. Le signal d'attaque est généralement une sinusoïde couvrant la pleine échelle de conversion du CAN sous test (ou d'amplitude légèrement inférieure) bien que cette forme d'onde ne soit représentative ni des phénomènes transitoires ni des signaux non-déterministes (notamment audio et vidéo). Ce choix se justifie du fait qu'une sinusoïde est à la fois parfaitement caractérisée du point de vue mathématique, notamment en ce qui concerne sa densité de probabilité, et enfin facilement reproductible, si bien que l'on peut répéter le test pour vérifier les résultats ou comparer les performances de différents circuits testés. De plus, son spectre fréquentiel présente une raie unique, ce qui facilite l'analyse spectrale. Il faut toutefois porter une grande attention à la pureté spectrale de la sinusoïde d'entrée, sans quoi les imperfections de la source sont indissociables de celles du composant, et la mesure des paramètres n'est pas représentative du fonctionnement du circuit. La génération d'un signal d'entrée d'une grande linéarité constitue couramment un point critique dans la mise en place d'une procédure de test. Il arrive qu'on préfère un signal d'attaque linéaire (rampe ou triangle) qui peut simplifier l'analyse (surtout en test statistique), mais la linéarité nécessaire pour le stimulus est difficilement réalisable en pratique, surtout en haute fréquence.

Les techniques de test dynamique des CAN par traitement numérique les plus employées sont l'analyse statistique, l'analyse spectrale et l'analyse temporelle.

### III.2 Test par analyse statistique

Le test par analyse statistique, aussi appelé test par histogramme, repose sur l'étude de la fréquence d'apparition de chaque code de sortie du convertisseur lorsqu'on lui applique un signal dynamique, qui peut être linéaire ou sinusoïdal [Mah87]. Afin d'éprouver avec certitude tous les codes de sortie du convertisseur, le signal doit couvrir la pleine échelle analogique de conversion ; l'amplitude exacte d'un signal généré étant difficilement contrôlable avec précision, on préfère souvent dépasser la pleine échelle et écrêter le signal. Un grand nombre d'échantillons de sortie sont mémorisés, puis dénombrés en termes de nombre d'apparitions par code, ce qui est représenté sous forme d'histogramme, dont la construction est illustrée par la figure 1.13. Pour les convertisseurs utilisant la convention de « conversion par arrondi » les largeurs des deux paliers extrêmes de la fonction de transfert sont différentes, aboutissant à un histogramme non symétrique. L'étude étant plus aisée dans le cas d'un histogramme symétrique, on corrige l'influence des deux codes extrêmes en modifiant la valeur moyenne un signal d'entrée (pour un convertisseur de type bipolaire, on prendra une valeur moyenne de  $-q/2$ ).

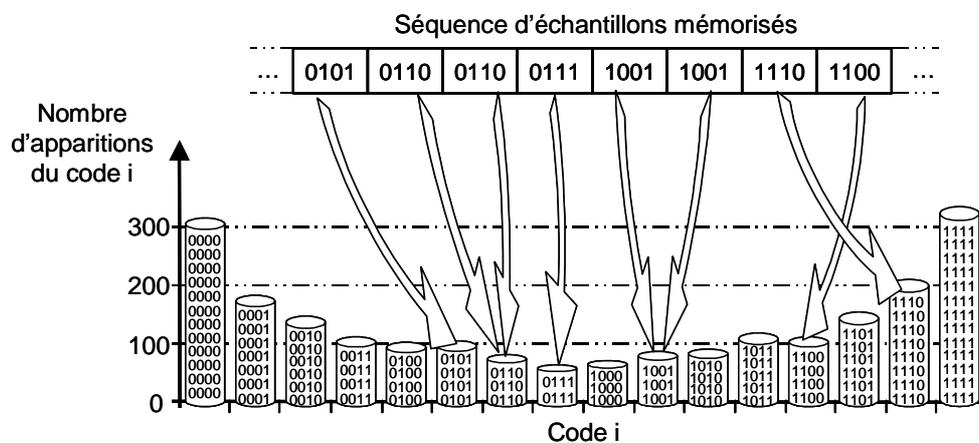


Figure 1.13 : Construction de l'histogramme réel pour le test par analyse statistique

La fréquence d'apparition  $f(i)$  d'un code  $i$  est directement le décompte des occurrences du code  $i$  parmi les échantillons de la séquence de test rapporté au nombre total  $N$  d'échantillons contenus dans la séquence. La figure 1.14.a présente un exemple d'histogramme obtenu avec un CAN imparfait de 5 bits stimulé par un signal sinusoïdal couvrant la pleine échelle de conversion.

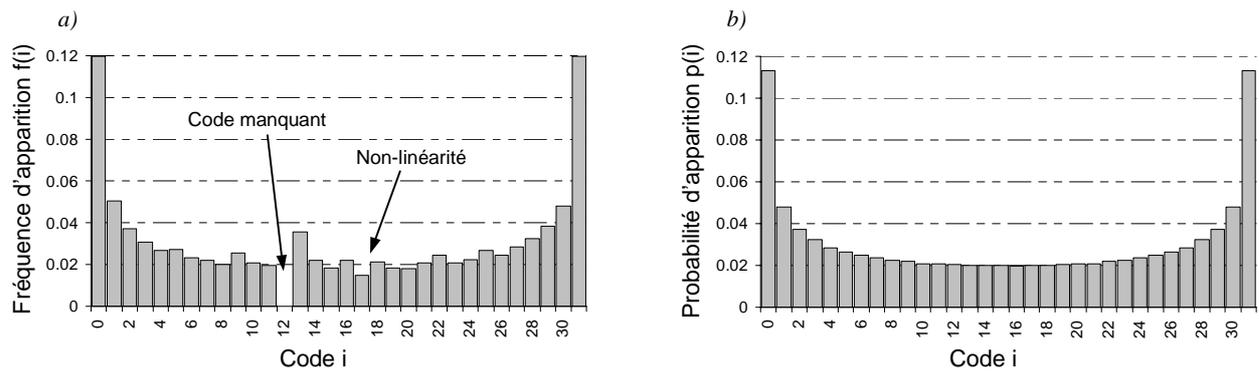


Figure 1.14 : Histogrammes d'un CAN 5 bits attaqué par un signal sinusoïdal :

a) expérimental, pour un CAN imparfait (fréquence réelle d'occurrence des codes)

b) de référence, du CAN parfait associé (probabilité théorique d'apparition des codes)

Lorsque le nombre d'échantillons  $N$  considérés pour l'histogramme tend vers l'infini, et dans le cas d'un convertisseur parfait, la fréquence d'apparition réelle  $f(i)$  de chaque code tend vers la probabilité théorique d'apparition  $p(i)$  du code  $i$ , issue de la densité de probabilité du signal sur l'intervalle d'amplitudes correspondant au palier du code  $i$ . C'est ainsi qu'est défini l'histogramme théorique de référence du CAN idéal associé au CAN sous test pour les mêmes conditions d'analyse, par opposition à l'histogramme expérimental construit avec les échantillons de sortie du CAN réel. La figure 1.14.b montre l'histogramme de référence associé au CAN de 5 bits précédent attaqué par un signal sinusoïdal.

De la comparaison entre l'histogramme expérimental et l'histogramme de référence peuvent être extraites les valeurs de tous les paramètres statiques : erreurs d'offset et de gain, non-linéarités différentielles et intégrales. En effet, si le palier d'un code est plus large qu'il ne devrait, la fréquence d'apparition du code est supérieure à sa probabilité théorique et inversement. Les codes manquants sont facilement détectables par leur fréquence d'apparition nulle (l'exemple d'histogramme de la figure 1.14.a fait apparaître que le code 12 est manquant). Notons que le test statistique est le seul test dynamique qui donne accès aux paramètres de la fonction de transfert.

Plus le nombre  $N$  d'échantillons considérés pour le test par histogramme est élevé, meilleure est la validité statistique de la fréquence d'apparition  $f(i)$  des codes  $i$ . Idéalement, il faudrait calculer l'histogramme avec des échantillons répartis de façon aléatoire et non uniforme sur la séquence du signal pour que l'analyse soit pleinement statistique au sens habituel. Mais le nombre d'échantillons qu'il est alors nécessaire de considérer pour assurer la validité des résultats est d'autant plus rédhibitoire que la résolution du CAN est élevée,

essentiellement à cause du temps d'acquisition nécessaire à leur capture. Le nombre minimal d'échantillons  $N_{\min}$  à prélever sur un signal sinusoïdal de façon aléatoire pour une analyse statistique significative dépend des conditions de test ( $PE$ ,  $A_{cc}$ ), de la précision voulue sur la mesure des non-linéarités différentielles  $\delta_{NLD}$  (exprimée en LSB) et du seuil de risque, inhérent à la nature probabiliste de l'analyse et qui délimite l'intervalle de confiance, que l'on tolère sur cette précision [Lib96].

Le principal inconvénient de la technique de test par histogramme est en effet le nombre d'échantillons nécessaires à la validité des résultats. Pour limiter ce facteur, la fréquence du signal d'entrée est en général choisie cohérente avec la fréquence d'échantillonnage, ce qui rend maximale l'information acquise grâce aux échantillons. La cohérence des fréquences permet ainsi de réduire le nombre d'échantillons requis pour l'analyse statistique, mais impose une synchronisation rigoureuse entre la génération du stimulus, le CAN et la mémorisation des codes de sortie pour le traitement numérique. Il faut impérativement éviter une relation harmonique entre le nombre d'échantillons et le nombre de périodes considérées pour l'acquisition (existence d'un multiple commun supérieur à 1), car alors la séquence acquise est constituée de la répétition d'une séquence d'échantillons plus petite, ce qui modifie la répartition probabiliste des occurrences des codes. Le nombre minimal  $N_{\min}$  d'échantillons nécessaires sous condition de cohérence pour un signal sinusoïdal dépend des conditions de test ( $PE$ ,  $A_{cc}$ ) et de la précision voulue sur la mesure des NLD  $\delta_{NLD}$  en LSB [Lib96].

Le tableau 1.1 compile, pour différentes résolutions de convertisseur, le nombre minimal d'échantillons à acquérir pour une analyse statistique de la réponse d'un CAN à un stimulus sinusoïdal couvrant sa pleine échelle de conversion permettant la détermination des non-linéarités différentielles avec une précision de mesure  $\delta_{NLD} = 0,1$  LSB, d'une part dans le cas d'un échantillonnage aléatoire avec une probabilité de 95%, d'autre part avec un échantillonnage cohérent :

Résolution n	$N_{\min}$	
	Aléatoire	Cohérent
6	67 000	2 000
8	268 000	8 100
10	1 070 000	32 100
12	4 200 000	128 700
14	17 130 000	514 700
16	68 500 000	2 058 900

Tableau 1.1 : Nombre minimal d'échantillons pour le test par analyse statistique

### III.3 Test par analyse spectrale

Le test par analyse spectrale, basé sur l'exploitation de la représentation fréquentielle de la sortie du convertisseur obtenue par transformée de Fourier Discrète, renseigne sur les distorsions et le bruit générés par la conversion. Ce test permet d'évaluer les paramètres dynamiques du CAN sous test. C'est la technique de test que l'on choisira d'étudier dans la suite des travaux, c'est pourquoi on consacre ici une section aux éléments de traitement du signal impliqués dans la détermination du spectre d'un signal. Le principe et les conditions de cette technique de test sont développés dans la section suivante sur la base de ces éléments.

#### III.3.1 Obtention du spectre fréquentiel

##### a) Transformée de Fourier

La **Transformation de Fourier (TF)** permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. Réciproquement, la **Transformation de Fourier inverse (TF<sup>-1</sup>)** permet la restitution du signal temporel à partir de ses informations fréquentielles, représentées par le spectre du signal [Cot97].

Cette transformation est une généralisation de la **décomposition en séries de Fourier** des signaux périodiques. En effet, Fourier a montré que tout signal périodique de période  $T_p=1/f_p$ , quelle que soit sa forme d'onde, est décomposable en une somme de fonctions sinusoïdales de fréquences multiples de  $f_p$ . La figure 1.15 illustre une telle décomposition.

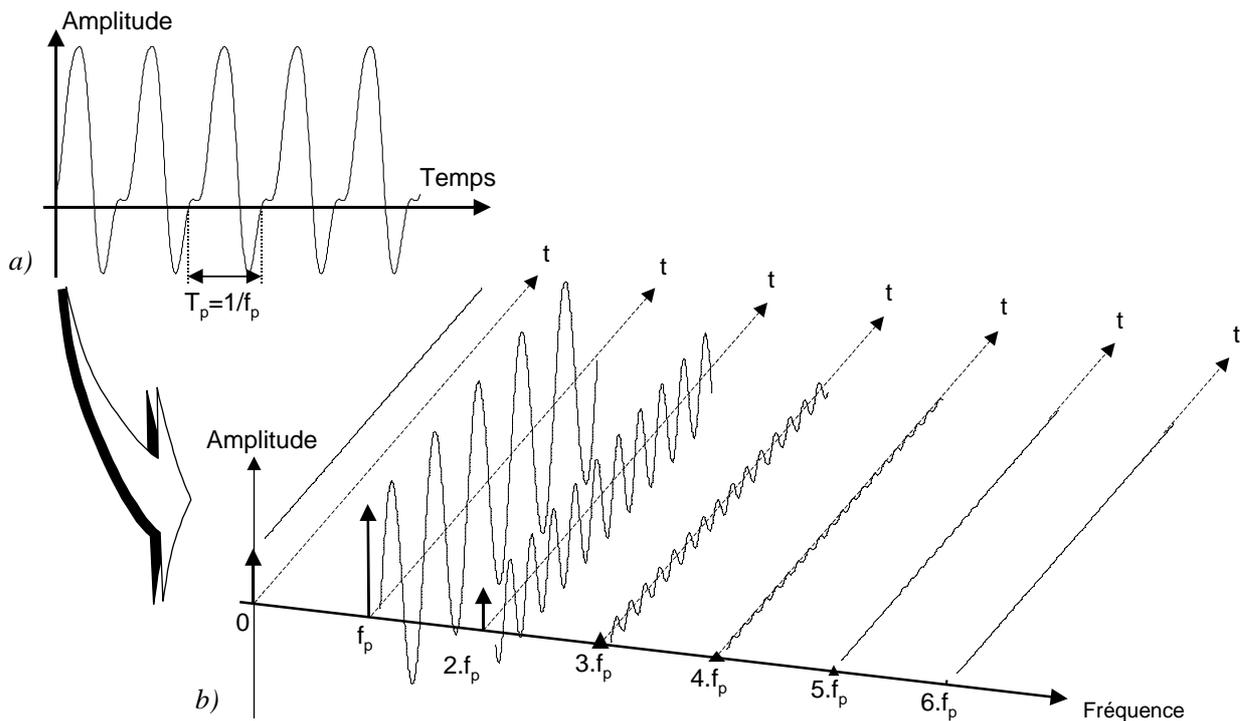


Figure 1.15 : Signal périodique (a) et sa décomposition en signaux sinusoïdaux(b)

L'amplitude des différentes composantes sinusoïdales est projetée sur l'axe des fréquences matérialisé en bas de la figure. La projection obtenue correspond au **spectre fréquentiel** du signal périodique. Ce spectre est discret, et comporte des informations aux seules fréquences multiples de  $f_p$  ; on dit qu'il est composé de raies harmoniques de  $f_p$ . Chaque raie contient une information sur l'amplitude du signal sinusoïdal de la décomposition qui correspond à la fréquence de la raie. Il existe par ailleurs une information de phase qui n'est pas représentée sur la figure.

Si l'on considère que n'importe quel signal peut être vu comme un signal périodique de période infinie, on peut étendre le principe de décomposition en signaux élémentaires aux signaux non périodiques. Lorsque  $T_p$  tend vers l'infini,  $f_p$  tend vers zéro si bien que le spectre devient continu en fréquences. Ainsi, la Transformée de Fourier (TF) est applicable à tous les signaux continus à énergie finie (notamment tous les signaux réels observés sur un temps fini). Elle est définie par une relation intégrale à partir de la fonction temporelle.

Dans le cas particulier des signaux discrets, le spectre est périodique (figure 1.16). En effet, l'échantillonnage régulier d'un signal continu  $s(t)$  peut être considéré comme la multiplication de ce signal par un peigne de Dirac temporel  $p_D(t)$ , c'est-à-dire par une suite d'impulsions idéales de hauteur unitaire et de période  $T_{\text{éch}} = 1/f_{\text{éch}}$ . Cette multiplication dans le

domaine temporel se traduit dans le domaine fréquentiel par la convolution entre le spectre du signal  $S(f)$  et le spectre du peigne temporel  $P_D(f)$ , qui est un peigne fréquentiel dont les raies sont espacées de  $f_{\text{éch}}$ . La convolution a pour effet de reproduire le motif du spectre du signal à toutes les fréquences du peigne, d'où une périodisation du spectre du signal échantillonné  $S_{\text{éch}}(f)$ , avec une période de répétition égale à  $f_{\text{éch}}$ . On retiendra que l'échantillonnage temporel entraîne la périodisation du spectre.

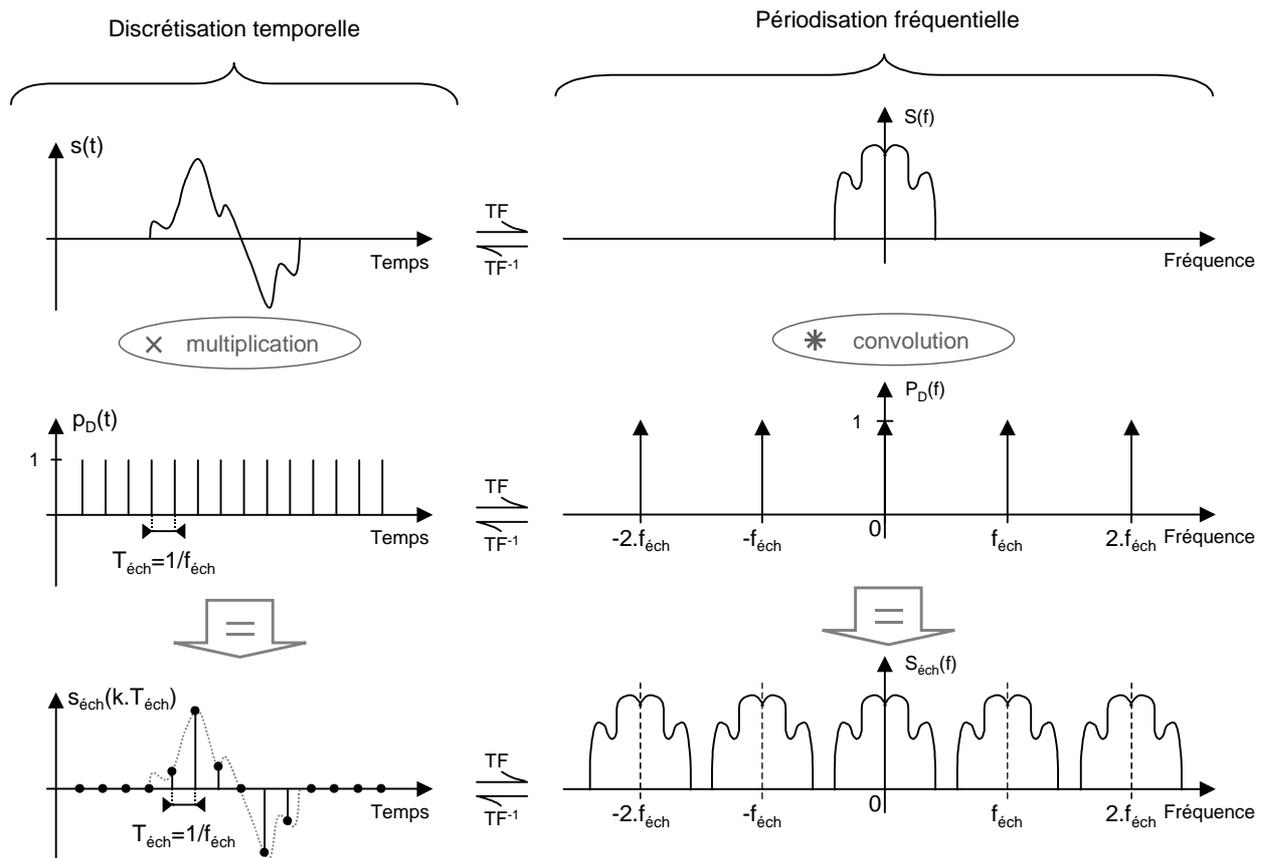


Figure 1.16 : Effet de périodisation du spectre causé par l'échantillonnage temporel

Ce phénomène de périodisation est à l'origine du **théorème de Shannon**, qui garantit l'équivalence en termes d'information entre le signal continu et le signal échantillonné. Ce théorème, également appelé **théorème de l'échantillonnage**, donne une condition suffisante pour assurer que le signal ne sera pas dégradé par la discrétisation : il suffit que la fréquence d'échantillonnage  $f_{\text{éch}}$  soit au moins deux fois plus élevée que la plus haute fréquence  $f_{\text{max}}$  contenue dans le signal, littéralement :

$$f_{\text{éch}} > 2.f_{\text{max}} \quad (1.17)$$

Lorsque ce n'est pas le cas, la périodisation du spectre risque de déformer le motif original du spectre du signal, qui va se chevaucher avec ses images répétées, comme on peut le voir figure 1.17.a. On parle alors de « **repliement** » ou de « recouvrement » du spectre. On peut éviter ce phénomène en plaçant entre le signal et l'échantillonneur un filtre « antirepliement » qui a pour rôle de supprimer les éventuelles fréquences du signal supérieures à  $f_{\text{éch}}/2$ , assurant ainsi le respect du théorème de Shannon (fig. 1.17.b).

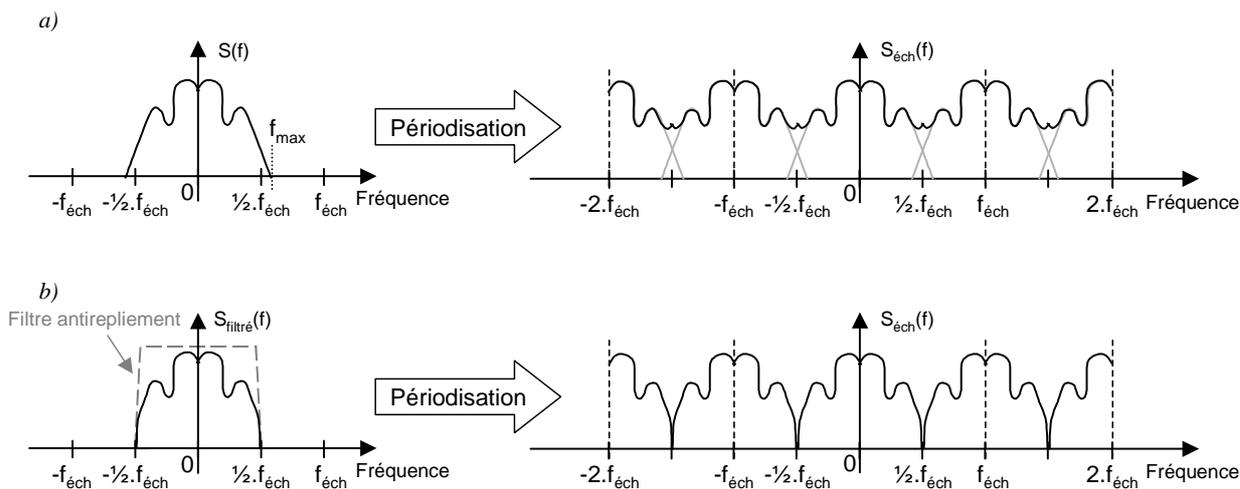


Figure 1.17 : Effet de périodisation spectrale due à l'échantillonnage temporel :

a) Déformation du spectre par « repliement » si  $f_{\text{max}} > 1/2 \cdot f_{\text{éch}}$

b) Motif spectral préservé grâce à un filtre « antirepliement »

### b) Transformée de Fourier Discrète

En pratique dans le cadre du test industriel, la transformation de Fourier est effectuée par un processeur numérique, physiquement limité en précision et en mémoire. Il n'est pas possible de calculer et mémoriser un spectre continu et infini. On a alors recours à la **Transformée de Fourier Discrète (TFD)**. La TFD d'un vecteur de  $N$  échantillons temporels est un vecteur de  $N$  composantes fréquentielles. Le signal temporel étant discret, son spectre est périodique. Les composantes fréquentielles calculées par la TFD constituent le motif périodique du spectre dans l'intervalle de fréquences  $[-1/2 \cdot f_{\text{éch}} ; +1/2 \cdot f_{\text{éch}}]$  appelé bande de Nyquist.

Le spectre périodique du signal discret va donc être tronqué et discrétisé pour s'adapter aux conditions du traitement numérique. Comme présenté figure 1.18, la troncature du spectre est effectuée en ne considérant qu'un seul motif du spectre, généralement celui qui est centré autour de la composante continue ( $f=0$ ), soit l'intervalle de fréquences  $[-1/2 \cdot f_{\text{éch}} ; +1/2 \cdot f_{\text{éch}}]$ .

Cette restriction ne déforme pas l'information sur le signal, puisqu'elle revient à éliminer l'effet dans le domaine fréquentiel de la discrétisation du signal dans le domaine temporel, c'est-à-dire à considérer le spectre du signal continu originel. L'effet de la troncature du spectre correspond ainsi, dans le domaine temporel, à la restitution du signal continu à partir de ses échantillons. Le spectre limité à la bande de Nyquist est alors discrétisé en  $N$  composantes : celles que fournit le calcul de la TFD. Le pas de discrétisation fréquentielle  $\Delta f$  est donné par le rapport entre l'intervalle de fréquences considéré  $[-\frac{1}{2}.f_{\text{éch}} ; +\frac{1}{2}.f_{\text{éch}}]$  et le nombre d'échantillons  $N$  considérés pour la TFD :

$$\Delta f = \frac{f_{\text{éch}}}{N} \quad (1.18)$$

De façon symétrique à l'échantillonnage temporel, la discrétisation fréquentielle du spectre avec un pas  $\Delta f$  engendre la périodisation du signal temporel avec une période de répétition de  $T_0=1/\Delta f$ . On remarque donc que si le signal  $s_{\text{éch}}(k.T_{\text{éch}})$  n'est pas périodique initialement, le signal temporel  $s_p(t)$  obtenu par transformée inverse de  $S_p(f)$  est différent de  $s_{\text{éch}}(t)$ .

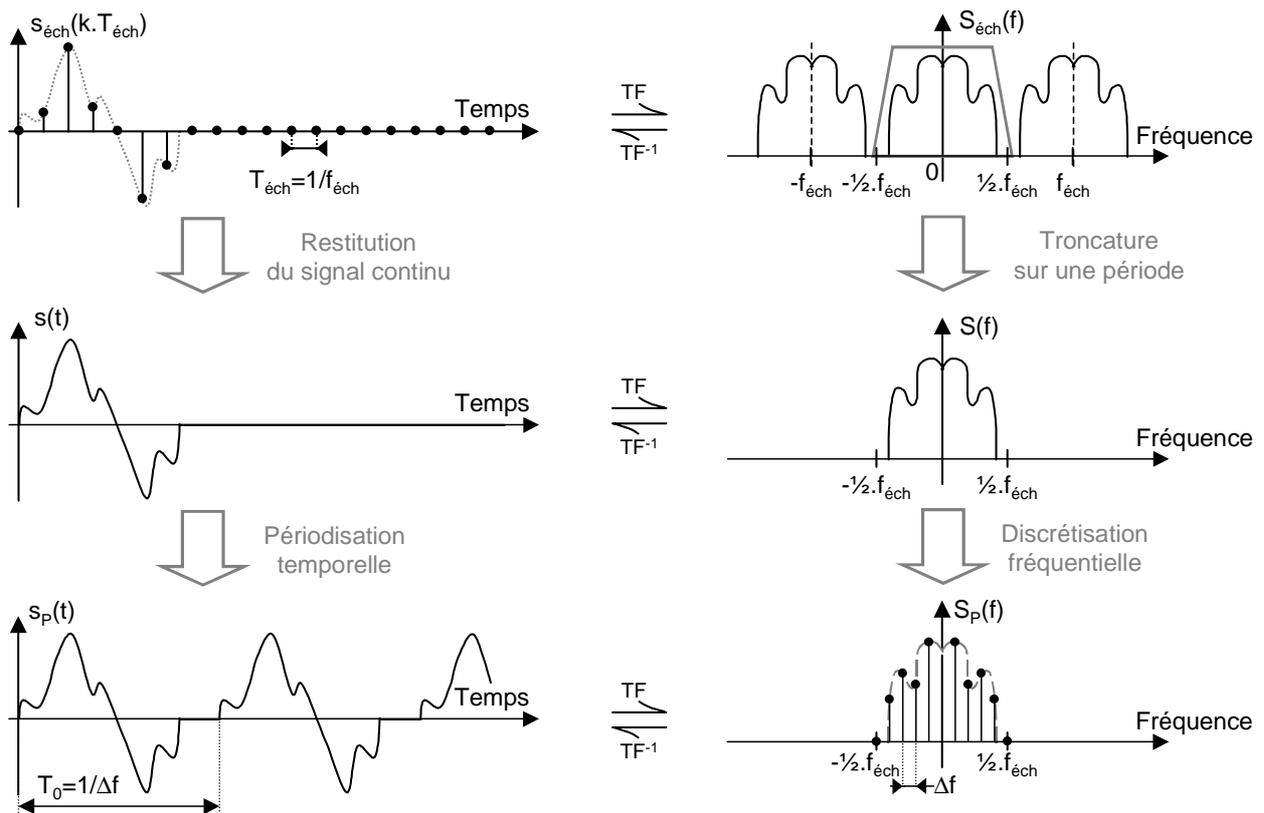


Figure 1.18 : Effets temporels de la troncature et de la discrétisation spectrales

Dans le contexte du test dynamique d'un CAN, le signal à analyser est une série d'échantillons numériques de sortie du convertisseur. Il est donc déjà discret par nature, mais il faut également le tronquer pour que le processeur puisse le manipuler. Etant la réponse à un stimulus périodique, ce signal est lui-même périodique de période  $T_p$ . La limitation de l'observation du signal discret à un nombre de points  $N$  pour le calcul de la TFD est soumise à condition pour garantir l'équivalence d'information entre les domaines temporel et fréquentiel. Il faut en effet que les  $N$  échantillons considérés par la TFD couvrent un nombre entier  $M$  de périodes du signal temporel, sans quoi apparaît dans le spectre le phénomène de « *leakage* » qui modifie le spectre et fausse l'analyse spectrale en aval. Ce phénomène est illustré figure 1.20. Considérons tout d'abord le cas où le nombre de périodes du signal temporel sur la durée observée est un entier  $M$ , comme présenté figure 1.19.

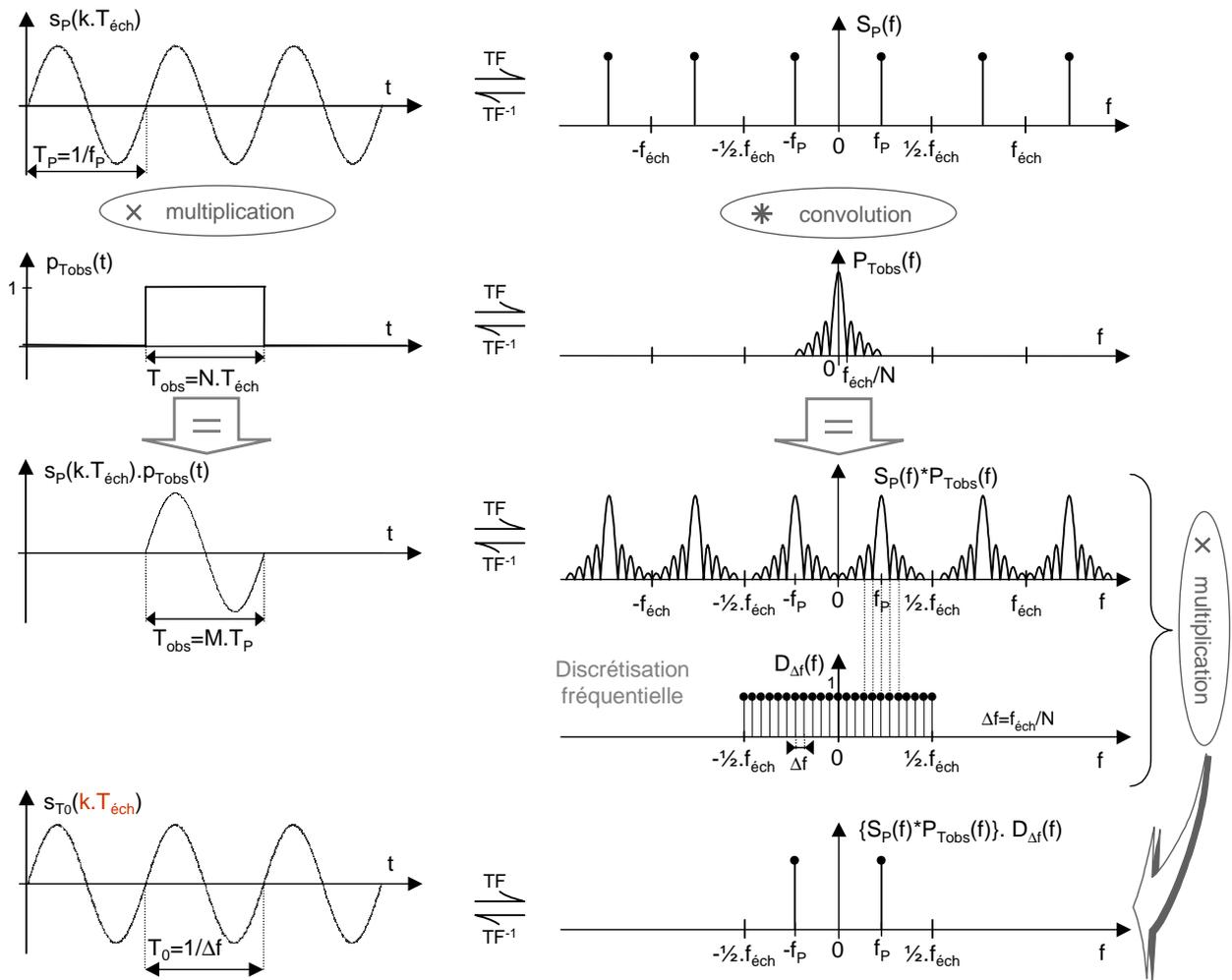


Figure 1.19 : Principe du calcul de la TFD dans les conditions d'équivalence de l'information (nombre entier de périodes du signal  $M$ )

Le signal temporel  $s_P(k \cdot T_{\text{éch}})$  étant discret et périodique, son spectre  $S_P(f)$  est également périodique et discret. La troncature du signal temporel est équivalente à la multiplication du signal infini par une fenêtre temporelle rectangulaire de largeur  $T_{\text{obs}}$  ( $p_{\text{Tobs}}(t)$ ). Le signal temporel résultant contient un nombre entier d'échantillons temporels  $N$  espacés de la période d'échantillonnage  $T_{\text{éch}}$ , soit  $T_{\text{obs}} = N \cdot T_{\text{éch}}$  (1), et dans le cas présenté fig. 1.19 un nombre entier de périodes du signal, soit aussi  $T_{\text{obs}} = M \cdot T_P$ ,  $M$  entier (2). Dans le domaine fréquentiel, cette opération se traduit par la convolution du spectre du signal par le spectre de la fenêtre temporelle ( $P_{\text{Tobs}}(f)$ ), qui est un sinus cardinal. Les zéros de ce sinus cardinal sont situés aux fréquences multiples de  $f_{\text{éch}}/N$ . A l'issue de la convolution, le motif du sinus cardinal est répété à toutes les fréquences images de la fréquence du signal  $f_P$ . Grâce aux relations (1) et (2), on peut dire de façon équivalente qu'ils apparaissent aux fréquences  $(i \cdot N \pm j \pm M)/T_{\text{obs}}$ , donc à toutes les fréquences multiples de  $f_{\text{obs}} = 1/T_{\text{obs}}$ , à l'exception des fréquences images de

la fréquence du signal localisées aux fréquences  $i.f_{\text{éch}} \pm f_p$ , où se trouve le centre du lobe principal des images du sinus cardinal. Le spectre continu ainsi obtenu est ensuite discrétisé pour satisfaire aux conditions du traitement par processeur numérique. La discrétisation fréquentielle se traduit par la multiplication du spectre avec un peigne  $D_{\Delta f}(f)$  de raies spectrales espacées de  $\Delta f = f_{\text{éch}}/N = 1/T_{\text{obs}}$  (équations 1.18 et (1)) dans la bande de fréquences  $[-1/2.f_{\text{éch}}, +1/2.f_{\text{éch}}]$ . Ainsi, les raies du peigne de discrétisation correspondent soit aux zéros soit au centre du lobe principal des sinus cardinaux de la bande de Nyquist du spectre. Il ne reste plus après la discrétisation dans le domaine des fréquences que le fondamental du signal  $f_p$ . Les effets de la troncature temporelle sur le spectre fréquentiel sont ainsi supprimés lorsque le nombre de périodes  $M$  du signal considéré pour effectuer la transformée de Fourier discrète est un entier. Dans le domaine temporel, la discrétisation du spectre engendre la périodisation du motif du signal capturé sur la durée  $T_{\text{obs}}$ , avec la période  $T_{\text{obs}} = 1/\Delta f = M.T_p$ . Puisque le nombre de périodes  $M$  du signal sur la durée considérée est entier, le « raccord » entre les images du motif répétées périodiquement se fait sans discontinuité, et l'on a identité entre le signal  $s_{T_0}(k.T_{\text{éch}})$  obtenu par transformée inverse du spectre tronqué et discrétisé  $\{S_P(f)*P_{T_{\text{obs}}}(f)\}.D_{\Delta f}(f)$  et le signal originel  $s_P(k.T_{\text{éch}})$ .

Dans le cas contraire, si le nombre de périodes du signal temporel sur la durée observée n'est pas un entier, les effets de la troncature temporelle du signal pour le calcul de la TFD induisent une déformation du spectre appelée « *leakage* », qui correspond à un étalement du spectre, comme illustré figure 1.20. En effet, si l'on considère à présent le signal  $s_P(k.T_{\text{éch}})$  de période  $T_p$  sur une durée  $T'_{\text{obs}} \neq M.T_p$  ( $M$  entier) (1'), on le multiplie implicitement par une fenêtre temporelle rectangulaire  $p_{T'_{\text{obs}}}(t)$  de largeur  $T'_{\text{obs}} = N'.T_{\text{éch}}$  (2'). Le spectre de cette fenêtre est un sinus cardinal  $P_{T'_{\text{obs}}}(f)$  dont les zéros des lobes sont situés aux fréquences  $f_{\text{éch}}/N'$ . Le spectre du signal temporel tronqué est obtenu par la convolution entre le spectre du signal  $S_P(f)$  et celui de la fenêtre  $P_{T'_{\text{obs}}}(f)$ , ce qui reproduit l'image du sinus cardinal à toutes les fréquences images de  $f_p$ . Mais  $f_p$  n'est pas multiple de  $f_{\text{éch}}/N'$ , puisque  $f_p \neq M.f_{\text{éch}}/N'$  (équations (1') et (2')). De fait, le centre du lobe principal et les zéros des images du sinus cardinal ne sont pas situés aux fréquences multiples de  $f_{\text{éch}}/N'$ . Ainsi, lorsque l'on discrétise le spectre avec un pas  $\Delta'f = f_{\text{éch}}/N'$ , les effets de la troncature temporelle sur le spectre fréquentiel ne sont pas supprimés, et le spectre est déformé, comme si l'énergie de la fréquence  $f_p$  qui ne correspond pas à une fréquence discrète « s'étalait » sur les raies voisines. C'est l'effet de « *leakage* », qui doit absolument être évité pour l'analyse du spectre. Dans le

domaine temporel, le motif du signal observé sur la durée  $T_{\text{obs}}$  est reproduit de façon périodique, si bien que le « raccord » entre chaque motif introduit une discontinuité dans le signal temporel  $s_{T_0}(t)$  correspondant au spectre entaché de l'effet de *leakage*. Il y a donc dégradation de l'information lorsque l'acquisition ne couvre pas un nombre entier de périodes puisque ni la représentation fréquentielle  $\{S_P(f) * P_{T_{\text{obs}}}(f)\} \cdot D_{\Delta f}(f)$  ni la représentation temporelle  $s_{T_0}(t)$  ne sont équivalentes à la représentation correspondante du signal initial (respectivement  $S_P(f)$  et  $s_P(k \cdot T_{\text{éch}})$ ).

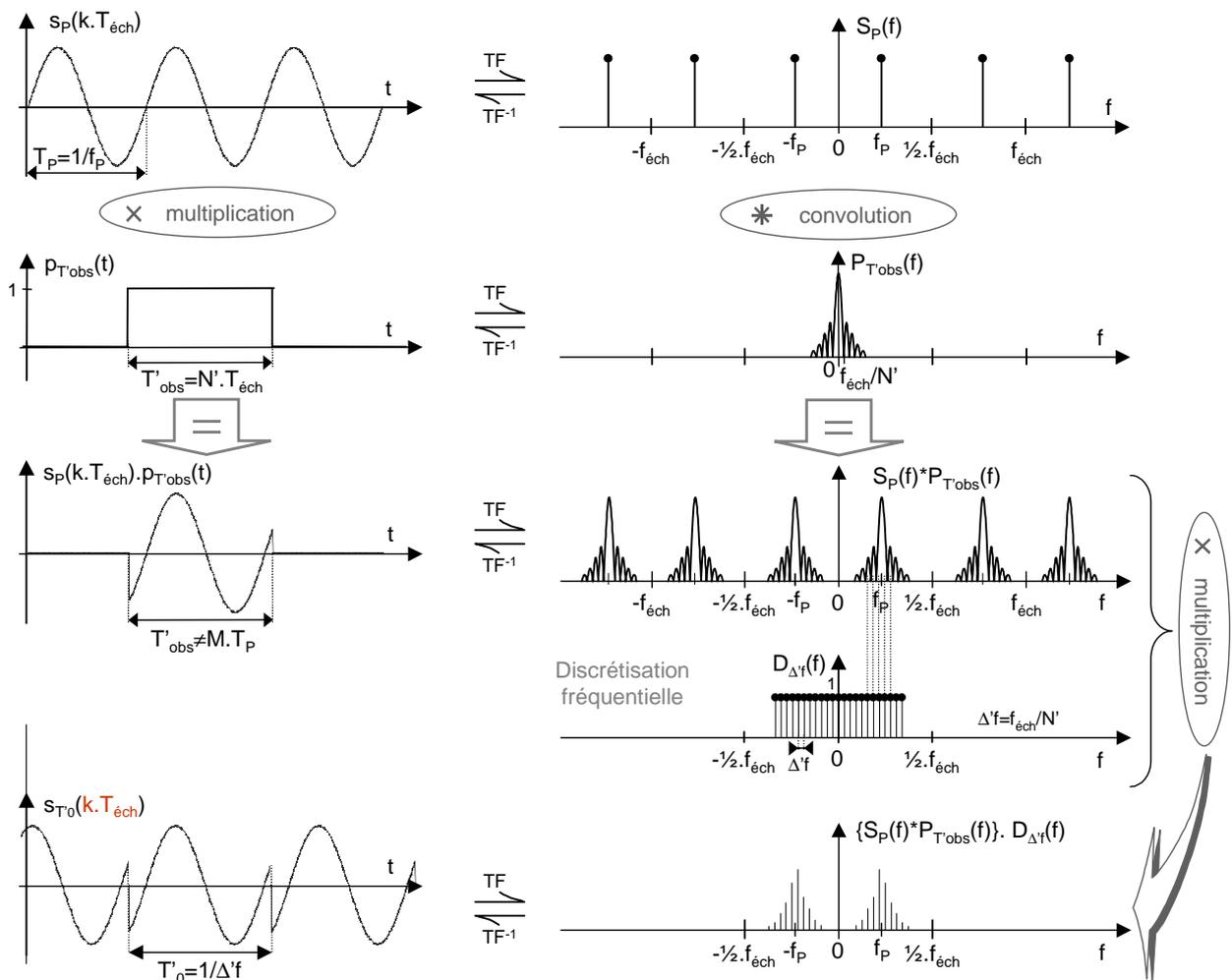


Figure 1.20 : Effet de leakage du spectre lorsque le signal n'est pas considéré sur un nombre entier de périodes

La condition de cohérence des fréquences (partie I de ce chapitre) est une condition suffisante pour éviter le phénomène de *leakage*, qui garantit de surcroît que l'information est maximale pour le nombre d'échantillons acquis. La cohérence garantit ainsi une exploitation directe et optimale de l'acquisition pour l'analyse spectrale. Si l'acquisition du signal sur un

nombre entier de périodes ne peut être réalisée en pratique, on a recours à des fenêtres temporelles non rectangulaires, dites fenêtres de pondération (Blackman, Hamming, Hanning, Bessel, ...), de même durée d'observation. Ces fenêtres atténuent les discontinuités entre les motifs répétés et limitent ainsi l'effet d'étalement du spectre. L'effet des fenêtres de pondération sur l'extraction des paramètres dynamiques lors de l'analyse spectrale reste toutefois difficile à maîtriser.

### c) Transformée de Fourier Rapide

Le calcul de la Transformée de Fourier Discrète d'un vecteur de  $N$  échantillons nécessite un nombre élevé d'opérations élémentaires :  $N^2$  multiplications complexes et  $N.(N-1)$  additions complexes [Cot97]. Des algorithmes d'organisation des calculs de la TFD, appelés algorithmes de Transformée de Fourier Rapide TFR (ou FFT pour *Fast Fourier Transform*), permettent de réduire le nombre de multiplications complexes nécessaires au calcul de la TFD ; le temps de calcul pour une addition complexe étant négligeable devant celui d'une multiplication complexe, la diminution du nombre de multiplications permet d'écourter significativement la durée de calcul. Ces algorithmes, dont le plus connu est celui de Cooley-Tukey, exploitent la redondance des calculs impliqués dans la TFD lorsque le nombre d'échantillons considérés  $N$  est une puissance de 2. Ils permettent de limiter le nombre de multiplications complexes à  $\frac{N}{2} \cdot \log_2(N)$ , ce qui représente une diminution d'un facteur supérieur à 100 par rapport à la TDF pour  $N=512$  échantillons, qui est généralement le minimum de points considérés pour le calcul d'une TFD ou d'une TFR. Les processeurs numériques utilisent de tels algorithmes de Transformée de Fourier Rapide.

### III.3.2 Analyse spectrale

Le test par analyse spectrale est basé sur l'exploitation du spectre fréquentiel du signal de sortie du CAN, obtenu par transformée de Fourier rapide, pour évaluer les distorsions et bruits (quantification, jitter...) introduits par la conversion [Mah87]. Il est également appelé, de façon abusive, test par FFT. Le signal d'attaque est de façon générale une sinusoïde de fréquence pure, et l'on analyse dans le spectre les différentes composantes fréquentielles. On a ainsi facilement accès aux paramètres dynamiques dont les expressions seront données au second chapitre.

Lorsque le signal d'attaque n'est pas une sinusoïde pure, mais une somme linéaire de plusieurs sinusoïdes on parle alors d'analyse *multitone* (plusieurs fréquences) par opposition à l'analyse *single tone* (une seule fréquence).

L'amplitude du signal d'entrée, qu'il soit ou non composite, ne doit pas dépasser la pleine échelle de conversion du CAN, car l'écrêtage du signal en sortie engendre des distorsions supplémentaires qui noient l'information cherchée. En pratique, puisqu'on ne maîtrise pas parfaitement l'amplitude des signaux générés, on se place à une amplitude légèrement inférieure à l'excursion maximale du convertisseur. Afin d'éviter un repliement du spectre, la condition de Shannon entre la fréquence du signal d'entrée et la fréquence d'échantillonnage doit être respectée ( $f_e < f_{\text{éch}}/2$ ). De plus, il est impératif que la relation de cohérence (équation 1.2) entre ces deux fréquences soit vérifiée, sans quoi le phénomène de « leakage » apparaît dans le spectre, le rendant inexploitable. Ces deux contraintes fondamentales imposent une synchronisation minutieuse.

Grâce à la dualité temps-fréquence, on peut se contenter d'un nombre d'échantillons plus réduit que pour une analyse statistique (au moins un échantillon par code). Le nombre minimal d'échantillons à capturer sous condition de cohérence dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal (*single tone*) dépend uniquement des conditions de test. Toutefois, le calcul de la transformée de Fourier Rapide nécessite que le nombre d'échantillons considérés soit une puissance de deux ( $N=2^p$ ,  $p$  entier). On considère donc que le nombre minimal d'échantillons requis  $N_{\text{min}}$  est la puissance de 2 immédiatement supérieure au nombre d'échantillons garantissant un point par code, soit pour un signal d'entrée sinusoïdal couvrant la pleine échelle de conversion :

$$N_{\text{min}} = 2^{n+2} \quad (1.19)$$

où  $n$  est la résolution du CAN. Le tableau 1.2 donne la valeur de ce nombre  $N_{\text{min}}$  pour différentes résolutions de convertisseur.

Résolution n	$N_{\min}$
6	256
8	1 024
10	4 096
12	16 384
14	65 536
16	262 144

Tableau 1.2 : Nombre minimal d'échantillons pour le test par analyse spectrale

Ainsi, le test par analyse spectrale est réalisable avec beaucoup moins d'échantillons à capturer et traiter que l'analyse statistique (facteur 10 par rapport au cas de précision sur la mesure des non-linéarités considéré dans la section précédente).

Le principal inconvénient du test fréquentiel est la rigueur qu'il faut apporter à la synchronisation entre les différents éléments en jeu dans l'environnement de test et le CAN, parfois difficile à satisfaire. Rappelons également l'importance de la pureté spectrale de la source, dont les distorsions et le bruit influenceraient l'estimation des paramètres dynamiques du convertisseur.

### III.4 Test par analyse temporelle

Le test par analyse temporelle consiste à exploiter, directement dans le domaine temporel, la reconstitution du signal sur une période à partir des échantillons de sortie. Cette technique de test implique l'utilisation d'un stimulus sinusoïdal. Le signal reconstitué subit ensuite une interpolation afin de déterminer le signal sinusoïdal pur qui se rapproche le plus du signal reconstitué, d'où l'autre nom courant de régression sinusoïdale, en anglais *sine fitting*, pour cette technique. Il existe de nombreux algorithmes d'interpolation, basés sur des systèmes d'équations non-linéaires complexes visant à minimiser l'erreur quadratique entre le signal pur estimé et le signal réel reconstitué [Das02]. Il est préférable de comparer le signal reconstitué à ce signal idéal plutôt qu'au signal d'entrée, afin de s'affranchir des erreurs de gain et d'offset du convertisseur. La différence entre le signal reconstitué total et le signal idéal estimé donne la fonction d'erreur temporelle du signal quantifié. La valeur efficace de cette fonction sur la période étudiée correspond au bruit total du système, et permet donc d'extraire les principaux paramètres dynamiques, à l'exception de la plage dynamique (SFDR), du dispositif sous test [Dal95].

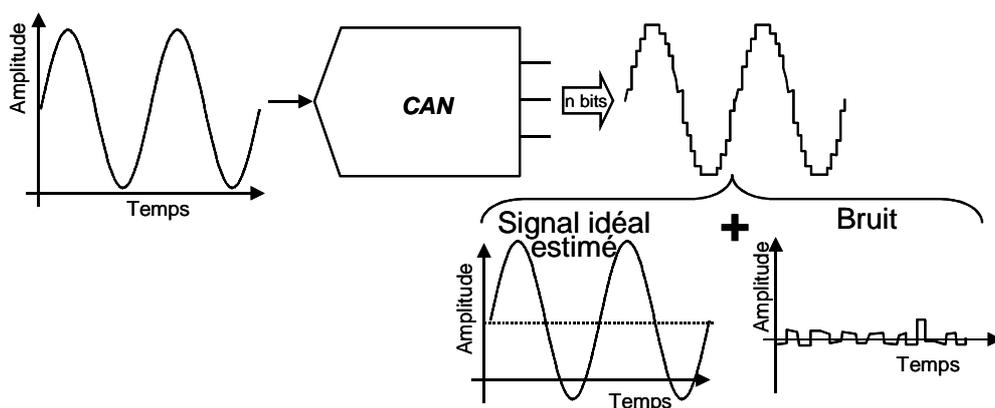


Figure 1.21 : Principe de l'analyse temporelle : séparation du signal idéal estimé et du bruit

Comme dans le cas du test par analyse spectrale, il faut éviter d'écarter le signal pour que les estimations des paramètres soit représentatives du convertisseur testé. L'amplitude du signal d'entrée est donc généralement légèrement inférieure à la pleine échelle du CAN. Il faut veiller à ne pas avoir de relation harmonique entre la fréquence du signal d'entrée et la fréquence d'échantillonnage pour éviter la répétition d'information au sein de la séquence, mais la cohérence de l'échantillonnage n'est pas indispensable [Had02]. Dès lors, le nombre minimal d'échantillons nécessaires pour une analyse temporelle est tel que chaque code soit représenté par au moins un échantillon, comme dans le cas d'une analyse spectrale mais sans la contrainte d'avoir un nombre égal à une puissance de deux.

Lorsque la fréquence du signal d'entrée est connue avec une très grande précision, le système d'équations qui permet d'estimer la sinusoïde idéale en minimisant l'erreur quadratique par rapport au signal de sortie se rapporte à un système linéaire à trois inconnues (amplitude, valeur moyenne et phase du signal estimé), dont la résolution est maîtrisée. En revanche, si la fréquence d'entrée ne peut être déterminée avec une précision suffisante, la régression sinusoïdale implique la résolution d'un système non-linéaire à quatre inconnues (la fréquence du signal s'ajoute aux variables). Un tel système fait appel à des méthodes de résolution itératives, qui ne convergent pas toujours, et dont la mise en œuvre peut imposer une restriction sur le nombre d'échantillons considérés.

La principale limitation du test par analyse temporelle réside ainsi dans la résolution du système d'évaluation de la régression sinusoïdale lorsque la fréquence du signal d'entrée n'est pas connue avec une grande précision. En revanche, cette technique permet de se libérer de la contrainte de cohérence des fréquences.

## IV. Conclusion

La conversion analogique-numérique introduit une erreur systématique entre le signal analogique d'entrée et le signal numérique de sortie : l'erreur de quantification, liée aux paramètres intrinsèques du CAN. A cette erreur intrinsèque s'ajoutent les effets des imperfections du composant. Deux types de paramètres caractérisent les performances d'un convertisseur : les erreurs statiques, qui rendent compte des déformations de la fonction de transfert du CAN par rapport au cas idéal, et les paramètres dynamiques, qui reflètent la déformation subie par le signal lors de la conversion.

Le test industriel des CAN est essentiellement axé sur le test fonctionnel dynamique par traitement numérique. Les trois techniques de test les plus utilisées dans ce contexte sont l'analyse statistique, l'analyse spectrale et dans une moindre mesure l'analyse temporelle. Les principales caractéristiques de ces trois techniques sont résumées dans le tableau suivant en termes de performances, contraintes et difficultés pratiques de mise en œuvre.

	<b>Analyse statistique</b> (Test par histogramme)	<b>Analyse spectrale</b> (Test par FFT)	<b>Analyse temporelle</b> ( <i>Sine fitting</i> )
Forme d'onde du stimulus	Linéaire ou sinusoïdale	Sinusoïdale pure ( <i>single tone</i> ) ou composite ( <i>multitone</i> )	Sinusoïdale pure
Amplitude crête à crête $A_{cc}$ du signal d'entrée	Idéalement égale à PE ; supérieure à PE en pratique	Idéalement égale à PE ; inférieure à PE en pratique	Idéalement égale à PE ; inférieure à PE en pratique
Synchronisation	Au choix	Impérative	Recommandée
Paramètres accessibles	Erreur d'offset Erreur de gain NLD NLI Code manquant	SINAD $n_{eff}$ SFDR THD IMD	SINAD $n_{eff}$ THD IMD
Principal inconvénient en test industriel	Temps de capture du nombre d'échantillons nécessaire	Précision nécessaire sur la cohérence des fréquences en jeu	Temps de traitement du système de régression (selon la précision de la fréquence d'entrée)

Tableau 1.3 : Récapitulatif des caractéristiques des principales techniques de test des CAN

Ces techniques ne donnent chacune accès qu'à un nombre limité de paramètres dynamiques, mais il est possible en les combinant d'obtenir avec précision tous les paramètres

nécessaires à la caractérisation complète d'un convertisseur analogique-numérique (en associant analyses statistique et spectrale notamment). Toutefois, bien que ce type de combinaison de techniques de test soit envisageable avec un testeur externe, le temps de test conséquent est bien souvent rédhibitoire dans un contexte de production.

## Chapitre 2 :

---

Objectif,  
Etat de l'art  
et Mise en œuvre de l'étude

Les principaux paramètres et techniques industrielles de test étant définis, nous allons pouvoir préciser l'objectif de l'étude menée au cours de la thèse. Globalement, notre but est de réduire le coût du test industriel des CAN en réduisant le temps de test, tout en évaluant l'ensemble de ses performances, statiques et dynamiques. Nous choisissons à cette fin d'étudier la corrélation entre les erreurs statiques et les paramètres dynamiques des CAN, en vue d'estimer les paramètres statiques à partir d'une analyse spectrale des performances dynamiques.

Les recherches qui ont été faites dans la même optique par des approches analytiques sont résumées dans l'état de l'art. L'approche par simulation orientée corrélation que nous avons adoptée nécessite la définition préalable d'un modèle comportemental de convertisseur et d'environnement de test, présenté en partie 3 de ce chapitre. Enfin, le réalisme du modèle que nous avons développé sera confronté aux spécifications d'un banc de test réel : le testeur industriel Agilent 83000. L'étude même de la corrélation entre les deux types de paramètres d'un CAN fait l'objet du chapitre suivant.

### **I. Objectif des travaux**

Un convertisseur analogique-numérique est pleinement caractérisé par l'ensemble de ses paramètres fonctionnels, à savoir les erreurs statiques ainsi que les paramètres dynamiques. Malheureusement, il n'existe aucune technique de test qui permette la détermination conjointe des deux types de paramètres du CAN. Pour estimer la totalité des performances du convertisseur à tester, on peut combiner plusieurs techniques de test. En général, les tests par analyse spectrale et statistique sont associés pour obtenir le jeu complet des paramètres caractéristiques d'un CAN. Mais ce type de combinaisons de techniques, qui

implique différents traitements des données et nécessite souvent d'effectuer plusieurs acquisitions de séquences d'échantillons, multiplie le temps de test, imputant lourdement son coût. Le problème du temps de test est notamment accru pour les convertisseurs de haute résolution dont l'analyse requiert un grand nombre d'échantillons.

La motivation des travaux présentés dans ce manuscrit est de trouver une procédure de test unique et de durée minimale qui couvre tous les paramètres fonctionnels du convertisseur. Plutôt que de chercher à définir une nouvelle technique de test, nous avons préféré nous baser sur une des techniques déjà couramment employées. L'analyse statistique est la seule technique de test fonctionnel apte à extraire les erreurs statiques, mais l'acquisition du grand nombre d'échantillons requis implique un temps de test important. De plus, cette représentation statistique de l'information du signal de sortie du CAN fait disparaître les propriétés temporelles de celui-ci, ce qui rend difficilement envisageable la déduction directe des paramètres dynamiques, forcément liés à l'évolution temporelle de la réponse du convertisseur, à partir d'une analyse statistique. En revanche, puisque les paramètres dynamiques traduisent les déformations introduites par les imperfections de la fonction de transfert du CAN sur le signal lors de la conversion, il paraît vraisemblable de pouvoir extraire la valeur des erreurs statiques du convertisseur à partir d'une analyse de ses paramètres dynamiques. De plus, les deux techniques de test conduisant à l'évaluation des paramètres dynamiques, par analyse spectrale et par analyse temporelle, conservent la totalité de l'information du signal numérique traité. L'analyse temporelle donne accès à la plupart des paramètres dynamiques sans exiger de réaliser la condition de cohérence entre les fréquences impliquées, mais le temps de traitement des données pour cette technique est supérieur à celui de l'analyse spectrale, qui permet l'extraction directe de tous les paramètres dynamiques avec un nombre réduit d'échantillons. Ainsi, sous réserve de pouvoir assurer une cohérence satisfaisante des fréquences, le test par analyse spectrale semble être la technique de test la plus adaptée d'une part au contexte du test industriel, puisque son temps de test est minimal parmi les différentes techniques, et d'autre part à notre objectif de test unique susceptible d'estimer le maximum de performances d'un convertisseur analogique-numérique. Toutefois, les erreurs locales comme les NLD ne pourront être extraites d'une analyse spectrale qui ne peut donner que des informations globales sur l'influence du CAN sur le signal converti.

En vue de définir une méthode qui permettrait de déduire les erreurs statiques d'une analyse spectrale, nous avons tout d'abord étudié la corrélation entre les paramètres statiques

et dynamiques d'un CAN. Notre approche de l'étude de cette corrélation repose sur des simulations. Dans le cadre de la première étape (de l'étude globale) présentée au chapitre 3, nous nous limitons tout d'abord à l'étude systématique de l'influence de chaque type d'erreur statique isolément des autres. L'étude de l'influence des erreurs statiques combinées sur les paramètres dynamiques, effectuée selon une approche statistique, est développée au chapitre 4.

## II. Etat de l'art

Plusieurs études sur l'évaluation des erreurs statiques à partir d'une analyse spectrale ont été effectuées [Att02][Bel00][Csi99][Jen99][Xu99]. Toutes reposent globalement sur le même principe basé sur une approche analytique.

Ce principe peut être décomposé en trois phases. Tout d'abord, la fonction de transfert du CAN est modélisée par une fonction polynomiale  $y(x) = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 + a_4 \cdot x^4 + \dots$  (fig. 2.1).

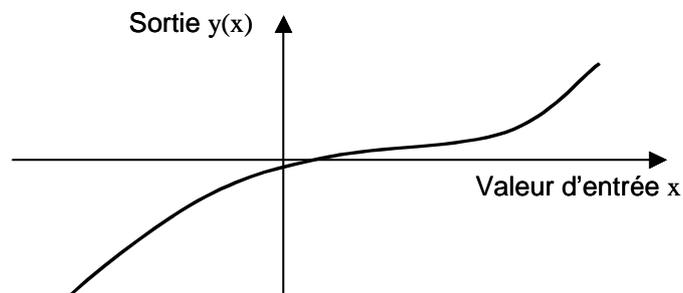


Figure 2.1 : Modèle polynomial  $y=f(x)$  de la fonction de transfert d'un CAN bipolaire

Si l'on considère alors un signal d'entrée sinusoïdal pur  $x(t) = A_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi)$ , où  $\omega$  et  $\varphi$  représentent respectivement la pulsation et la phase du stimulus, le signal de sortie du convertisseur peut être assimilé à la fonction  $y(x(t)) = a_0 + a_1 \cdot [A_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi)] + a_2 \cdot [A_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi)]^2 + a_3 \cdot [A_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi)]^3 + \dots$ . De fait, la représentation spectrale du signal de sortie du CAN correspond au spectre de la fonction  $y(x(t))$ . Enfin, le calcul analytique de la transformée de Fourier de cette fonction ( $TF[y(x(t))]$ ) permet de définir la relation littérale liant les coefficients de la forme polynomiale de la fonction de transfert et les coefficients de Fourier du signal de sortie du CAN. Or les coefficients de Fourier issus du calcul de la transformée correspondent aux amplitudes des raies spectrales, si bien qu'il est possible de déterminer les coefficients polynomiaux de la

fonction de transfert à partir de la mesure des amplitudes des composantes fréquentielles de la réponse du CAN au signal  $x(t)$ . Les paramètres statiques d'offset, de gain et de non-linéarité intégrale, qui sont définis à partir de la fonction de transfert, peuvent ainsi être déduits de la fonction polynomiale calculée, tandis que les paramètres dynamiques sont extraits du spectre du signal de sortie du CAN. L'exploitation en pratique de ce principe d'analyse est illustré par la figure 2.2.

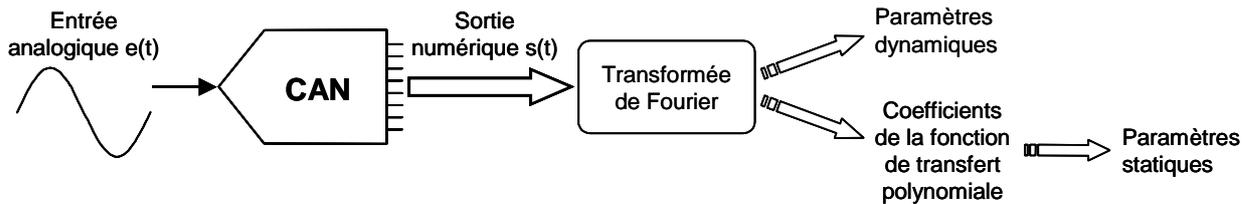


Figure 2.2 : Principe d'extraction analytique des paramètres statiques à partir d'une analyse spectrale

En pratique, ces techniques imposent de lourdes contraintes. L'identification des coefficients polynomiaux exige en effet le respect de la condition d'échantillonnage cohérent, avec un signal d'entrée de phase nulle ( $\varphi = 0$ ) au début de l'acquisition. Mais les principaux inconvénients de ces techniques viennent de l'approximation de la fonction de transfert du CAN par une fonction polynomiale, qui néglige des caractéristiques fondamentales des fonctions de transfert réelles.

La première limitation majeure concerne l'omission de l'erreur de quantification et des transitions abruptes entre deux codes successifs qui ajoutent du bruit au signal converti, modifiant les valeurs de toutes les amplitudes des raies spectrales et générant un nombre infini d'harmoniques de la fréquence du signal d'entrée. En réalité, le bruit de quantification influence l'évaluation des coefficients de la fonction de transfert ( $a_0, a_1 \dots$ ) et dégrade fortement la précision du calcul. Des solutions ont été proposées pour améliorer ces approches analytiques : les techniques de *dithering* [Att02] et de *wobbling* [Jen99][Csi99]. La technique de *dithering* consiste à ajouter un bruit connu au signal d'entrée et à l'éliminer ultérieurement du signal de sortie du CAN par soustraction, moyennage ou filtrage. L'ajout du bruit produit un effet de lissage de la fonction de transfert réelle, réduisant ainsi artificiellement le bruit de quantification. La technique de *wobbling*, basée sur le même principe de lissage de la fonction de transfert, tire profit du fait que dans un contexte de test on a la maîtrise du signal d'entrée pour utiliser un signal additionnel déterministe, par exemple une rampe.

La seconde et principale limitation de ces techniques d'évaluation est qu'on ne peut pas toujours considérer de modèle polynomial pour les fonctions de transfert des CAN. En effet, en présence d'erreurs importantes d'offset ou/et de gain, la fonction de transfert peut « saturer » au-delà des limites de la pleine échelle de conversion ; elle ne peut alors pas être décrite par un modèle polynomial. De plus, certaines architectures de convertisseurs analogique-numérique engendrent des fonctions non polynomiales de non-linéarité intégrale dans la plage dynamique de conversion, interdisant également le recours aux fonctions polynomiales [Arp99].

Compte tenu de ce contexte, nous avons choisi d'adopter une approche par simulation plutôt qu'analytique dans le but d'estimer les erreurs statiques grâce à une analyse spectrale de la sortie du CAN.

### **III. Modélisation de l'environnement de test des CAN**

Notre objectif est d'étudier la corrélation entre les paramètres statiques et dynamiques d'un CAN. Plus précisément, nous cherchons à estimer l'influence des erreurs statiques d'un convertisseur sur ses performances dynamiques, pour pouvoir à terme détecter la présence de ces erreurs statiques à travers la mesure des paramètres dynamiques lors d'une analyse spectrale.

Nous choisissons de réaliser l'étude de la corrélation par simulation. Cette approche requiert avant toute autre chose la définition d'un modèle de CAN placé dans un environnement de test dynamique par analyse spectrale. Trois modules apparaissent naturellement : un module de génération de stimuli capable de simuler l'attaque du convertisseur par un signal analogique, un modèle comportemental de CAN dont nous pouvons maîtriser la fonction de transfert pour injecter des erreurs statiques, et un bloc de traitement numérique qui effectue la transformée de Fourier du signal de sortie et l'extraction des paramètres dynamiques du CAN (figure 2.3). Ainsi, nous serons en mesure d'évaluer l'influence d'erreurs statiques sur la valeur des paramètres dynamiques. Les diagrammes des programmes développés figurent en annexe A.

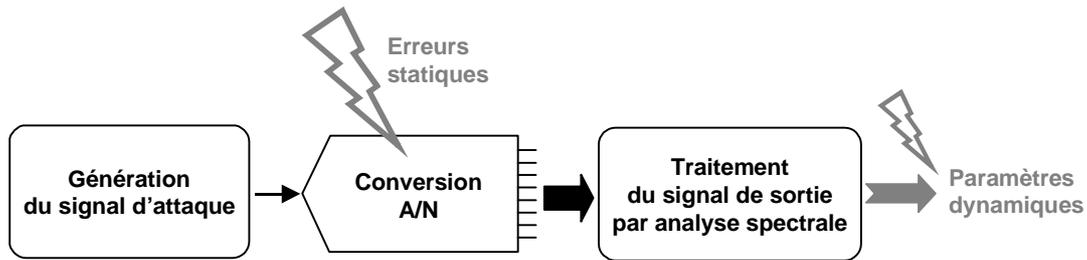


Figure 2.3 : Synoptique général du modèle de test de CAN par analyse spectrale

Nous présentons dans cette partie les modèles développés à l'aide du logiciel de simulation Labview pour le générateur de signaux, le convertisseur et l'analyseur de réponse ainsi que les restrictions sur les conditions de test pour assurer la validité des résultats. Les caractéristiques du banc de test virtuel ainsi modélisé sont ensuite comparées aux performances et limitations d'un testeur industriel : le testeur Agilent HP83000.

### III.1 Modèle du générateur de stimuli

Dans le contexte du test, les stimuli doivent être connus et maîtrisés pour rendre possible l'interprétation de la réponse du circuit. Le test dynamique des CAN par analyse spectrale est effectué avec un stimulus analogique périodique, en général un signal sinusoïdal de fréquence pure.

Le signal analogique a une fréquence  $f_e$ , et il est échantillonné à la fréquence  $f_{éch}$ . L'échantillonnage doit être fait de façon à respecter le théorème de Shannon, soit  $f_e < f_{éch}/2$ , et la cohérence des fréquences en jeu est indispensable en vue du traitement de la réponse du convertisseur par analyse spectrale (voir partie III.3 du premier chapitre). La relation garante de la cohérence de l'échantillonnage implique les fréquences du signal d'entrée  $f_e$  et d'échantillonnage  $f_{éch}$ , ainsi que le nombre d'échantillons  $N$  et le nombre de périodes du signal d'entrée  $M$  de la séquence temporelle capturée pour l'analyse. Cette séquence est souvent appelée période de test unitaire ou fenêtre d'observation. La cohérence est assurée

lorsque  $\frac{f_e}{f_{éch}} = \frac{M}{N}$ , avec  $M$  et  $N$  entiers et premiers entre eux. De plus, le calcul en aval de la

transformée de Fourier de la sortie du modèle de convertisseur, effectué par un algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT), impose que le nombre d'échantillons  $N$  de la séquence de test soit une puissance de 2, soit  $N=2^p$ ,  $p$  entier.

En pratique, nous choisissons les nombres de périodes  $M$  et de points  $N$  de la séquence (voir figure 2.4.a), ce qui fixe de fait le rapport entre la fréquence du signal  $f_e$  et la fréquence

d'échantillonnage  $f_{éch}$ . Mais il existe une infinité de couples de valeurs de fréquences qui vérifient ce rapport. Concrètement, la période d'échantillonnage n'a pas de réalité physique pour le simulateur, qui ne « voit » du signal qu'un vecteur de valeurs d'amplitudes. Ainsi, on s'affranchit artificiellement de la fréquence de fonctionnement du convertisseur sous test, puisqu'on est libre de choisir la fréquence d'échantillonnage de façon à toujours vérifier la cohérence. En général, on pose  $f_{éch} = 1$  si bien que  $f_c = M/N$ . Les échantillons du stimulus sont générés de façon mathématique en fonction de  $M$  et  $N$ , de l'amplitude  $A$ , de la valeur moyenne  $C$  et de la phase  $\varphi$ , selon l'expression :  $e(k) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot k \cdot M/N + \varphi) + C$ , où  $k$  représente l'indice d'un échantillon. La notion de temps persiste, mais son échelle est perdue. Cela n'affecte pourtant pas l'analyse fréquentielle dans ce contexte, car on trouvera dans le spectre du signal la fréquence fondamentale à la  $M^{ième}$  raie spectrale et ses harmoniques aux raies multiples de  $M$ . La bande de Nyquist est alors définie dans la plage de fréquences virtuelles  $[-N/2 ; N/2]$ .

Bien que les signaux sinusoïdaux soient les plus largement utilisés pour le test dynamique des CAN par analyse spectrale, le modèle de générateur permet aussi de choisir une forme d'onde différente (triangulaire, en dents de scie ou carrée) ou un signal composite obtenu par somme linéaire de signaux sinusoïdaux en vue d'une analyse multifréquentielle (*multitone*).

Finalement, le synoptique du modèle de génération de stimuli et d'échantillonnage est donné figure 2.4 avec toutes les variables d'entrée du module.

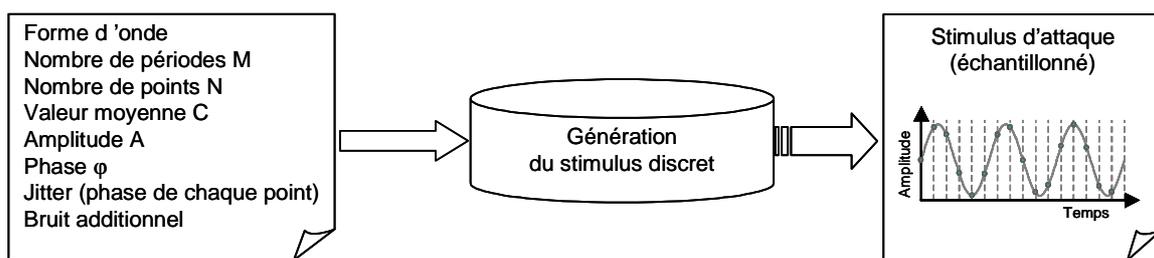


Figure 2.4 : Génération et échantillonnage du stimulus d'attaque

Puisque l'échantillonnage est intégré au modèle de génération de stimuli, c'est à ce niveau qu'on prend en compte l'erreur de gigue à l'ouverture (*jitter*) le cas échéant. L'implantation de l'erreur de gigue à l'ouverture est simplement réalisée par ajout d'une phase  $\varphi$  aléatoire à chaque échantillon lors de la génération de la séquence du signal d'entrée échantillonné.

Enfin, on peut ajouter au signal délivré un bruit blanc, au choix uniforme ou gaussien, qui représente à la fois les imperfections d'un générateur réel et le bruit généré par l'environnement de test lui-même. Nous verrons au chapitre 3 que ce bruit additionnel, très difficile à évaluer en pratique, a une influence majeure sur la mesure des performances dynamiques du CAN testé.

### III.2 Modèle comportemental de CAN

Le premier bloc du modèle d'environnement de test étant défini, il nous faut à présent mettre en place un modèle réaliste de CAN. Le modèle de convertisseur se doit d'être paramétrable en fonction des erreurs statiques ; nous pourrions ainsi y injecter des erreurs statiques afin d'évaluer leur impact sur la mesure des paramètres dynamiques. Dans un premier temps, nous désirons un modèle de convertisseur exclusivement comportemental pour ne pas limiter la validité de l'étude à un type d'architecture. A terme, pour plus de réalisme, on pourra intégrer des spécificités relatives à l'architecture d'implantation du CAN. Notre modèle, purement mathématique, s'adapte à toute valeur de résolution et de pleine échelle de conversion analogique. Le synoptique du programme d'émulation de convertisseur analogique numérique est représenté figure 2.5.

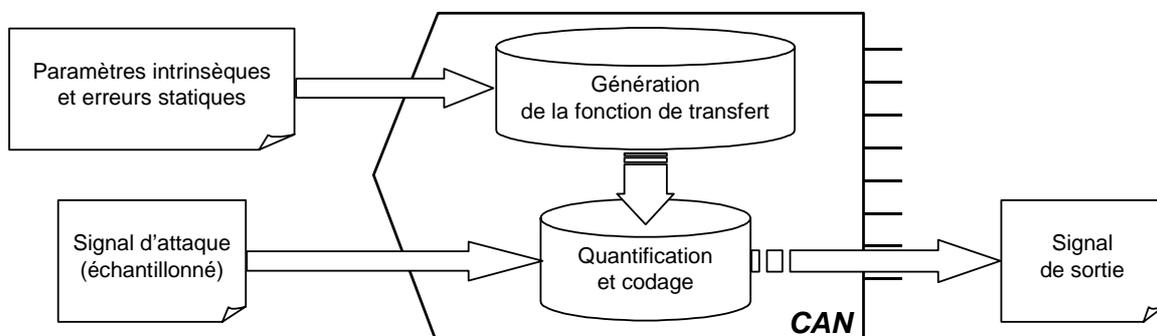


Figure 2.5 : Synoptique global du modèle comportemental de CAN

Rappelons que l'étape d'échantillonnage du signal analogique d'entrée, généralement effectuée par le convertisseur en amont de la quantification, a été artificiellement intégrée au module de génération de stimuli ; l'entrée du convertisseur est une série d'échantillons temporels du signal d'entrée.

Le programme qui simule le convertisseur se décompose en deux étapes successives : tout d'abord la génération de la fonction de transfert du convertisseur, selon les paramètres intrinsèques et statiques du CAN étudié, puis la conversion du signal d'attaque par rapport à

la fonction de transfert calculée. En effet, la quantification de la valeur des échantillons du signal d'entrée dépend des seuils de transition de la fonction de transfert, qui déterminent le niveau de quantification correspondant à chaque valeur analogique en entrée. Il convient donc de commencer par calculer la valeur analogique des seuils de transition du modèle de convertisseur conformément au cas dont nous voulons faire l'étude.

### III.2.1 Estimation de la fonction de transfert réaliste

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, la fonction de transfert d'un convertisseur analogique-numérique peut être pleinement décrite par ses paramètres intrinsèques (résolution et pleine échelle de conversion analogique) et ses paramètres d'erreurs statiques. Tous ces paramètres constituent ainsi les variables à partir desquelles le modèle élabore la fonction de transfert réaliste d'un CAN. La construction se décompose en trois étapes, comme illustré figure 2.6.

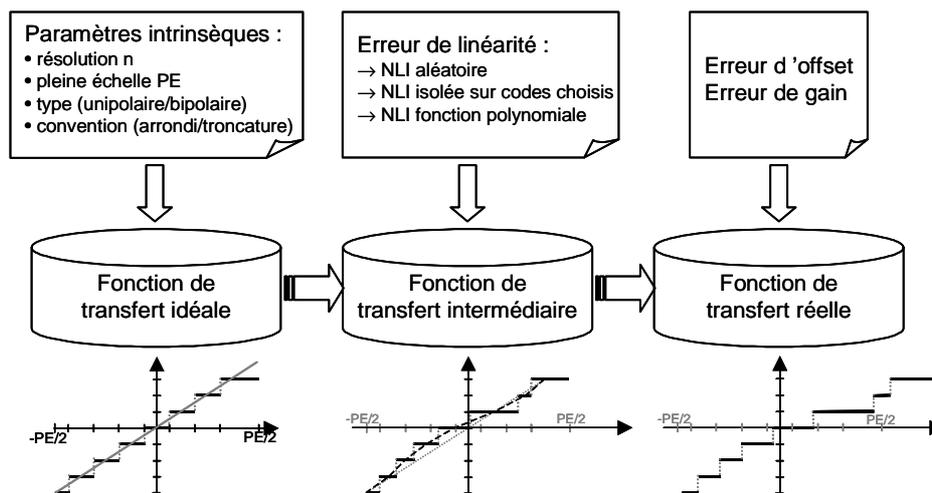


Figure 2.6 : Construction de la fonction de transfert du CAN

Le modèle commence par évaluer la fonction de transfert du convertisseur parfait qui correspond aux paramètres intrinsèques requis, c'est-à-dire qu'il calcule les seuils analogiques de transition de code idéaux par division de la pleine échelle de conversion analogique en  $2^n$  intervalles,  $n$  étant la résolution. La répartition des seuils de transition sur la dynamique analogique maximale dépend du type de convertisseur considéré, unipolaire ou bipolaire, et de la convention choisie (par arrondi ou par troncature).

Nous avons vu au premier chapitre que les non-linéarités sont définies pour une fonction de transfert dont les erreurs d'offset et de gain sont nulles ou ont été artificiellement corrigées. En conséquence, il faut prendre en compte les erreurs de linéarité pour l'estimation

de la fonction de transfert réaliste du CAN avant d'y introduire les erreurs d'offset et de gain. Les non-linéarités sont injectées dans le modèle de la fonction de transfert par ajustement des seuils de transition en fonction de la valeur de Non-Linéarité Intégrale  $NLI(i)$  de chaque palier  $i$ . En effet, la non-linéarité intégrale d'un code traduit la différence entre le centre du palier associé au code et son centre idéal ; nous pouvons donc ajuster le centre de chaque palier  $i$  en fonction de la  $NLI(i)$  et en déduire les seuils de transition modifiés. Nous obtenons ainsi la fonction de transfert qualifiée d'intermédiaire sur la figure. Notons que la  $NLI$  du premier et du dernier code sont généralement considérées comme nulles, puisque la longueur des paliers correspondants, non bornés en pratique, n'est pas définie. Ainsi, nous nous assurons également que le premier et le dernier seuil de transition ne sont pas modifiés par l'introduction de non-linéarités, et pourront servir de références pour ajouter à la fonction de transfert les erreurs de gain et d'offset.

En vue de l'étude de la corrélation entre paramètres statiques et dynamiques, nous avons choisi de pouvoir injecter des non-linéarités de trois façons au choix, illustrées figure 2.6 :

- la Non-Linéarité Intégrale de chaque code est une valeur aléatoire comprise dans un intervalle  $[-|NLI_{\max}|, +|NLI_{\max}|]$
- une valeur de  $NLI$  est directement attribuée à un code choisi ; on peut modifier de un à trois codes
- la Non-Linéarité Intégrale est une fonction polynomiale des codes, c'est-à-dire qu'il existe une fonction polynomiale  $NLI(i) = a_0 + a_1.i + a_2.i^2 + a_3.i^3 + \dots$ ,  $i$  représentant chaque code successivement. Ce polynôme  $NLI(i)$  doit s'annuler en 0 et  $2^n-1$ , ce qui impose un ordre minimal de deux pour cette fonction polynomiale et fixe les deux premières racines du polynôme. Nous définissons alors le polynôme sous sa forme canonique en fonction de ses racines  $R_i$  et de la valeur maximale de la fonction  $|NLI_{\max}|$  souhaitée :

$$NLI(i) = |NLI_{\max}| \times (i - 0) \times (i - (2^n - 1)) \times (i - R_3) \times (i - R_4) \quad (2.1)$$

Il ne reste plus alors qu'à introduire dans le modèle les erreurs de gain et d'offset pour aboutir à une fonction de transfert réaliste par rapport aux paramètres statiques désirés. A partir de la valeur de l'erreur gain, défini par l'équation 1.14, est déterminé le coefficient de variation de longueur des paliers en fonction de laquelle les seuils sont ajustés. Il faut rappeler

qu'une erreur de gain dans le cas d'un convertisseur bipolaire influe sur la fonction de transfert de façon symétrique par rapport au zéro analogique (on parle de gain bipolaire), contrairement au cas d'un convertisseur unipolaire où la limite basse de l'excursion dynamique est fixe (gain unipolaire). On convient qu'une erreur de gain positive correspond à une augmentation de l'excursion analogique équivalente du signal de sortie (qui peut conduire à l'écrêtage du signal de sortie), c'est-à-dire à une contraction horizontale de la fonction de transfert. Réciproquement, une erreur de gain négative, synonyme de dynamique réduite en sortie du CAN, apparaît comme une dilatation des paliers. Enfin, la valeur de l'erreur d'offset est ajoutée à chaque seuil de transition. Plus précisément, c'est l'opposé de la valeur de l'offset qui est ajouté, afin qu'une erreur d'offset positive corresponde à une augmentation du niveau moyen de sortie et réciproquement.

Avant d'utiliser la fonction de transfert réaliste ainsi calculée, nous nous assurons que les seuils de transition successifs restent ordonnées, c'est-à-dire qu'aucune valeur de seuil  $V_{Ti}$  n'est supérieure à la valeur du seuil suivant  $V_{Ti+1}$  après injection des erreurs statiques, car cela n'aurait pas de signification physique. Si c'est le cas, le seuil théoriquement supérieur  $V_{Ti+1}$  est ramené à la valeur du seuil  $V_{Ti}$  (correspondant à un code manquant).

### III.2.2 Quantification et codage

La quantification des échantillons temporels d'entrée est effectuée par une boucle qui s'exécute autant de fois qu'il y a de seuils de transition dans la fonction de transfert réaliste préalablement calculée, soit  $2^n - 1$  fois (voir figure 2.7). A chaque itération de la boucle, la valeur des échantillons est comparée au seuil courant (choisi par ordre croissant des valeurs de seuil). Si la valeur analogique de l'échantillon est supérieure à la valeur du seuil, le code de sortie correspondant est incrémenté. Nous obtenons ainsi à l'issue des  $2^n - 1$  boucles la série de codes correspondant à la série d'échantillons temporels appliquée en entrée. Le codage est alors simplement décimal, c'est-à-dire que la valeur des codes correspond à leur rang (de 0 à  $2^n - 1$ ). Rappelons que le type de codage n'a pas d'influence sur les paramètres du CAN, si bien que notre modèle est valable pour tous les cas de codage.

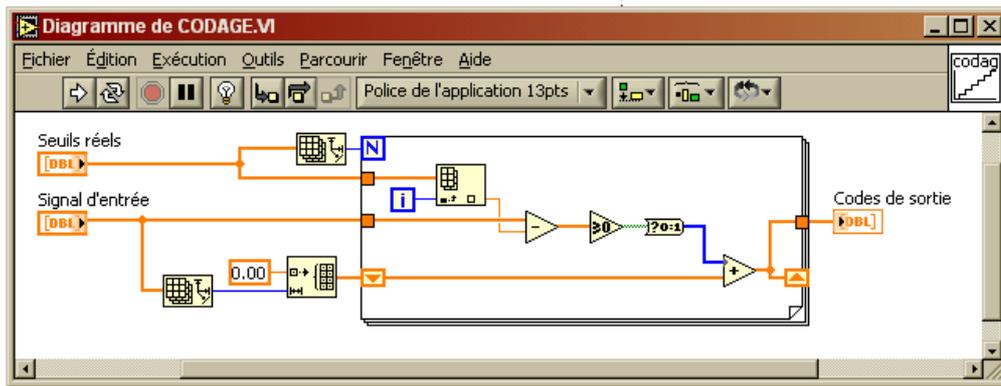


Figure 2.7 : Quantification et codage

### III.3 Analyse spectrale de la réponse du CAN

A partir de la représentation spectrale du signal de sortie du convertisseur sous test obtenue par transformée de Fourier, et à condition de connaître parfaitement la décomposition fréquentielle du signal d'attaque, on peut calculer les paramètres dynamiques d'un convertisseur pour un signal donné (généralement sinusoïdal), qui rendent compte de la déformation du signal converti par rapport au signal d'entrée. Pour que l'extraction des paramètres dynamiques soit significative, le calcul de la transformée de Fourier doit être effectué en respectant les conditions de Shannon et de cohérence.

Il est fréquent qu'un paramètre dynamique ne soit pas défini de la même manière selon les fabricants, chercheurs ou normes. Nous avons choisi pour chacun la définition mathématique qui nous semblait le mieux correspondre au terme employé pour désigner la grandeur considérée. De plus, la liste des paramètres présentés dans cette partie ne se veut pas exhaustive. Seuls les paramètres qui nous ont paru les plus importants et que nous avons considérés par la suite sont définis ici. Notons qu'il existe une norme IEEE concernant la terminologie et les techniques de test des CAN [Iee01], peu utilisée en pratique. Un nouveau standard a été récemment proposé dans le cadre d'un projet européen, qui prend davantage en considération l'utilisation pratique des définitions relatives aux CAN dans le contexte industriel [Dyn01].

La figure 2.8 montre un exemple de spectre de signal de sortie d'un convertisseur analogique-numérique réel, entaché d'erreurs statiques, attaqué par un signal sinusoïdal pur de fréquence  $f_c$  et d'amplitude inférieure à la pleine échelle du CAN. Les paramètres définis ci-après sont illustrés par rapport à ce spectre.

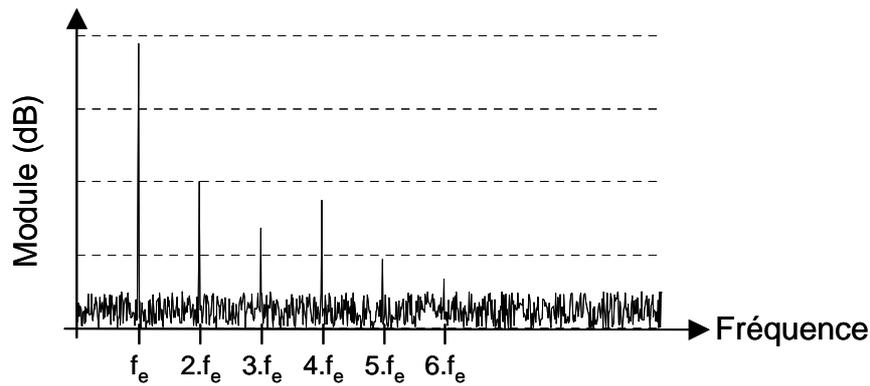


Figure 2.8 : Exemple de spectre de réponse d'un CAN réel à un signal sinusoïdal pur

### III.3.1 Rapport signal sur bruit et distorsions (SINAD)

Le rapport signal sur bruit et distorsions (SINAD pour Signal to Noise And Distortion Ratio) est directement lié à la puissance relative du signal utile par rapport à l'ensemble des contributions parasites des harmoniques et des différents bruits (de quantification, de jitter...). Il est le pendant pour les convertisseurs réels du rapport signal sur bruit (SNR, Signal to Noise Ratio) des CAN idéaux défini au premier chapitre.

Le SINAD est défini par le rapport de valeur efficace du fondamental du signal  $S$  (module de la raie à la fréquence  $f_e$ ) sur la valeur efficace de l'ensemble des autres composantes fréquentielles comprises dans la bande de Nyquist du spectre du signal composite de sortie, hormis la composante continue et la composante de Nyquist. Ainsi, le SINAD est calculé, en décibels, grâce à l'équation suivante :

$$(\text{SINAD})_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{S}{B} \right) \quad (2.2)$$

où  $B$  est la racine carrée de la somme des carrés des amplitudes de toutes les composantes fréquentielles concernées (excluant donc la composante continue, le fondamental et la composante de Nyquist).

On peut illustrer le SINAD comme présenté figure 2.9 par le rapport entre la puissance de la raie fondamentale à la fréquence  $f_e$  et la puissance cumulée du reste du spectre.

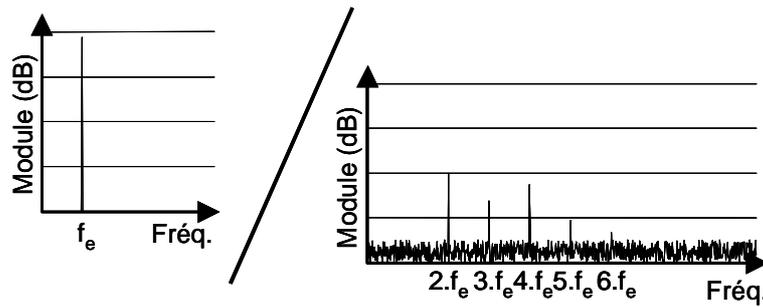


Figure 2.9 : Illustration du SINAD pour un signal sinusoïdal converti par un CAN réel

La valeur du SINAD dépend des distorsions et du bruit générés par le convertisseur, ainsi que du bruit, inévitable en pratique, initialement superposé au signal d'attaque pur idéal. Elle est également fonction de l'amplitude du signal d'entrée du CAN, si bien que l'on exprime en général le SINAD par son équivalent normalisé à la pleine échelle du convertisseur afin de pouvoir comparer les résultats obtenus dans des conditions de test différentes. Lorsque le signal d'entrée du convertisseur ne couvre pas la dynamique maximale, on ramène le SINAD calculé en décibels pour l'amplitude crête à crête  $2A$  à son équivalent « pleine échelle »  $\text{SINAD}_{\text{PE}}$  grâce au terme correctif suivant :

$$(\text{SINAD}_{\text{PE}})_{\text{dB}} = (\text{SINAD}_{2A \leq \text{PE}})_{\text{dB}} + 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\text{PE}}{2A} \right) \quad (2.3)$$

Le calcul du SINAD est implémenté mathématiquement dans notre modèle de test dynamique des CAN sous la forme de l'équation (2.2).

### III.3.2 Nombre de bits effectifs $n_{\text{eff}}$

Nous avons vu au cours du premier chapitre que le rapport signal sur bruit (SNR) d'un CAN parfait pour un signal d'entrée sinusoïdal d'amplitude égale à la pleine échelle de conversion PE peut raisonnablement être estimé par l'approximation de l'équation 1.9 :  $(\text{SINAD})_{\text{dB}} = 6,02 \cdot n + 1,76$ . On en déduit le nombre de bits effectifs  $n_{\text{eff}}$  du convertisseur (ou ENOB pour *Effective Number Of Bits*), qui traduit la résolution qu'il aurait si tout le bruit qu'il introduit était exclusivement dû à la quantification (c'est-à-dire s'il était parfait) :

$$n_{\text{eff}} = \frac{(\text{SINAD})_{\text{dB}} - 1,76}{6,02} \quad (2.4)$$

### III.3.3 Dynamique de codage (SFDR)

La plage de puissance où le signal fondamental domine toutes les autres composantes fréquentielles détermine la dynamique de codage ou SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*). On définit le SFDR par le rapport entre l'amplitude de la raie fondamentale  $S$  et la plus grande amplitude spectrale parmi toutes les autres composantes  $A_i$  du spectre (hors composantes continue et de Nyquist), exprimé en décibels par l'équation 2.5.

$$(\text{SFDR})_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\max(A_i)}{A} \right) \quad (2.5)$$

La figure 2.10 illustre la définition littérale de la plage dynamique (a) et la plage dynamique de codage sur le spectre (b).

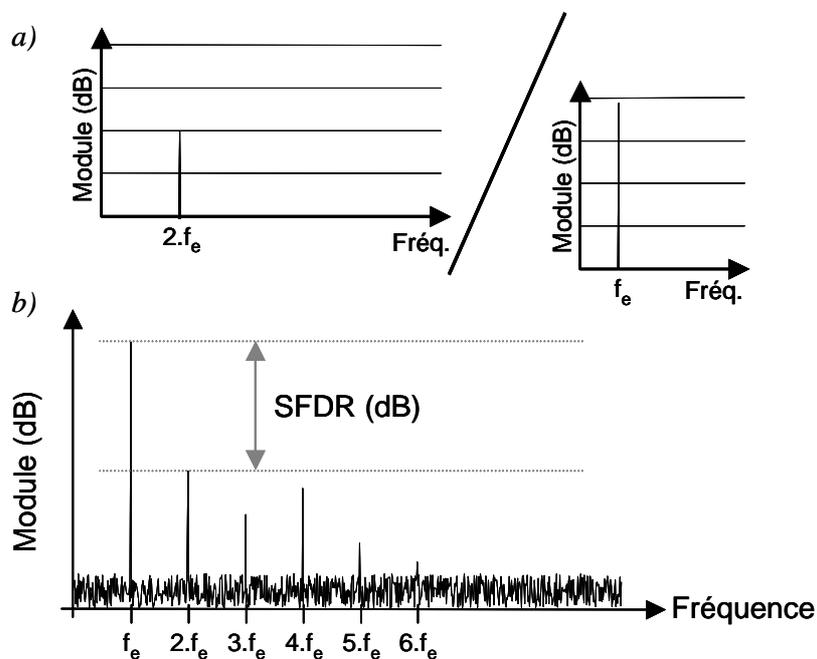


Figure 2.10 : Illustration du SFDR pour un signal sinusoïdal converti par un CAN réel

a) Représentation de la définition mathématique

b) Mise en évidence sur le spectre de la plage de puissance sans parasite

En pratique, le calcul du SFDR est implanté dans notre modèle en utilisant l'équation (2.5).

### III.3.4 Taux de distorsion harmonique (THD)

Le taux de distorsion harmonique ou THD (*Total Harmonic Distortion*) s'exprime par le rapport entre la somme des valeurs efficaces des composantes harmoniques  $H_k$ , où  $k$

indique l'ordre de l'harmonique, situées aux fréquences  $k.f_e$ , et la valeur efficace du signal d'entrée  $S$  (généralement évalué par la valeur efficace du fondamental  $H_1$ ) :

$$(\text{THD})_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\sqrt{\sum_{k>1} H_k^2}}{S} \right) \quad (2.6)$$

Dans le contexte du test réel, on ne peut pas envisager de considérer la totalité des harmoniques du signal dans le calcul du taux de distorsion harmonique. On se restreint en général aux 5 premiers harmoniques  $H_2$  à  $H_6$ , qui sont les plus significatifs. C'est ainsi qu'on calcule le THD dans notre modèle de test, comme illustré figure 2.11.

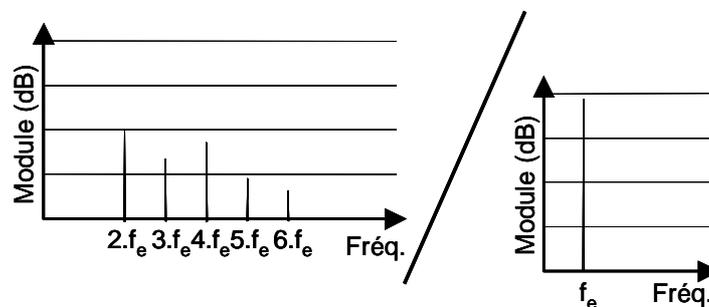


Figure 2.11 : Illustration du THD pour un signal sinusoïdal converti par un CAN réel

Dans notre modèle d'environnement de test nous calculons le THD grâce à l'équation (2.6)

### III.3.5 Taux de distorsion par intermodulation (IMD)

Lorsque le signal d'attaque n'est pas une sinusoïde pure (*single tone*) mais la somme linéaire de plusieurs sinusoïdes de différentes fréquences (*multitone*), les non-linéarités du convertisseur induisent des distorsions sur chacune des fréquences élémentaires du signal d'entrée composite, ce qui engendre d'une part des fréquences harmoniques pour chaque fréquence, et d'autre part des composantes d'intermodulation, situées aux fréquences correspondant à des combinaisons linéaires des harmoniques des différentes fréquences. Soit  $IM_{i,j}$  ( $i$  et  $j$  entiers non nuls) une composante d'intermodulation produite lors de la conversion non linéaire d'un signal comportant deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  ;  $IM_{i,j}$  est dite d'ordre  $i+j$ , et se trouve à la fréquence  $i.f_1+j.f_2$ , ou  $i.f_1-j.f_2$ , ou  $-i.f_1+j.f_2$ . Ces trois fréquences constituent l'ensemble des composantes d'intermodulation d'ordre  $i+j$ . Un exemple de spectre de signal composite à deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  (*dual tone*) ayant subi des distorsions est présenté figure

2.12 ; il fait apparaître les raies fondamentales et les harmoniques de chaque fréquence ainsi que les composantes d'intermodulation de ces fréquences jusqu'à l'ordre 3.

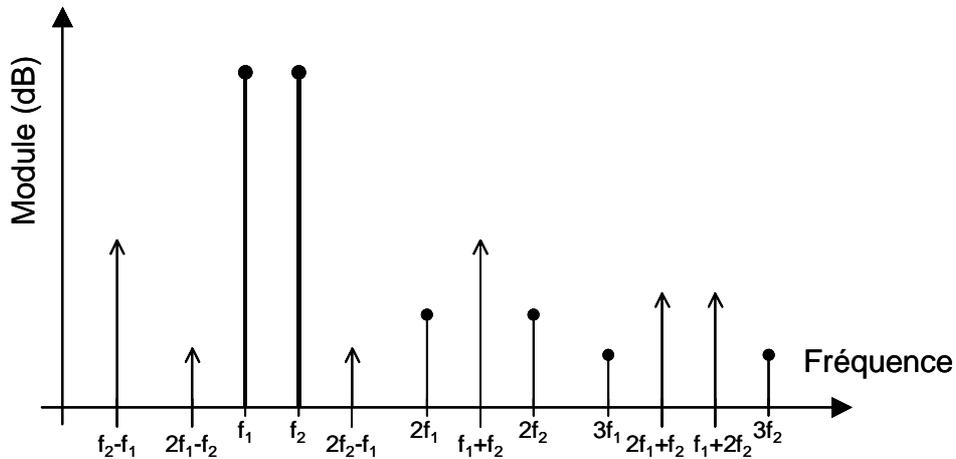


Figure 2.12 : Harmoniques et raies d'intermodulation d'un signal bifréquentiel (dual tone)

Le taux de distorsion par intermodulation (IMD pour *InterModulation Distortion ratio*) est défini par le rapport entre la somme des valeurs efficaces de toutes les composantes d'intermodulation  $IM_{i,j}$  (ou à défaut toutes les composantes jusqu'à un ordre donné) et la valeur efficace du signal d'entrée, exprimé en dB :

$$(IMD)_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\sqrt{\sum_{i,j} IM_{i,j}^2}}{\sqrt{S_1^2 + S_2^2}} \right) \quad (2.7)$$

$S_1$  et  $S_2$  représentent les valeurs efficaces des signaux de fréquence  $f_1$  et  $f_2$  respectivement. Comme pour le taux de distorsion harmonique, on peut simplifier l'expression du taux de distorsion par intermodulation en remplaçant les valeurs efficaces des signaux par l'amplitude de leur composante fondamentale, soit :

$$S^2 \cong H_{11}^2 + H_{21}^2 \quad (2.8)$$

Ce paramètre acquiert une pertinence particulière pour les convertisseurs destinés à des applications où le signal d'entrée est riche en fréquences, notamment les applications audio. Nous n'avons pas encore implémenté le calcul de ce paramètre dans notre modèle d'environnement de test.

## IV. Paramètres d'un banc de test réel : testeur Agilent 83000

Le modèle de test dynamique de CAN doit également tenir compte des paramètres physiques d'un banc de test réel pour assurer la validité des résultats obtenus par simulations. En effet, les contraintes et conditions de l'extraction correcte des paramètres dynamiques d'un CAN à partir du spectre de sa réponse ne peuvent pas toujours être respectées avec précision, et l'environnement de test lui-même contribue à introduire des parasites dans le signal qui doit être analysé, perturbant de fait les mesures des paramètres dynamiques.

Le premier facteur à prendre en considération sur un banc de test est le bruit additionnel parasite qu'il introduit. Ce bruit est généralement défini par son niveau moyen, dit plancher de bruit. Dans le cas du HP83000, ce niveau de plancher de bruit est garanti inférieur à -140 dBm/Hz. Ce niveau de bruit est extrêmement faible. Le bruit généré par le testeur ne risque donc pas en pratique de perturber les mesures des paramètres dynamiques par analyse spectrale dans le cas du test des convertisseurs analogique-numérique étudiés, de résolution maximale de 12 bits.

Un des principaux problèmes des bancs de test est généralement la synchronisation et en particulier la gigue à l'ouverture (ou *jitter*). Au niveau du testeur, le jitter n'excède pas 35 ps. Ainsi, cette erreur ne serait à prendre en compte que pour des applications de test de convertisseurs rapides.

Enfin, le testeur ne peut pas générer de signaux analogiques avec une grande précision sur leur amplitude. En pratique, il existe une incertitude  $\Delta A$  sur un signal analogique généré pour une amplitude nominale  $A$ , comme illustré figure 2.13.

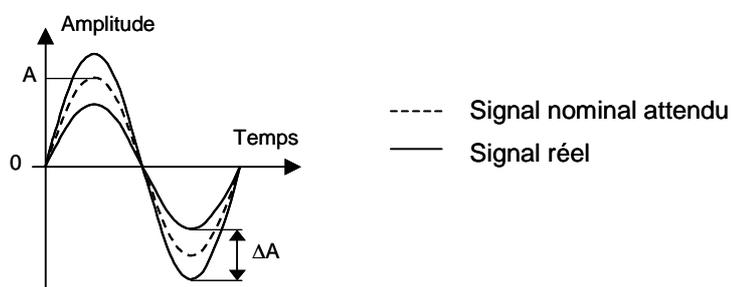


Figure 2.13 : Incertitude  $\Delta A$  sur l'amplitude  $A$  d'un signal analogique

L'incertitude sur l'amplitude des signaux analogiques générés dans le cas du testeur HP83000 est constituée par la somme d'un terme constant et d'un terme proportionnel à l'amplitude nominale  $A$  que l'on souhaite générer. Le terme proportionnel à l'amplitude

représente 0,01 % de la valeur de l'amplitude  $A$ . On considère généralement deux valeurs possibles pour le terme constant : pour les faibles amplitudes (typiquement  $A = 1V$ ), ce terme constant vaut 4 mV, mais pour les dynamiques supérieures (typiquement  $A = 10V$ ), il représente 5 mV. Le tableau 2.1 illustre de façon chiffrée l'incertitude sur l'amplitude d'un signal analogique généré pour quelques exemples d'amplitude nominale, et montre leur correspondance en LSB pour deux résolutions de convertisseurs ( $n = 8$  et  $n = 12$ ) de pleine échelle  $PE = 2.A$ .

Amplitude nominale $A$ (V)	Incertitude sur l'amplitude $\Delta A$ (V)	$\Delta A$ en LSB d'un CAN 8 bits	$\Delta A$ en LSB d'un CAN 12 bits
1 V	4,1 mV	0,5 LSB	8,4 LSB
10 V	6 mV	0,1 LSB	1,2 LSB

Tableau 2.1 : Exemples de valeurs de l'incertitude sur l'amplitude analogique générée

Au regard de ces illustrations chiffrées, on comprend que l'incertitude sur l'amplitude du signal de test analogique généré constitue la principale source potentielle d'erreur de mesure des paramètres fonctionnels dans le cadre du test des convertisseurs analogique-numérique. En effet, contrairement aux limitations de la qualité du test relatives au niveau de bruit et au jitter, qui ne concernent que certains convertisseurs aux performances particulièrement élevées en résolution et/ou en vitesse de conversion, les problèmes de mesure dus à l'incertitude sur l'amplitude du signal analogique généré sont rencontrés pour tous les types de convertisseurs. En conséquence, dans le cadre de notre étude, nous devons porter une attention particulière à cette incertitude sur la valeur de l'amplitude du stimulus de test.

## V. Conclusion

Le modèle d'environnement de test (conditions de test, modèle de CAN et analyse fréquentielle) que nous avons développé permet d'intégrer la plupart des paramètres d'un contexte de test réel. Dans le cadre d'un test réel il pourra être configuré pour se rapprocher le plus possible de l'application envisagée (banc de test et CAN à tester). Pour notre étude, nous utilisons ce modèle dans l'objectif d'étudier la corrélation entre les paramètres statiques et dynamiques d'un convertisseur analogique-numérique.

## Chapitre 3 :

---

Etude des corrélations  
entre les paramètres statiques  
et dynamiques d'un CAN

L'objectif global des travaux présentés dans ce manuscrit est de déterminer s'il est envisageable d'évaluer les erreurs statiques d'un convertisseur analogique-numérique testé par analyse spectrale à partir de la mesure de ses performances dynamiques, ce qui permettrait de réduire le coût du test de façon significative. Nous avons choisi à cette fin d'étudier la corrélation entre les paramètres statiques et dynamiques d'un convertisseur analogique-numérique selon une approche par simulation. La première étape de notre étude est exposée dans ce chapitre. Cette première étape vise à estimer la faisabilité de notre objectif général. L'étude menée dans cette intention est essentiellement qualitative.

Avant tout, nous évaluons l'influence des conditions de test sur la mesure des paramètres dynamiques d'un CAN testé par analyse spectrale. Nous examinons dans un premier temps le cas théorique d'un environnement de test idéal, puis nous évaluons l'impact des imperfections d'un banc de test réel sur les résultats obtenus dans le cas idéal.

Pour la première étape de notre étude des corrélations entre les paramètres statiques et dynamiques d'un CAN, nous simplifions volontairement le problème afin de jauger l'influence individuelle propre à chaque paramètre. Nous commençons ainsi par estimer l'impact d'une erreur statique unique sur la valeur des performances dynamiques mesurées, les autres erreurs étant considérées comme nulles.

L'étude de la corrélation entre les erreurs statiques combinées et les paramètres dynamiques d'un convertisseur analogique-numérique, menée selon une démarche différente, constitue la seconde étape de l'étude générale, présentée au quatrième chapitre.

## I. Influence des conditions de test sur la mesure des paramètres dynamiques

Avant de commencer l'investigation de l'influence des erreurs statiques sur la mesure des paramètres dynamiques par analyse spectrale, nous évaluons l'impact des conditions de test sur la mesure des performances dynamiques lorsque aucune erreur statique n'affecte le convertisseur testé (c'est-à-dire dans le cas théorique d'un convertisseur parfait). Nous considérons tout d'abord un environnement de test idéal (i.e. sans aucune incertitude). Grâce à l'investigation de l'influence des conditions de test, nous pouvons ensuite évaluer l'incertitude de mesure des performances dynamiques dans un contexte plus réaliste, en prenant en compte les incertitudes liées à l'environnement de test.

### I.1 Conditions de test dans un environnement idéal

Rappelons le synoptique d'un environnement de test typique des CAN, qui correspond à notre modèle présenté au second chapitre (fig. 3.1). Le modèle comportemental de convertisseur analogique-numérique est celui d'un CAN bipolaire avec la convention par arrondi.

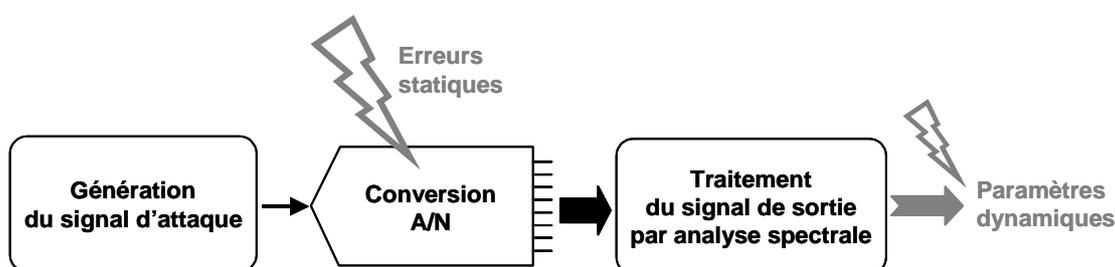


Figure 3.1 : Environnement de test dynamique des CAN par analyse spectrale

Nous négligeons pour l'instant les incertitudes intrinsèques au banc de test (bruit, incertitude sur l'amplitude du stimulus analogique...). Seuls les paramètres de conditions de test (nombre d'échantillons, amplitude du stimulus...) sont retenus pour cette étude préliminaire. On se place ainsi dans un contexte idéal de test de convertisseurs ; pour cette étude préliminaire, le modèle de convertisseur est considéré comme parfait (ne présentant aucune erreur statique). La forme d'onde du signal d'entrée du convertisseur est choisie sinusoïdale pour ses vertus spectrales. Les paramètres de conditions de test, qui définissent la séquence du signal considérée pour l'analyse spectrale par traitement numérique (également appelée motif de test unitaire ou séquence d'acquisition), sont les suivants : l'amplitude, le

nombre de périodes et le nombre de points. La figure 3.2 illustre une séquence de test unitaire définie par ces paramètres de test.

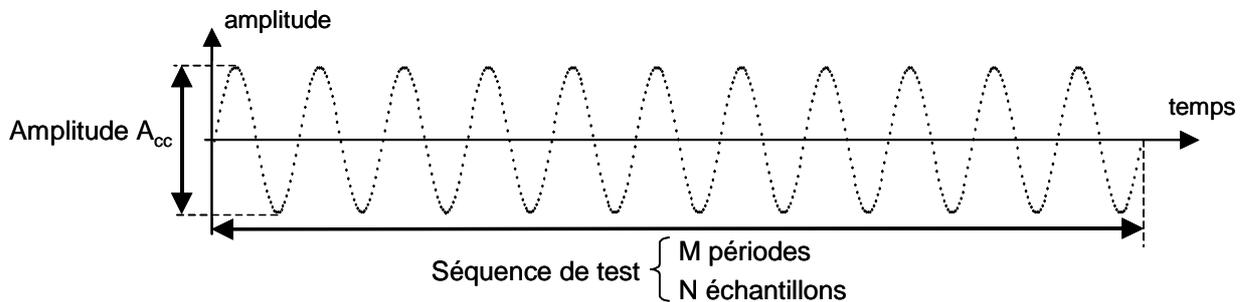


Figure 3.2 : Séquence de test unitaire

Ces trois paramètres de test doivent respecter certaines conditions. Recensons les conditions qui s'appliquent au nombre  $N$  d'échantillons et au nombre  $M$  de périodes de la séquence de test unitaire :

- Comme on l'a vu dans le premier chapitre, une analyse spectrale impose une relation de cohérence entre le nombre d'échantillons  $N$  et le nombre de périodes  $M$  du stimulus qui constituent la séquence de test sur laquelle est effectuée l'analyse fréquentielle. D'après les critères énoncés dans la première partie du premier chapitre, la condition de cohérence est donnée par l'équation 3.1 :

$$\frac{f_e}{f_{\text{éch}}} = \frac{M}{N}, \quad M \text{ et } N \text{ premiers entre eux} \quad (3.1)$$

où  $f_{\text{éch}}$  et  $f_e$  sont respectivement la fréquence d'échantillonnage du convertisseur et la fréquence du signal d'entrée.

- De plus, le calcul numérique des informations fréquentielles étant effectué par transformée de Fourier rapide (FFT, *Fast Fourier Transform*),  $N$  est choisi parmi les puissances de 2 :

$$N = 2^p, \quad p \text{ entier} \quad (3.2)$$

- D'autre part, il faut veiller à toujours respecter le théorème de l'échantillonnage (dit de Shannon) qui fixe le rapport minimal entre la fréquence d'échantillonnage et la fréquence du signal d'entrée (équation 1.17). Grâce à la relation de cohérence, le théorème de l'échantillonnage peut se traduire en termes de nombres d'échantillons  $N$  et de périodes  $M$  du signal d'entrée selon l'équation 3.3 :

$$N > 2.M \quad (3.3)$$

- De plus, il est couramment admis qu'il faut au moins un échantillon par code dans la séquence de test pour une bonne estimation des paramètres dynamiques [Ben93]. Ainsi, dans le cas d'un signal sinusoïdal et pour avoir une puissance de 2, le nombre minimal  $N_{\min}$  d'échantillons requis pour le test d'un CAN par analyse spectrale est celui donné par l'équation 1.19 ( $N_{\min}=2^{n+2}$ ).

En pratique, pour le test d'un convertisseur analogique-numérique, on se place généralement à sa fréquence maximale d'échantillonnage et on fixe une fréquence du stimulus de test. On détermine le nombre minimal d'échantillons du signal de sortie à capturer pour que l'analyse spectrale soit représentative du fonctionnement du convertisseur, en tenant compte de toutes les contraintes qui se rapportent à ce paramètre de test. On déduit alors de l'équation 3.1 le nombre correspondant de périodes  $M$  du signal de sortie à considérer dans la séquence de test. Le cas échéant,  $M$  est arrondi au nombre entier le plus proche qui soit premier avec le nombre d'échantillons  $N$ , et la fréquence  $f_c$  du signal d'entrée est ajustée en conséquence.

Quant à l'amplitude crête à crête  $A_{cc}$  du signal de test, elle est généralement fixée légèrement inférieure à la pleine échelle de conversion pour ne pas risquer d'écarter le signal de réponse du CAN en vue de l'analyse spectrale.

Nous nous proposons d'évaluer l'influence de ces trois paramètres de test, qui définissent le stimulus, sur la valeur des paramètres dynamiques d'un CAN extraits d'une analyse spectrale.

## **1.2 Influence du nombre de périodes du stimulus**

Afin d'observer l'influence du nombre  $M$  de périodes de stimulus considérées dans la séquence d'acquisition, nous fixons les deux autres paramètres qui définissent le stimulus (amplitude et nombre de points) de telle sorte qu'ils n'aient pas d'impact sur l'étude. Nous choisissons ainsi une amplitude de signal exactement égale à la pleine échelle de conversion du CAN étudié. En effet, notre modèle par simulation ne souffre pas des incertitudes sur l'amplitude du signal généré intrinsèques à un banc de test réel, et on peut donc considérer un signal couvrant exactement la plage dynamique maximale du CAN sans risquer d'écarter le signal de sortie. On considère comme référence pour l'amplitude du stimulus le cas où celle-ci couvre exactement la pleine échelle de conversion, car alors tous les codes de sortie du

convertisseur sont excités par le stimulus, et le test rend ainsi pleinement compte du comportement du CAN testé. Concernant le nombre  $N$  d'échantillons régulièrement prélevés sur les  $M$  périodes du stimulus, nous nous plaçons volontairement dans un cas où il est bien supérieur au nombre minimal d'échantillons donné par l'équation 1.19. Le choix de  $N$  est précisé plus loin.

L'étude est effectuée pour des résolutions de CAN de 6, 8, 10 et 12 bits. Pour chaque cas de résolution de convertisseur idéal, nous effectuons une série d'analyses spectrales, dont sont extraites les valeurs des paramètres dynamiques (SINAD, SFDR et THD) selon les équations 2.2, 2.5 et 2.6. Entre chaque analyse spectrale, nous faisons varier le nombre de périodes  $M$  contenues dans la séquence de test. En termes de fréquences, cela revient à garder une fréquence d'échantillonnage fixée et faire varier la fréquence du stimulus. Afin de garantir la cohérence, nous ne considérons que des nombres premiers comme valeurs du nombre de périodes  $M$  contenues dans la séquence de test. Pour les séries de simulation d'analyse spectrale,  $M$  prend successivement comme valeur tous les nombres premiers compris entre 1 et 337 (à l'exception de 2 qui, bien que premier, est diviseur de toutes les puissances de 2 parmi lesquelles est pris  $N$ ).

L'évolution des valeurs des paramètres dynamiques mesurés sous l'influence du nombre  $M$  de périodes du stimulus considéré pour le motif de test unitaire est illustrée par la figure 3.3. Les résultats obtenus pour les différentes résolutions étudiées sont présentés simultanément pour chaque paramètre dynamique.

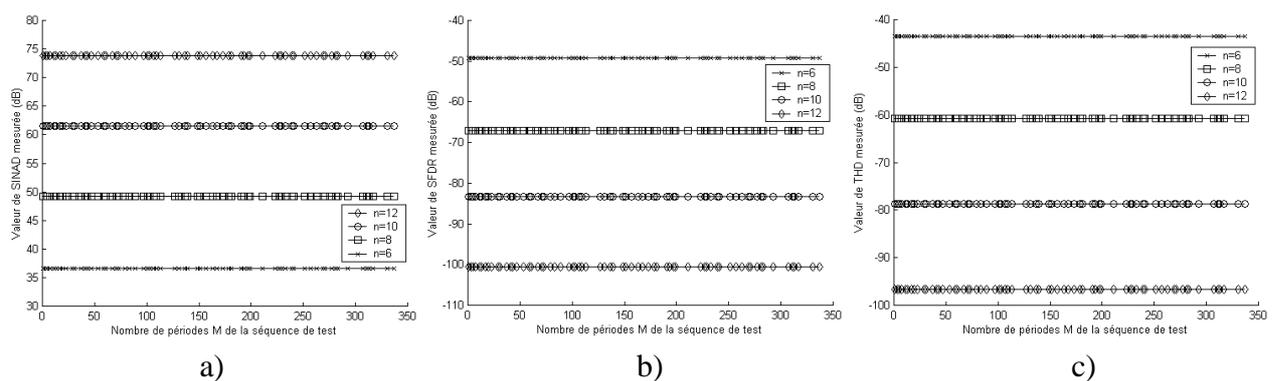


Figure 3.3 : Influence du nombre  $M$  de périodes de la séquence de test sur la mesure des paramètres dynamiques SINAD (a), SFDR (b) et THD (c) (CAN parfaits de 6, 8, 10 et 12 bits)

L'observation de l'évolution de la valeur des paramètres dynamiques d'un convertisseur idéal mesurés par analyse spectrale lorsque le nombre de périodes considérées dans la

séquence d'acquisition varie (pour un nombre d'échantillons fixé) montre clairement que ce paramètre de test n'a aucune influence sur la mesure des performances dynamiques.

Notons que la figure 3.3 nous fournit la valeur théorique de chaque performance dynamique dans le cas de référence d'un signal d'entrée couvrant exactement la pleine échelle de conversion d'un CAN parfait. Ces valeurs sont récapitulées dans le tableau 3.1. pour les différentes résolutions étudiées.

Résolution n	SINAD idéal	SFDR idéal	THD idéal
6 bits	36,7 dB	-49,2 dB	-43,5 dB
8 bits	49,2 dB	-67,2 dB	-60,9 dB
10 bits	61,6 dB	-83,3 dB	-78,7 dB
12 bits	73,8 dB	-100,1 dB	-96,6 dB

Tableau 3.1 : Valeurs théoriques des performances dynamiques pour des CAN parfaits de résolution 6, 8, 10 et 12 bits dans le cas de référence  $A_{cc} = PE$

Revenons au choix du nombre d'échantillons considéré pour le calcul du spectre par transformée de Fourier rapide. Afin de s'assurer que le nombre d'échantillons ne perturbera pas l'étude, il paraît de prime abord suffisant de prendre un nombre d'échantillons supérieur au nombre couramment considéré comme minimal  $N_{min}$  (voir tableau 1.2). Nous verrons par la suite (section I.3) qu'avec quatre fois plus d'échantillons que  $N_{min}$ , soit  $2^{n+4}$  échantillons, le nombre d'échantillons est suffisant pour ne pas influencer la mesure des performances dynamiques. Mais le calcul du taux de distorsion harmonique (THD), qui implique les cinq premiers harmoniques après le fondamental du signal de sortie du CAN ( $H_2$  à  $H_6$ ), impose que ces harmoniques soient contenus dans la bande de fréquences de Nyquist (qui comporte  $N/2$  emplacements spectraux). Or les harmoniques du signal sont situés aux raies spectrales multiples de  $M$ . Afin que les harmoniques du signal jusqu'à l'ordre 6 appartiennent à la bande de Nyquist, il faut donc vérifier la condition supplémentaire suivante sur le nombre d'échantillons  $N$  :

$$\frac{N}{2} > 6.M \quad (3.4)$$

C'est cette contrainte qui domine pour les convertisseurs étudiés de faible résolution (6 et 8 bits). En effet, on veut que la relation 3.4 soit respectée pour toutes les valeurs de  $M$

considérées (nombres premiers de 1 à 337), ce qui impose un nombre d'échantillons minimal de 4 096 dans les deux cas de résolution. Si l'on considère moins d'échantillons, certains harmoniques risquent de ne pas être considérés par l'analyse, faussant la mesure du THD. En revanche, l'équation  $N \geq 2^{n+4}$  devient la plus contraignante pour N pour les résolutions de 10 et 12 bits.

Désormais, nous considérerons toujours par défaut que le nombre de périodes du stimulus comprises dans la séquence de test unitaire utilisée pour l'analyse spectrale est choisi de façon à assurer que les six premiers harmoniques apparaissent dans la bande de Nyquist du spectre de la séquence de test.

### **I.3 Influence du nombre d'échantillons acquis**

Le nombre d'échantillons capturés et traités par transformée de Fourier rapide pour l'analyse spectrale est un paramètre d'une importance particulière dans un contexte de test. En effet, la durée du test et les ressources matérielles nécessaires en sont directement dépendantes, or elles constituent les deux principaux facteurs de contribution au coût global du test. Il est de fait préférable en pratique, pour réduire le coût du test, de se limiter au nombre minimal de points requis pour l'analyse. Toutefois, il faut veiller à ne pas altérer la validité de l'analyse spectrale par manque d'échantillons.

Plaçons-nous à nouveau dans des conditions d'amplitude du signal d'entrée idéales, à savoir un stimulus couvrant exactement la pleine échelle de conversion du CAN sous test. Le nombre de périodes du stimulus définissant la séquence de test unitaire est choisi arbitrairement : par exemple, fixons  $M = 5$ . En effet, nous avons vu au paragraphe précédent que ce paramètre n'a pas d'impact sur la valeur mesurée des paramètres dynamiques, si bien qu'il n'est pas nécessaire de l'adapter en fonction du nombre d'échantillons étudié. En considérant relativement peu de périodes, on s'assure que tous les harmoniques du signal désirés pour le calcul du taux de distorsion harmonique (THD) sont présents dans la bande de fréquences de Nyquist.

Nous faisons alors varier le nombre N d'échantillons capturés sur les M périodes du stimulus qui constituent le motif unitaire de test. Nous balayons toutes les puissances de 2 comprises entre 64 ( $= 2^6$ ) et 524 288 ( $= 2^{19}$ ). En termes de fréquences, augmenter le nombre d'échantillons acquis sur un nombre fixe de périodes du stimulus revient à augmenter la

fréquence d'échantillonnage du convertisseur en gardant constante la fréquence du signal d'entrée.

L'évolution des paramètres dynamiques mesurés par analyse spectrale dans le cas d'un convertisseur 8 bits parfait sous l'influence du nombre d'échantillons considérés pour le calcul du spectre est illustrée figure 3.4, paramètre par paramètre. Les différentes courbes de chaque graphique correspondent à plusieurs séries d'acquisitions effectuées avec différentes phases initiales sur la séquence de test. Les courbes équivalentes obtenues pour les convertisseurs de résolution 6, 10 et 12 bits sont données en annexe B.

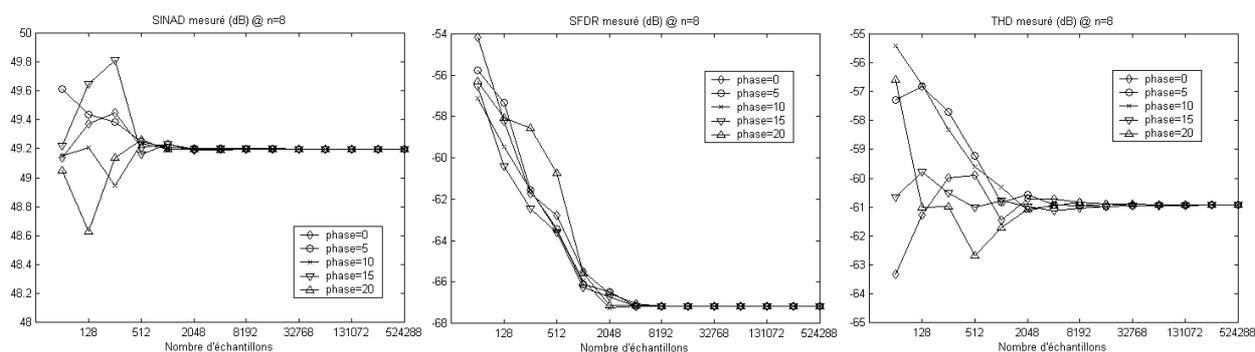


Figure 3.4 : Influence du nombre  $N$  d'échantillons acquis dans la séquence de test sur la mesure des paramètres dynamiques SINAD, SFDR et THD (CAN parfait de 8 bits)

Lorsqu'un faible nombre d'échantillons est utilisé pour l'analyse spectrale (par exemple de 64 à 512 échantillons dans le cas d'un CAN de 8 bits), nous constatons que les valeurs des paramètres dynamiques mesurées ne sont pas les valeurs théoriques attendues dans le cas d'un convertisseur parfait testé avec un signal de même amplitude (voir tableau 3.1). De surcroît, les valeurs mesurées sont très variables en fonction de la phase à l'origine de la séquence du signal de test étudiée. En conséquence, les mesures réalisées ne seront pas reproductibles d'une acquisition à l'autre.

Le phénomène de dispersion des valeurs mesurées selon la phase à l'origine de la séquence de test s'explique facilement si l'on considère un cas extrême. Prenons par exemple le cas d'un CAN de résolution 2 bits auquel on applique un signal sinusoïdal couvrant sa pleine échelle de conversion. Supposons que la séquence de test est constituée de 8 échantillons uniformément répartis sur une période du signal d'entrée. Deux cas de phase à l'origine sont considérés : une phase nulle et une phase de  $5^\circ$ . La figure 3.5.a illustre les échantillons temporels du signal analogique d'entrée, et leur niveau de quantification

correspondant (i.e. l'équivalent analogique des codes de sortie du CAN parfait) est donné figure 3.5.b.

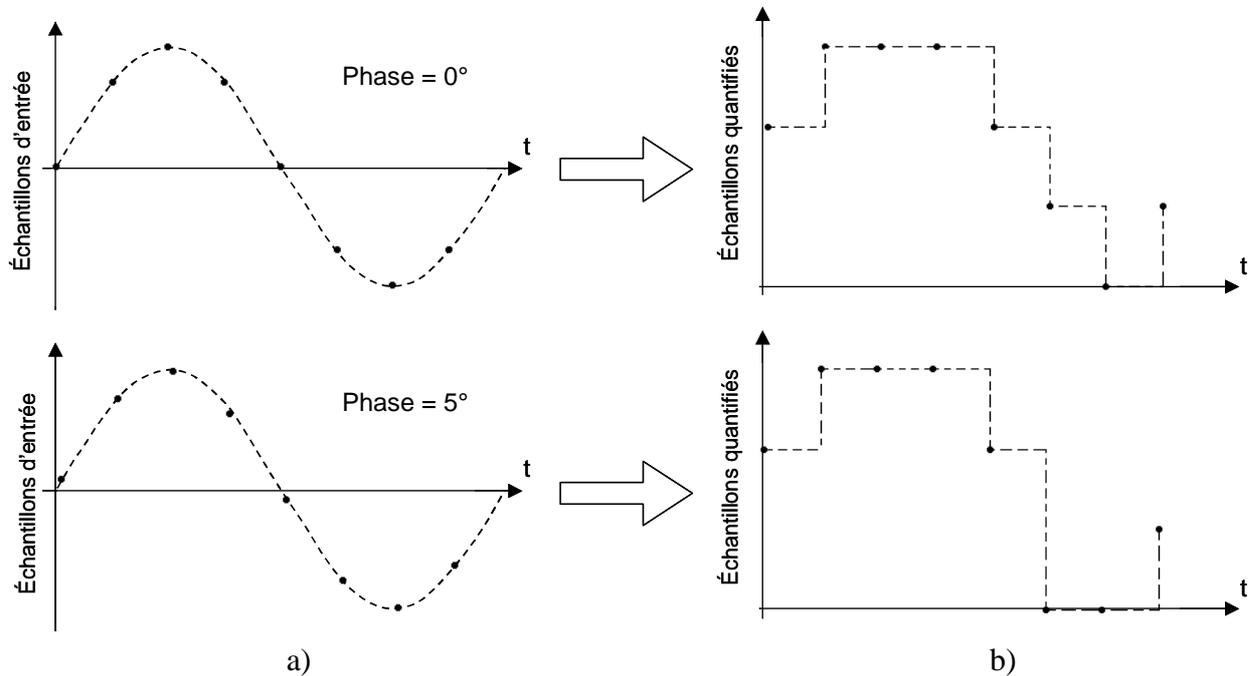


Figure 3.5 : Effet d'un déphasage de  $5^\circ$  de la séquence de test sur le signal de sortie d'un CAN parfait de 2 bits

Comme nous pouvons le voir, un très léger déphasage de la séquence de test unitaire capturée suffit à modifier l'allure de la réponse du convertisseur de façon significative. En effet, tous les échantillons capturés dans le second cas, où le signal est déphasé de  $5^\circ$  par rapport au premier cas, ont une valeur d'amplitude analogique légèrement différente de ceux capturés dans le premier cas de phase à l'origine. Ce décalage des valeurs analogiques des échantillons peut entraîner des niveaux de quantification différents ; c'est le cas pour le sixième échantillon dans l'exemple de l'illustration. Puisque les signaux de sortie du convertisseur n'ont alors pas la même allure temporelle, on comprend que les informations fréquentielles sont affectées.

Si nous considérons la dispersion des paramètres dynamiques lorsque le nombre d'échantillons pris en compte est égal à sa valeur minimale  $N_{\min}$  définie par l'équation 1.19, nous pouvons relever les erreurs de mesure maximales  $\epsilon_{N_{\min}}$  sur chaque performance dynamique, rassemblées dans le tableau 3.2.

Résolution	$N_{\min}$	$\varepsilon_{N_{\min}}$ SINAD	$\varepsilon_{N_{\min}}$ SFDR	$\varepsilon_{N_{\min}}$ THD
6	256	0,6 %	6,1 %	2,0 %
8	1 024	0,1 %	2,5 %	1,3 %
10	4 096	0,1 %	2,8 %	0,9 %
12	16 384	~ 0 %	2,3 %	0,7 %

Tableau 3.2 : Dispersion, due à la phase à l'origine de la séquence de test, de la mesure des paramètres dynamiques avec  $N_{\min}$  échantillons dans un contexte idéal

Ces erreurs de mesure sont tout à fait acceptables dans le cadre du test. En revanche, l'étude de l'influence des paramètres statiques sur les paramètres dynamiques demande de s'affranchir autant que possible de l'impact du nombre d'échantillons sur la mesure des performances dynamiques. Nous cherchons donc à évaluer le nombre d'échantillons permettant de réduire cette erreur de mesure afin de pouvoir négliger l'influence du nombre d'échantillons.

Dans le cadre de notre étude, nous considérons qu'une marge d'erreur de 0,5 % est suffisante. Cette limite d'erreur de mesure nous impose un nouveau nombre minimal d'échantillons  $N_{0,5\%}$  associé à chaque paramètre dynamique. Dans le cadre de cette étude, nous choisissons la plus grande de ces valeurs minimales, que nous appelons  $N_{\text{étude}}$ . Le tableau 3.3 regroupe les valeurs obtenues pour toutes les résolutions considérées.

Résolution	$N_{0,5\%}$ du SINAD	$N_{0,5\%}$ du SFDR	$N_{0,5\%}$ du THD	$N_{\text{étude}}$
6	512	1 024	2 048	2 048
8	512	4 096	4 096	4 096
10	1 024	16 384	16 384	16 384
12	1 024	65 536	32 768	65 536

Tableau 3.3 : Nombre minimal de points tel que l'erreur de mesure sur les paramètres dynamiques soit inférieure à 0,5 %

Nous avons supposé, lors de l'étude de l'influence du nombre  $M$  de périodes de la séquence de test, que nous pouvions négliger l'impact du nombre  $N$  d'échantillons à partir de  $2^{n+4}$  échantillons. Cette hypothèse est avérée par notre étude de l'influence de  $N$ . En effet, le

nombre d'échantillons  $N_{\text{étude}}$  que nous avons défini garantit une erreur de mesure sur les paramètres dynamiques inférieure à 0,5 %. Or  $N_{\text{étude}}$  est équivalent, pour la plupart des résolutions de CAN considérées, à  $2^{n+4}$  échantillons (sauf dans le cas des convertisseurs de résolution 6 bits, mais cela n'invalide pas l'étude précédente de l'influence de  $M$  puisque nous avons choisi pour cette résolution de CAN, pour d'autres raisons, un nombre d'échantillons encore supérieur).

Dans cette étude, nous nous sommes intéressés uniquement à l'influence de  $N$  sur les paramètres dynamiques principaux (SINAD, SFDR et THD). Nous devons toutefois signaler que le plancher de bruit, qui est également un paramètre dynamique, mais que nous n'avons pas considéré ici, est proportionnel (en décibels) au nombre d'échantillons considéré.

### **I.4 Influence de l'amplitude du stimulus**

#### **I.4.1 Conditions de test classiques**

Le troisième paramètre des conditions de test est l'amplitude du stimulus. Le test par analyse spectrale est généralement effectué en pratique avec un stimulus d'amplitude légèrement inférieure à la pleine échelle du CAN afin de ne pas risquer de saturer le convertisseur.

En pratique, nous faisons varier l'amplitude crête à crête  $A_{cc}$  du stimulus en la faisant augmenter à partir de 5 LSB en dessous de la pleine échelle ( $PE - 5.q$ ) jusqu'à la pleine échelle, avec un pas de 0,1 LSB. Pour chaque amplitude étudiée, nous évaluons par simulation la valeur théorique des paramètres dynamiques d'un convertisseur parfait pour les résolutions 6, 8, 10 et 12 bits. Pour chaque résolution étudiée, nous considérons que l'analyse est effectuée avec le nombre minimal d'échantillons  $N_{\text{étude}}$  correspondant que nous avons déterminé précédemment (tableau 3.3), qui garantit moins de 0,5 % d'erreur de reproductibilité sur la mesure des performances dynamiques dans notre contexte idéal. Le nombre de périodes  $M$  est fixé entier et premier avec  $N_{\text{étude}}$ , de telle sorte que le rapport entre  $N_{\text{étude}}$  et  $M$  soit voisin de 100. Nous assurons ainsi le respect de l'équation 3.4, qui garantit que tous les harmoniques impliqués dans le calcul du THD ( $H_2$  à  $H_6$ ) sont situés dans la bande de Nyquist du spectre. Le rapport de 100 choisi entre  $M$  et  $N$  revient à considérer une fréquence d'échantillonnage 100 fois supérieure à la fréquence du stimulus de test. La figure 3.6 présente l'évolution des paramètres dynamiques sous l'influence de l'amplitude du

stimulus de test dans les conditions énoncées ci-dessus à travers l'exemple d'un CAN de résolution 8 bits.

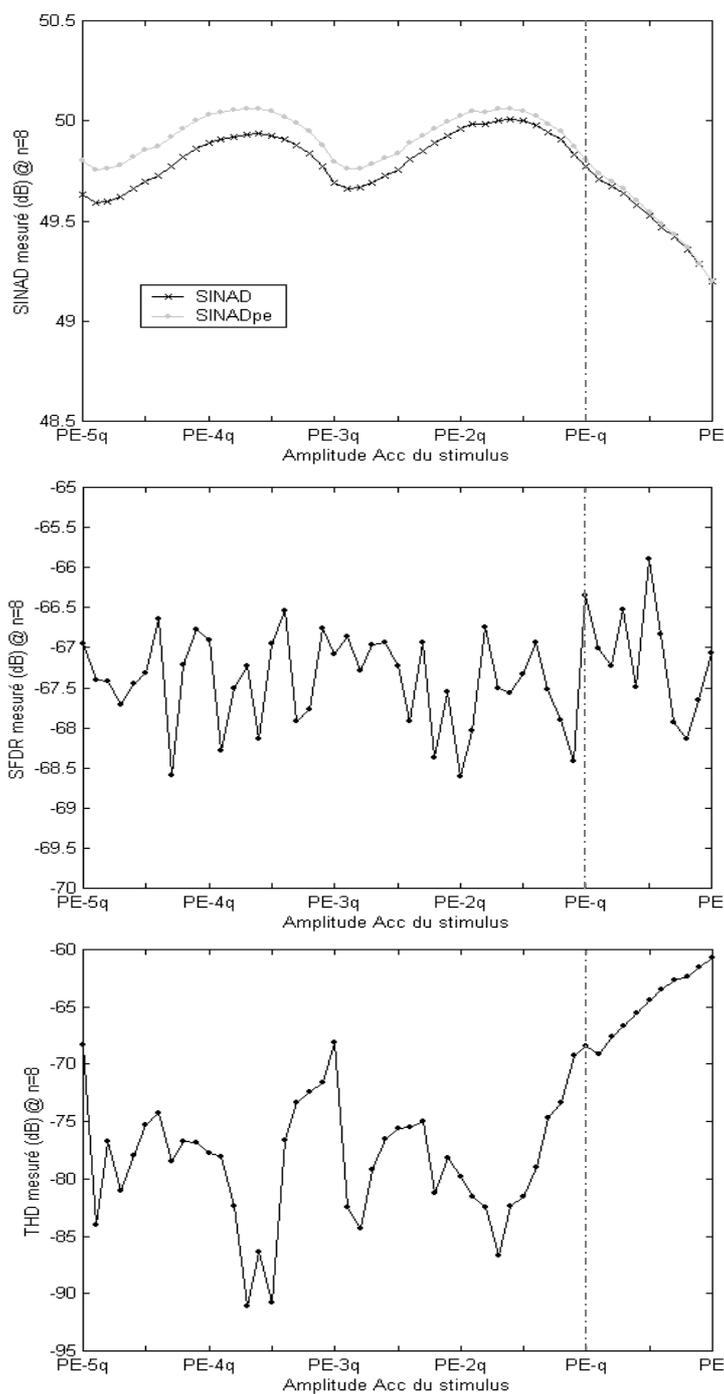


Figure 3.6 : Influence de l'amplitude  $A_{cc}$  du stimulus de test sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfait de 8 bits, amplitude  $A_{cc}$  inférieure à PE)

Tous les paramètres dynamiques étudiés (SINAD, SFDR et THD) apparaissent sensibles à l'influence de l'amplitude du signal d'entrée. Dans le cas où l'amplitude crête à

crête du signal d'entrée est comprise entre  $PE - q$  et  $PE$ , on se trouve dans la zone de fonctionnement où la fonction de transfert du convertisseur (avec convention par arrondi) n'est pas symétrique. Cela induit un comportement différent des paramètres dynamiques sous l'influence de l'amplitude, particulièrement le SINAD et le THD (voir figure 3.6). Par la suite, nous éviterons donc de nous trouver dans cette plage critique d'amplitudes.

Considérons tout d'abord l'évolution du rapport signal sur bruit et distorsions (SINAD). Deux effets de l'influence de l'amplitude se combinent : nous observons d'une part un motif périodique en forme de lobe, et d'autre part une dérive globale linéaire. La dérive globale peut être compensée en ramenant artificiellement l'amplitude du signal à la Pleine Echelle de conversion  $PE$  grâce au terme correctif de l'équation 2.3 :

$$(\text{SINAD}_{PE})_{\text{dB}} = (\text{SINAD}_{2A \leq PE})_{\text{dB}} + 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{PE}{2A} \right) \quad (2.3)$$

Nous obtenons ainsi l'évolution du SINAD ramené à la pleine échelle de conversion du CAN ( $\text{SINAD}_{PE}$ ), représentée en gris sur la figure 3.6. La prise en compte de l'amplitude par le biais du terme correctif permet effectivement d'annuler l'effet global de dérive du rapport signal sur bruit et distorsions.

En revanche, le motif périodique en lobe observé pour le SINAD persiste dans le cas du  $\text{SINAD}_{PE}$  ramené à la pleine échelle de conversion. Cet effet est lié à l'apparition progressive des codes extrêmes dans le signal de sortie lorsque l'amplitude du stimulus augmente. En effet, la période du motif correspond à une variation d'amplitude crête à crête du stimulus de test de 2 LSB, soit une variation de 1 LSB sur chaque amplitude crête, entraînant l'apparition d'un code à chaque extrémité de l'excursion du signal de sortie du convertisseur.

Cet effet d'oscillation de la valeur de SINAD mesurée a une conséquence importante : deux analyses spectrales effectuées dans des conditions d'amplitude différentes (toutes autres conditions identiques) risquent de ne pas aboutir à la même valeur de rapport signal sur bruit et distorsions  $\text{SINAD}_{PE}$ . Soulignons d'une part que nous sommes dans un contexte absolument idéal, et d'autre part que le paramètre  $\text{SINAD}_{PE}$  intègre un terme correctif qui tient compte de l'amplitude du stimulus. Nous pourrions donc espérer que la valeur de ce paramètre soit insensible à l'amplitude du signal de test. Nous considérons en conséquence que les différences de mesure observées pour le  $\text{SINAD}_{PE}$  en fonction de l'amplitude du stimulus correspondent à des erreurs de mesure. La déviation maximale du  $\text{SINAD}_{PE}$  observée sur toute la plage d'amplitudes étudiée (de  $PE - 5.q$  à  $PE - q$ ) reste faible, de l'ordre

de 0,4 dB. Ainsi, l'influence de l'amplitude ne peut pas induire plus de 1 % de variation sur le rapport signal sur bruit et distorsions ramené à la pleine échelle  $SINAD_{PE}$  dans la plage d'amplitudes considérée.

La plage dynamique de puissance sans parasites (SFDR) présente également une sensibilité à l'amplitude du stimulus. L'évolution de la mesure du SFDR en fonction de l'amplitude du signal de test paraît plus aléatoire que celle du SINAD. Cela n'est pas surprenant puisque le SFDR n'a en effet pas de lien direct avec le fait que tous les codes soient ou non excités. Au contraire, ce paramètre est déterminé par la composante spectrale de plus grande amplitude (hors fondamental), qui peut se trouver à n'importe quelle fréquence. Comme pour le SINAD, deux mesures du SFDR, effectuées avec des conditions d'analyse différentes, peuvent procurer des valeurs différentes. Or il n'existe aucun terme correctif qui prendrait en compte l'amplitude afin de se ramener à un paramètre équivalent indépendant de l'amplitude (équivalent pleine échelle comme pour le SINAD, par exemple). Nous considérons donc comme précédemment que la dispersion des valeurs du SFDR en fonction de l'amplitude du stimulus de test dans notre contexte idéal induit des erreurs de mesure. La déviation maximale du SFDR observée sur la gamme d'amplitudes explorée (de  $PE - 5.q$  à  $PE - q$ ) est de 2,3 dB. Nous pouvons en déduire que la variation maximale observée sur la mesure du SFDR du fait de l'impact de l'amplitude du stimulus de test est de 3 %.

Le taux de distorsion harmonique (THD) est visiblement la performance dynamique la plus sensible à de l'amplitude du signal de test. Nous pouvons en effet observer des transitions très brutales de l'évolution du THD mesuré en fonction de l'amplitude du stimulus. En particulier, dans notre exemple de CAN parfait de résolution 8 bits testé dans un environnement parfait, nous mesurons un THD de -68,1 dB en utilisant un stimulus de test d'amplitude inférieure à la pleine échelle de conversion de 3 LSB ( $A_{cc} = PE - 3.q$ ). Lorsque nous effectuons le même test, mais avec un stimulus d'amplitude crête à crête couvrant 0,2 LSB de plus que le précédent (soit  $PE - 2,8.q$ ), nous mesurons alors un THD de -84,3 dB. La différence entre les deux mesures est de plus de 16 décibels, soit environ 20 % de différence. Il n'existe pas non plus de terme correctif relatif à l'amplitude du stimulus pour le taux de distorsion harmonique, si bien que nous considérons cette fois encore les variations du paramètre sous l'influence de l'amplitude du signal de test comme source d'erreurs de mesure. Pour le THD, la déviation maximale observée pour des amplitudes comprises entre  $PE - 5.q$  et  $PE - q$  représente 23 dB, soit 34 % de variation par rapport au cas d'un signal

couvrant exactement la pleine échelle de conversion. Une erreur de mesure aussi énorme n'est bien sûr pas acceptable.

Le tableau 3.4 rassemble les variations maximales de mesure  $\epsilon_A$  (relativement au cas de référence  $A_{cc} = PE$ ) observables sur les paramètres dynamiques dans la plage d'amplitudes du stimulus de test comprises entre  $PE - 5.q$  et  $PE - q$ .

Résolution	$\epsilon_A$ SINAD	$\epsilon_A$ SFDR	$\epsilon_A$ THD
6	3 %	7 %	45 %
8	1 %	3 %	34 %
10	~ 0 %	2 %	30 %
12	~ 0 %	1 %	24 %

*Tableau 3.4 : Variations maximales observées sur la mesure des paramètres dynamiques pour un stimulus de test d'amplitude  $A_{cc}$  comprise entre  $PE - 5.q$  et  $PE - q$*

Ces résultats laissent penser que dans le cas d'une mesure réelle des paramètres dynamiques, la moindre incertitude sur l'amplitude du stimulus analogique d'entrée risque d'entraîner des différences de mesure significatives, en particulier pour la mesure du THD. Mais rappelons que ces observations concernent le cas purement théorique d'un convertisseur parfait (i.e. sans aucune erreur statique) testé dans un environnement de test idéal (c'est-à-dire sans les incertitudes de test). Nous verrons dans la deuxième partie de ce chapitre que les incertitudes de test, notamment le bruit, modifient l'influence de l'amplitude du stimulus sur la mesure des paramètres dynamiques.

#### **1.4.2 Conditions de test non conventionnelles**

Comme nous l'avons déjà dit, le test des CAN par analyse spectrale est généralement effectué avec une amplitude de stimulus inférieure à la pleine échelle de conversion (souvent inférieure à  $PE - q$ ). En effet, lorsque le signal de sortie du convertisseur est saturé, les composantes harmoniques du spectre sont très affectées et les paramètres dynamiques ne sont plus représentatifs des performances du convertisseur testé. Nous choisissons néanmoins d'étudier l'évolution de ces paramètres dynamiques lorsque l'amplitude du stimulus de test est supérieure à la pleine échelle de conversion du CAN. La figure 3.7 présente l'évolution complète des paramètres dynamiques d'un convertisseur parfait de résolution 8 bits testé dans

un environnement idéal avec un stimulus dont l'amplitude varie de  $PE - 5.q$  à  $PE + 5.q$ . Les évolutions obtenues pour les autres résolutions de convertisseur sont données en annexe B.

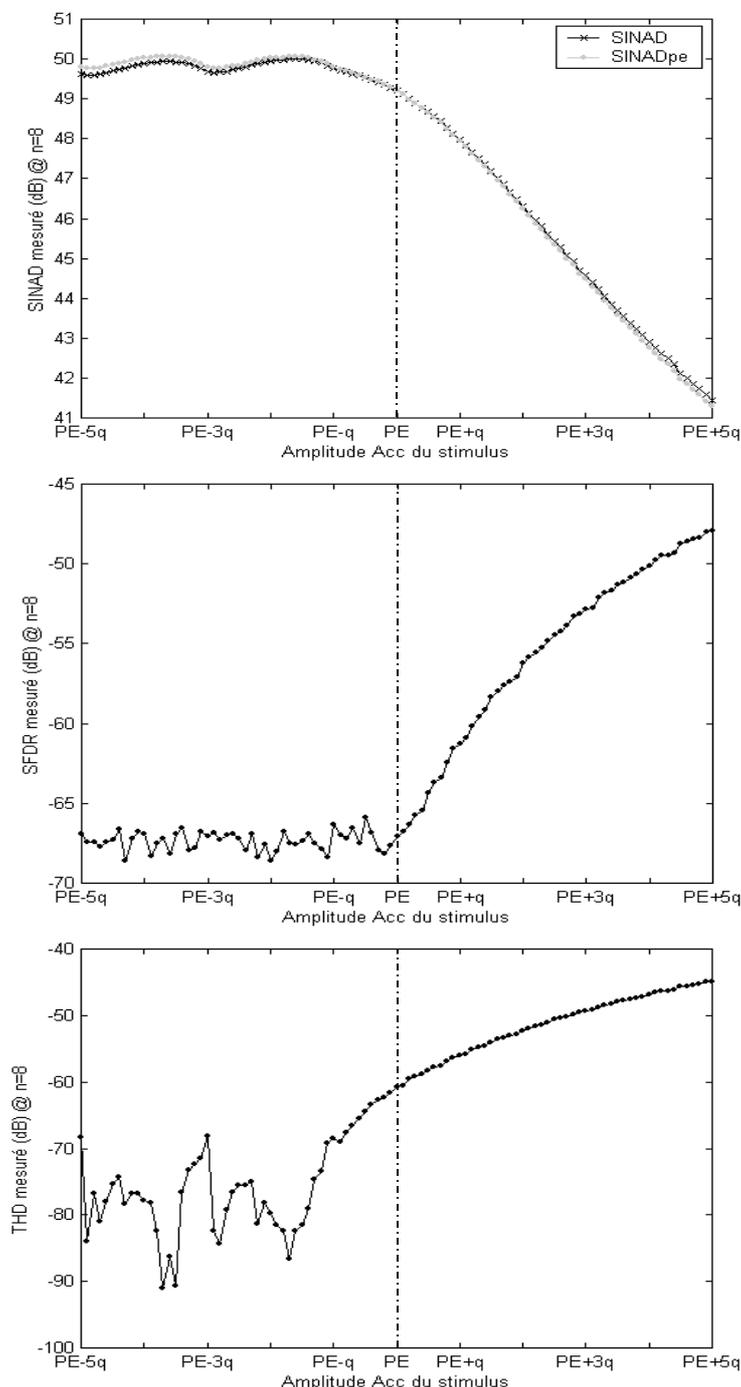


Figure 3.7 : Influence de l'amplitude  $A_{cc}$  du stimulus de test sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfait de 8 bits, amplitude  $A_{cc}$  inférieure et supérieure à PE)

Pour les trois paramètres dynamiques étudiés, nous constatons un comportement très différent de l'évolution des paramètres mesurés sous l'effet de l'amplitude du stimulus selon que l'on se trouve dans un contexte usuel (amplitude inférieure à la pleine échelle) ou dans un

contexte de saturation volontaire du convertisseur (amplitude supérieure à PE). Comme nous l'avons vu précédemment, la déviation globale des paramètres extraits du spectre est faible lorsque l'amplitude du signal de test est inférieure à PE, mais elle présente des transitions brutales ou des oscillations selon le paramètre considéré qui induisent des erreurs de mesure. Au contraire, lorsque l'amplitude du stimulus de test est supérieure à la pleine échelle de conversion du CAN, la déviation globale de la valeur mesurée des paramètres dynamiques sur la plage d'amplitudes étudiée est beaucoup plus significative pour le SINAD et le SFDR (7,7 dB pour le SINAD et 19,1 dB pour le SFDR, contre respectivement 0,9 dB et 2,7 dB sur toute la plage d'amplitudes inférieures à PE), contrairement au THD dont la déviation globale est réduite de 15,9 dB. Notons qu'en revanche les fluctuations locales des valeurs de paramètres dynamiques mesurées sont très faibles lorsque l'amplitude du stimulus est supérieure à la pleine échelle de conversion, alors qu'elles constituent principalement l'origine des erreurs de mesure dans le cas habituel d'un signal de test ne couvrant pas la pleine échelle du CAN.

La différence de sensibilité des paramètres dynamiques en fonction de la plage d'amplitudes du stimulus (inférieures ou supérieures à PE) pourra nous être utile dans l'optique de l'évaluation des paramètres statiques à partir de la mesure par analyse spectrale des paramètres dynamiques.

### **I.5 Bilan de l'influence des conditions de test**

Pour résumer les travaux préliminaires présentés dans cette première section concernant l'influence des conditions de test sur la mesure des paramètres dynamiques d'un convertisseur analogique-numérique par analyse spectrale, nous devons retenir les conclusions suivantes :

- Le nombre de périodes  $M$  du stimulus constituant la séquence unitaire de test n'a aucune influence sur les paramètres dynamiques mesurés. Pour une bonne estimation des performances dynamiques, notamment du taux de distorsion harmonique, nous veillerons à fixer  $M$  de telle sorte que les six premiers harmoniques du signal de test soient présents dans la bande de fréquences de Nyquist.
- Le nombre d'échantillons considérés pour le calcul du spectre de la réponse du convertisseur à une séquence de test unitaire peut entraîner une erreur de mesure sur les paramètres dynamiques s'il est inférieur à sa limite minimale  $N_{\text{étude}}$  dédiée à notre contexte idéal (tableau 3.3), qui dépend de la résolution du convertisseur à tester. Nous

fixons donc pour la suite de l'étude (dans ce chapitre) le nombre d'échantillons à la valeur adaptée à chaque résolution considérée, pouvant ainsi affirmer que ce paramètre de test n'influence pas la mesure des performances dynamiques.

- En revanche, l'amplitude du stimulus de test affecte la mesure des paramètres dynamiques de façon significative. Deux comportements très différents de l'évolution de la valeur idéale des performances dynamiques sont observés selon que l'amplitude du signal de test est inférieure (condition classique) ou supérieure (condition originale) à la pleine échelle de conversion du CAN sous test. Dans les deux cas de figure, la valeur mesurée pour un paramètre n'est pas la même selon l'amplitude du stimulus appliqué pour le test.

En conséquence, nous prendrons soin, pour l'étude de l'influence d'erreurs statiques isolées sur la mesure des paramètres dynamiques par analyse spectrale, de choisir le nombre de périodes  $M$  et le nombre d'échantillons  $N$  de façon à respecter toutes les contraintes qui s'y rapportent pour assurer la validité de l'analyse (voir section I.1), mais nous ne les considérerons pas comme des paramètres de l'étude. En revanche, nous prendrons en compte pour cette étude l'amplitude du stimulus de test qui a une influence sur la mesure des performances dynamiques. En particulier, nous distinguerons le cas où l'amplitude est inférieure à la pleine échelle du cas où l'amplitude est supérieure à PE.

Rappelons enfin que notre étude se limite pour l'instant au cas purement théorique d'un environnement de test idéal sans aucune incertitude. Les conclusions énoncées ci-dessus doivent en conséquence être prises avec toutes les limitations qu'implique l'idéalisation du contexte.

## **II. Prise en compte du banc de test réel (HP 83000)**

Nous avons considéré jusqu'ici un contexte de test absolument idéal. Aucune incertitude sur les paramètres ni aucun bruit additionnel n'ont été pris en compte pour l'étude théorique de l'influence des conditions de test. En pratique, l'environnement de test, même sophistiqué, présente forcément des incertitudes sur les paramètres de test qui sont susceptibles de perturber l'étude globale des corrélations entre les paramètres des convertisseurs.

## II.1 Bruit

En première réaction, le bruit ajouté aux signaux par l'environnement de test semble être un effet négatif. En effet, le bruit modifie les signaux dans le domaine temporel comme dans le domaine fréquentiel, et l'on peut craindre que l'évaluation des paramètres dynamiques en soit faussée.

En pratique, le bruit généré par le testeur est extrêmement faible (plancher de bruit de -140 dBm/Hz). Or notre étude concerne des convertisseurs de résolution 12 bits au maximum, si bien que le bruit additionnel introduit par le testeur n'a pas de conséquence sur la mesure des performances dynamiques dans notre contexte.

Toutefois, on peut envisager d'ajouter intentionnellement du bruit aux signaux lors du test pour, paradoxalement, améliorer la précision de la mesure des paramètres dynamiques. C'est sur ce principe que repose la technique de *dithering*, aussi appelée diffusion d'erreurs. Sans vouloir détailler cette technique, nous nous intéressons à l'influence sur les erreurs de mesure des performances dynamiques de l'introduction de bruit dans le système de test.

Nous intégrons le bruit additionnel dans notre modèle d'environnement de test sous la forme d'un bruit blanc aléatoire, d'amplitude 0,2 LSB, ajouté au signal de test. Nous effectuons plusieurs acquisitions pour chaque valeur d'amplitude considérée pour le stimulus de test. Nous obtenons ainsi des séries de mesures des paramètres dynamiques en fonction de l'amplitude du stimulus. Comme on peut le voir figure 3.8.a pour le cas du taux de distorsion harmonique, chaque série est différente des autres du fait de la nature aléatoire du signal de bruit ajouté. Nous considérons dès lors, pour les cas de simulations avec bruit additionnel, la moyenne d'une dizaine de séries d'acquisition, comme illustré figure 3.8.b où la courbe « avec bruit ajouté » correspond à la moyenne des séries de la figure 3.8.a.

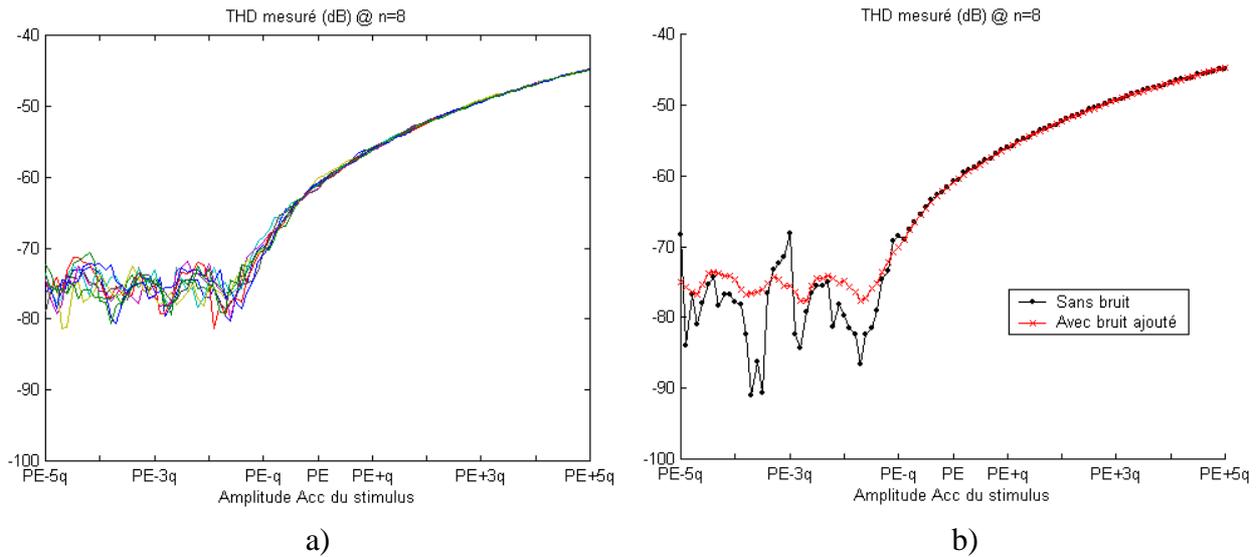


Figure 3.8 : Influence de l'amplitude  $A_{cc}$  du stimulus de test sur la mesure du taux de distorsion harmonique (THD) avec bruit ajouté (CAN parfait de 8 bits)

Nous constatons que l'ajout de bruit n'a quasiment pas d'influence sur la mesure du taux de distorsion harmonique lorsque l'amplitude du stimulus de test dépasse la pleine échelle de conversion du CAN. En revanche, nous observons sur la figure 3.8.b un effet de moyennage de la courbe d'influence de l'amplitude du stimulus grâce à l'ajout de bruit. Ainsi, l'introduction d'un bruit additionnel permet de réduire, artificiellement, les variations sur la mesure du THD de façon significative. L'influence d'un bruit additionnel sur l'évolution des autres paramètres dynamiques selon l'amplitude du stimulus de test est montrée figure 3.9.

Comme dans le cas du taux de distorsion harmonique, nous observons un effet de moyennage des fluctuations des paramètres dynamiques dues aux variations de l'amplitude du stimulus (pour  $A_{cc} < PE$ ). Soulignons également que l'introduction d'un bruit modifie la valeur moyenne des paramètres dynamiques dans la plage d'amplitudes inférieures à la pleine échelle.

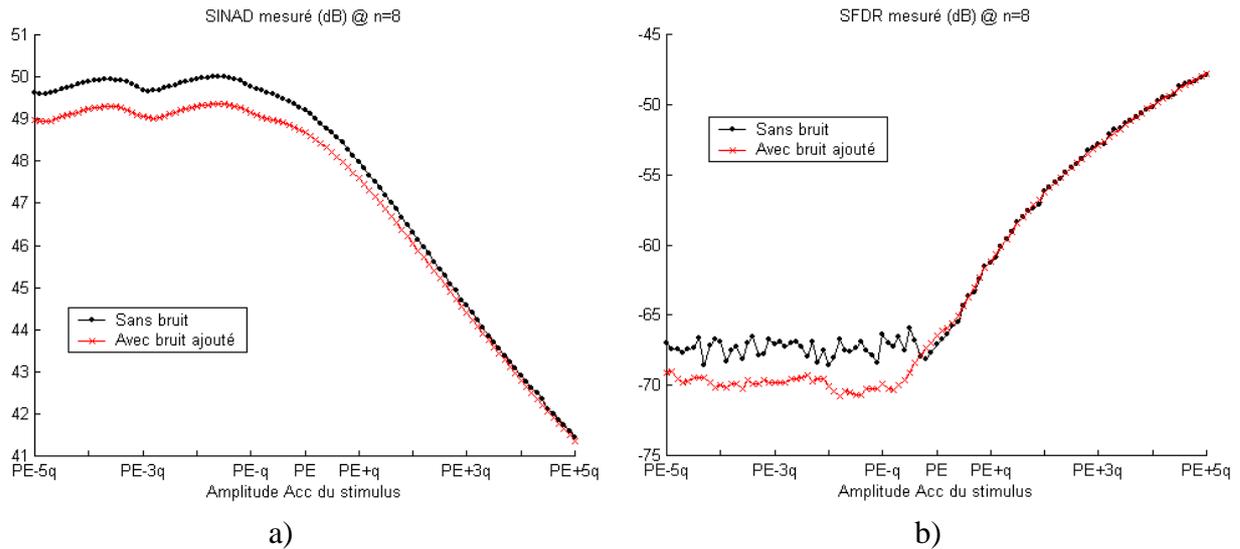


Figure 3.9 : Influence de l'amplitude  $A_{cc}$  du stimulus de test sur la mesure du SINAD (a) et du SFDR (b) avec bruit ajouté (CAN parfait de 8 bits)

Considérons d'abord le cas du SINAD (fig. 3.9.a). Par définition, il représente le rapport signal sur bruit. En conséquence, l'ajout de bruit va contribuer à dégrader le SINAD. Cependant, le fait de rajouter du bruit en entrée du convertisseur produit un effet de lissage sur la fonction de transfert (d'où le nom de diffusion d'erreurs), qui modifie le module des composantes harmoniques et par extension les distorsions [Att02]. Puisque le SINAD tient également compte des distorsions, on ne retrouve pas directement la valeur de l'amplitude du bruit rajouté à partir de la déviation globale du SINAD entre les cas sans bruit et avec bruit. Notons que l'effet de moyennage induit par le bruit additionnel est moins significatif pour le SINAD que pour les autres performances dynamiques.

Dans le cas du THD (fig. 3.8.b), l'effet de moyennage (pour les amplitudes inférieures à la pleine échelle) est beaucoup plus marqué. Ainsi, la variation des valeurs de THD mesurées selon l'amplitude du stimulus est très atténuée, ce qui constitue un intérêt particulier dans le contexte du test puisque nous avons montré que ce paramètre exhibe une très forte sensibilité à l'amplitude dans le cas où aucun bruit n'est ajouté. Par ailleurs, la valeur moyenne du THD est modifiée. En effet, une propriété fondamentale du bruit blanc est qu'il présente un spectre fréquentiel uniforme (c'est-à-dire constant quelle que soit la fréquence). Si l'on ajoutait un tel bruit blanc au signal converti (en sortie du CAN), le module de toutes les composantes fréquentielles serait augmenté d'une valeur constante. Mais soulignons qu'ici, le bruit est superposé au signal d'entrée du convertisseur, si bien que son influence sur le spectre du signal converti est plus complexe. En effet, deux phénomènes opposés se combinent : en plus

de l'augmentation du module de chaque raie, l'effet de lissage par le bruit sur la fonction de transfert du convertisseur aura tendance à réduire l'amplitude de certaines composantes harmoniques. Globalement, la valeur moyenne du THD semble plus influencée par le premier phénomène.

Enfin, l'effet du moyennage sur le SFDR (fig. 3.9.b) est relativement marqué, permettant, comme pour le THD, de diminuer les variations de la valeur mesurée du paramètre selon l'amplitude considérée (pour les amplitudes inférieures à la pleine échelle). Par ailleurs, la nouvelle valeur moyenne traduit une amélioration de la plage dynamique sans parasites (SFDR), indiquant que ce paramètre est particulièrement sensible à l'effet bénéfique de lissage de la fonction de transfert.

Après cette analyse qualitative, nous donnons dans le tableau 3.5 les valeurs moyennes et variations de mesure de chaque paramètre dynamique avec ou sans bruit additionnel. Ces résultats concernent la plage d'amplitudes du stimulus comprises entre  $PE - 5.q$  et  $PE - q$ .

Résolution	Valeur moyenne						Variation maximale de mesure					
	SINAD <sub>moy</sub> (dB)		SFDR <sub>moy</sub> (dB)		THD <sub>moy</sub> (dB)		ε <sub>A</sub> SINAD (%)		ε <sub>A</sub> SFDR (%)		ε <sub>A</sub> THD (%)	
	Sans bruit	Avec bruit	Sans bruit	Avec bruit	Sans bruit	Avec bruit	Sans bruit	Avec bruit	Sans bruit	Avec bruit	Sans bruit	Avec bruit
6	37,5	36,2	-51,2	-53,7	-60,1	-59,3	3	3	7	2	45	25
8	49,8	49,0	-67,4	-69,4	-78,1	-75,8	1	1	3	3	34	11
10	61,9	61,2	-83,7	-85,9	-96,1	-94,4	0	0	2	1	30	9
12	74,0	73,3	-99,9	-102,3	-114,8	-112,1	0	0	1	1	24	7

Tableau 3.5 : Influence d'un bruit additionnel d'amplitude 0,2 LSB sur la valeur moyenne et les variations de mesure des paramètres dynamiques (pour  $A_{cc} < PE - q$ )

L'effet du bruit sur les valeurs moyennes des performances dynamiques n'est pas le même selon les paramètres. Dans tous les cas, il faudra donc tenir compte de la nouvelle valeur de référence (qui dépend de l'amplitude du bruit additionnel).

Concernant les variations de mesure des paramètres dynamiques selon l'amplitude du stimulus, nous pouvons voir que le SINAD offre une excellente précision de mesure quel que soit le cas. Globalement, le SFDR présente aussi une très bonne précision de mesure, qui peut

être améliorée par ajout de bruit. Enfin, l'introduction d'un bruit additionnel est indispensable pour espérer obtenir une précision de mesure acceptable dans le cas du THD.

## II.2 Incertitude sur l'amplitude du signal généré

Comme nous l'avons vu en dernière partie du second chapitre, l'amplitude d'un stimulus généré par un testeur n'est pas parfaitement maîtrisée. Cette incertitude sur l'amplitude va nécessairement avoir des conséquences sur la précision de la mesure des paramètres dynamiques. En effet, nous avons démontré précédemment que la mesure des performances dynamiques est sensible à l'amplitude du signal d'entrée. Nous avons mis en évidence deux zones principales de sensibilité selon que l'amplitude du stimulus est inférieure ou supérieure à la pleine échelle du convertisseur. Supposons que l'on génère un stimulus dont l'amplitude appartient à l'une de ces deux zones. En intégrant l'incertitude sur l'amplitude autour de la valeur nominale visée, nous déterminons directement l'incertitude de mesure sur les paramètres dynamiques.

Le testeur HP 83000 présente une incertitude  $\Delta A$  sur l'amplitude des signaux analogiques générés que l'on peut exprimer par l'équation suivante :

$$\Delta A = \frac{0,01}{100} \cdot A + c \quad (3.5)$$

où  $A$  et  $c$  représentent respectivement l'amplitude désirée pour le signal généré et un coefficient d'erreur absolue (voir chapitre 2). Le modèle de convertisseur que nous considérons dans cette étude a une pleine échelle de 10 V. Ainsi, en générant un signal visant à couvrir cette pleine échelle, nous aurons une incertitude sur la valeur de l'amplitude de :

$$\Delta A = \frac{0,01}{100} \cdot 5 + 0,005 = 5,5\text{mV} \quad (3.6)$$

Revenons à l'évolution du SFDR d'un convertisseur parfait de résolution 8 bits en fonction de l'amplitude du stimulus, avec et sans bruit additionnel (figure 3.9.b). On y intègre l'incertitude sur l'amplitude du signal généré autour d'une valeur d'amplitude fixée, d'une part dans la plage d'amplitudes inférieures à la pleine échelle et d'autre part dans la plage d'amplitudes supérieures à la pleine échelle du CAN, par exemple à  $PE - 2 \cdot q$  et  $PE + 2 \cdot q$  (voir figure 3.10). Notons que l'on peut négliger la variation de l'incertitude  $\Delta A$  sur l'amplitude dans la plage d'amplitudes considérée. Pour un CAN de résolution 8 bits, cette incertitude est équivalente à 0,14 LSB.

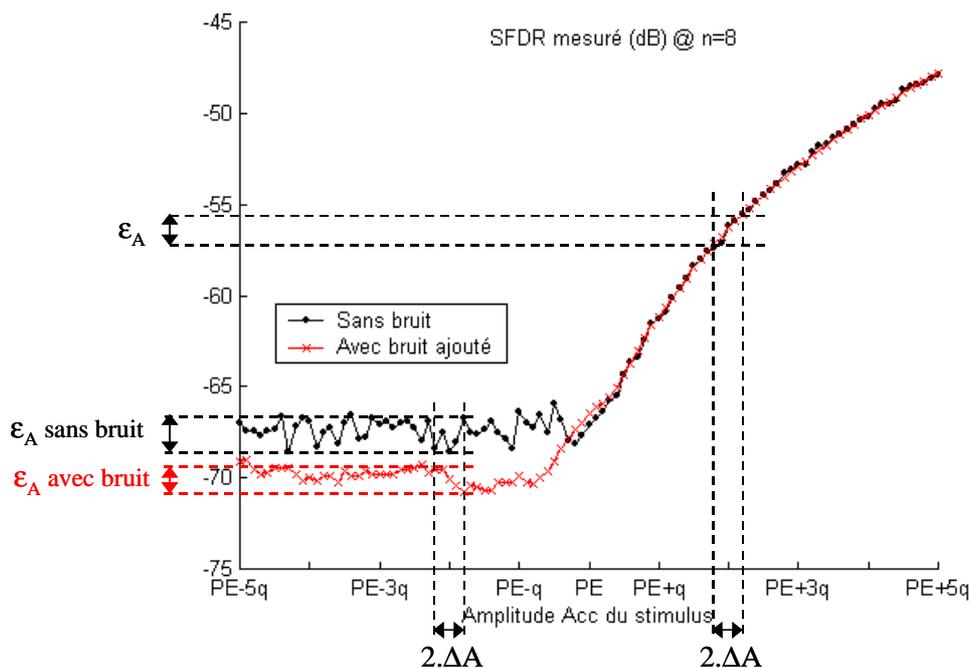


Figure 3.10 : Erreur de mesure sur le SFDR due à l'incertitude sur l'amplitude du stimulus de test avec et sans bruit ajouté (CAN parfait de 8 bits)

Nous obtenons alors l'erreur de mesure  $\epsilon_A$  sur le SFDR engendrée par l'incertitude sur l'amplitude du signal généré par le testeur. Dans cet exemple, on trouve une valeur d'erreur  $\epsilon_A$  de 2,7 % ou 1,8 %, pour une amplitude nominale de PE - 2.q (sans ou avec bruit additionnel respectivement), et une valeur de 3,2 % pour une amplitude nominale de PE + 2.q.

Si nous étendons à présent l'évaluation de l'incertitude pour toute amplitude nominale balayant une zone donnée (inférieure ou supérieure à PE), nous pouvons borner l'erreur de mesure potentielle. Dans la zone d'amplitudes inférieures à la pleine échelle, cette erreur est forcément inférieure à la variation maximale du paramètre dynamique mesuré, que nous avons évaluée dans la section précédente (tableau 3.5). Dans la zone d'amplitudes supérieures à la pleine échelle, nous pouvons borner l'erreur de mesure commise sur la mesure des paramètres dynamiques en évaluant l'erreur de mesure maximale due à l'incertitude sur l'amplitude du signal généré, qui apparaît aux valeurs d'amplitude correspondant à la plus forte pente de l'évolution du paramètre dynamique en fonction de l'amplitude. Dans le cas du convertisseur 8 bits, l'erreur de mesure maximale est obtenue pour un signal d'amplitude nominale égale à PE + q. Notons que l'erreur de mesure pour la zone d'amplitudes supérieures à la pleine échelle est identique avec ou sans bruit additionnel.

Le tableau 3.6 rappelle les erreurs maximales de mesure, issues du tableau 3.5, que l'incertitude sur une amplitude inférieure à la pleine échelle peut entraîner (avec ou sans bruit ajouté), et les confronte aux erreurs maximales de mesure dues à l'incertitude sur une amplitude supérieure à la pleine échelle.

Résolution	$\varepsilon_A$ SINAD (%)			$\varepsilon_A$ SFDR (%)			$\varepsilon_A$ THD (%)		
	$A_{cc} < PE$		$A_{cc} > PE$	$A_{cc} < PE$		$A_{cc} > PE$	$A_{cc} < PE$		$A_{cc} > PE$
	Sans bruit	Avec bruit		Sans bruit	Avec bruit		Sans bruit	Avec bruit	
6	3	3	2	7	2	6	45	25	4
8	1	1	1	3	3	4	34	11	3
10	0	0	1	2	1	3	30	9	2
12	0	0	0	1	1	2	24	7	2

Tableau 3.6 : Erreur maximale de mesure  $\varepsilon_A$  sur les paramètres dynamiques en tenant compte de l'incertitude sur l'amplitude du signal généré par le testeur

A la vue de ces résultats, nous pouvons globalement considérer qu'il est possible de faire des mesures précises de la valeur des performances dynamiques malgré l'incertitude sur l'amplitude du stimulus analogique de test du convertisseur, en rajoutant du bruit dans certains cas.

### III. Influence d'une erreur statique isolée sur la mesure des paramètres dynamiques

Après l'étude préliminaire de l'influence des conditions de test, nous pouvons aborder la première étape de l'étude globale de la corrélation entre les paramètres statiques et dynamiques, à savoir l'étude qualitative de l'influence d'une erreur statique unique sur la mesure des paramètres dynamiques. Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, il existe trois types d'erreurs statiques : l'erreur d'offset, l'erreur de gain et les erreurs de linéarité. Nous allons successivement estimer l'impact d'une erreur d'offset, de gain et de non-linéarité intégrale, chacune étant considérée indépendamment des autres, sur la valeur théorique des paramètres dynamiques mesurés par analyse spectrale. Cette étude tient

également compte de l'amplitude du stimulus de test, à laquelle nous avons vu que les performances dynamiques sont sensibles.

### **III.1 Influence d'une erreur d'offset**

Une erreur d'offset correspond à une translation horizontale de la fonction de transfert du convertisseur analogique-numérique, ce qui se traduit au niveau du signal (équivalent analogique) de sortie du convertisseur par un offset par rapport au signal d'entrée du CAN. Nous faisons varier l'erreur d'offset de notre modèle comportemental de CAN de  $-5$  LSB à  $5$  LSB avec un pas de  $0,1$  LSB, les autres erreurs statiques étant nulles, pour des résolutions de  $6$ ,  $8$ ,  $10$  et  $12$  bits. Nous mesurons les paramètres dynamiques obtenus par simulation de l'analyse spectrale à chaque pas.

Nous réitérons la série de simulations en modifiant l'amplitude du signal de test, de façon à couvrir à l'issue de la simulation toutes les amplitudes considérées dans la partie précédente, c'est-à-dire de  $5$  LSB en dessous de la pleine échelle de conversion ( $PE - 5.q$ ) jusqu'à  $5$  LSB en dessus de  $PE$  ( $PE + 5.q$ ), par pas de  $0,1$  LSB.

Ainsi, l'évolution de la mesure des paramètres dynamiques est une fonction de deux variables : l'erreur d'offset du convertisseur et l'amplitude du stimulus de test. Nous pouvons de fait visualiser la sensibilité des paramètres dynamiques grâce à un graphique à trois dimensions. Plutôt que de représenter la valeur des paramètres mesurés en décibels, ce qui poserait des problèmes d'échelle pour comparer la sensibilité relative des paramètres dynamiques les uns par rapport aux autres, nous préférons représenter la déviation relative de chaque paramètre par rapport au cas de référence sans erreur d'offset. En conséquence, l'axe du graphique à trois dimensions situé à la valeur d'erreur d'offset nulle pour toutes les amplitudes de signal de test étudiées donne par construction une déviation relative nulle quelle que soit l'amplitude du stimulus.

La figure 3.11 présente la déviation relative de la mesure des paramètres dynamiques sous l'influence d'une erreur d'offset isolée dans le cas particulier d'un CAN de résolution  $8$  bits en fonction de l'amplitude du stimulus de test. L'évolution des paramètres dynamiques dans les mêmes conditions pour les autres résolutions de CAN étudiées figure en annexe C. Soulignons que l'erreur d'offset est exprimée en LSB, si bien que sa valeur analogique s'adapte à la résolution considérée.

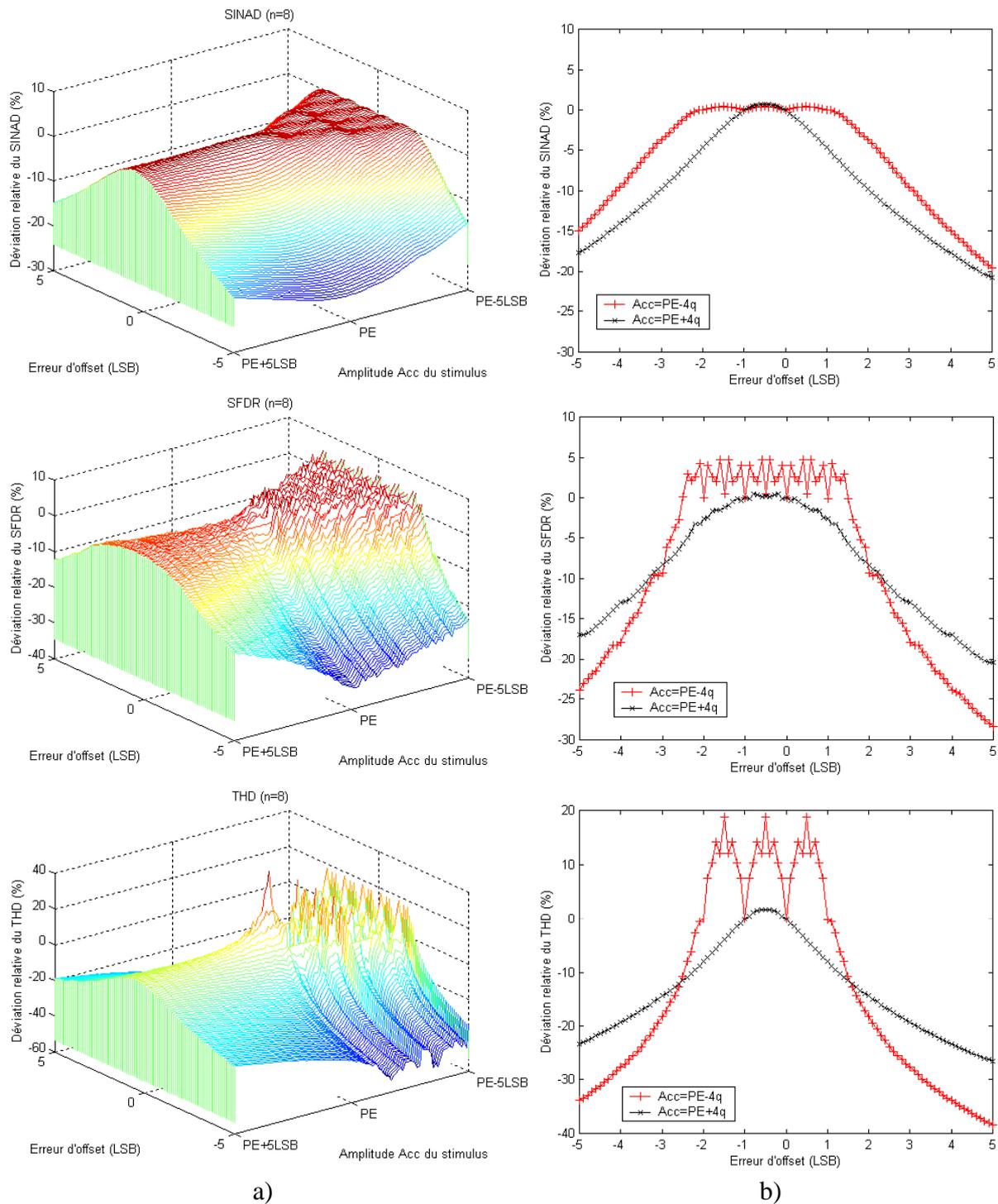


Figure 3.11 : Influence de l'erreur d'offset sur la mesure des paramètres dynamiques en fonction de l'amplitude  $A_{cc}$  du stimulus de test (CAN parfait de 8 bits)

La première constatation que nous pouvons faire en observant ces graphiques à trois dimensions (figure 3.11.a) est qu'une erreur d'offset, comme nous l'espérons, a un impact significatif sur la mesure des paramètres dynamiques. Rappelons que les paramètres statiques et les paramètres dynamiques sont deux expressions différentes des mêmes déformations

introduites sur le signal par le convertisseur, et qu'il doit forcément exister une forte corrélation entre les deux types de performances. En effet, nous pouvons observer des variations relatives de 20 % à plus de 30 % selon le paramètre dynamique considéré lorsque l'erreur d'offset atteint 5 LSB.

D'autre part, comme nous pouvions le supposer suite à l'étude de l'influence de l'amplitude du stimulus sur la mesure des paramètres dynamiques d'un convertisseur parfait, l'influence d'une erreur d'offset sur les paramètres dynamiques mesurés se manifeste de façon très différente selon que l'amplitude du signal de test est inférieure ou supérieure à la pleine échelle de conversion du CAN. De façon qualitative, l'évolution de la déviation relative de mesure des paramètres dynamiques sous l'influence d'une erreur d'offset dans le cas d'un stimulus d'amplitude supérieure à la pleine échelle de conversion est monotone par parties (de part et d'autre de son extremum). En revanche, cette évolution présente des fluctuations pour les faibles valeurs d'offset, faisant apparaître une sorte de plateau dans le graphique. Nous retrouvons néanmoins une évolution monotone, comparable à celle observée dans le cas d'un stimulus dépassant la pleine échelle, lorsque les valeurs d'erreur d'offset sont plus élevées.

Les graphiques à trois dimensions donnent un aperçu appréciable des tendances de l'évolution de la déviation relative de mesure des paramètres dynamiques induite par une erreur d'offset selon l'amplitude du stimulus de test, mais leur lecture en détail n'est pas aisée. Nous extrayons alors de l'ensemble de l'espace étudié deux courbes d'influence d'une erreur d'offset à amplitude fixe, l'une dans le cas d'un signal de test d'amplitude inférieure à la pleine échelle, l'autre dans le cas d'un signal de test d'amplitude supérieure à PE. Nous choisissons par exemple les amplitudes crête à crête  $A_{cc} = PE - 4.q$  et  $A_{cc} = PE + 4.q$ . Les graphiques à deux dimensions correspondants sont illustrés figure 3.11.b.

Nous pouvons remarquer que toutes les courbes d'évolution de la mesure des paramètres dynamiques (en termes de déviation relative) exhibent une symétrie axiale par rapport au point correspondant à une erreur d'offset de  $-0,5$  LSB. La symétrie vient de ce qu'une erreur d'offset a un effet symétrique sur le signal de sortie selon qu'elle est positive ou négative. En particulier, lorsque l'erreur d'offset considérée est suffisamment élevée pour écrêter le signal d'un côté, les conséquences dans le domaine fréquentiel sont similaires que l'écrêtage ait lieu du côté des valeurs positives ou négatives du signal de sortie. Cette symétrie est centrée autour d'une erreur d'offset de  $-0,5$  LSB (et non autour du cas idéal où l'erreur

d'offset est nulle) à cause de la dissymétrie naturelle de la fonction de transfert idéale d'un convertisseur bipolaire avec convention de conversion par arrondi. En effet, nous pouvons voir figure 1.5.b qu'il y a un code supplémentaire dans la plage de valeurs analogiques négatives par rapport à la plage de valeurs analogiques positives. De plus, le code extrême minimal ne représente qu'un demi-quantum par rapport à la pleine échelle, tandis que le code extrême maximal correspond à un LSB et demi. En translatant la fonction de transfert d'un demi-LSB vers les valeurs analogiques positives (i.e. vers la droite), c'est-à-dire en injectant une erreur d'offset de  $-0,5 \text{ LSB}$ , la fonction de transfert devient symétrique. Notons qu'un convertisseur utilisant la convention de conversion par troncature présente déjà une fonction de transfert symétrique dans le cas idéal sans erreurs statiques, si bien que l'évolution de la mesure des paramètres dynamiques sous l'influence d'une erreur d'offset est alors symétrique par rapport à l'axe correspondant à une erreur d'offset nulle. Nous avons traité le cas d'un convertisseur unipolaire de résolution 6 bits avec convention par troncature dans [Aza03b]. A cette nuance près, toutes les observations peuvent être facilement transposées d'un cas de convention à l'autre.

Considérons le cas où l'amplitude du stimulus est  $A_{cc} = PE - 4.q$  (inférieure de 4 LSB à la pleine échelle de conversion). Les zones de « plateau », où l'évolution de la déviation relative des paramètres dynamiques fluctue, existent tant que l'erreur injectée n'est pas suffisante pour écrêter le signal. En effet, l'influence de l'erreur d'offset sur les composantes fréquentielles se fait naturellement peu sentir tant que le signal de sortie ne souffre que d'un offset en amplitude sans déformation de l'allure temporelle. En revanche, les composantes spectrales sont très influencées par les distorsions issues de l'écrêtage. En conséquence, les performances dynamiques extraites du spectre sont affectées de façon significative.

Dans l'optique d'évaluer l'erreur d'offset d'un CAN testé par analyse spectrale à partir de la mesure de ses performances dynamiques, nous sommes particulièrement intéressés par la zone où l'évolution de la valeur des paramètres dynamiques mesurés sous l'influence d'une erreur d'offset est monotone. En effet, la monotonie nous est indispensable pour pouvoir estimer sans ambiguïté une valeur d'offset d'après une valeur de performance dynamique mesurée. A l'inverse, la zone de plateau où la déviation relative des paramètres dynamiques fluctue sous l'effet d'une erreur d'offset nous empêche d'identifier une valeur d'offset unique qui entraîne la valeur de performance dynamique mesurée. En effet, dans le cas où l'amplitude du stimulus est  $A_{cc} = PE - 4.q$ , supposons que nous mesurons une valeur de SFDR

qui présente moins de 5 % de variation par rapport à la valeur théorique calculée dans le cas d'un convertisseur parfait testé avec un stimulus couvrant exactement sa pleine échelle. Nous ne pourrions pas en déduire la valeur d'erreur d'offset correspondant à la valeur de SFDR mesurée (en d'autres termes, l'erreur qui a entraîné la déviation du SFDR constatée). Nous pourrions seulement affirmer que l'erreur d'offset est comprise entre  $-2,8$  LSB et  $1,8$  LSB.

Nous avons donc intérêt à nous placer dans des conditions où la zone de monotonie de l'évolution de la déviation relative est la plus grande. En d'autres termes, nous recherchons des conditions où la relation entre l'erreur d'offset et la mesure des paramètres dynamiques est bijective. Considérons à présent le cas où l'amplitude du stimulus est  $A_{cc} = PE + 4.q$ . L'évolution de la déviation relative de mesure des performances dynamiques sous l'influence d'une erreur d'offset est monotone de part et d'autre du point culminant situé à  $-0,5$  LSB. Nous pouvons ainsi supposer que la détection d'une erreur d'offset est favorisée par l'utilisation d'un stimulus de test d'amplitude supérieure à la pleine échelle de conversion du CAN testé.

### **III.2 Influence d'une erreur de gain**

Une erreur de gain correspond à la dilatation ou la contraction de la fonction de transfert du convertisseur qui en est affecté. Au niveau du signal de sortie du convertisseur, une erreur de gain se traduit par une modification de l'excursion dynamique du signal de sortie. Suivant la même démarche que dans le cas d'une erreur d'offset isolée, nous faisons varier l'erreur de gain de notre modèle comportemental de CAN de  $-5$  LSB à  $5$  LSB (avec un pas de  $0,1$  LSB), les autres erreurs statiques étant nulles, pour des résolutions de 6, 8, 10 et 12 bits. Cette série de simulations est réitérée pour toutes les valeurs d'amplitudes du stimulus de test comprises entre  $PE - 5.q$  et  $PE + 5.q$  par pas de  $0,1$  LSB.

La déviation relative de mesure des paramètres dynamiques sous l'influence d'une erreur de gain isolée dans le cas d'un CAN de résolution 8 bits en fonction de l'amplitude du stimulus de test est donnée figure 3.12.a. Comme dans le cas de l'erreur d'offset, les courbes de l'influence d'une erreur de gain aux amplitudes particulières  $PE - 4.q$  et  $PE + 4.q$  sont représentées figure 3.12.b.

Une erreur de gain négative induit une dynamique réduite en sortie du convertisseur. De fait, tout se passe comme si l'amplitude du signal d'entrée diminuait. Nous pouvons en effet remarquer que le comportement de la déviation relative de mesure sur les paramètres

dynamiques sous l'effet d'une erreur de gain négative isolée est similaire à celui que nous avons observé lors de l'étude de l'influence d'une amplitude inférieure à la pleine échelle du CAN.

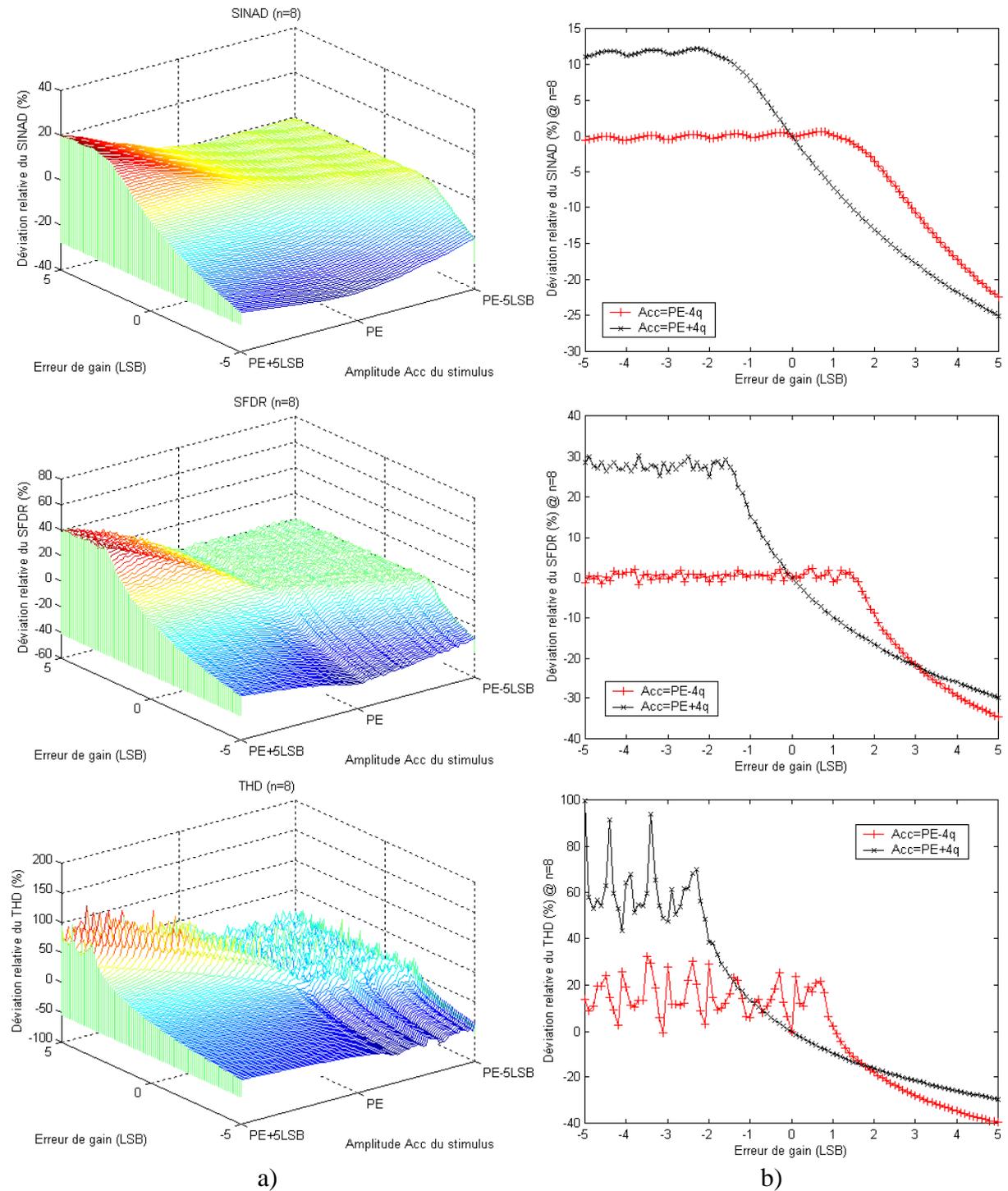


Figure 3.12 : Influence de l'erreur de gain sur la mesure des paramètres dynamiques en fonction de l'amplitude  $A_{cc}$  du stimulus de test (CAN parfait de 8 bits)

A l'inverse, une erreur de gain positive augmente la dynamique de sortie du convertisseur, pouvant conduire à l'écrêtage du signal. Nous observons alors une évolution monotone de la déviation relative, comme nous le constatons dans le cas d'une erreur d'offset entraînant l'écrêtage du signal.

L'étude comparative des courbes d'influence d'une erreur de gain aux amplitudes particulières  $PE - 4.q$  et  $PE + 4.q$  nous laisse penser que la détection de cette erreur statique pourra être effective sur une plus grande gamme de valeurs d'erreurs lorsque le stimulus de test dépasse la pleine échelle du convertisseur.

### **III.3 Influence d'une non-linéarité intégrale**

L'erreur de linéarité intégrale, ou non-linéarité intégrale (NLI), ne représente pas une valeur scalaire comme l'erreur d'offset et l'erreur de gain. C'est une fonction  $NLI(i)$  des codes  $i$  de sortie du CAN, qui traduit l'écart, en valeur analogique, entre le centre des paliers réels et le centre des paliers idéaux de la fonction de transfert du convertisseur. Nous avons modélisé les non-linéarités intégrales grâce à des fonctions polynomiales.

Nous nous limitons à l'étude des non-linéarités intégrales polynomiales d'ordre 2, c'est-à-dire paraboliques. Notre but n'est pas d'aboutir à la modélisation des corrélations entre les paramètres statiques et les paramètres dynamiques, mais simplement d'appréhender les tendances de l'influence des erreurs statiques sur la mesure des performances dynamiques. Toujours selon la même démarche que pour l'étude des erreurs précédentes, nous faisons varier la fonction polynomiale décrivant la non-linéarité intégrale du convertisseur de telle sorte que sa valeur maximale selon les codes de sortie  $i$  balaie la plage de valeurs de  $-5$  LSB à  $5$  LSB (avec un pas de  $0,1$  LSB), les autres erreurs statiques étant nulles. Les résolutions 6, 8, 10 et 12 bits sont étudiées. Cette série de simulations est réitérée pour toutes les valeurs d'amplitudes du stimulus de test comprises entre  $PE - 5.q$  et  $PE + 5.q$  (par pas de  $0,1$  LSB).

La figure 3.13.a montre les résultats obtenus en termes de déviation relative des paramètres dynamiques mesurés sous l'influence d'une erreur de linéarité intégrale d'ordre 2 dans le cas d'un CAN de résolution 8 bits, selon l'amplitude du stimulus. Les courbes de l'influence d'une non-linéarité intégrale d'ordre 2 aux amplitudes spécifiques  $PE - 4.q$  et  $PE + 4.q$  sont représentées figure 3.13.b.

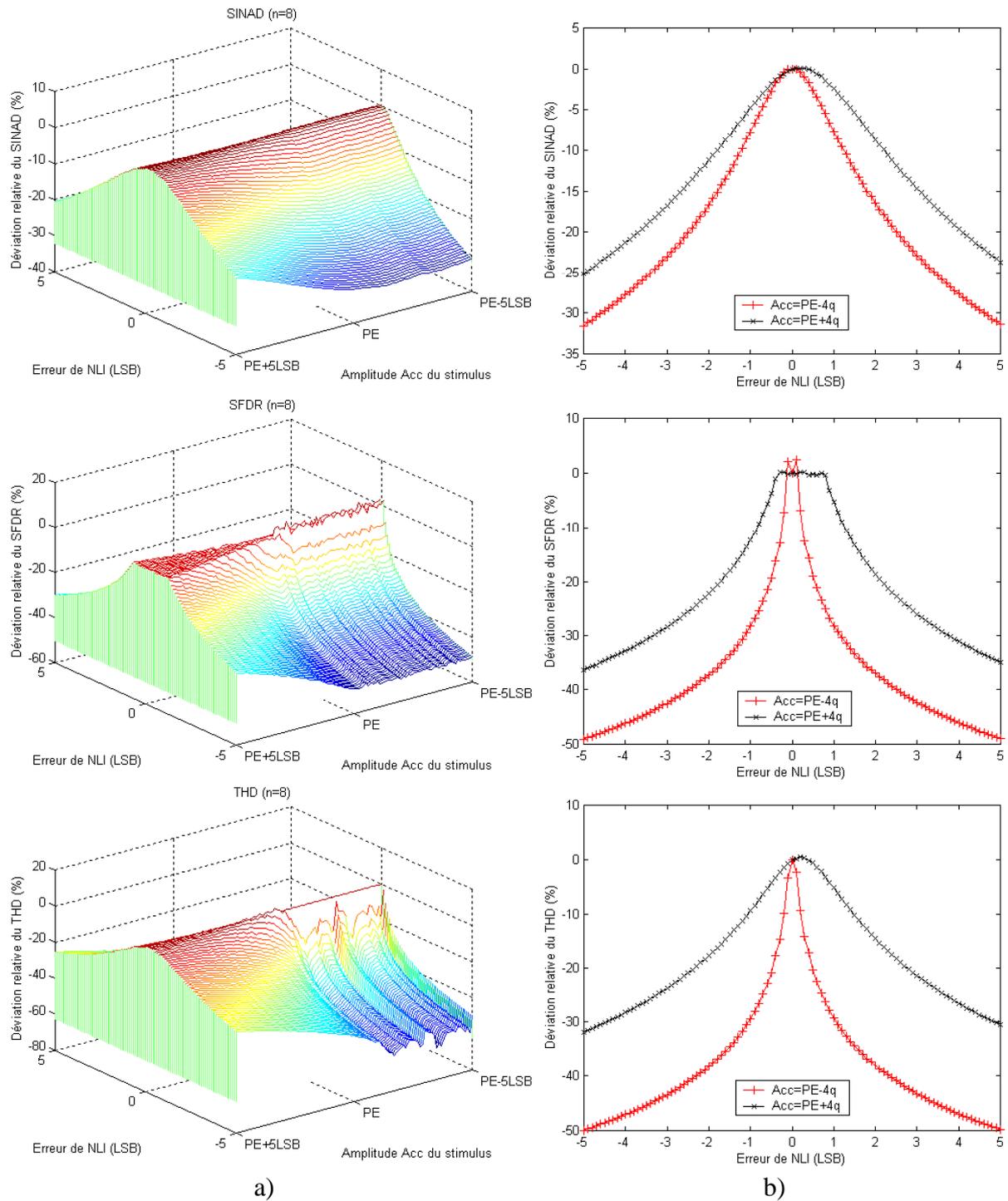


Figure 3.13 : Influence de l'erreur de linéarité intégrale (NLI) sur la mesure des paramètres dynamiques en fonction de l'amplitude  $A_{cc}$  du stimulus (CAN parfait de 8 bits)

L'évolution de la déviation relative sur la mesure des performances dynamiques sous l'effet d'une non-linéarité intégrale d'ordre 2 révèle un comportement différent de celui observé dans le cas des deux erreurs statiques précédentes. En effet, c'est cette fois lorsque l'amplitude du stimulus est inférieure à la pleine échelle qu'une erreur de linéarité intégrale a

l'influence la plus significative sur la mesure des performances dynamiques. Ainsi, contrairement aux erreurs d'offset et de gain, les non-linéarités intégrales semblent avoir être plus facilement détectables dans le cas d'un stimulus d'amplitude inférieure à la pleine échelle de conversion du CAN, c'est-à-dire dans les conditions classiques de l'analyse spectrale.

#### **IV. Bilan de l'étude**

De l'étude de l'influence des conditions de test, nous avons montré que seule l'amplitude du stimulus de test a une influence sur la mesure des paramètres dynamiques. Nous avons défini deux zones, selon que l'amplitude du signal est :

- inférieure à la pleine échelle du convertisseur,
- ou supérieure à la pleine échelle de conversion (ce qui n'est pas une convention usuelle dans le contexte de l'analyse spectrale des CAN).

Dans les deux cas, nous avons montré qu'il est possible d'obtenir une très bonne précision de mesure des paramètres dynamiques.

Par ailleurs, l'investigation de la corrélation des erreurs statiques sur les paramètres dynamiques a mis en évidence une très forte influence des paramètres statiques. Nous retrouvons les mêmes zones de comportement en fonction de l'amplitude que dans le cas de l'étude de l'influence des conditions de test.

En associant les résultats de ces deux études, on peut espérer que la détection des erreurs statiques à travers la mesure des performances dynamiques soit possible.



Chapitre 4 :

---

Optimisation du flot de test

L'étude préliminaire de l'influence d'erreurs statiques isolées (un seul type d'erreur à la fois) sur les paramètres dynamiques présentée au chapitre précédent permet d'espérer pouvoir détecter la présence de ces erreurs statiques à travers la mesure des paramètres dynamiques lors d'une analyse spectrale de la réponse d'un convertisseur. Toutefois, cette étude n'est pas vraiment réaliste puisque les différents types d'erreurs statiques coexistent au sein des convertisseurs réels. Il faudrait donc étendre l'étude menée précédemment à tous les cas de combinaisons d'erreurs d'offset, de gain et de non-linéarité, en tenant compte de l'amplitude du signal d'entrée. Une telle étude systématique serait fastidieuse et la quantité de données obtenue serait trop volumineuse pour pouvoir être exploitée. De plus, il paraît difficile de déterminer la relation liant les erreurs statiques aux paramètres dynamiques grâce à la modélisation des courbes d'influence simulées.

Plutôt que d'étudier explicitement l'impact de combinaisons d'erreurs statiques sur la mesure des paramètres dynamiques pour poursuivre l'étude de la corrélation entre les deux types de paramètres d'un CAN, nous choisissons de suivre une démarche plus pragmatique par rapport à l'objectif global des travaux : définir une procédure de test industriel des CAN de moindre coût ne reposant que sur l'analyse spectrale et permettant néanmoins la détection des erreurs statiques. En effet, il ne s'agit pas d'obtenir une mesure de la valeur des paramètres statiques du CAN testé mais de déceler si l'un d'eux dépasse sa marge de tolérance. L'approche choisie est alors statistique, basée sur l'évaluation de la capacité de l'analyse spectrale à détecter les erreurs statiques. En d'autres termes, il s'agit d'estimer la couverture d'erreurs statiques d'une analyse fréquentielle.

Tout d'abord, la méthode d'étude statistique de la corrélation entre les paramètres statiques et dynamiques est présentée, en la replaçant dans son contexte vis-à-vis de l'objectif

visé. Cette méthode amène à définir l'efficacité statistique d'une procédure de test uniquement basée sur l'analyse fréquentielle à détecter les composants fautifs du point de vue statique. Grâce à cette efficacité statistique, nous pouvons évaluer et comparer les performances de détection de différents flots de test alternatifs, que nous introduisons successivement à travers un cas d'étude de contexte de test. L'outil logiciel que nous avons développé afin de pouvoir généraliser l'étude statistique à d'autres contextes de test est ensuite décrit. On l'utilise d'abord pour appliquer l'étude à des cas réels de cahiers des charges, puis pour appréhender de façon générale l'influence des spécifications sur l'efficacité de détection des différents flots de test que l'on considère. A terme, cet outil pourra servir à déterminer a priori le flot de test optimal pour un contexte industriel donné, c'est-à-dire celui qui offre le meilleur compromis entre le temps de test et le taux de détection des circuits défectueux.

## **I. Contexte et objectif**

### **I.1. Flot de test classique**

En général, le test industriel des convertisseurs analogique-numérique consiste en un flot de deux procédures successives complémentaires, comme illustré figure 4.1. Nous qualifierons ce flot de « classique » par la suite. Tout d'abord, les CAN à tester sont soumis à une analyse spectrale, qui permet l'extraction de leurs paramètres dynamiques à partir de la transformée de Fourier de leur signal de sortie. Si tous les paramètres dynamiques d'un CAN sont compris dans leur marge de tolérance imposée par le cahier des charges, le composant est jugé sain en termes de performances dynamiques ( $S_d$ ). Dès qu'un paramètre mesuré dépasse les limites d'acceptation, le circuit est considéré comme fautif ( $F_d$ ) et sera rejeté. Les composants qui ont été classifiés sains à l'issue de l'analyse spectrale ( $S_d$ ) sont ensuite testés par analyse statistique du nombre d'occurrences des codes de sortie afin d'évaluer leurs paramètres statiques. Ensuite, les CAN seront considérés comme sains du point de vue statique ( $S_s$ ) et conservés, ou comme fautifs ( $F_s$ ) et rejetés, selon que les valeurs de leurs paramètres statiques respectent ou excèdent les limites de tolérance respectivement. A l'issue des deux procédures de test, seuls restent les composants globalement sains, c'est-à-dire satisfaisants en termes de performances dynamiques et statiques conjointement.

Rappelons que les conditions de test des deux techniques en jeu diffèrent. L'analyse statistique par histogramme peut être effectuée avec un stimulus linéaire ou sinusoïdal dont l'amplitude crête à crête est supérieure à la pleine échelle de conversion du CAN ( $A_{cc} > PE$ ). Elle demande par ailleurs l'acquisition d'un grand nombre d'échantillons pour assurer la validité des résultats. Inversement, l'analyse spectrale, qui se contente d'un nombre d'échantillons moindre, est effectuée avec un stimulus sinusoïdal d'amplitude inférieure à la pleine échelle ( $A_{cc} < PE$ ). Le flot de test classique complet implique donc deux acquisitions de séquence d'échantillons dans des conditions de test différentes.

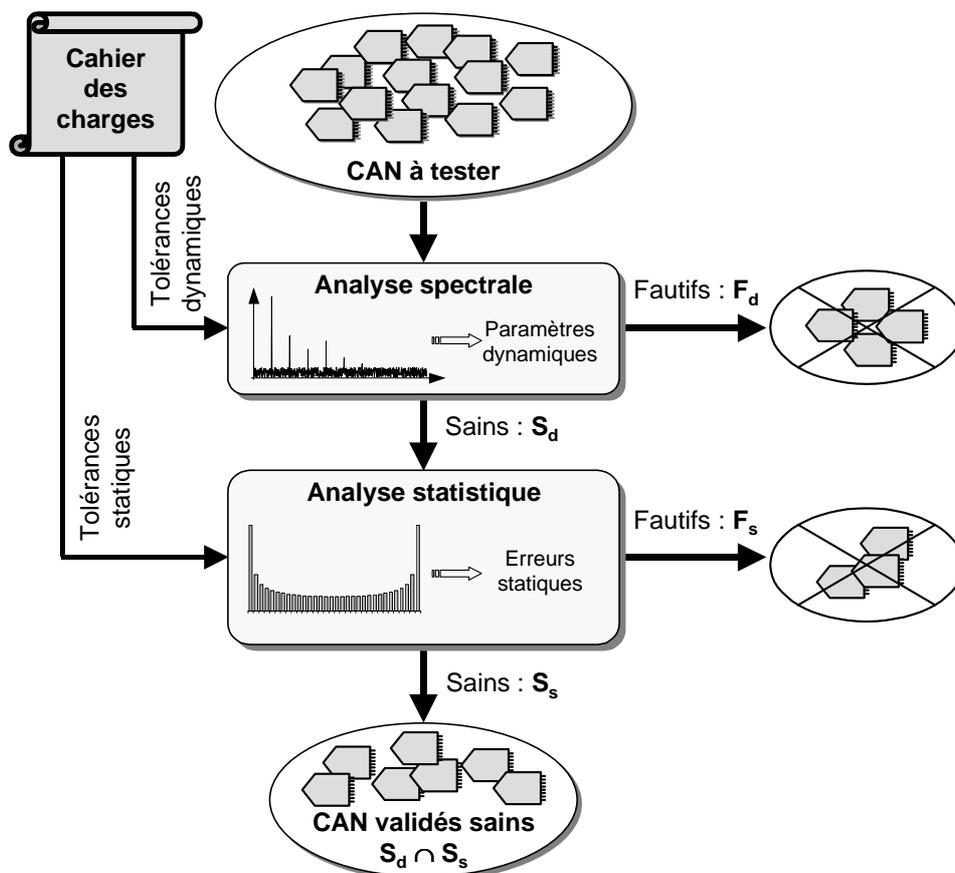


Figure 4.1 : Flot de test « classique » des CAN (analyse spectrale puis statistique)

Théoriquement, le flot de test classique constitué des deux procédures spectrale et statistique permet la détection de tous les composants qui ne vérifient pas l'ensemble des exigences du cahier des charges vis-à-vis des paramètres fonctionnels. On parle aussi de couverture totale des circuits fautifs. A cause des erreurs de mesure inévitables dans un contexte réel de test, la sélectivité des procédures de test n'est pas parfaite et certains convertisseurs sont mal diagnostiqués : certains circuits sains sont rejetés tandis que des composants fautifs ne sont pas décelés. Néanmoins, l'efficacité d'un flot de test classique à

détecter les convertisseurs fautifs sera considérée comme idéale (taux de couverture de 100 %) pour la suite et servira de référence pour l'efficacité des procédures alternatives que nous proposons.

En effet, le flot de test classique des CAN présente un inconvénient majeur compte tenu des contraintes industrielles de production : l'exécution successive des deux procédures de test nécessite beaucoup de temps et de ressources matérielles, pouvant rendre inabordable le coût du test. Notons toutefois que le flot de test classique est optimisé en durée lorsque l'on effectue l'analyse spectrale en premier lieu. Cela permet en effet de tirer profit de la rapidité relative de ce traitement pour éliminer une partie des circuits fautifs et ainsi de limiter le nombre d'éléments à soumettre à l'analyse statistique consécutive. La durée de ce flot reste cependant souvent rédhibitoire, notamment pour le test des convertisseurs de haute résolution.

## **I.2 Flot de test alternatif**

Le flot alternatif de test des CAN que nous proposons repose sur l'idée que la corrélation entre les deux types de paramètres fonctionnels d'un CAN est suffisamment forte pour que nous puissions percevoir l'impact des erreurs statiques sur la valeur des paramètres dynamiques. Nous espérons ainsi pouvoir détecter les circuits fautifs en termes de performances statiques à travers la mesure des seuls paramètres dynamiques issus d'une procédure, à déterminer, d'analyse spectrale. Le flot alternatif peut être décrit par le synoptique de la figure 4.2.

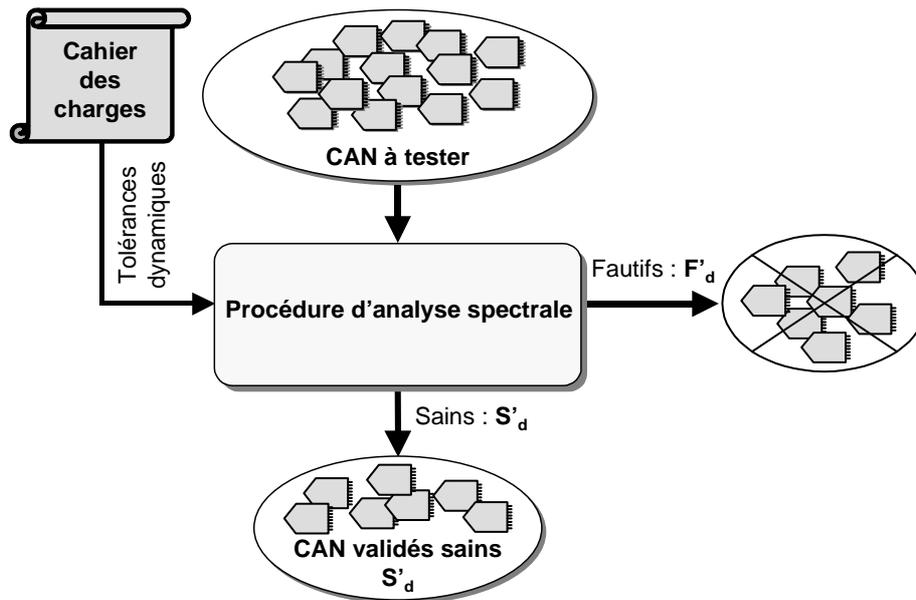


Figure 4.2 : Flot de test alternatif des CAN uniquement basé sur une procédure d'analyse spectrale

La procédure de test alternative, exclusivement basée sur l'analyse spectrale, doit induire un temps d'exécution inférieur à celui d'un flot classique. Toutefois, cette procédure ne doit pas dégrader la sélectivité du test, c'est-à-dire qu'elle doit permettre la détection des circuits qui seraient jugés fautifs lors d'un test classique. Autrement dit, l'ensemble  $F'_d$  des composants considérés comme fautifs par la procédure d'analyse exclusivement spectrale doit se rapprocher le plus possible de l'ensemble des composants fautifs décelés successivement par l'analyse spectrale et l'analyse statistique d'une procédure classique :  $F_d \cup F_s$ . De façon corollaire, l'ensemble des circuits  $S'_d$  considérés comme sains par la procédure alternative doit être voisin de l'ensemble des composants qui ne sont pas rejetés par un test classique :  $S_d \cap S_s$ .

Il est clair que ce type de flot de test basé sur l'analyse spectrale ne sera pas apte à détecter des erreurs locales au niveau de la fonction de transfert. En conséquence, les Non-Linéarités Différentielles hors spécifications ne pourront pas être détectées directement. En revanche, la détection des circuits fautifs au regard de la Non-Linéarité Intégrale permettra de borner les valeurs des NLD. Par exemple, un flot de test permettant de garantir une NLI inférieure à 0,5 LSB assurera que les CAN validés ne présentent que de NLD inférieures à 1 LSB. Cette condition particulière suffit à garantir l'absence de code manquant.

### I.3 Définition de l'efficacité statistique de détection d'un flot de test

La procédure de test uniquement basée sur l'analyse spectrale du flot alternatif (fig. 4.2) reste à déterminer. Nous considérons dans un premier temps que cette procédure est simplement celle de l'analyse spectrale d'un flot de test classique, effectuée dans les mêmes conditions de test. Nous cherchons à évaluer l'efficacité de la procédure de test classique (ainsi tronquée de l'analyse par histogramme) à détecter les composants fautifs du point de vue statique.

La figure 4.3 illustre les différents ensembles impliqués dans le cadre d'un flot de test classique sous forme de diagramme de Venn : l'ensemble  $F_d$  des circuits fautifs en termes de performances dynamiques décelés par l'analyse spectrale et l'ensemble  $F_s$  des circuits fautifs du point de vue statique détectés par l'analyse statistique sont rejetés, afin de ne garder à l'issue du test que les composants globalement sains  $S_s \cap S_d$ , c'est-à-dire respectant à la fois les limites de tolérance statiques et dynamiques.

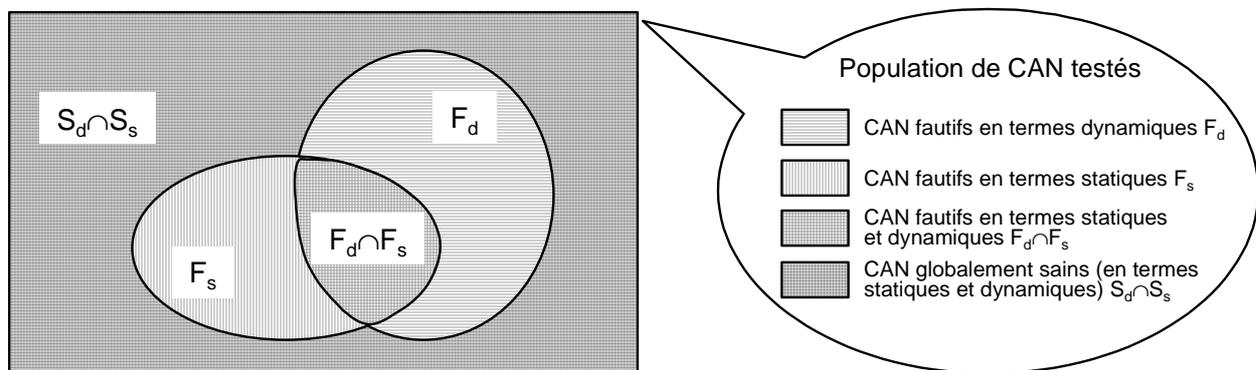


Figure 4.3 : Diagramme de Venn des ensembles de classification des convertisseurs testés

Parmi les composants fautifs en termes dynamiques rejetés par le test fréquentiel se trouvent en général des éléments également fautifs du point de vue statique. En termes d'ensembles, cela signifie que les ensembles  $F_d$  et  $F_s$  ont une intersection  $F_s \cap F_d$  non vide. L'analyse statistique décèle ensuite les composants fautifs en termes statiques dont les paramètres dynamiques vérifient les marges de tolérance et qui n'ont donc pas été jugés défectueux par l'analyse spectrale. En effet, l'ensemble  $F_s$  n'est généralement pas inclus dans l'ensemble  $F_d$ . Ainsi, la seule procédure d'analyse spectrale du flot de test classique ne suffira certainement pas à assurer la même couverture des circuits fautifs que le flot complet dans la plupart des cas. En revanche, elle permet de déceler les composants qui sont « doublement »

fautifs ( $F_s \cap F_d$ ). Ainsi, la capacité de la seule analyse spectrale à déceler les composants fautifs du point de vue statique est directement liée à la proportion de ceux-ci qui sont également défectueux en termes de performances dynamiques. Nous définissons donc l'efficacité  $\xi$  de la seule procédure de test par analyse spectrale classique à détecter les erreurs statiques par le rapport entre le nombre de composants  $n_{F_s \cap F_d}$  de l'intersection des ensembles  $F_d$  et  $F_s$  et le nombre total d'éléments  $n_{F_s}$  de l'ensemble  $F_s$ , exprimé en pourcentage :

$$\xi = 100 \cdot \frac{n_{F_s \cap F_d}}{n_{F_s}} \quad (4.1)$$

Les termes efficacité statistique et taux de détection probable seront parfois employés au cours du chapitre pour désigner ce paramètre afin d'alléger la syntaxe. Ce sont des abus de langage, car  $\xi$  ne représente pas l'efficacité du test au sens commun, mais bien sa capacité à détecter les composants qui ne vérifient pas le cahier des charges statique. Ce paramètre dépend fortement du contexte (cahier des charges, architecture des CAN, conditions de test) On se propose de faire l'étude d'un cas pratique avant de poursuivre l'élaboration d'un flot alternatif de test des CAN optimisé.

## II. Etude de flots de test alternatifs sur un exemple de cahier des charges

L'étude statistique de l'efficacité du flot de test exclusivement basé sur l'analyse spectrale implique en premier lieu la création d'une population réaliste de convertisseurs analogique-numérique à tester affectés de différentes combinaisons d'erreurs statiques. Le flot de test appliqué aux éléments de la population est ensuite simulé grâce au modèle d'environnement de test présenté au second chapitre. Nous analysons alors la distribution des paramètres dynamiques extraits de l'ensemble de la population de convertisseurs par rapport aux tolérances dynamiques données, ce qui permet d'identifier ceux qui ne les respectent pas. Puisque nous connaissons, par construction de la population, quels sont les éléments fautifs du point de vue statique par rapport au cahier des charges statique, on peut déterminer lesquels sont également fautifs en termes de performances dynamiques, et déduire l'efficacité statistique de la procédure de test fréquentiel proposée.

On se propose de présenter la mise en œuvre de l'évaluation de l'efficacité statistique de l'analyse spectrale à détecter les circuits fautifs du point de vue statique à travers l'étude d'un cas arbitraire. Nous considérons un contexte de test de CAN de résolution 8 bits, de type bipolaire avec la convention de conversion par arrondi (voir premier chapitre), à tester par rapport au cahier des charges suivant :

- Précision statique :
  - Limite de tolérance pour l'erreur d'offset :  $|\text{offset}|_{\max} = 2 \text{ LSB}$
  - Limite de tolérance pour l'erreur de gain :  $|\text{erreur\_gain}|_{\max} = 1 \text{ LSB}$
  - Limite de tolérance pour l'erreur de linéarité intégrale :  $|\text{NLI}|_{\max} = 1 \text{ LSB}$
- Performances dynamiques :
  - Valeur minimale du SINAD :  $\text{SINAD}_{\min} = 48 \text{ dB}$
  - Valeur maximale du SFDR :  $\text{SFDR}_{\max} = -55 \text{ dB}$
  - Valeur maximale du THD :  $\text{THD}_{\max} = -55 \text{ dB}$

## II.1 Création d'une population de convertisseurs A/N

Nous générons tout d'abord une base de modèles comportementaux de CAN affectés de combinaisons d'erreurs statiques, représentant une population de convertisseurs à tester. Cette base couvre toutes les combinaisons possibles d'erreurs statiques dans un espace donné. Nous choisissons une distribution uniforme des valeurs d'erreurs statiques dans l'espace considéré. En pratique, la population gagnerait en réalisme en utilisant une répartition des erreurs statiques injectées réaliste. Une telle répartition tient compte de la dispersion probabiliste des erreurs du type de convertisseur considéré dans la technologie choisie. Mais cette étude veut simplement prospecter le potentiel de la méthode alternative que nous proposons, sans contrainte liée à un contexte réel. Il sera facile par la suite de prendre en compte les paramètres statistiques réels liés à l'application envisagée.

Pour notre cas d'étude, nous considérons des plages de valeurs d'erreurs statiques correspondant à trois fois les limites de tolérance du cahier des charges statique. Nous balayons ainsi toutes les valeurs d'offset comprises entre  $-6$  et  $6 \text{ LSB}$ , les valeurs d'erreur de gain bipolaire entre  $-3$  et  $3 \text{ LSB}$ , et les valeurs maximales de non-linéarité intégrale comprises entre  $-3$  et  $3 \text{ LSB}$ , avec un pas constant de  $0,1 \text{ LSB}$ . On obtient ainsi une base de modèles de CAN de  $450\,241$  éléments figurant autant de fonctions de transfert différentes. La population

de CAN est composée de circuits sains et de circuits défectueux du point de vue statique, selon que l'ensemble des paramètres statiques respecte ou non le cahier des charges. On peut visualiser la distribution des composants de la base de modèles dans l'espace des erreurs statiques, comme illustré figure 4.4. La population comprend 18 081 éléments vérifiant le cahier des charges statiques ( $S_s$ ), ce qui représente environ 4 % des composants de la population.

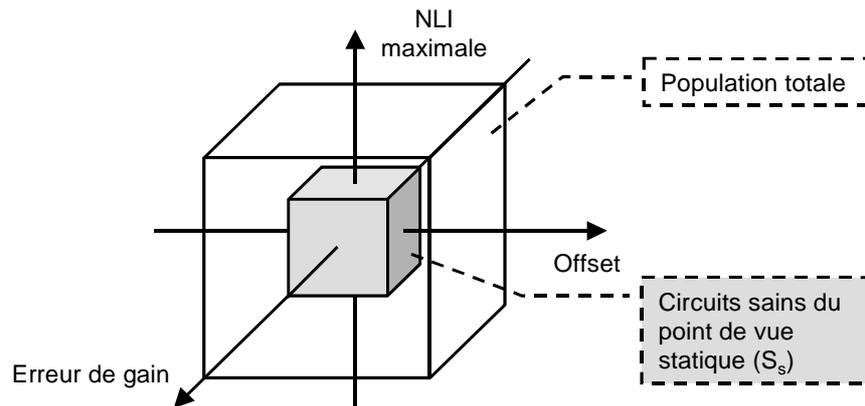


Figure 4.4 : Distribution spatiale des éléments de la population selon leurs erreurs statiques

Il faut souligner que nous considérons pour la génération de la base de modèles de CAN des fonctions de non-linéarité intégrale  $NLI(i)$  limitées à des polynômes d'ordre 2. On pourra donc améliorer le réalisme du modèle de flot de test pour un contexte pratique en adaptant la fonction de non-linéarité intégrale injectée à l'architecture de convertisseur étudié. Il existe notamment des études concernant la modélisation des erreurs d'un CAN en fonction de son architecture [Arp99].

La population de modèles de CAN étant définie, le test par analyse spectrale des composants peut être simulé à l'aide du modèle d'environnement de test que nous avons développé précédemment. Il faut pour cela fixer les conditions du test au préalable. A l'issue de la simulation du test, nous étudions la distribution des paramètres dynamiques extraits et nous en déduisons l'efficacité statistique du flot de test considéré. En effet, puisque l'on maîtrise la valeur des erreurs statiques injectées dans les modèles de CAN par construction de la base, on connaît dores et déjà la répartition des circuits sains et fautifs vis-à-vis des exigences statiques.

## II.2 Efficacité d'une unique analyse spectrale classique

Le stimulus sinusoïdal d'entrée du convertisseur est choisi d'amplitude crête à crête inférieure de 4 LSB à la pleine échelle de conversion ( $A_{cc} = PE - 4.q$ ), et nous effectuons l'analyse fréquentielle sur une séquence de la réponse du convertisseur comportant  $N = 1024$  échantillons et  $M = 11$  périodes. Nous assurons ainsi les conditions de cohérence ( $M$  et  $N$  premiers entre eux). On est alors dans le cas du nombre minimal d'échantillons requis pour l'analyse fréquentielle d'un convertisseur 8 bits.

### II.2.1 Distribution des paramètres dynamiques mesurés

L'analyse spectrale de chaque élément de la base permet d'évaluer ses paramètres dynamiques. Les résultats sur l'ensemble de la population sont représentés sous forme d'histogramme de leur distribution, comme illustré figure 4.5. On obtient ainsi un histogramme pour chaque paramètre dynamique, indiquant pour chaque valeur mesurée du paramètre le nombre de convertisseurs dans la population totale qui présentent la même performance dynamique (barres blanches sur la figure). Comme nous l'avons dit, nous pouvons identifier les éléments de la population qui sont sains du point de vue statique ( $S_s$ ). Nous les différencions donc dans la distribution des paramètres dynamiques mesurés (barres noires).

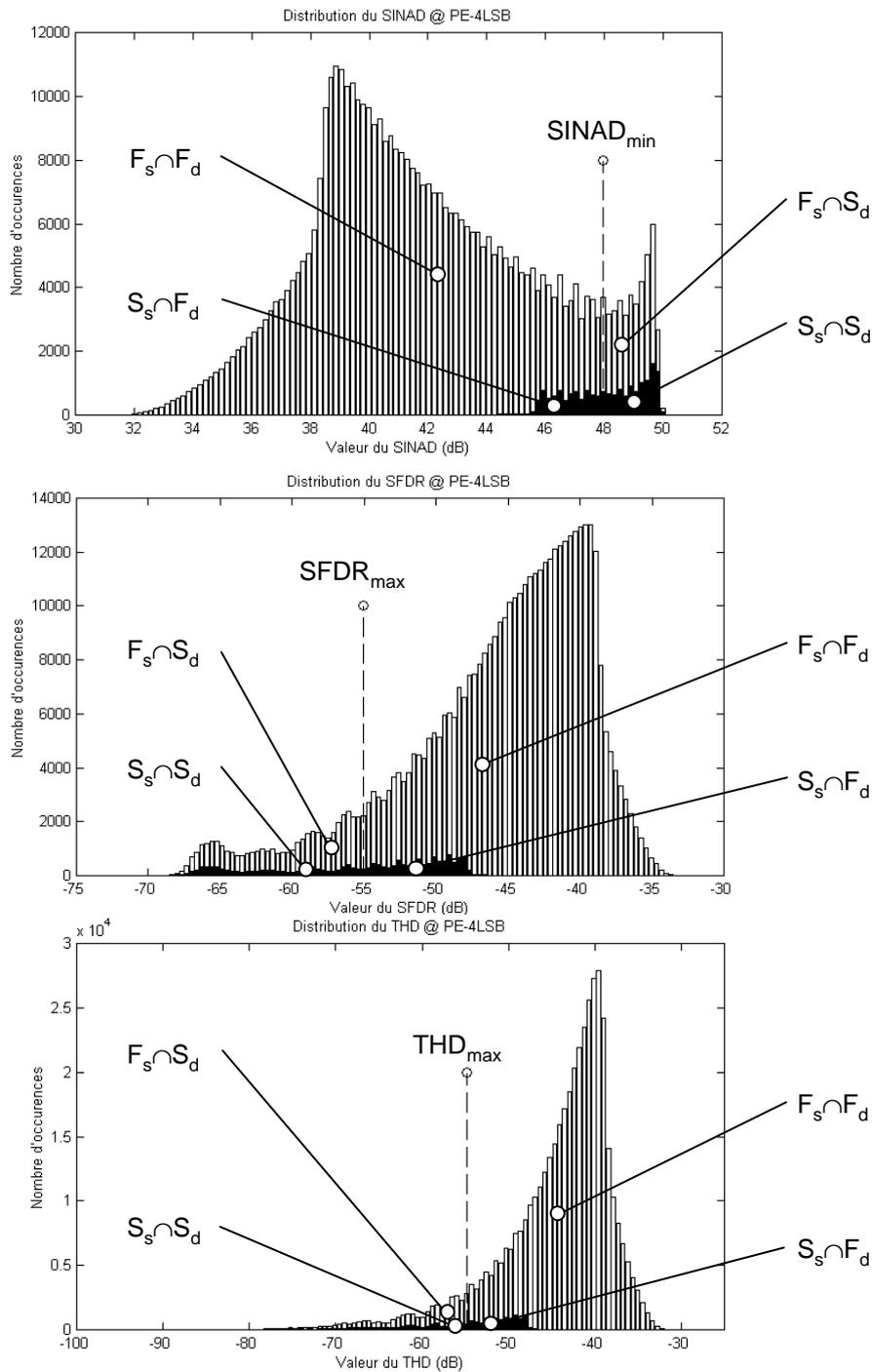


Figure 4.5 : Distribution des éléments de la population selon leurs performances dynamiques (histogrammes des SINAD, SFDR et THD mesurés) avec leur limite de tolérance

Remarquons que pour la lisibilité des représentations graphiques, nous avons discrétisé l'espace des valeurs dynamiques en intervalles arbitraires, comptabilisant les éléments qui présentent des performances dynamiques comprises dans un même intervalle de valeurs. Mais pour l'évaluation de l'efficacité, toutes les valeurs des paramètres dynamiques sont traitées.

Il ne reste plus qu'à prendre en compte les limites de tolérance sur les paramètres dynamiques pour achever la procédure de test. Nous plaçons pour cela les limites d'acceptation de performance des paramètres dynamiques fixées par le cahier des charges sur chaque distribution des valeurs mesurées. Tous les composants qui présentent une mesure de SINAD inférieure à la valeur minimale  $SINAD_{min}$  exigée par le cahier des charges sont considérés comme fautifs du point de vue dynamique. De la même façon, les éléments dont la valeur de SFDR ou de THD est supérieure à la limite de tolérance correspondante ( $SFDR_{max}$  ou  $THD_{max}$ ) sont jugés défectueux. Nous distinguons alors sur la distribution des valeurs dynamiques mesurées les différents ensembles évoqués plus haut :

- les éléments sains dans le domaine statique et fautifs dans le domaine dynamique ( $S_s \cap F_d$ ), qui sont rejetés par l'analyse spectrale quel que soit le flot de test (y compris classique),
- les circuits fautifs en termes statiques comme dynamiques ( $F_s \cap F_d$ ), qui nous intéressent pour l'estimation de l'efficacité de la procédure de test,
- les composants fautifs du point de vue statique et sains du point de vue dynamique ( $F_s \cap S_d$ ), qui seraient éliminés par l'analyse statistique du flot de test classique mais ne pourront pas être décelés par l'analyse fréquentielle seule,
- et enfin les entités globalement saines ( $S_s \cap S_d$ ), que l'on veut conserver à l'issue du test.

## II.2.2 Calcul de l'efficacité du test

Nous disposons à ce stade de tous les éléments nécessaires à l'évaluation de l'efficacité statistique de l'analyse spectrale à détecter les circuits fautifs (équation 4.1). Supposons pour commencer que l'on ne considère qu'un seul paramètre dynamique à la fois. L'efficacité statistique  $\xi$  du test fréquentiel par la seule analyse de la distribution des valeurs du SINAD est donnée par le rapport du nombre de composants défectueux du point de vue statique et qui dépassent la limite de tolérance minimale pour le SINAD sur le nombre total d'éléments fautifs en termes statiques  $n_F$ . Nous procédons selon le même principe pour le calcul de l'efficacité statistique lorsque nous n'analysons que la distribution du SFDR, et enfin lorsque nous ne considérons que la distribution du THD. Les résultats de ces trois analyses effectuées indépendamment des deux autres paramètres dynamiques sont résumés dans le tableau 4.1.

Paramètre considéré	Limite de tolérance	$n_{F_s}$	$n_{F_d}$	$n_{F_s \cap F_d}$	$\xi$
SINAD	48 dB min.	432 160	410 586	402 254	93,08 %
SFDR	-55 dB max.	432 160	405 554	395 292	91,47 %
THD	-55 dB max.	432 160	417 698	407 130	94,21 %

*Tableau 4.1 : Efficacité de détection des circuits hors spécifications statiques d'une seule analyse spectrale (un seul paramètre dynamique considéré à la fois)*

où  $n_{F_d}$  et  $n_{F_s \cap F_d}$  représentent respectivement le nombre total de composants qui dépassent la limite de tolérance du paramètre dynamique considéré et le nombre de ceux d'entre eux qui ne vérifient pas non plus le cahier des charges statique. Dans les conditions que nous nous sommes donnés, nous obtenons des taux assez élevés de détection des composants fautifs en termes statiques par la seule analyse de la distribution d'un paramètre dynamique. En particulier, la mesure du taux de distorsion harmonique permet déjà d'identifier 94,21 % des circuits défectueux du point de vue statique.

Nous combinons alors dans un second temps les informations sur chaque paramètre dynamique, c'est-à-dire que la décision de test pour un composant ne peut être prise qu'après examen conjoint des valeurs des trois paramètres dynamiques utilisés. Désormais, un composant est jugé fautif en termes de performances dynamiques dès que la valeur d'un paramètre dynamique outrepassa sa limite d'acceptation, même si les deux autres vérifient leur cahier des charges. Nous éliminons alors davantage de composants que précédemment, puisque certains que nous considérions comme sains par rapport à un paramètre dynamique peuvent être invalidés par la mesure d'un autre paramètre. Le taux de détection de la procédure d'analyse spectrale obtenu grâce à ce croisement d'analyses est indiqué dans le tableau 4.2.

Paramètres considérés	$n_{F_s}$	$n_{F_d}$	$n_{F_s \cap F_d}$	$\xi$
SINAD & SFDR & THD combinés	432 160	419 009	408 380	94,50 %

*Tableau 4.2 : Efficacité de détection des circuits hors spécifications statiques d'une seule analyse spectrale (tous les paramètres dynamiques considérés conjointement)*

L'amélioration du taux de détection lorsque l'on combine l'analyse des différents paramètres dynamiques est assez faible par rapport au meilleur cas d'analyse individuelle (cas

de l'étude de la distribution du THD) dans les conditions choisies. Toutefois, c'est cette analyse combinée des contraintes sur chaque paramètre dynamique qui est représentative du critère d'appréciation du composant lors de l'analyse spectrale classique, et que nous conservons donc pour la suite de l'étude.

### II.3 Efficacité d'une double analyse spectrale

Notre objectif est de modifier la procédure de test par analyse spectrale (fig. 4.6) pour en accroître la sélectivité, sans toutefois perdre les bénéfices en termes de gain de temps qu'offre la restriction du flot classique à une analyse purement fréquentielle.

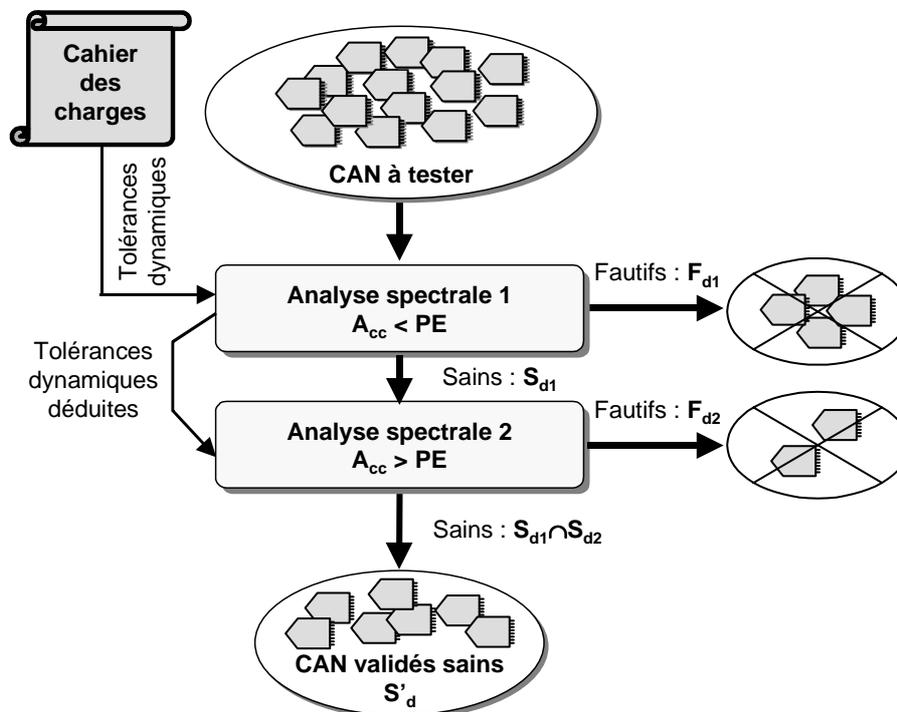


Figure 4.6 : Flot de test alternatif des CAN avec deux analyses spectrales complémentaires

Nous envisageons ici une procédure d'analyse reposant sur deux analyses spectrales consécutives effectuées dans des conditions de test différentes : la première dans les circonstances usuelles de l'analyse spectrale, avec un stimulus d'amplitude légèrement inférieure à la pleine échelle, et la seconde dans des conditions non conventionnelles où l'amplitude du signal d'entrée est supérieure à la dynamique maximale de codage. En effet, l'étude de la corrélation entre les erreurs statiques et les paramètres dynamiques dans le cas d'erreurs isolées proposée au troisième chapitre a montré que certaines performances dynamiques mesurées sont globalement plus sensibles aux erreurs de linéarité dans les conditions classiques d'analyse fréquentielle, à savoir un stimulus d'amplitude inférieure à la

pleine échelle de conversion du CAN, tandis que les erreurs d'offset et de gain ont un impact plus marqué sur la valeur des paramètres dynamiques lorsqu'on applique à l'entrée du convertisseur un signal dont l'amplitude dépasse la plage dynamique de conversion. Nous pensons de fait pouvoir tirer profit de ce comportement différent selon les conditions de test pour déceler davantage de composants fautifs. De plus, l'analyse statistique par histogramme, qui succède à l'analyse spectrale dans le flot de test classique des CAN, est réalisée dans des conditions où l'amplitude du stimulus du CAN est supérieure à sa pleine échelle. De fait, le comportement des paramètres dynamiques sous l'influence des erreurs statiques révélé par l'analyse spectrale dans des conditions d'amplitude non conventionnelles a de fortes chances d'apporter des informations nouvelles sur les relations entre les deux types de paramètres. Nous pouvons donc espérer déceler des composants fautifs supplémentaires parmi les éléments qui passent au travers de la première analyse. Le flot de test que nous considérons désormais est celui de la figure 4.6.

### **II.3.1 Distribution des paramètres dynamiques issus de la seconde analyse spectrale**

Une fois effectuée la première analyse spectrale, les éléments de la population qui ont été jugés sains ( $S_{dl}$ ) sont soumis, par simulation, à la seconde analyse spectrale, en appliquant à l'entrée de chaque convertisseur de la population un signal d'amplitude supérieure de 4 LSB à la pleine échelle ( $A_{cc} = PE + 4.q$ ), les autres conditions d'analyse restant inchangées par rapport à l'analyse précédente. Le signal d'entrée sature alors le convertisseur en amplitude si bien que son signal de sortie est écrêté. Le spectre fréquentiel du signal de sortie du CAN en est fortement affecté, car la saturation du signal engendre de nombreuses composantes harmoniques qui ne sont pas représentatives du fonctionnement classique du circuit testé.

En conséquence, le cahier des charges défini dans le cas d'un signal d'entrée d'amplitude inférieure à la pleine échelle ne s'applique pas aux conditions inhabituelles de la seconde analyse du flot. Or il n'existe pas de cahier des charges pour les performances dynamiques dans de telles conditions d'amplitude, il nous faut donc les déterminer. L'objectif de la seconde analyse est d'éliminer des circuits fautifs par rapport au cahier des charges statique qui n'ont pas été détectés par la première analyse fréquentielle. Toutefois, on doit veiller à ne pas éliminer les circuits globalement sains (qui respectent les limites du cahier des charges statique et celles du cahier des charges dynamique dans les conditions usuelles de la première analyse).

Nous déterminons donc les limites de tolérance pour les performances dynamiques mesurées lors de la seconde analyse spectrale comme illustré figure 4.7.

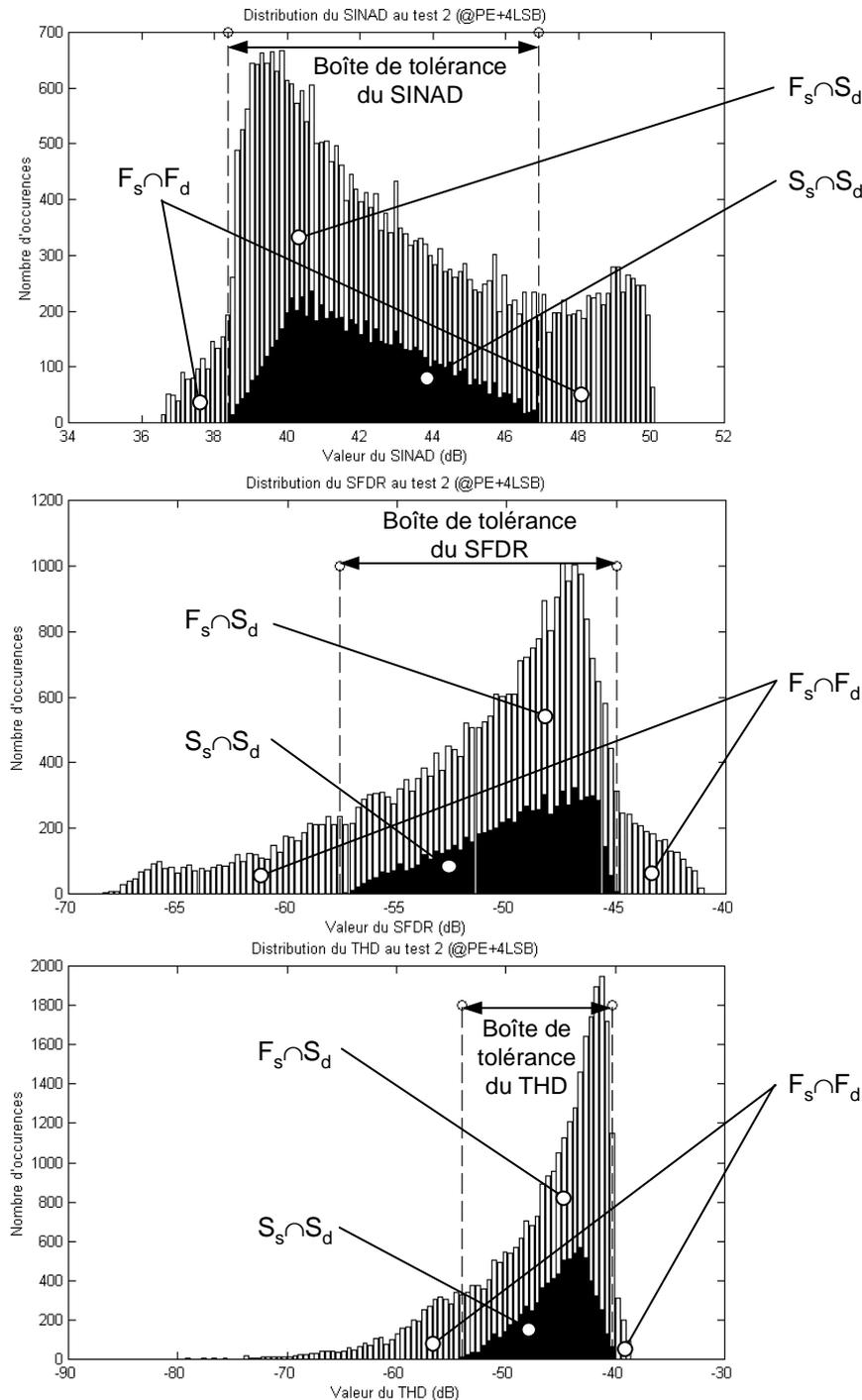


Figure 4.7 : Distribution des éléments de la population jugés sains par l'analyse spectrale classique ( $S_{d1}$ ) selon leurs performances dynamiques mesurées par analyse spectrale non conventionnelle avec leurs boîtes de tolérance associées

Nous représentons tout d'abord la distribution des valeurs des paramètres dynamiques extraites de cette analyse non conventionnelle des circuits ( $S_{d1}$ , jugés sains par l'analyse précédente, et représentés par les barres blanches de la figure) ; parmi ces composants, nous identifions ceux qui présentent des valeurs d'erreurs statiques tolérées et nous les repérons sur la distribution des paramètres dynamiques (barres noires) ; enfin, nous plaçons les limites de tolérance pour chaque paramètre dynamique de manière à encadrer la dispersion des valeurs mesurées pour les convertisseurs sains du point de vue statique. Tous les composants globalement sains ( $S_s \cap S_{d1} = S_s \cap S_d$ ) présentent ainsi, par définition des limites de tolérance, des performances dynamiques comprises entre ces limites pour les trois paramètres et sont bien conservés par la seconde analyse.

Contrairement au cas de la première analyse spectrale, il existe de nombreux composants fautifs de part et d'autre des circuits globalement sains dans la distribution des valeurs des paramètres. Notre but étant d'éliminer le maximum de circuits défectueux, nous considérons ici deux limites pour chaque paramètre : une valeur minimale et une valeur maximale tolérées. De fait, pour ne pas confondre ces limites avec les limites dynamiques du cahier des charges qui concernent seulement la première analyse, nous parlerons de boîtes de tolérance pour les marges d'acceptation des valeurs de paramètres mesurées lors de la seconde analyse spectrale.

### II.3.2 Calcul de l'efficacité du test

On peut calculer l'efficacité à détecter les circuits défectueux  $\xi$  du flot de test constitué de deux procédures d'analyse spectrale complémentaires à partir de l'équation 4.1, si l'on considère que  $n_{F_s \cap F_d}$  représente désormais le nombre total de composants fautifs en termes statiques qui ont été décelés au cours de la procédure de test alternative complète, soit par la première soit par la seconde analyse spectrale. Les résultats sont résumés dans le tableau 4.3, où  $n_{F_s}$  est le nombre total de composants fautifs par rapport au cahier des charges statique, le nombre  $n_{F_{d1}}$  de circuits rejetés par la première analyse spectrale et le nombre  $n_{F_{d2}}$  d'éléments fautifs supplémentaires détectés par la seconde analyse, qui s'ajoute à  $n_{F_{d1}}$  pour donner le nombre total d'éléments rejetés par la procédure alternative dans son ensemble.

Paramètre(s) considéré(s)	$n_{F_s}$	$n_{F_{d1}}$	$n_{F_{d2}}$	$n_{F_s \cap F_d}$	$\xi$
SINAD & SFDR & THD	432 160	419 009	7 821	416 201	96,31 %

Tableau 4.3 : Efficacité de détection des circuits hors spécifications statiques d'une procédure de test composée de deux analyses spectrales effectuées dans des conditions différentes

On constate que la seconde analyse spectrale permet d'éliminer 7 821 composants supplémentaires parmi les 432 160 circuits défectueux du point de vue statique de la population initiale. L'efficacité statistique de détection des éléments défectueux vis-à-vis du cahier des charges statique s'en trouve améliorée d'environ 2 %.

Le principal inconvénient de ce flot de test constitué de deux analyses spectrales complémentaires successives est qu'il nécessite deux acquisitions de séquence d'échantillons dans des conditions de test différentes. De plus, la procédure de test alternative ignore encore 15 959 éléments fautifs, ce qui peut être inacceptable pour certaines applications.

#### II.4 Efficacité d'une unique analyse spectrale modifiée

Nous poursuivons nos prospections d'un flot de test alternatif court et sélectif, uniquement basé sur l'analyse spectrale. La base de la procédure de test reste l'analyse fréquentielle classique. Cette fois, au lieu de compléter l'analyse par une seconde analyse effectuée dans des conditions différentes, nous cherchons à compléter la seule analyse spectrale réalisée dans les conditions conventionnelles par la prise en compte de paramètres supplémentaires, en l'occurrence la mesure de l'amplitude de la composante continue (dite DC pour *Direct Current*) et de la composante fondamentale (notée  $H_1$ ) du signal de sortie du convertisseur. En effet, il est évident que les effets respectifs des erreurs d'offset et de gain du CAN testé se ressentent fortement sur ces raies spectrales. Toutefois, comme les non-linéarités (inconnues en pratique) influencent également ces raies fréquentielles, il n'est pas possible de déterminer le lien direct entre le module de ces deux raies et les valeurs des erreurs d'offset et de gain. On peut néanmoins modifier la procédure d'analyse spectrale classique en incluant l'étude de ces raies afin d'augmenter l'efficacité statistique du flot de test. Le nouveau flot de test alternatif peut alors être figuré comme suit :

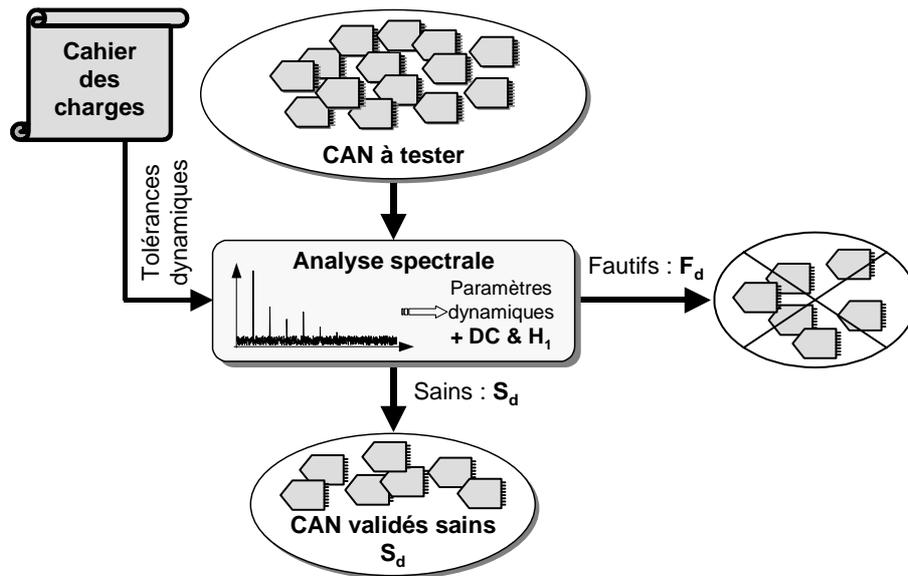


Figure 4.8 : Flot de test alternatif des CAN avec une procédure d'analyse spectrale modifiée : prise en compte de DC et  $H_1$

Le module de ces deux raies est calculé lors du traitement de la transformée de Fourier de la séquence de test, et aucun traitement ni acquisition supplémentaire n'est donc nécessaire lors du test pour effectuer cette variante de procédure d'analyse spectrale, ce qui représente un intérêt majeur dans le cadre du test industriel.

#### II.4.1 Distribution des paramètres dynamiques issus de l'analyse spectrale modifiée

Comme dans le cas précédent, il n'y a pas de données disponibles dans un cahier des charges concernant les limites de tolérance pour les valeurs d'amplitude des composantes continue et fondamentale. Nous allons alors les définir selon le même protocole, de façon à ne rejeter aucun élément qui vérifie l'intégralité du cahier des charges, c'est-à-dire dont les valeurs des paramètres usuels statiques et dynamiques respectent leur limite de tolérance. Pour cela, nous simulons le test fréquentiel de la population de CAN dans les mêmes conditions que celles considérées jusqu'ici pour l'analyse classique ( $N = 1024$  échantillons,  $M = 11$  périodes,  $A_{cc} = PE - 4.q$ ), et nous étudions en post-traitement, après avoir rejeté les circuits fautifs vis-à-vis des spécifications dynamiques, la distribution des valeurs d'amplitude mesurées pour les composantes continue et fondamentale. Nous plaçons alors les limites des boîtes de tolérance sur les valeurs de ces paramètres de façon à ne rejeter aucun des convertisseurs sains. Les distributions et limites de tolérance des valeurs des composantes continue et fondamentale, calculées pour les éléments de la population jugés sains par

l'analyse spectrale classique, sont présentées figure 4.9 (où les éléments jugés fautifs par cette analyse complémentaire sont notés  $F_{d+}$ ).

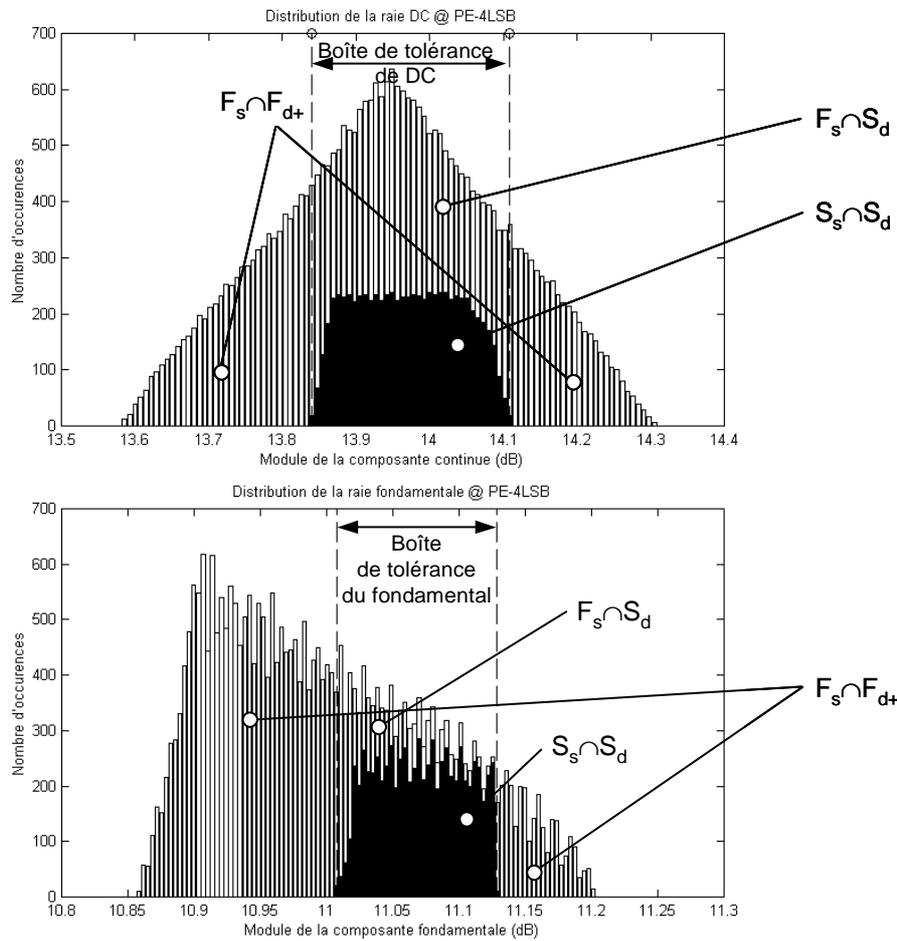


Figure 4.9 : Distribution des éléments de la population jugés sains par l'analyse spectrale classique ( $S_{d1}$ ) selon les valeurs des composantes continue et fondamentale avec leurs boîtes de tolérance associées

Rappelons que les histogrammes de dispersion des paramètres dynamiques usuels dans ce cas sont donnés figure 4.5.

#### II.4.2 Calcul de l'efficacité du test

Pour l'évaluation de l'efficacité à détecter les circuits défectueux du flot de test alternatif reposant sur une unique analyse spectrale classique complétée par une analyse des composantes continue et fondamentale du spectre, nous considérons toujours que  $n_{F_s \cap F_d}$  représente le nombre total de composants fautifs en termes statiques qui ont été décelés au cours de la procédure de test alternative complète, c'est-à-dire cette fois soit par l'appréciation

habituelle des paramètres dynamiques soit lors du traitement complémentaire des informations fréquentielles. Le tableau 4.4 récapitule les résultats obtenus pour le nombre total de composants fautifs par rapport aux spécifications statiques  $n_{F_s}$ , le nombre de circuits rejetés par l'analyse spectrale avec le traitement usuel  $n_{F_d}$  et le nombre d'éléments fautifs supplémentaires détectés lors du traitement consécutif sur les composantes continue et fondamentale  $n_{F_{d+}}$ , le nombre de composants fautifs détectés à l'issue le flot  $n_{F_s \cap F_d}$ , et l'efficacité de détection  $\xi$  du flot correspondante.

Paramètre(s) considéré(s)	$n_{F_s}$	$n_{F_d}$	$n_{F_{d+}}$	$n_{F_s \cap F_d}$	$\xi$
SINAD & SFDR & THD	432 160	419 009	23 191	431 571	99,86 %

*Tableau 4.4 : Efficacité de détection des circuits hors spécifications statiques d'une procédure d'analyse spectrale modifiée*

Pour notre cas d'étude, cette alternative au flot de test des CAN basée sur une unique analyse spectrale conventionnelle complétée d'un post-traitement relatif aux composantes continue et fondamentale permet une couverture des circuits fautifs comparable à celle que l'on obtiendrait avec un flot classique composé de deux procédures spectrale et statistique successives. En effet, seuls 589 composants défectueux par rapport au cahier des charges statique parmi les 432 160 initiaux ne sont pas décelés par la procédure alternative, ce qui correspond à une efficacité de détection des circuits fautifs de 99,86 %. On peut alors espérer pouvoir se passer de l'analyse par histogramme du flot de test classique sans compromettre la qualité du test en termes de sélectivité. Ce flot alternatif, qui permet une économie de temps significative puisqu'il ne requiert qu'une unique acquisition avec peu d'échantillons du signal de sortie du convertisseur et un traitement supplémentaire minimal, présente ainsi un intérêt particulier dans le cadre du test industriel des CAN.

## **II.5 Bilan du cas d'étude**

Au regard des différents résultats obtenus dans note cas d'étude, plusieurs observations peuvent être avancées. Tout d'abord, on constate pour le premier flot de test alternatif que la seule analyse spectrale classique permet de détecter dans ce cas particulier la majeure partie des convertisseurs fautifs du point de vue statique en évitant la longue procédure de test par histogramme. Dans le cas du second flot de test envisagé, l'ajout d'une seconde analyse

fréquentielle effectuée dans des conditions de test différentes permet ici d'améliorer légèrement le taux de détection, déjà important, des composants défectueux, mais double le temps de test par rapport au premier flot alternatif. Enfin, le troisième flot de test proposé permet de déceler la quasi-totalité des instances fautives tout en conservant le même gain de temps que le premier flot de test alternatif.

Une étude similaire a été effectuée sur une population de convertisseurs de type unipolaire avec la convention de conversion par troncature, en considérant une erreur de gain unipolaire dans les modèles de CAN. Les efficacités de détection obtenues sont très voisines [Ber03a].

Comme nous y avons déjà fait allusion, les performances en termes de détection des composants fautifs des différents flots alternatifs présentés dans cette partie sont fortement tributaires du cahier des charges considéré. Dans le cas d'étude choisi, nous avons privilégié l'aspect pédagogique de la représentation des histogrammes de dispersion des paramètres. Les taux de détection résultant de cet exemple peuvent paraître marginaux. Les observations faites dans notre cas d'étude ne peuvent être généralisées sans étudier un large éventail de contextes de test (convertisseur et cahier des charges associé). Nous avons développé dans cet objectif un outil logiciel capable d'estimer l'efficacité statistique des différents flots selon le cas étudié. Grâce à cet outil, nous nous proposons d'appliquer notre étude comparative des flots alternatifs à plusieurs cas de spécifications réalistes tirés de spécifications de fabricants. Nous sonderons ensuite les tendances des taux de détection probables de chaque flot proposé en fonction du degré d'exigences d'un cahier des charges.

### **III. Généralisation de l'étude statistique**

#### **III.1 Outil logiciel de validation**

L'outil automatique que nous avons développé à l'aide des logiciels *Labview* et *Matlab* donne une estimation du taux de détection statistique des circuits fautifs des différentes procédures d'analyse spectrales considérées. L'outil est composé de deux modules. Un premier module a pour but de générer une base de fonctions de transfert de convertisseurs couvrant un espace de combinaisons d'erreurs statiques de façon à créer une population statistiquement réaliste par rapport au contexte considéré. Ce module est paramétrable de manière à prendre en compte la résolution des CAN, la plage de valeurs de chaque type

d'erreur statique et la loi de dispersion de ces erreurs, ainsi que le nombre souhaité d'éléments dans la population. Le second module simule alors le test des composants de la population selon chaque flot de test présenté jusqu'ici, récapitulés figure 4.10, et effectue la classification fonctionnelle du composant testé (sain ou fautif) d'après les mesures dynamiques en fonction de chaque protocole. L'efficacité de chaque flot à détecter les circuits fautifs est enfin déduite d'après l'équation 4.1.

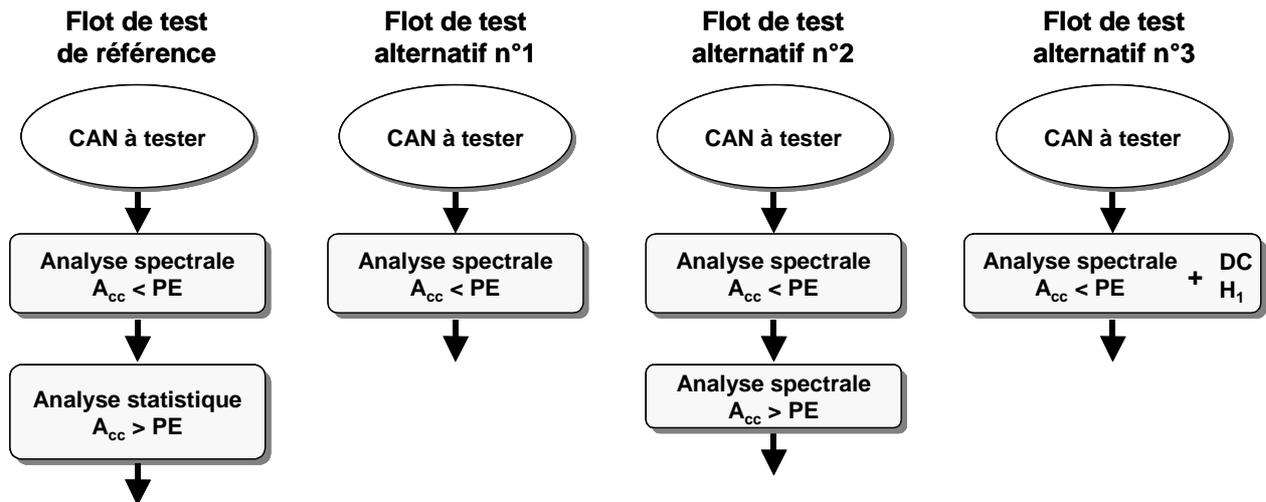


Figure 4.10 : Les flots de test de CAN étudiés : classique (référence) et alternatifs (1 à 3)

Rappelons la nature des différentes procédures de test que nous considérons :

- Le flot de test dit de référence sur la figure représente le flot classique associant une analyse spectrale et une analyse statistique par histogramme. Ce flot détecte en théorie tous les circuits fautifs, autrement dit il offre une efficacité de détection de 100 %, mais il nécessite deux acquisitions de séquence d'échantillons dont une très longue (pour l'analyse par histogramme).
- Le flot de test alternatif n°1 est simplement le flot de test classique tronqué, restreint à la seule analyse spectrale. Naturellement, ce flot de test réduit significativement le temps et les ressources de test nécessaires par rapport au flot de référence, mais la sélectivité risque d'être lourdement dégradée.
- Le flot de test alternatif n°2 complète l'analyse fréquentielle conventionnelle par une seconde analyse spectrale dans des conditions non conventionnelles, à savoir une amplitude de stimulus supérieure à la pleine échelle de conversion du CAN. Il permet d'améliorer la couverture de circuits fautifs du flot par rapport au

précédent mais au détriment du temps de test, puisque deux acquisitions sont nécessaires.

- Enfin, le flot de test alternatif n°3 correspond à une procédure d'analyse spectrale classique améliorée par une étude complémentaire des mesures d'amplitude des composantes continue et fondamentale. D'après le cas d'étude précédent, ce dernier flot semble être l'alternative optimale au flot classique complet en termes de temps de test, puisqu'il ne demande qu'une seule acquisition et un traitement supplémentaire négligeable, et en termes d'efficacité de détection.

Soulignons que tous les flots mettent en jeu une procédure d'analyse spectrale classique, garantissant la détection de tous les composants qui n'atteignent pas les performances dynamiques exigées (fautifs par rapport au cahier des charges dynamique). En revanche, seul le premier flot fait intervenir un test par histogramme qui effectue une mise à l'épreuve explicite des paramètres statiques, et il est par conséquent le seul à assurer la détection de la totalité des circuits défectueux du point de vue statique. L'efficacité statistique de chaque flot considéré à détecter les circuits qui seraient rejetés par une analyse par histogramme est donnée par l'équation 4.1 rappelée ci-dessous :

$$\xi = 100 \cdot \frac{n_{F_s \cap F_d}}{n_{F_s}} \quad (4.1)$$

où  $n_{F_s \cap F_d}$  représente pour tous les flots de test le nombre de circuits fautifs par rapport au cahier des charges statique qui sont détectés à l'issue de la procédure de test complète.

La figure 4.11 montre l'interface utilisateur de notre outil pour illustration. Les spécifications statiques et dynamiques constituent les paramètres d'entrée du programme d'analyse statistique du taux de détection des circuits fautifs pour tous les flots de test considérés. Le logiciel fournit en réponse le nombre de composants de chaque catégorie de classement (sain ou fautif, par rapport au cahier des charges statique ou/et dynamique) pour chaque flot de test alternatif (le flot classique est supposé avoir une couverture des composants défectueux de 100 % dans tous les contextes et n'apparaît donc pas sur l'interface). L'efficacité statistique de chaque flot est également calculée, et les histogrammes de distribution des paramètres dynamiques usuels mesurés sur l'ensemble de la population, avec distinction des composants sains par rapport au cahier des charges statique, sont représentés.

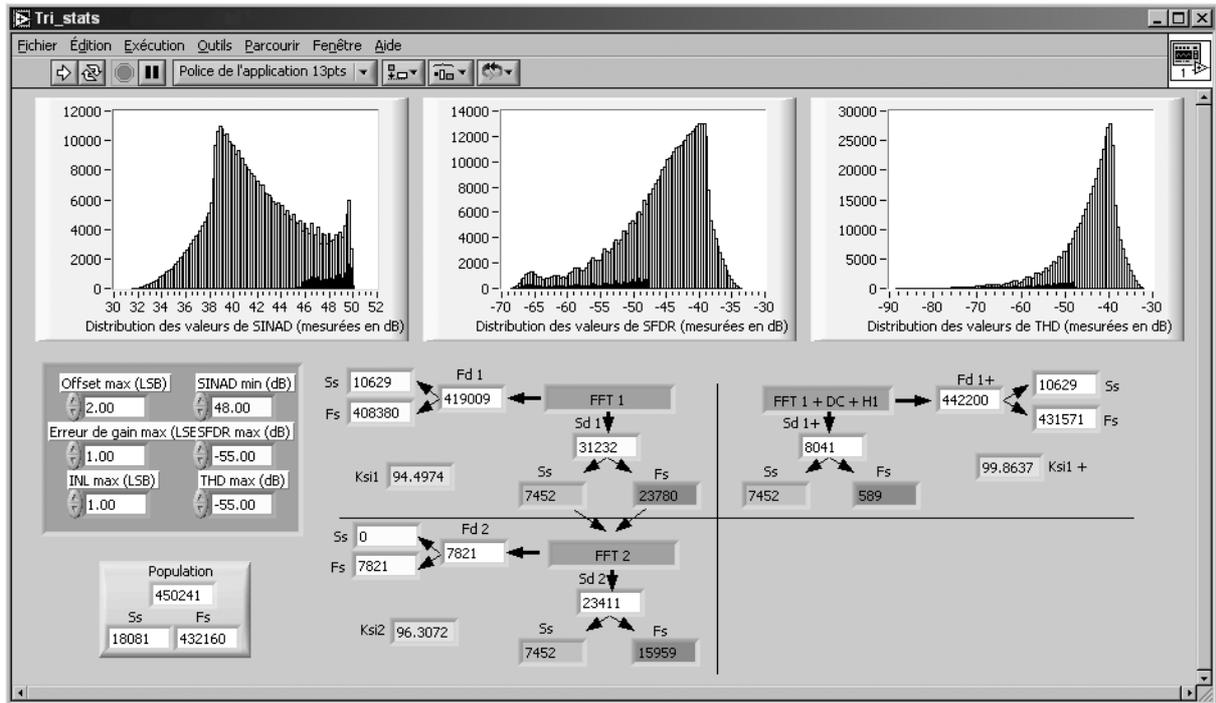


Figure 4.11 : Interface utilisateur du logiciel d'estimation de l'efficacité des différents flots alternatifs de test des CAN en fonction du cahier des charges considéré

## III.2 Application à des circuits réels

### III.2.1 Efficacité statistique de détection des flots de test

A l'aide de notre outil de validation, nous évaluons les performances en termes d'efficacité de détection des composants fautifs pour chaque flot étudié dans des cas de spécifications réelles de CAN de résolution 8 bits. Le tableau 4.5 synthétise les cahiers des charges considérés et les taux de détection des circuits défectueux correspondants. L'évaluation des performances dynamiques des éléments après analyse spectrale est réalisée en considérant l'ensemble des paramètres dynamiques extraits de l'analyse : SINAD, SFDR et THD conjointement. Le cas échéant (flots 2 et 3), des composants fautifs supplémentaires sont éliminés par une étude complémentaire. Les efficacités statistiques de détection  $\xi_{ref}$ ,  $\xi_1$ ,  $\xi_2$  et  $\xi_3$ , caractérisent respectivement les performances des flots de test de référence et alternatifs 1 à 3. L'analyse statistique d'efficacité de détection est effectuée sur la même population de convertisseurs 8 bits que celle du cas d'étude précédent.

Composant	Spécifications statiques			Spécifications dynamiques			Efficacité statistique de détection des $F_s$ des flots de test			
	Offset max. (LSB)	Erreur de gain max. (LSB)	NLI max. (LSB)	SINAD <sub>min</sub> (dB)	SFDR <sub>max</sub> (dB)	THD <sub>max</sub> (dB)	$\xi_{ref}$ (%)	$\xi_1$ (%)	$\xi_2$ (%)	$\xi_3$ (%)
TLV571 TI	0,8	1	0,5	47	-52	-51	100	89,84	93,92	99,57
AD7822 AD	1	2	0,75	48	-55	-55	100	94,57	94,73	99,68
AD7468 AD	0,5	0,5	0,5	49	-65	-65	100	98,77	99,64	99,99

TI : Texas Instruments ; AD : Analog Devices.

*Tableau 4.5 : Efficacité de détection des circuits hors spécifications statiques des différents flots de test étudiés selon des cahiers des charges de CAN réels*

Globalement, les efficacités de détection statistiques obtenues sont très élevées. Le pire cas, observé pour le composant TLV571 testé selon un flot classique tronqué, c'est-à-dire uniquement par une analyse spectrale conventionnelle sans traitement complémentaire (flot alternatif n°1), permet déjà de rejeter (outre 100 % des composants qui ne vérifient pas le cahier des charges dynamique) près de 90 % des circuits fautifs du point de vue statique. Un traitement supplémentaire des valeurs mesurées du module des composantes continue et fondamentale par rapport aux boîtes de tolérance issues de notre étude statistique de la population (flot n°3) suffit à améliorer considérablement le taux de détection des composants défectueux, puisque moins de 0,5 % des circuits qui seraient jugés fautifs par une analyse statistique par histogramme passent le flot de test alternatif sans être décelés. Un contexte de test de convertisseurs AD7468 laisse espérer une couverture des composants fautifs encore meilleure. Notamment, le taux de détection statistique de 99,99 % que semble pouvoir offrir le flot de test alternatif n°3 permet de considérer que la quasi-totalité des composants défectueux sont éliminés grâce à cette procédure optimisée.

### III.2.2 Nombre de composants fautifs résiduels

Afin de mieux appréhender ce que représentent ces pourcentages d'efficacité, regardons le classement des éléments qui ne vérifient pas les spécifications statiques ( $F_s$ ) selon le flot de test considéré dans le contexte du test de convertisseurs AD7468. On reporte dans le

tableau 4.6 le nombre total de composants fautifs en termes statiques  $n_{F_s}$ , le nombre d'entre eux qui sont rejetés par l'analyse spectrale conventionnelle effectuée en début de traitement de chaque flot  $n_{F_s \cap F_{d1}}$ , le nombre de composants défectueux du point de vue statique qui sont détectés par le second traitement du flot le cas échéant (histogramme pour le flot de référence, analyse spectrale complémentaire pour le flot n°2 et étude de nouveaux paramètres pour le flot n°3)  $n_{F_s \cap F_{d2}}$ , et enfin le nombre d'éléments hors spécifications statiques qui ne sont pas décelés à l'issue de la procédure de test complète du flot  $n_{F_s \cap S_d}$ .

Flot de test	$n_{F_s}$	$n_{F_s \cap F_{d1}}$	$n_{F_s \cap F_{d2}}$	$n_{F_s \cap S_d}$	$\xi$
Flot de référence	448 910	443 403	5 507	0	100 %
Flot alternatif n°1	448 910	443 403	—	5 507	98,77 %
Flot alternatif n°2	448 910	443 403	3 870	1 637	99,64 %
Flot alternatif n°3	448 910	443 403	5 492	15	99,99 %

*Tableau 4.6 : Répartition des circuits de la population fautifs du point de vue statique selon les flots de test pour le CAN AD7468*

Ainsi, on voit que le taux de détection statistique des circuits fautifs du point de vue statique de 98,77 % que l'on peut espérer obtenir avec le flot de test alternatif n°1 signifie que 5 507 instances parmi les 448 910 qui ne vérifient pas le cahier des charges statique ne seront pas décelés à l'issue du test. Un tel nombre de composants fautifs non détectés risque de rendre inapplicable ce flot pour beaucoup d'applications. Le flot alternatif n°3, en revanche, ne laisserait passer qu'une quinzaine de circuits défectueux dans un tel contexte, ce qui est très largement satisfaisant étant donné qu'une détection totale n'est jamais possible en pratique du fait des incertitudes de mesure.

### III.2.3 Bilan des applications à des composants réels

L'observation des efficacités probables de détection des circuits fautifs sur ces exemples pratiques laisse espérer d'excellentes couvertures de composants défectueux par les flots alternatifs. Le flot de test n°2, qui complète l'analyse spectrale classique par une seconde analyse fréquentielle, ne semble pas améliorer le taux de détection probable assez sensiblement pour justifier le doublement de la durée de test qu'elle impose. Le flot de test

n°3 semble être le flot alternatif optimal en termes d'efficacité statistique de détection aussi bien qu'en termes de temps de test, puisqu'il se contente d'une seule séquence d'acquisition.

Une première limitation évidente aux conclusions que l'on peut tirer de l'observation de ces cas concrets sur le taux de détection probable des flots de test alternatifs proposés concerne l'éventail de cahiers des charges. En effet, les spécifications des CAN retenues ne couvrent pas un large spectre de configurations différentes. Au contraire, les limites de tolérance des paramètres fonctionnels sont assez voisines relativement à la dispersion globale des valeurs mesurées sur l'ensemble de la population, et correspondent à des exigences plutôt sévères. Malheureusement, seules les spécifications des composants les plus performants font état du jeu complet des paramètres fonctionnels que demande notre analyse statistique, si bien qu'il est difficile d'estimer l'efficacité probable de détection des circuits fautifs dans un contexte de test où les contraintes sur les paramètres mesurés sont peu exigeantes. De fait, nous avons recours pour la prospection de ces cas à des spécifications arbitraires, comme présenté dans la partie suivante.

D'autre part, l'analyse statistique n'est pas encore pleinement réaliste. Tous les résultats présentés dans le tableau 4.6 sont calculés à partir de la même population statique de convertisseurs que dans le premier cas d'étude, à savoir une base de modèles de CAN couvrant uniformément toutes les combinaisons d'erreurs statiques pour des valeurs d'offset comprises entre  $-6$  et  $+6$  LSB et des valeurs d'erreur de gain et de linéarité intégrale comprises entre  $-3$  et  $+3$  LSB.

### **III.3 Etude de l'influence des limites de tolérance**

Le taux de détection probable des circuits fautifs dépend fortement du cahier des charges considéré. Il serait intéressant d'avoir une estimation des tendances de l'évolution des taux de détection statistiques que l'on peut espérer selon le degré de contraintes en termes de tolérances imposées par les spécifications. Puisque les données constructeur ne couvrent pas une gamme de limites de tolérance assez large pour une telle étude, nous choisissons de considérer différents cas arbitraires, en faisant varier les valeurs limites autorisées pour les paramètres statiques et dynamiques. Nous choisissons comme cahier des charges initial celui du composant AD7468, qui impose des contraintes très sévères sur les performances fonctionnelles des éléments testés. En effet, les valeurs maximales tolérées pour les erreurs statiques sont faibles ( $0,5$  LSB pour chacune), et les limites d'acceptation vis-à-vis des

paramètres dynamiques sont proches des valeurs théoriques obtenues dans le cas d'un convertisseur parfait analysé dans les mêmes conditions de test, qui valent 49,93 dB pour le SINAD, -64,17 dB pour le SFDR et -71,73 dB pour le THD. En conséquence, très peu d'instances dans la population vérifient l'ensemble des spécifications. Comme nous l'avons vu, ce cas de figure de limites de tolérance sévères pour tous les paramètres fonctionnels donne d'excellents taux de détection statistiques pour les flots alternatifs basés sur une procédure d'analyse spectrale, ce qui permet d'envisager en pratique dans des contextes similaires de réduire fortement le temps de test sans nuire à son efficacité en remplaçant la procédure classique d'analyse par histogramme, qui fait suite à l'analyse spectrale conventionnelle dans le flot de référence, par un traitement complémentaire dans le domaine fréquentiel (seconde analyse spectrale avec conditions de test non conventionnelles ou prise en compte de nouveaux paramètres dynamiques).

### **III.3.1 Principe**

Afin d'appréhender l'influence des spécifications sur le taux de détection prévisionnel des flots de test alternatifs que nous proposons, nous modifions le cahier des charges du composant AD7468. Pour un cahier des charges statique fixé, nous relâchons progressivement les contraintes relatives aux paramètres dynamiques et nous calculons l'efficacité des flots de test associée. On réitère ensuite cette opération pour des spécifications statiques plus lâches.

La notion de contrainte dynamique sévère, moyenne ou lâche est relative à la localisation des limites de tolérance dynamiques sur la distribution des valeurs des paramètres dynamiques mesurées. Plus une contrainte dynamique est sévère, plus la limite de tolérance est proche de la valeur théorique du paramètre dans le cas d'un CAN idéal, et plus le nombre d'instances rejetées par le test est important. Il est intuitivement évident que le nombre de circuits fautifs vis-à-vis des spécifications statiques rejetés est du même coup augmenté, améliorant l'efficacité du test.

D'autre part, la notion de contrainte statique sévère signifie que les valeurs maximales tolérées pour les erreurs statiques sont très faibles, limitant le nombre de composants dans la population qui les vérifient.

### III.3.2 Résultats

Le tableau 4.7 récapitule les différents cahiers des charges retenus et l'efficacité des flots de test associée. Nous considérons trois cas de spécifications statiques : contraintes sévères, moyennes et lâches (cas  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  respectivement). Pour chaque cahier des charges statique considéré, nous envisageons trois cas de spécifications dynamiques de plus en plus lâches (sous-cas a, b et c). Remarquons que le premier cas  $\alpha.a$  (le plus sévère de façon globale) correspond aux spécifications du composant AD7468. Ce jeu de cahiers des charges permet une bonne exploration des tendances d'évolution de l'efficacité statistique de détection des flots de test selon les spécifications associées au contexte de test.

Référence du cas de spécifications		Spécifications statiques			Spécifications dynamiques			Efficacité statistique de détection des flots de test			
		Offset max. (LSB)	Erreur de gain max. (LSB)	NLI max. (LSB)	SINAD <sub>min</sub> (dB)	SFDR <sub>max</sub> (dB)	THD <sub>max</sub> (dB)	$\xi_{ref}$ (%)	$\xi_1$ (%)	$\xi_2$ (%)	$\xi_3$ (%)
Cas $\alpha$	a	0,5	0,5	0,5	49	-65	-65	100	98,77	99,64	99,99
	b	0,5	0,5	0,5	45	-55	-55	100	92,99	97,87	99,92
	c	0,5	0,5	0,5	40	-44	-47	100	69,73	94,79	99,43
Cas $\beta$	a	1	1	1	49	-65	-65	100	98,90	99,26	99,99
	b	1	1	1	45	-55	-55	100	93,52	95,96	99,83
	c	1	1	1	40	-44	-47	100	70,99	84,59	98,68
Cas $\gamma$	a	2	2	1	49	-65	-65	100	99,27	99,33	99,99
	b	2	2	1	45	-55	-55	100	95,44	95,64	99,74
	c	2	2	1	40	-44	-47	100	75,34	78,28	96,06

Tableau 4.7 : Influence des spécifications sur l'efficacité statistique de détection des circuits fautifs du point de vue statique des flots de test alternatifs

Les résultats de taux de détection probables  $\xi_{ref}$ ,  $\xi_1$ ,  $\xi_2$  et  $\xi_3$  de chaque flot de test obtenus d'après l'analyse statistique de notre population de convertisseurs 8 bits pour les

différents cas de spécifications envisagés sont synthétisés dans le tableau 4.7. Ces mêmes résultats sont illustrés par la figure 4.12 sous forme d'histogramme comparatif des efficacités statistiques de chaque flot, cas par cas.

Observons pour commencer l'influence d'un assouplissement des contraintes de tolérance sur les paramètres dynamiques mesurés, le cahier des charges statique étant donné. On peut par exemple comparer les cas  $\alpha.a$ ,  $\alpha.b$  et  $\alpha.c$ , qui présentent tous les mêmes spécifications statiques sévères, mais un cahier des charges dynamique de plus en plus souple. On voit que le taux statistique de détection des circuits qui dépassent les limites de tolérance statiques se dégrade pour chaque flot de test (hormis le flot classique qui sert de référence) lorsque l'on relâche les contraintes dynamiques. Ainsi, le flot de test alternatif n°1, qui correspond au flot de test classique restreint à l'analyse spectrale, permet statistiquement de déceler 98,77 % des composants fautifs du point de vue statique si les exigences dynamiques sont sévères, mais seulement 69,73 % si les marges de tolérance dynamiques sont larges (contraintes lâches). Le flot alternatif n°2 qui complète l'analyse du flot n°1 par une seconde analyse fréquentielle accuse également une dégradation de son efficacité statistique avec le relâchement des contraintes dynamiques : de 99,64 % à 94,79 % de détection des instances fautives pour les cas extrêmes  $\alpha.a$  et  $\alpha.c$ . La perte de sélectivité entre les cas de spécifications  $\alpha.a$  et  $\alpha.c$  du flot alternatif n°3, qui étend l'analyse spectrale aux composantes continue et fondamentale, est moins marquée : même dans le cas  $\alpha.c$  qui semble le plus défavorable parmi les trois premiers, ce flot laisse passer moins de 1 % des circuits défectueux vis-à-vis des performances statiques. Des observations similaires peuvent être faites au regard des cas de spécifications  $\beta$  et  $\gamma$ . Nous pouvons donc en conclure que pour un cahier des charges statique donné, l'efficacité de détection des flots de test alternatifs sera d'autant meilleure que les spécifications dynamiques sont sévères. Si ces dernières sont très lâches, les flots alternatifs risquent de ne pas offrir une sélectivité suffisante pour être applicables.

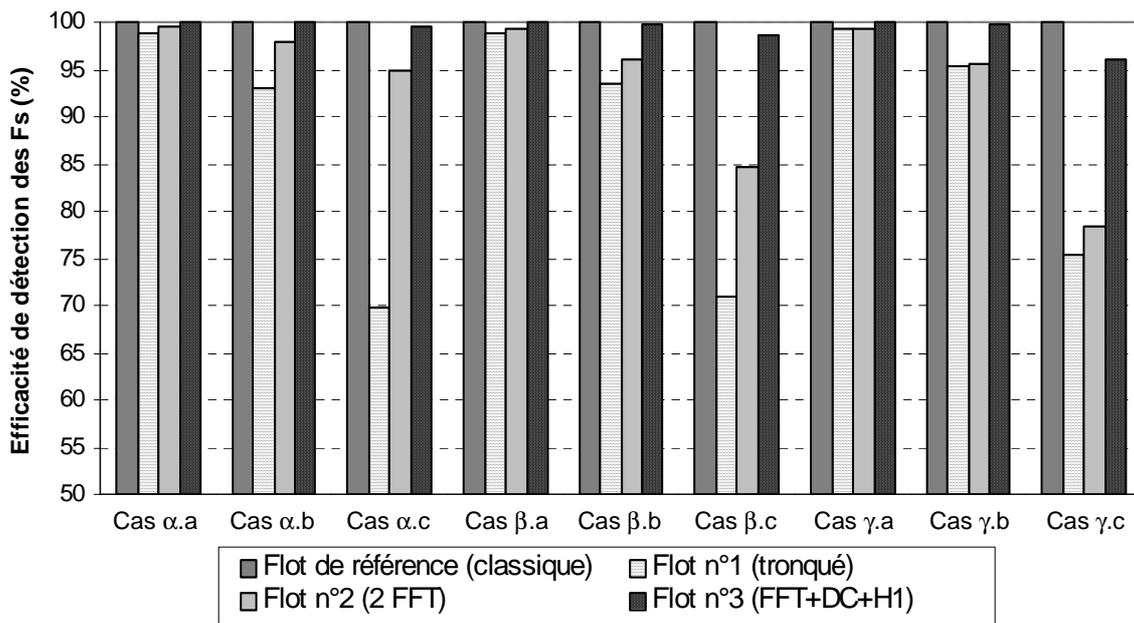


Figure 4.12 : Illustration de l'influence des spécifications sur l'efficacité statistique de détection des circuits fautifs du point de vue statique des flots de test alternatifs

Si l'on regarde ensuite les tendances de l'influence du relâchement des contraintes statiques à spécifications dynamiques données, par comparaison des différents sous-cas « a » d'une part, « b » d'autre part et enfin « c », on observe des comportements différents selon les flots de test alternatifs. Considérons les cas  $\alpha.c$ ,  $\beta.c$  et  $\gamma.c$  entre lesquels les évolutions des taux de détection sont les plus marquées. Le flot de test alternatif n°1, c'est-à-dire la seule analyse spectrale conventionnelle, permet de déceler un plus fort pourcentage des composants fautifs du point de vue statique lorsque les contraintes statiques sont plus souples. Par exemple, on ne peut espérer déceler plus de 69,73 % des instances défectueuses dans le cas du cahier des charges  $\alpha.c$ , mais en acceptant des marges de tolérance plus lâches pour les paramètres statiques comme dans le cas  $\gamma.c$  on éliminera déjà 75,34 % des circuits fautifs en termes statiques par l'analyse spectrale conventionnelle. Les flots alternatifs n°2 et n°3 qui proposent chacun un complément à l'analyse fréquentielle apportent bien une amélioration du taux de détection statistique dans tous les cas, mais celle-ci est proportionnellement beaucoup moins significative quand les contraintes statiques sont faibles. On peut noter pour illustration que dans le cas  $\alpha.c$ , où les spécifications statiques sont exigeantes, la seconde analyse spectrale du flot n°2 contribue à détecter 25,06 % des circuits hors tolérances statiques, et le traitement complémentaire sur les composantes continue et fondamentale du spectre du flot n°3 favorise le rejet de 29,70 % de circuits fautifs supplémentaires ; en revanche dans le cas

$\gamma.c$  avec des spécifications statiques lâches, les contributions au taux de détection statistique global des traitements complémentaires des flots n°2 et n°3 sont respectivement réduites à 2,94 % et 20,72 %, dégradant même le taux global d'espérance de détection du flot (respectivement 78,28 % et 96,06 % pour les flots n°2 et n°3, contre 94,79 % et 99,43 % dans les cas du cahier des charges  $\alpha.c$ ).

### III.3.3 Bilan

En conclusion, nous pouvons dire que les efficacités statistiques de détection des circuits fautifs du point de vue statique par des procédures de test uniquement basées sur l'analyse fréquentielle sont statistiquement meilleures dans des contextes de spécifications globalement sévères. Les taux de détection prévisionnels sont très sensibles à l'influence des spécifications statiques et dynamiques. Les flots de test alternatifs peuvent conduire à de piètres taux de détection des composants fautifs, notamment lorsque l'ensemble des contraintes des spécifications est lâche. Il est donc impératif, avant d'envisager d'appliquer une des procédures de test alternatives que nous proposons, d'adapter l'étude statistique au contexte considéré pour évaluer si l'espérance de couverture de composants défectueux de la procédure sera suffisante par rapport à l'application visée. Pour un cahier des charges statique fixé, nous pouvons améliorer la couverture de circuits fautifs vis-à-vis des tolérances statiques données en rendant plus exigeantes les contraintes dynamiques, au prix du rejet de certains éléments sains. Il faudrait alors estimer le nombre de composants sains sacrifiés pour juger du bénéfice éventuel en termes de coût global du test réalisé en employant un flot de test alternatif plutôt qu'un flot de test classique (plus sélectif mais plus long). Ajoutons que le flot des test alternatif n°3, qui se contente de compléter l'analyse spectrale conventionnelle en tenant compte du module des composantes fréquentielles continue et fondamentale, est à la fois celui qui offre les meilleurs taux de détection statistiques dans tous les cas de figure et celui qui est le plus robuste face à l'influence des spécifications, tout en ne demandant qu'un temps de test très réduit. Cela fait de lui sans conteste le meilleur candidat en tant que flot de test des CAN optimisé.

## IV. Conclusion

Notre objectif est de déterminer s'il est possible de détecter les erreurs statiques hors spécifications de convertisseurs analogique-numérique sans avoir recours à un test statistique par histogramme, mais grâce à une procédure de test exclusivement basée sur l'analyse spectrale par transformée de Fourier rapide. Nous proposons différents flots alternatifs de test des CAN par analyse fréquentielle : un premier flot uniquement constitué d'une analyse spectrale conventionnelle, un second flot qui complète l'analyse classique du premier flot par une seconde analyse spectrale non conventionnelle (avec un stimulus dont l'amplitude dépasse la pleine échelle de conversion du CAN), et un troisième flot qui complète l'analyse classique par le traitement de paramètres fréquentiels supplémentaires (le module des composantes fréquentielles continue et fondamentale).

On peut évaluer l'efficacité statistique de chacun des flots de test alternatifs à déceler les composants fautifs du point de vue statique en fonction du contexte de test. Un contexte de test désigne une population de CAN à tester et un cahier des charges associé. Le taux prévisionnel de détection des éléments fautifs de chaque flot est calculé d'après la distribution des performances dynamiques mesurées dans la population et la répartition des éléments sains. L'efficacité statistique de détection des flots de test dépend fortement des spécifications. Nous avons vu que les contextes qui laissent espérer les meilleurs taux de détection des composants défectueux sont associés à des cahiers des charges exigeants. Dans de tels cas de figure, les efficacités statistiques obtenues permettent d'envisager l'application d'une procédure de test basée exclusivement sur l'analyse spectrale, évitant ainsi la longue et coûteuse procédure de test statistique par histogramme. Le troisième flot de test alternatif, qui étend l'analyse des paramètres fréquentiels au module des composantes continue et fondamentale, semble offrir les meilleures performances de détection parmi les trois flots alternatifs. La plupart des spécifications de composants réels de rapidité intermédiaire et élevée (fréquence d'échantillonnage de 100 kHz à 100 MHz) rencontrées dans les catalogues de fabricants se trouvent dans cette catégorie de contraintes sévères, et ont de fortes chances d'être des cas favorables d'application de nos procédures de test alternatives.

L'efficacité probable de détection des instances défectueuses de chaque flot de test est globalement moindre lorsque les spécifications sont plus lâches. En effet, les trois flots de test alternatifs laissent espérer une moins bonne couverture des circuits fautifs lorsque les

exigences dynamiques s'assouplissent, à cahier des charges statique donné. Il en est de même lorsque les contraintes statiques sont relâchées, sauf dans le cas de la simple analyse spectrale classique (flot n°1) dont l'efficacité statistique de détection est alors augmentée. Il faut souligner que l'efficacité statistique du troisième flot de test alternatif est beaucoup moins sensible au relâchement des tolérances dynamiques que celle des autres flots proposés. C'est un avantage supplémentaire de cette procédure alternative, qui s'ajoute au fait qu'il offre les meilleurs taux de détection probables parmi les flots de test par analyse spectrale que nous proposons quelles que soient les spécifications, et qu'il possède des vertus de rapidité d'acquisition et de traitement très attractives. On peut envisager d'améliorer les performances de détection des éléments hors spécifications statiques des flots de test alternatifs en durcissant les contraintes sur les paramètres dynamiques, au prix du sacrifice de certains composants sains. Mais pour certains contextes de test, lorsque les spécifications sont globalement très lâches, les flots de test alternatifs que nous proposons ne pourront pas être des alternatives viables au flot de test classique combinant test fréquentiel et test statistique par histogramme.

Nous avons développé un outil logiciel permettant d'adapter l'analyse statistique des espérances de détection des composants fautifs à toutes sortes de populations de convertisseurs A/N et de spécifications fonctionnelles. Il sera impératif pour une application pratique de notre étude d'optimisation du flot de test des CAN dans un cas de test industriel d'effectuer préalablement une analyse statistique appropriée au contexte visé. En particulier, il faudra tenir compte de la dispersion réelle des erreurs statiques liée à l'architecture du CAN et à la technologie d'implantation du circuit pour améliorer le réalisme de la population considérée pour l'étude statistique. De plus, l'estimation des efficacités de détection serait plus précise en intégrant les inévitables incertitudes de mesure qui peuvent fausser l'appréciation de certaines instances.

Malgré les limitations de l'étude statistique du taux de détection de flots de test alternatifs basés sur l'analyse spectrale présentée dans ce chapitre, nous pouvons espérer qu'une procédure de test par une unique analyse spectrale complétée par le traitement d'informations fréquentielles supplémentaires (flot alternatif n°3) offrira une efficacité de détection des composants défectueux satisfaisante et constituera de fait un flot de test des convertisseurs A/N optimisé pour une majorité des contextes de test des convertisseurs analogique-numérique.

## Conclusion générale

---

Avec l'accroissement des circuits à forte densité d'intégration et la généralisation du traitement numérique des signaux, les circuits mixtes, qui comportent à la fois une partie numérique et une partie analogique, se sont particulièrement développés ces dernières années. Ces composants, qui peuvent atteindre des degrés de complexité très élevés, impliquent non seulement des spécificités de conception, mais également des particularités de test. En conséquence, le coût du test est devenu prépondérant dans le prix de revient des circuits mixtes. Dans ce contexte, il paraît primordial de trouver des solutions pour réduire le coût du test des composants mixtes.

Nous nous sommes intéressés au test des Convertisseurs Analogique-Numérique (CAN) qui représentent un maillon essentiel de la plupart des circuits mixtes. Ils constituent en effet l'élément charnière entre le domaine analogique et le domaine numérique. Notre objectif global est de proposer une procédure de test des convertisseurs analogique-numérique qui permette de réduire le coût du test de ces composants. Dans cette optique, nous avons étudié les corrélations entre les paramètres statiques et dynamiques des CAN, afin de proposer à terme une procédure de test des CAN optimisée.

Nous avons tout d'abord rappelé dans le premier chapitre les principes et définitions relatifs au test fonctionnel des convertisseurs analogique-numérique et les principales techniques de test industriel des CAN. Nous avons ainsi défini les erreurs statiques d'un convertisseur, liées à la fonction de transfert du CAN, et énuméré les performances dynamiques, qui traduisent les déformations du signal converti. L'ensemble des paramètres fonctionnels de ces deux catégories est représentatif du comportement du convertisseur. Trois techniques de test des convertisseurs analogique-numérique sont principalement employées

dans le cadre du test industriel : la procédure par analyse statistique (qui permet d'évaluer les erreurs statiques des circuits testés), la procédure par analyse temporelle et la procédure par analyse spectrale (qui donnent accès aux performances dynamiques des composants). Nous avons souligné les atouts et les limitations de ces différentes techniques.

Comme exposé dans le second chapitre, l'analyse spectrale nous a paru être la meilleure procédure pour servir de base à un flot de test des CAN optimisé. En effet, il semble difficile d'estimer directement les performances dynamiques d'un convertisseur à partir de la valeur de ses erreurs statiques, ce qui écarte l'analyse statistique. Par ailleurs, l'analyse spectrale donne accès à davantage de performances dynamiques du convertisseur que l'analyse temporelle, et son traitement est plus rapide. Nous avons donc cherché à évaluer les erreurs statiques d'un CAN à partir de ses performances dynamiques mesurées par analyse spectrale. Dans ce but, nous avons étudié les corrélations entre les deux types de paramètres. Contrairement aux travaux déjà publiés sur ce thème, qui suivent une démarche analytique, nous avons adopté une approche basée sur la simulation.

Les travaux ont ainsi débuté par la mise en œuvre d'un modèle logiciel de test des convertisseurs analogique-numérique que nous avons développé pour les simulations. Notre modèle d'environnement de test se décompose en trois modules. Le premier module représente le générateur de stimuli de test. Les conditions de test relatives au générateur (amplitude du stimulus, nombre de périodes du signal et nombre d'échantillons de la séquence temporelle de test) sont réglables, et les incertitudes de test (bruit, *jitter*,...) peuvent être prises en compte. Le second module constitue un modèle comportemental de CAN. Toutes les caractéristiques de la fonction de transfert du modèle de CAN (paramètres intrinsèques et statiques) sont paramétrables. Enfin, le troisième module effectue l'analyse fréquentielle du signal de test converti, fournissant les performances dynamiques extraites du spectre du signal converti obtenu par transformée de Fourier. En fin de chapitre, nous avons présenté les caractéristiques d'un équipement de test automatisé (ATE) réel (le testeur HP 83000).

Notre modèle d'environnement de test des CAN nous permet d'injecter des erreurs statiques dans la fonction de transfert des convertisseurs afin d'évaluer leur influence sur la mesure des performances dynamiques. Nous l'utilisons pour les deux étapes de l'étude des corrélations entre paramètres statiques et dynamiques d'un convertisseur analogique-numérique, qui font chacune l'objet d'un chapitre.

La première étape de l'étude des corrélations entre les deux types de paramètres d'un CAN a été présentée au troisième chapitre. Cette étape consiste en l'étude académique de l'influence d'une erreur statique unique sur la mesure des performances dynamiques. Bien sûr, une telle configuration, où les différentes erreurs statiques ne peuvent pas coexister, n'est pas réaliste, mais nous voulions avoir une idée de la possibilité d'évaluer les erreurs statiques par une analyse purement spectrale.

Nous avons donc commencé par estimer l'impact des conditions de test sur la mesure des paramètres dynamiques. Nous avons montré que le nombre de périodes du signal de test considérées dans la séquence de test unitaire n'a aucune influence sur les performances dynamiques théoriques d'un CAN parfait. Dans ce contexte préliminaire idéal, les paramètres dynamiques sont plus sensibles au nombre d'échantillons traités. Dans un souci de reproductibilité du test, nous avons montré qu'il faut considérer un nombre d'échantillons supérieur à une valeur minimale, que nous avons évaluée, afin de garantir que ce paramètre n'influe pas sur la mesure des performances dynamiques. Enfin, nous avons mis à jour la forte sensibilité des paramètres dynamiques à l'amplitude du stimulus de test, en particulier celle du taux de distorsions harmoniques.

Toujours dans un contexte de test idéal, nous avons ensuite examiné l'influence de chaque type d'erreur statique, indépendamment des autres, en tenant compte de l'amplitude du stimulus de test. Ainsi, nous avons successivement montré l'influence d'une erreur d'offset, d'une erreur de gain et d'une non-linéarité intégrale sur les performances dynamiques théoriques en fonction de l'amplitude du signal de test. Il ressort de cette étude que l'impact d'une erreur statique unique sur la mesure des paramètres dynamiques est suffisamment significatif pour envisager de détecter la présence d'erreurs statiques à partir de la mesure des performances dynamiques.

Enfin, nous avons pris en compte les incertitudes de test : le bruit et l'incertitude sur l'amplitude du stimulus de test généré. Nous avons montré que l'estimation des erreurs statiques par la mesure des performances dynamiques via une analyse spectrale semble possible malgré ces incertitudes.

La seconde étape de l'étude des corrélations entre les deux types de paramètres d'un CAN, exposée dans le quatrième chapitre, prend en compte les combinaisons d'erreurs statiques. Cette étape est de fait plus réaliste. Elle suit une approche différente de la première

étape de l'étude globale. Nous avons en effet adopté une démarche plus pragmatique, basée sur une analyse statistique. Partant du constat que les erreurs statiques ont une influence significative sur la mesure des performances dynamiques, nous avons voulu estimer dans quelle mesure il est possible de détecter des erreurs statiques par une procédure reposant uniquement sur l'analyse fréquentielle. A cette fin, nous avons défini l'efficacité statistique d'un flot de test à détecter les composants fautifs, c'est-à-dire les instances qui ne vérifient pas le cahier des charges associé au test.

Nous avons proposé plusieurs flots de test basés sur une procédure d'analyse spectrale. L'efficacité statistique à déceler les composants défectueux a été évaluée pour chaque flot proposé sur une population de composants couvrant un espace de combinaisons d'erreurs statiques, dans divers contextes de test (i.e. dans différents cas de cahiers des cahrges). Nous avons montré que les flots proposés laissent espérer des taux statistiques de couverture des circuits fautifs très satisfaisants dans les contextes de test où les spécifications sont sévères. En revanche, la plupart des procédures de test alternatives conduisent à des efficacités de détection moins significatives dans les cas de cahiers des charges peu exigeants. Néanmoins, l'efficacité du dernier flot de test proposé, qui se contente de compléter l'analyse spectrale classique par un traitement des composantes continue et fondamentale du spectre du signal converti, est moins sensible au cahier des charges considéré. De surcroît, il offre les meilleures efficacités statistiques de détection parmi tous les flots proposés quel que soit le contexte.

L'outil logiciel que nous avons développé pour cette étude afin d'estimer l'efficacité statistique de détection des composants fautifs de chaque flot alternatif pourra permettre en pratique de déterminer a priori l'efficacité statistique de détection des circuits défectueux dans un contexte réaliste. Il suffira pour cela d'adapter la population statistique de convertisseurs à tester et l'environnement de test à l'application réelle envisagée.

Pour conclure, nous avons montré que la corrélation entre les paramètres statiques et dynamiques des convertisseurs est suffisamment forte pour envisager de déceler les erreurs statiques à travers la mesure des paramètres dynamiques. Nous avons proposé un flot de test alternatif uniquement basé sur l'analyse spectrale qui offre un excellent taux statistique de couverture des composants fautifs pour une grande majorité de contextes de test des CAN. Ce flot permet de réduire de façon significative le temps et les ressources de test par rapport à un

flot de test classique associant test fréquentiel et test statistique par histogramme, diminuant en conséquence le coût du test des CAN.

Toutefois, il faut noter que notre méthode ne donne pas accès aux erreurs locales qui peuvent apparaître dans le signal converti. En conséquence, il ne sera pas possible d'extraire les non-linéarités différentielles des convertisseurs testés uniquement par analyse spectrale. Néanmoins, le lien étroit qui existe entre les non-linéarités différentielles (NLD) et les non-linéarités intégrales (NLI) permet de borner la valeur de la non-linéarité différentielle. En effet, la valeur de la NLD ne peut pas excéder le double de la valeur maximale de la NLI. Par ailleurs, certaines architectures d'implantation présentent des propriétés particulières concernant les non-linéarités différentielles (exemple CAN de type  $\Sigma-\Delta$ ). Ainsi, notre flot de test alternatif est performant pour toutes les applications qui n'imposent pas d'exigences plus sévères sur la non-linéarité différentielle que ce que l'on peut déceler grâce à l'évaluation de la non-linéarité intégrale, ce qui représente une large gamme d'applications. Il serait intéressant de pouvoir à présent évaluer de façon quantitative les limites de détection des non-linéarités différentielles que l'on peut espérer obtenir via la détection des non-linéarités intégrales. Il reste également à déterminer de façon plus précise les architectures de CAN auxquelles notre flot alternatif s'adapte le mieux.

Soulignons enfin que notre étude est volontairement idéalisée. Nous avons en effet voulu faire apparaître les comportements des paramètres étudiés dans un contexte théorique. Notamment, la population de fonctions de transfert de CAN considérée pour l'évaluation des efficacités de détection des différents flots de test étudiés au quatrième chapitre, qui couvre une espace de combinaisons d'erreurs statiques de façon uniforme, n'est pas réaliste. En pratique, il faudra intégrer dans notre outil logiciel le maximum de données réalistes sur le contexte de test visé (architecture du CAN, informations statistiques de variation des paramètres technologiques, ...) afin d'obtenir une estimation plus précise de l'efficacité statistique de détection des circuits fautifs pour chaque flot de test proposé. La principale perspective des travaux est la validation de la méthode d'estimation de l'efficacité statistique de flots de test à détecter les composants défectueux. Pour cela, il faudra appliquer notre méthode à un contexte pratique en considérant une technologie, un type d'architecture, et les paramètres statistiques du procédé de fabrication.

## Références bibliographiques

---

## Références bibliographiques

- [Ana92] Analog Devices  
"Data Converter reference manual Volume II – Manuel de référence Analog Devices", 1992.
- [Ara97] K. Arabi and B. Kaminska  
"Oscillation Built-In Self Test (OBIST) Scheme for Functional and Structural Testing of Analog and Mixed-Signal Integrated Circuits"  
Proc. International Test Conference, pp. 786-795, 1997.
- [Arp99] P. Arpaia, P. Daponte, L. Michaeli  
"The Influence of the Architecture on ADC Error Modeling"  
Proc. International Workshop on ADC Modelling and Testing, pp. 132-141, 1999.
- [Att02] F. Attivissimo, N. Giaquinto and M. Savino  
"Chebyshev Polynomials and Dither Technique for Static Characteristic Linearization in A/D Converters"  
Proc. International Workshop on ADC Modelling and Testing, pp. 163-167, 2002
- [Bel00] D. Bellan  
"Model for the Spectral Effects of ADC Nonlinearity"  
Measurement, Elsevier Science, vol.28, no. 2, pp. 65-76, 2000.
- [Ben93] M. Benkaïs  
"Méthodologie de caractérisation des circuits de conversion de données : application aux convertisseurs analogique-numérique à facteur de mérite élevé. Mise en œuvre dans le système CanTest"  
Thèse de l'Université de Bordeaux I, 1993.

- [Ber01] S. Bernard, F. Azais, Y. Bertrand and M. Renovell  
 "Efficient on-chip generator for linear histogram BIST of ADCs"  
 Proc. IEEE International Mixed-Signal Testing Workshop, pp. 89-96, 2001.
- [Bur01] M. Burns and G. W. Roberts  
 "An Introduction to Mixed-Signal IC Test and Measurement"  
 Oxford University Press, ISBN 0-19-514016-8, 2001.
- [Cot97] F. Cottet  
 "Traitement des Signaux et Acquisition de Données"  
 Edition. Dunod, ISBN 2-10-003428-6, 1997.
- [Csi99] N. Csizmadia and A.J.E.M. Janssen  
 "Estimating the Integral Non-Linearity of AD-Converters via the Frequency Domain"  
 Proc. International Test Conference, pp. 757-762, 1999.
- [Dal95] D. Dallet  
 "Contribution à la Caractérisation des Convertisseurs Analogiques-Numériques :  
 Evaluation des Méthodes et Mise en Oeuvre de nouveaux procédés"  
 Thèse de l'Université de Bordeaux I, 1995.
- [Das02] M. da Silva, A. C. Serra  
 "A New Robust Four Parameter Sine Fitting Procedure"  
 Proc. International Conference on Advanced A/D and D/A Conversion Techniques  
 and Their Applications & European Workshop on ADC Modelling and Testing,  
 pp. 111-114, 2002.
- [Dyn01] European Project DYNAD  
 "Methods and draft standards for the DYNamic characterization and testing of  
 Analog-to-Digital converters"  
 Published on the web at <http://www.fe.up.pt/~hsm/dynad/>

- [Had02] D. Haddadi  
"Test Dynamique des Convertisseurs Analogiques-Numériques Rapides : Caractérisation par Analyse Temporelle, Test Industriel et Considérations Instrumentales"  
Thèse de doctorat de l'Université de Bordeaux I, 2002.
- [Iee01] IEEE STD 1241  
"IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters"  
The institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., ISBN 0-7381-2724-8, 2001.
- [Jen99] A. J. E. M. Janssen  
"Fourier Analysis and Synthesis for a mildly Non-Linear Quantizer"  
Philips: Net. Lab. Report UR 801/99, 1999.
- [Lib96] V. Liberali, F. Maloberti and M. Stramesi  
"ADC Characterisation Using the Code Density Test Method With Deterministic Sampling"  
Proc. International Mixed Signal Testing Workshop, pp. 113-118, 1996.
- [Mah87] M. Mahoney  
"DSP-based Testing of Analog and Mixed-Signal Circuits"  
IEEE Computer Society Press, ISBN 0-8186-0785-8, 1987.
- [Per00] E. Peralias, A. Rueda and J.L. Huertas  
"Two BIST Schemes for Pipelined Analog to Digital Converters"  
Proc. International Mixed-Signal Testing Workshop, pp. 36-39, 2000.
- [Ren90] S. Renaud  
"Contribution à la caractérisation des circuits de conversion analogique-numérique. Conception et réalisation d'un système d'évaluation dynamique de ces dispositifs"  
Thèse de l'Université de Bordeaux I, 1990.

- [Rob96] G. W. Roberts  
"Metrics, Techniques and Recent Developments in Mixed-Signal Testing"  
Proc. IEEE/ACM International Conference on Computer Aided Design,  
pp. 106-113, 1996.
- [Ton95] M.F. Toner and G.W. Roberts  
"A BIST Scheme for a SNR, Gain Tracking and Frequency Response Test of a  
Sigma-Delta ADC"  
IEEE Trans. Circuits & Systems II, Vol. 42, pp. 1-15, 1995.
- [Vri97] R. de Vries, T. Zwemstra, E.M.J.G. Bruls and P.P.L. Regtien  
"Built-In Self-Test Methodology for A/D Converters"  
Proc. European Design & Test Conference, pp. 353-358, 1997.
- [Xu99] F. Xu  
"A New Approach for Nonlinearity Test of ADCs/DACs and its Application for  
BIST"  
Proc. IEEE European Test Workshop, pp. 34-38, 1999.

## Références relatives à l'étude

- [Aza02a] F. Azaïs, S. Bernard, Y. Bertrand, M. Comte, M. Renovell and M. Lubaszewski  
"Estimating Static Parameters of A-to-D Converters from Spectral Analysis"  
Proc. IEEE Latin American Test Workshop, pp. 174-179, 2002.
- [Aza02b] F. Azaïs, S. Bernard, Y. Bertrand, M. Comte and M. Renovell  
"Evaluation of ADC Static Parameters via the Frequency Domain"  
Proc. IEEE International Mixed-Signal Testing Workshop, pp. 165-169, 2002.
- [Com02a] M. Comte, F. Azaïs, S. Bernard, Y. Bertrand and M. Renovell  
"On the Evaluation of ADC Static Parameters through Dynamic Testing"  
Proc. International Conference on Advanced A/D and D/A Conversion Techniques  
and Their Applications & European Workshop on ADC Modelling and Testing,  
pp. 95-98, 2002.
- [Com02b] M. Comte, F. Azaïs, S. Bernard, Y. Bertrand et M. Renovell  
"Mesure des paramètres statiques des Convertisseurs A/N par une analyse  
spectrale"  
Proc. 3ème Colloque de CAO de Circuits et Systèmes Intégrés, pp. 47-50, 2002.
- [Aza03a] M. Comte, F. Azaïs, S. Bernard, Y. Bertrand, M. Renovell  
"On the Efficiency of Measuring ADC Dynamic Parameters to Detect ADC Static  
Errors"  
Proc. IEEE Latin American Test Workshop, pp. 174-179, 2003.
- [Aza03b] F. Azaïs, S. Bernard, Y. Bertrand, M. Comte and M. Renovell  
"A-to-D Converters Static Error Detection From Dynamic Parameter  
Measurement"  
A paraître, Microelectronics Journal, Elsevier Science, 2003.

- [Aza03c] F. Azaïs, S. Bernard, M. Comte, Y. Bertrand, M. Renovell  
"Correlation between Static and Dynamic Parameters of A-to-D Converters in the view of a Unique Test Procedure"  
A paraître, Journal of Electronic Testing: Theory and Application, Kluwer Academic publishers, 2003.
- [Ber03a] S. Bernard, M. Comte, F. Azaïs, Y. Bertrand and M. Renovell  
"A New Methodology for ADC Test Flow Optimization"  
A paraître, IEEE International Test Conference, 2003.
- [Com03] M. Comte, F. Azaïs, S. Bernard, Y. Bertrand and M. Renovell  
"Analysis of the Specification Influence on the Efficiency of an Optimized Test Flow for ADCs"  
Proc. IEEE International Mixed-Signal Testing Workshop, pp. 185-190, 2003.



# Annexes

---

## Table des annexes

### **Annexe A :**

<b>Modèle d'environnement de test dynamique des CAN : programmes <i>Labview</i></b>	<b>163</b>
I. Programme principal du modèle d'environnement de test	163
II. Génération de la fonction de transfert du CAN	166
III. Quantification et codage	169

### **Annexe B : Influence des conditions de test**

<b>sur la mesure des paramètres dynamiques des CAN parfaits</b>	<b>171</b>
I. Influence du nombre d'échantillons considérés	172
II. Influence de l'amplitude du stimulus de test	174

### **Annexe C : Influence d'une erreur statique individuelle**

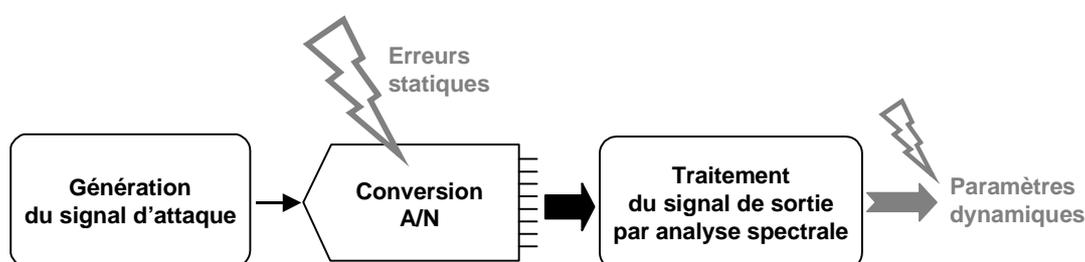
<b>sur la mesure des paramètres dynamiques des CAN</b>	<b>177</b>
I. Influence d'une erreur d'offset	178
II. Influence d'une erreur de gain	180
III. Influence d'une Non-Linéarité Intégrale d'ordre 2	182

## Annexe A

### Modèle d'environnement de test dynamique des CAN : Programmes *Labview*

Les diagrammes des programmes développés à l'aide de *Labview* afin de modéliser l'environnement de test des convertisseurs analogique-numérique sont présentés ici. Rappelons que ce modèle est purement comportemental. C'est ce modèle qui a servi de base pour les séries de simulations réalisées lors de l'étude des corrélations entre les paramètres statiques et dynamiques des CAN, ainsi que pour l'évaluation de l'efficacité de détection des flots de tests proposés dans divers contextes de test.

Pour mémoire, on rappelle ci-dessous la figure 2.3, qui représente la chaîne classique de test des CAN par analyse spectrale. Les blocs en jeu dans ce synoptique sont identifiés sur le diagramme du modèle global (voir figure A.2). Les sous-programmes impliqués dans le modèle du convertisseur, à savoir la génération de la fonction de transfert (icône « seuils ») et la quantification (icône « codage »), sont illustrés aux paragraphes II et III respectivement.



*Figure 2.3 : Synoptique général du modèle de test de CAN par analyse spectrale*

### I. Programme principal du modèle d'environnement de test

L'interface utilisateur de notre modèle d'environnement de test est présentée figure A.1. Le diagramme correspondant, qui constitue notre programme graphique, implique des blocs existant en bibliothèque, comme le générateur de formes d'ondes, et des blocs que nous avons développés, qui représentent des sous-programmes (figure A.2).

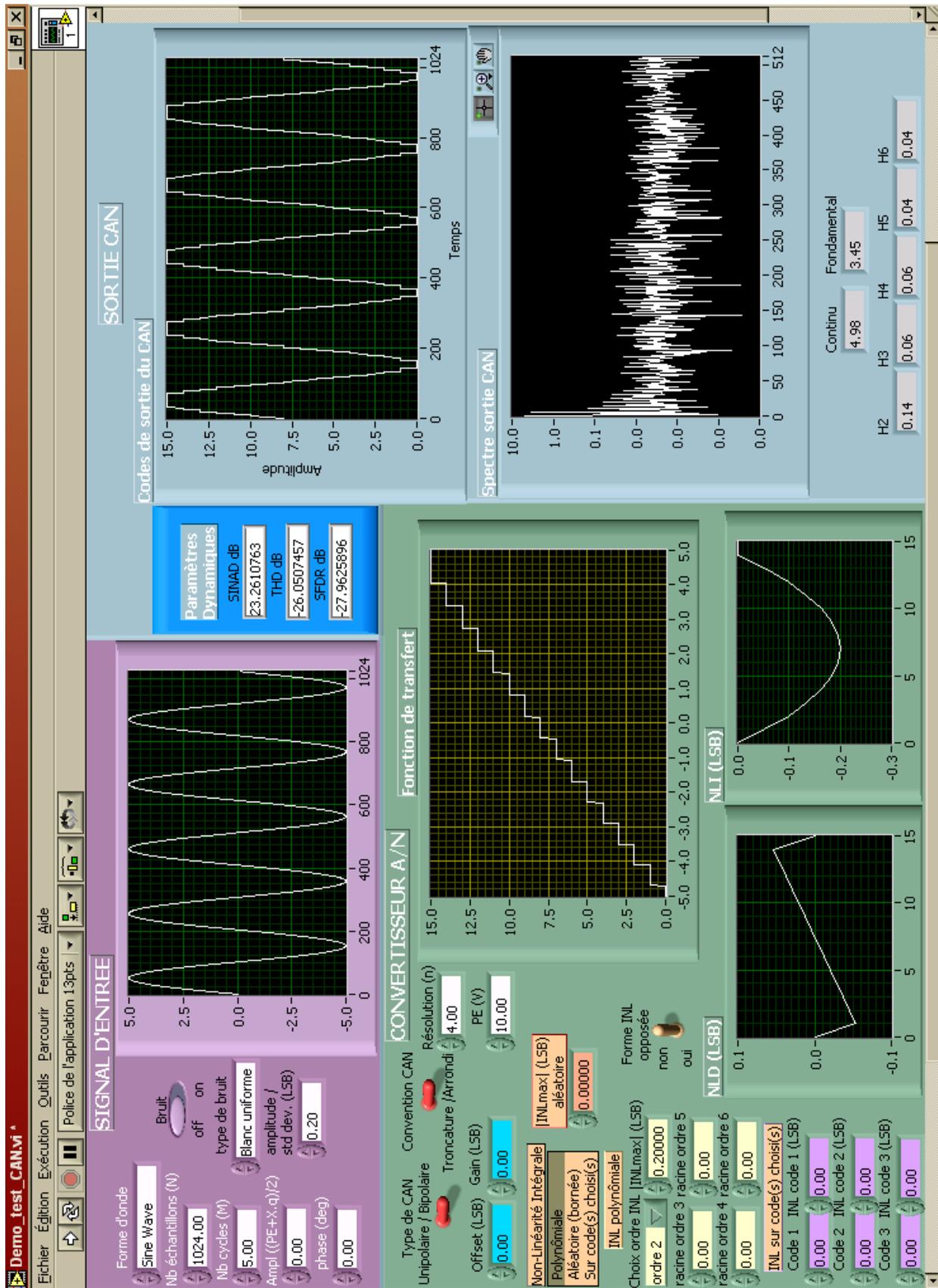


Figure A.1 : Interface utilisateur du modèle d'environnement de test

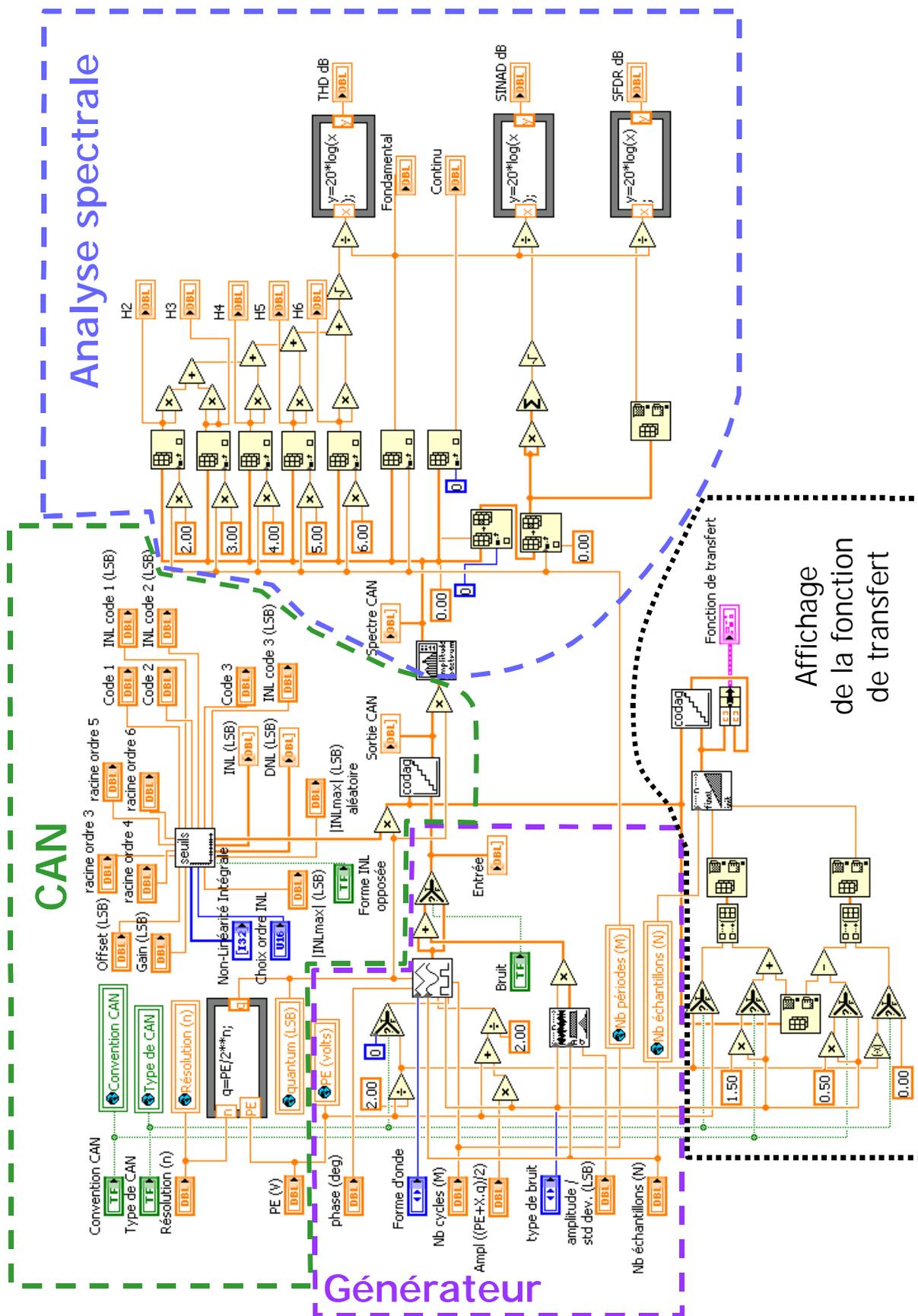


Figure A.2 : Diagramme du modèle d'environnement de test

## II. Génération de la fonction de transfert du CAN (icône « seuils »)

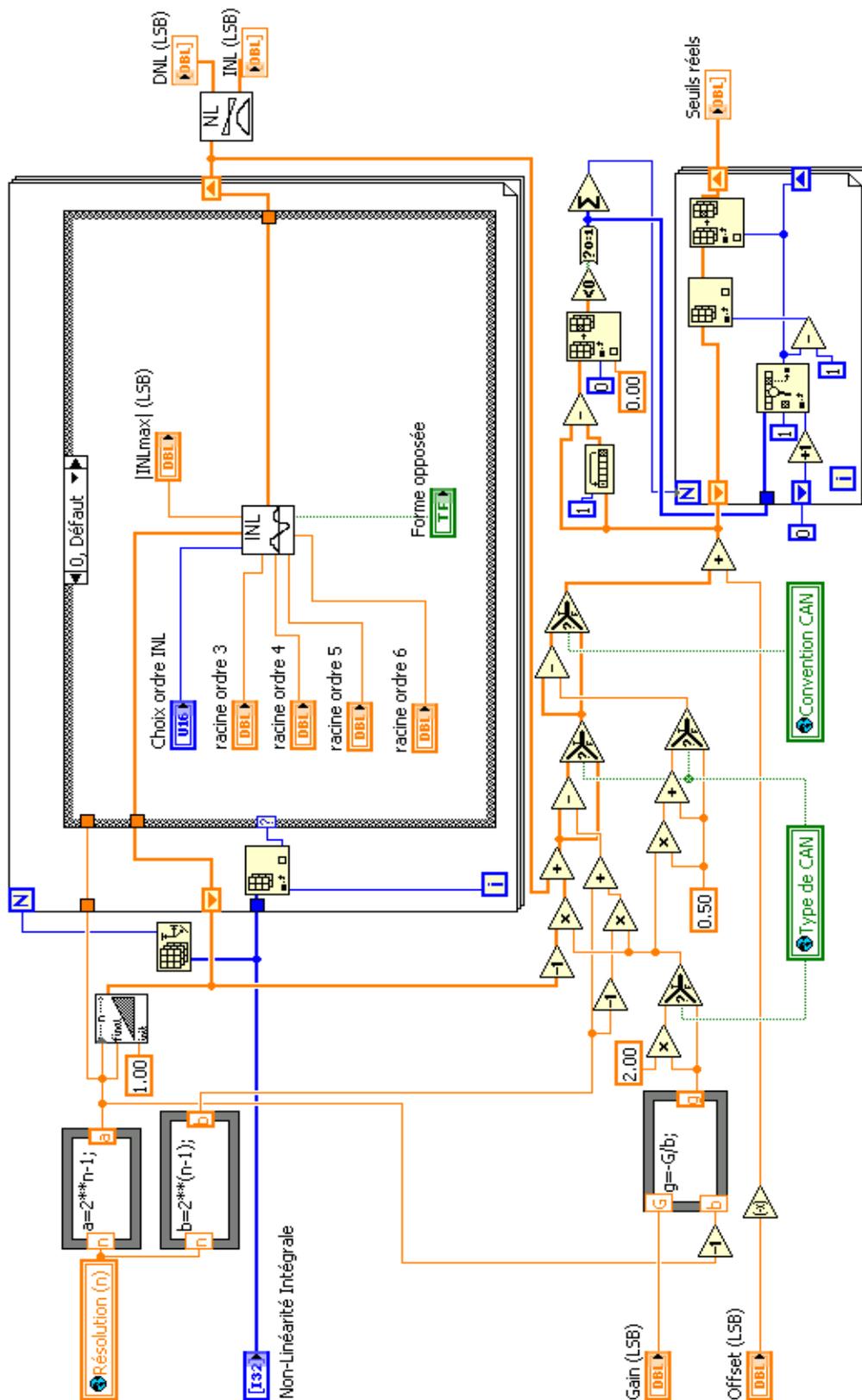


Figure A.3 : Diagramme de la génération de fonction de transfert de CAN réaliste

Pour générer la fonction de transfert réaliste (i.e. entachée d'erreurs statiques), nous générons tout d'abord la fonction de transfert idéale (sans erreurs), puis nous injectons successivement la non-linéarité souhaitée, l'erreur de gain et enfin l'erreur d'offset voulues. On vérifie en fin de traitement qu'aucune inversion dans l'ordre des seuils de transition n'est apparue.

L'injection de la non-linéarité dans le modèle de fonction de transfert peut s'effectuer de trois façons (non exclusives) :

- La Non-Linéarité Intégrale (NLI) est exprimée comme une fonction polynomiale des codes de sortie du convertisseur (fig. A.4.a) ;
- Une valeur de NLI aléatoire, inférieure à la limite fixée, est attribuée à chaque code (fig. A.4.b) ;
- Une valeur choisie de NLI est attribuée à un code déterminé (jusqu'à concurrence de trois codes affectés, fig. A.4.c).

Les trois sous-programmes correspondants figurent ci-dessous (le premier cas est celui illustré dans le diagramme de la figure A.3).

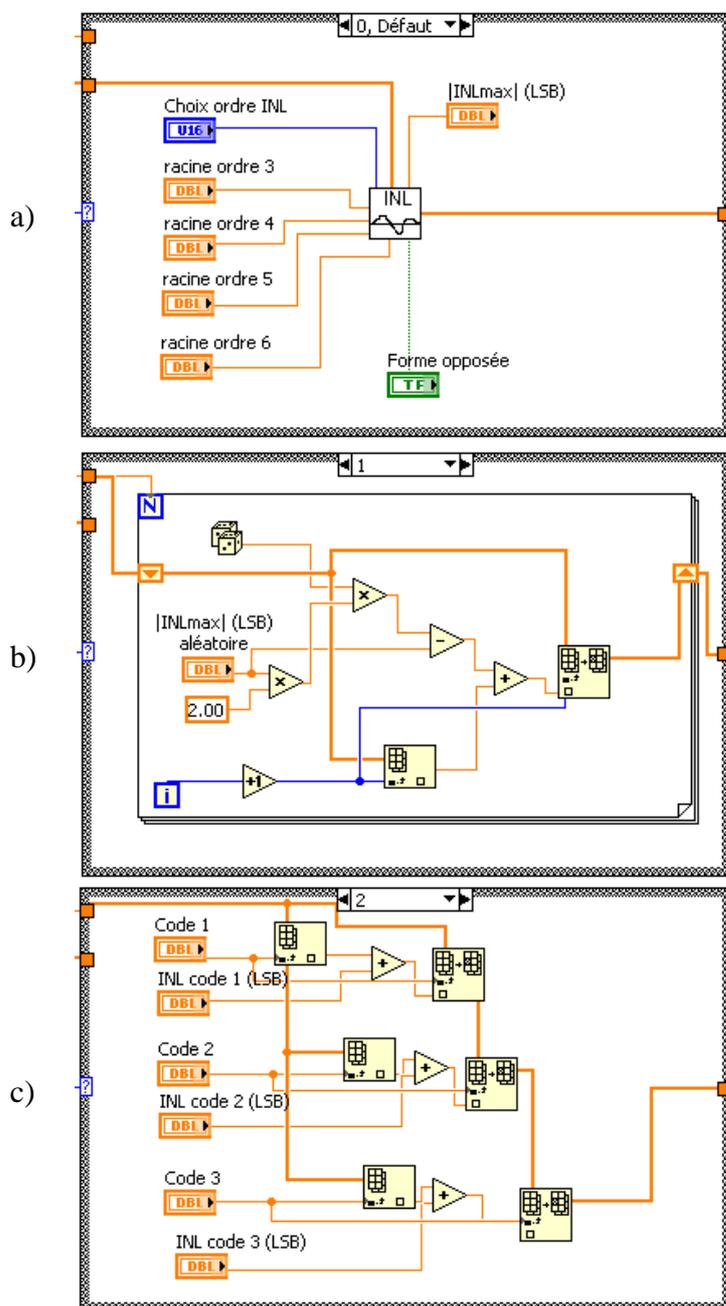


Figure A.4 : Diagrammes des sous-programmes d'injection de Non-Linearité Intégrale

Le premier cas (« 0, Défaut », fig. A.4.a) fait appel au sous-programme qui génère la fonction polynomiale pour la NLI selon les codes (icône « INL »), présenté ci-dessous. L'ordre du polynôme désiré peut aller de 2 à 6 ; on considère seulement les racines concernées en fonction du choix de l'ordre.

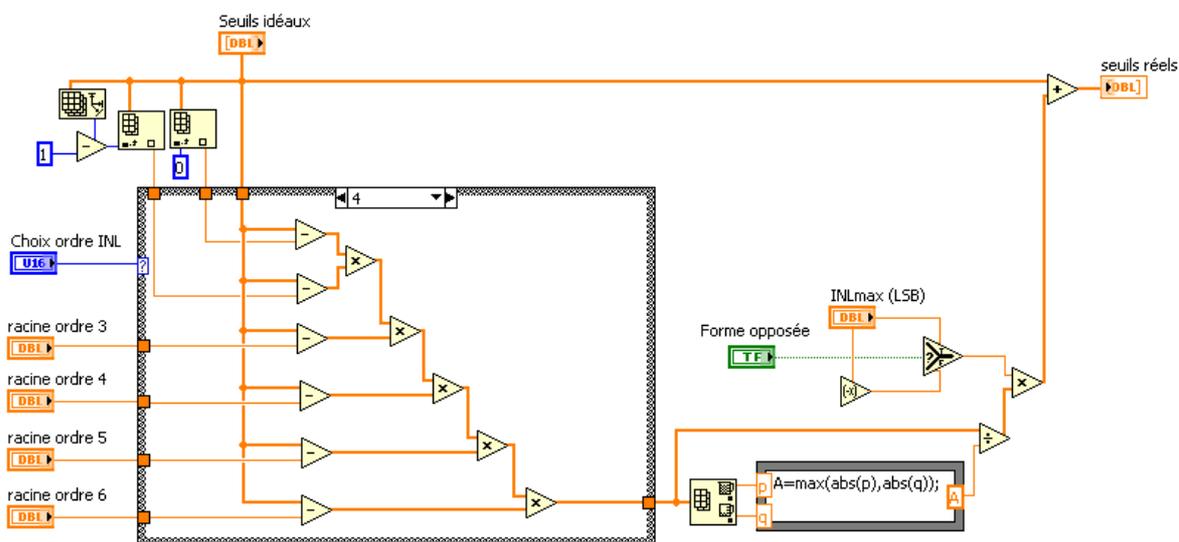


Figure A.5 : Diagramme de la génération de fonction de NLI polynomiale

### III. Quantification et codage (icône « codage »)

La quantification est simplement effectuée par comparaison des valeurs du signal d'entrée avec les seuils de transition de la fonction de transfert, seuil après seuil, grâce à une boucle. Le codage disponible en sortie est décimal.

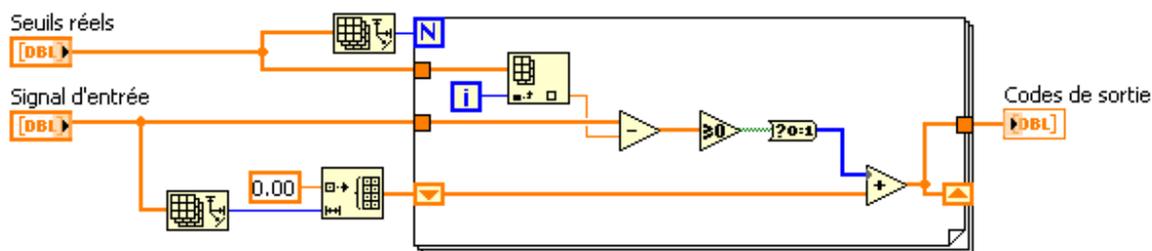


Figure A.6 : Diagramme du programme de codage des échantillons



## Annexe B :

### Influence des conditions de test sur la mesure des paramètres dynamiques des CAN parfaits

Comme on l'a vu au troisième chapitre, le nombre  $M$  de périodes du stimulus de test considéré pour la séquence d'acquisition d'échantillons n'a aucune influence sur la mesure des performances dynamiques par analyse spectrale, et ce quelle que soit la résolution (figure 3.3).

En revanche, le nombre  $N$  d'échantillons capturés sur la séquence de test a un impact néfaste sur la reproductibilité des mesures des paramètres dynamiques lorsqu'il est trop faible. Les dispersions observées sur la mesure des performances dynamiques selon la phase à l'origine de la séquence de test en fonction du nombre d'échantillons traités sont présentées en partie I de cette annexe pour les résolutions de convertisseur de 6, 8, 10 et 12 bits (figures B.1 et B.2).

En partie II figurent les évolutions de mesure des paramètres dynamiques sous l'influence de l'amplitude du stimulus de test pour ces différentes résolutions de convertisseur, d'une part dans un contexte idéal sans bruit (courbes noires des figures B.3 et B.4), et d'autre part en considérant un bruit blanc ajouté au signal de test, dont l'amplitude maximale est égale à 0,2 LSB. Dans le second cas, les courbes représentées (courbes grises des figures B.3 et B.4) correspondent chacune à la moyenne de dix séries de mesures bruitées.

## I. Influence du nombre d'échantillons considérés

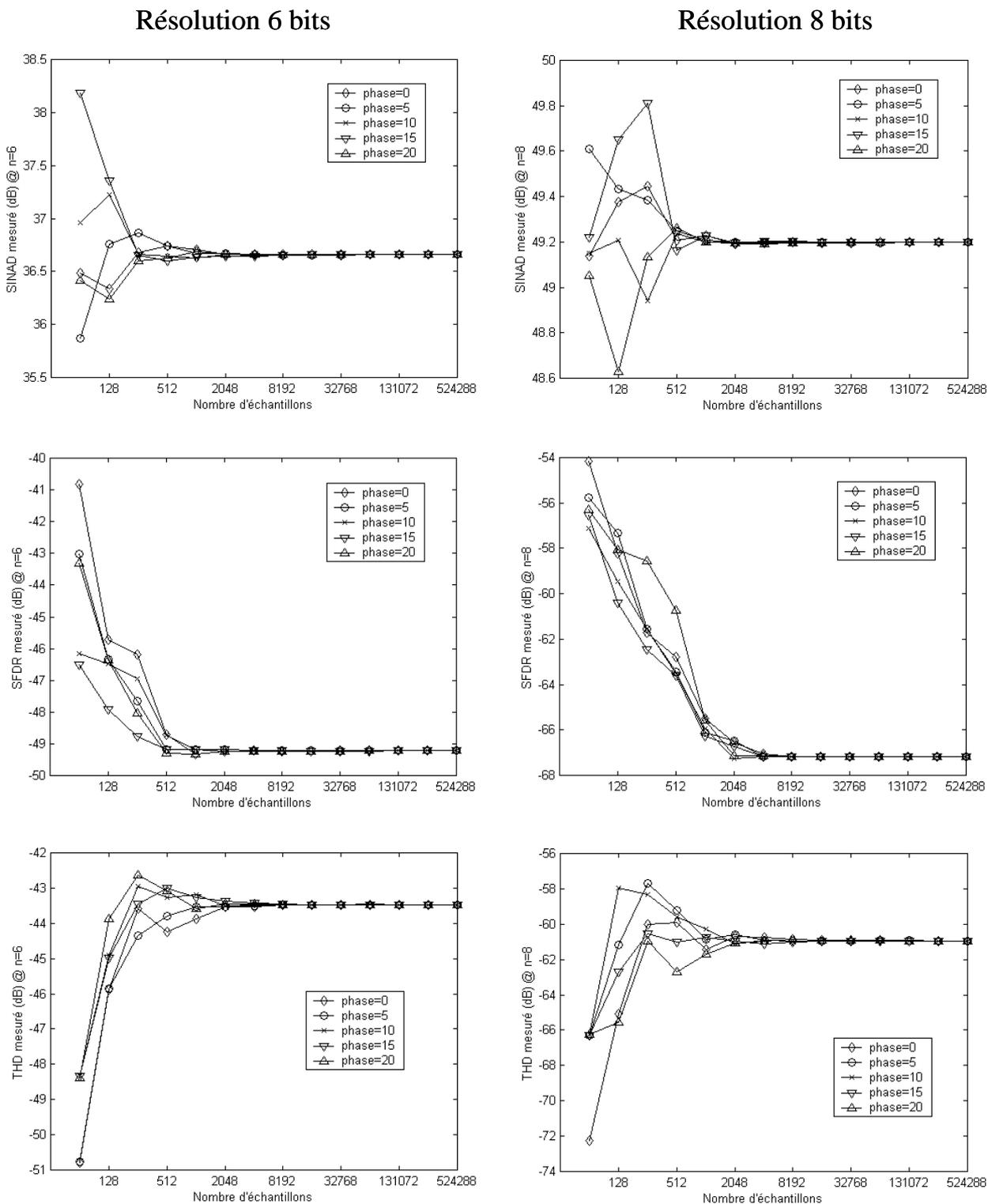


Figure B.1 : Influence du nombre d'échantillons traités par analyse spectrale sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 6 et 8 bits)

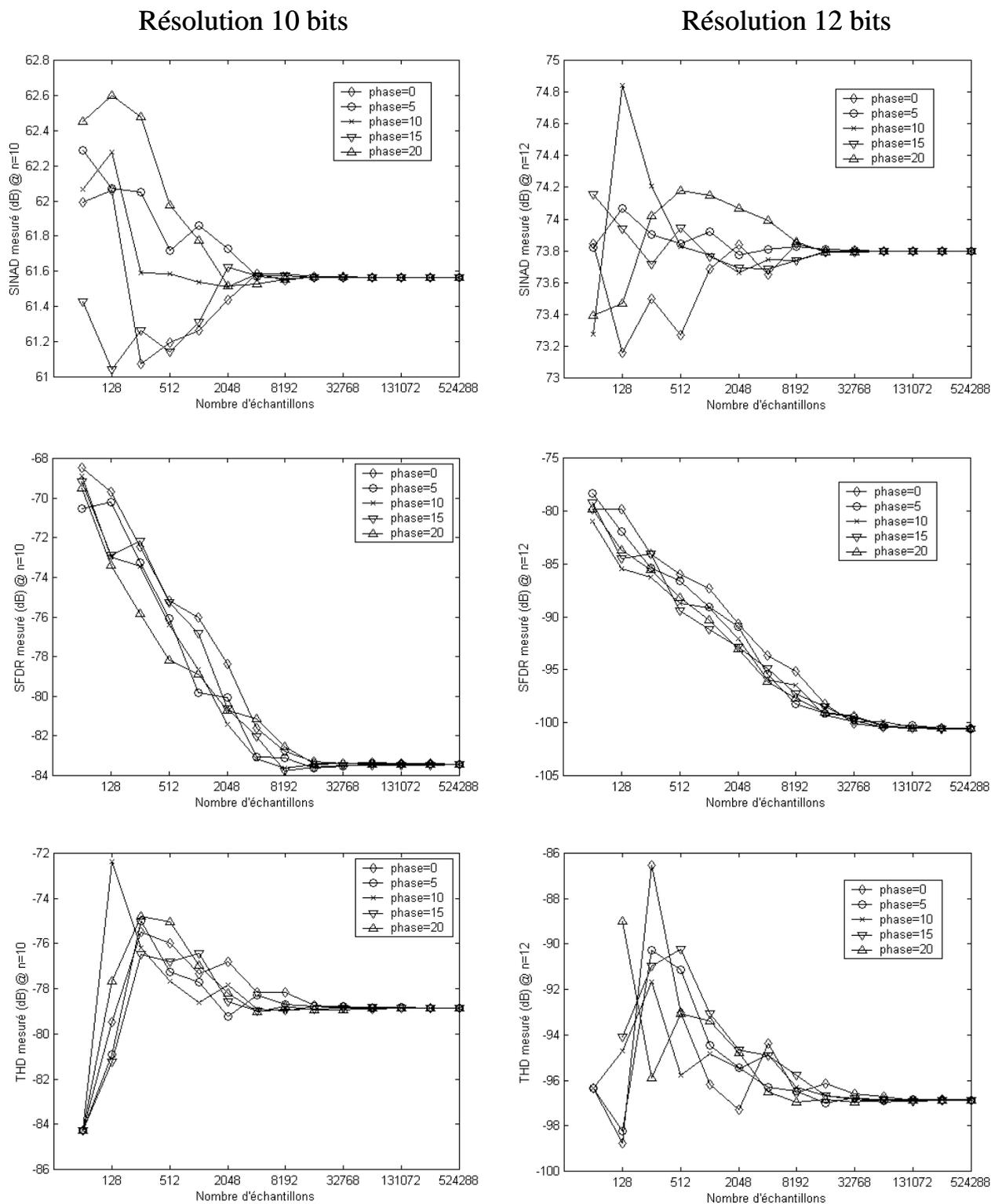


Figure B.2 : Influence du nombre d'échantillons traités par analyse spectrale sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 10 et 12 bits)

## II. Influence de l'amplitude du stimulus de test

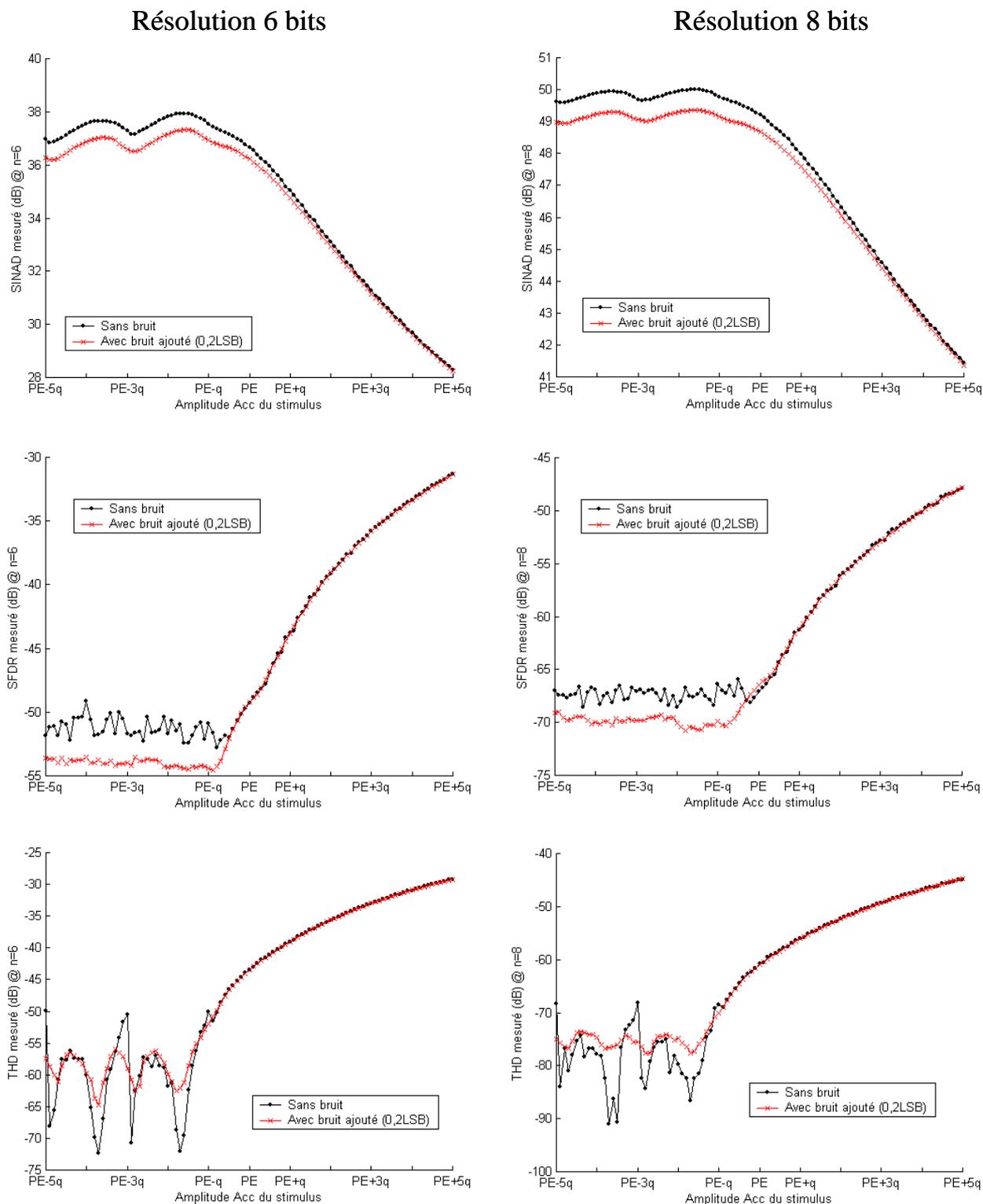


Figure B.3 : Influence de l'amplitude du stimulus de test (sans et avec bruit ajouté) sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 6 et 8 bits)

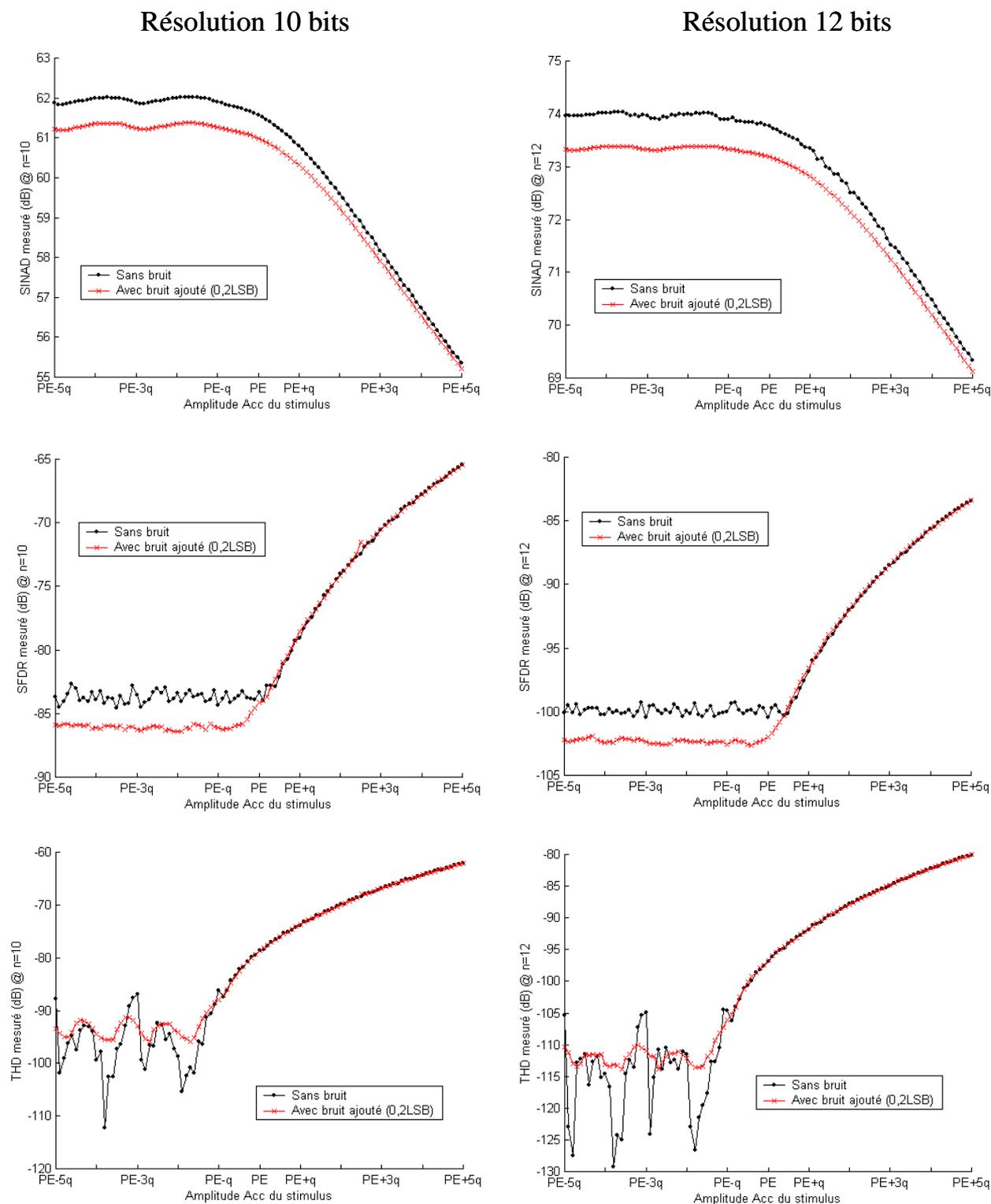


Figure B.4 : Influence de l'amplitude du stimulus de test (sans et avec bruit ajouté) sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 10 et 12 bits)



## Annexe C :

### Influence d'une erreur statique individuelle sur la mesure des paramètres dynamiques des CAN

Les graphiques à trois dimensions présentés dans cette annexe illustrent l'influence d'une erreur statique individuelle sur la valeur mesurée des paramètres dynamiques, et ce pour toute une plage de valeurs d'amplitude de stimulus (inférieures et supérieures à la pleine échelle de conversion du CAN). La valeur d'erreur statique injectée varie autour du cas idéal d'un CAN parfait, c'est-à-dire d'une valeur nulle (CAN sans erreurs). Chaque graphique correspond ainsi à plus d'un millier de simulations, où varient l'amplitude du stimulus et la valeur d'erreur statique dont on cherche l'impact sur la mesure des performances dynamiques. Les résultats sont exprimés en termes de déviation relative du paramètre dynamique considéré par rapport au cas idéal, c'est-à-dire par rapport au cas de même amplitude de stimulus avec une erreur statique nulle.

On considère successivement l'influence d'une erreur d'offset (§ I), d'une erreur de gain bipolaire (§ II) et d'une Non-Linéarité Intégrale polynomiale d'ordre 2 (§ III).

## I. Influence d'une erreur d'offset

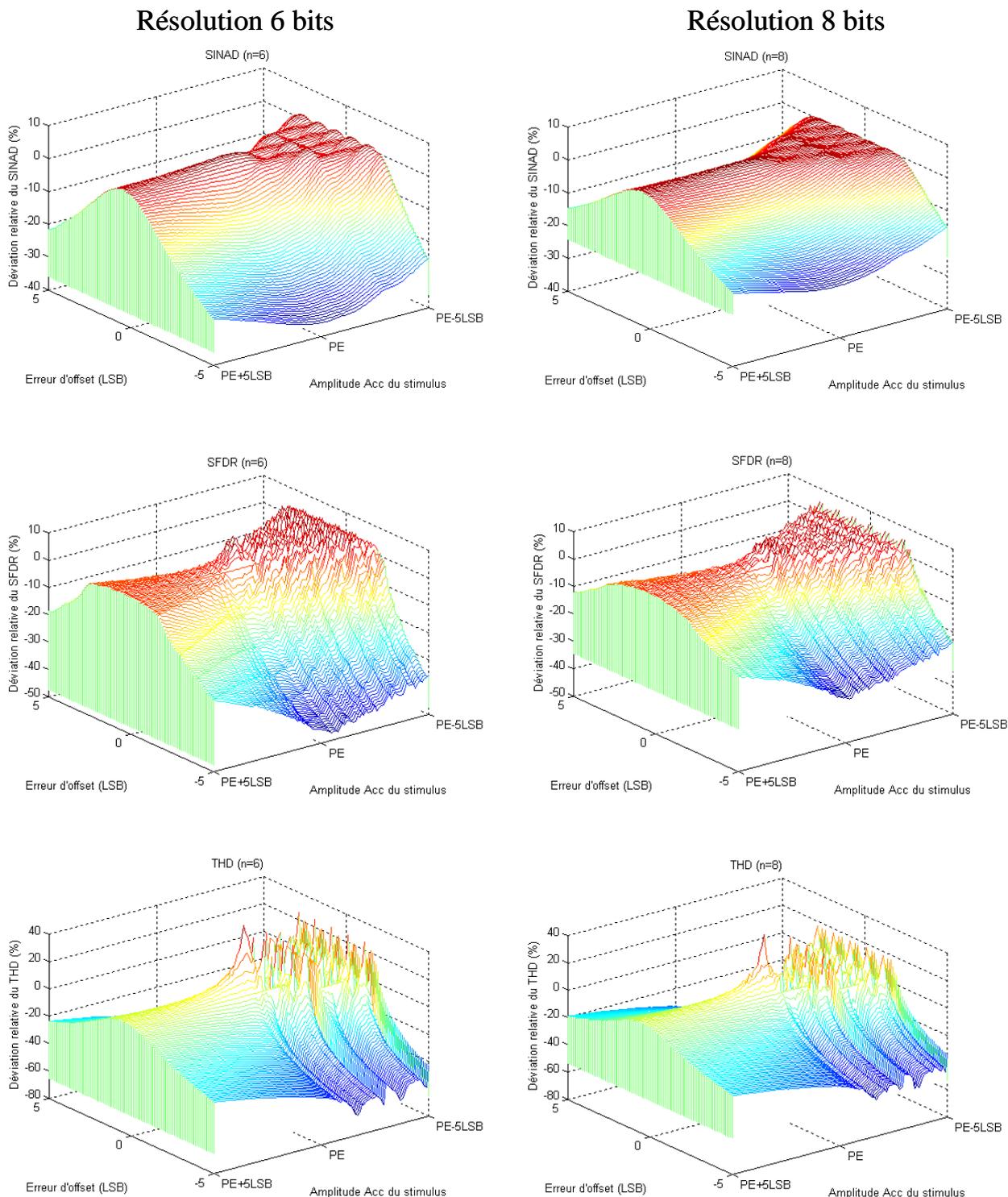


Figure C.1 : Influence d'une erreur d'offset, en fonction de l'amplitude du stimulus, sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 6 et 8 bits)

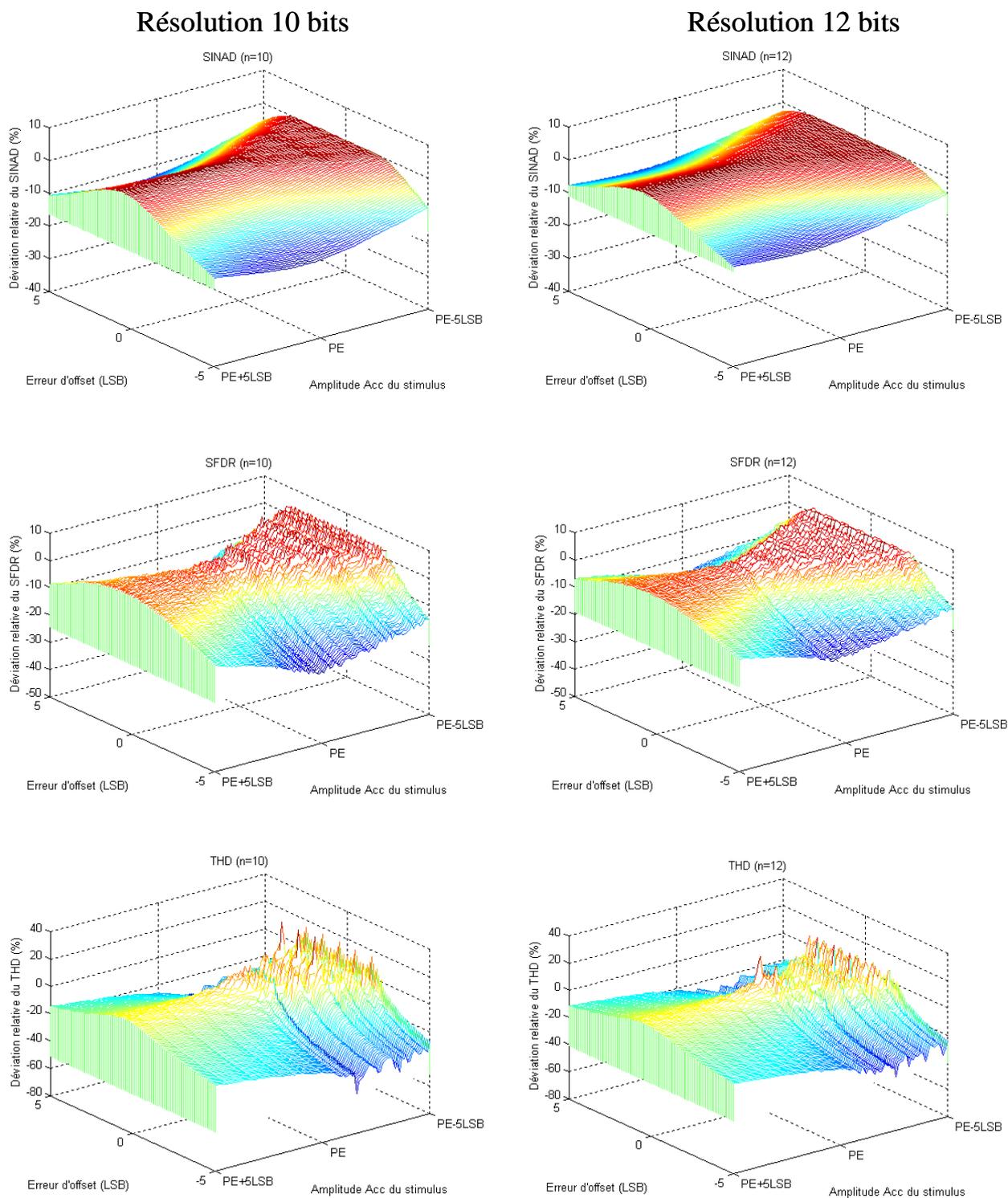


Figure C.2 : Influence d'une erreur d'offset, en fonction de l'amplitude du stimulus, sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 10 et 12 bits)

## II. Influence d'une erreur de gain

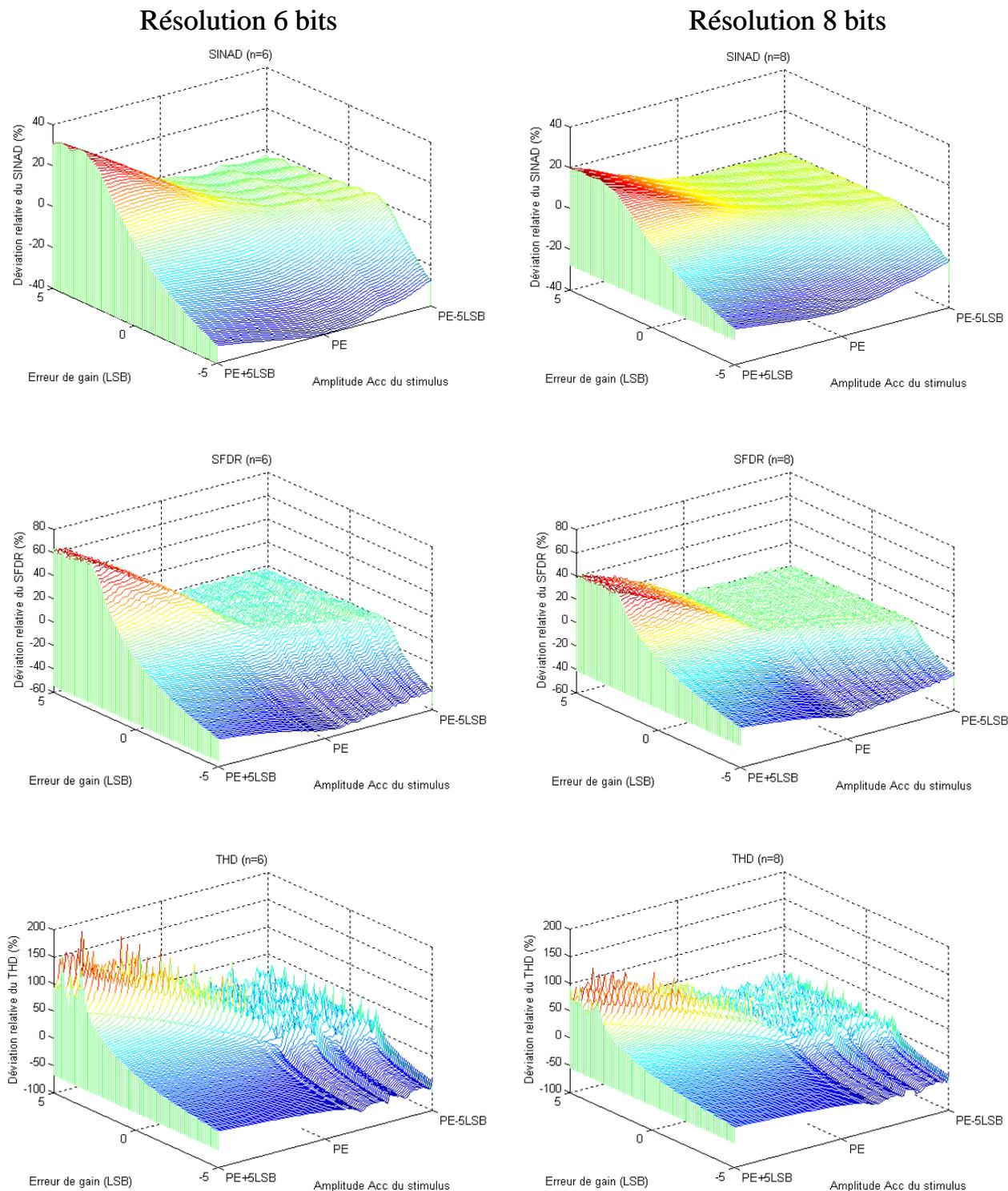


Figure C.3 : Influence d'une erreur de gain, en fonction de l'amplitude du stimulus, sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 6 et 8 bits)

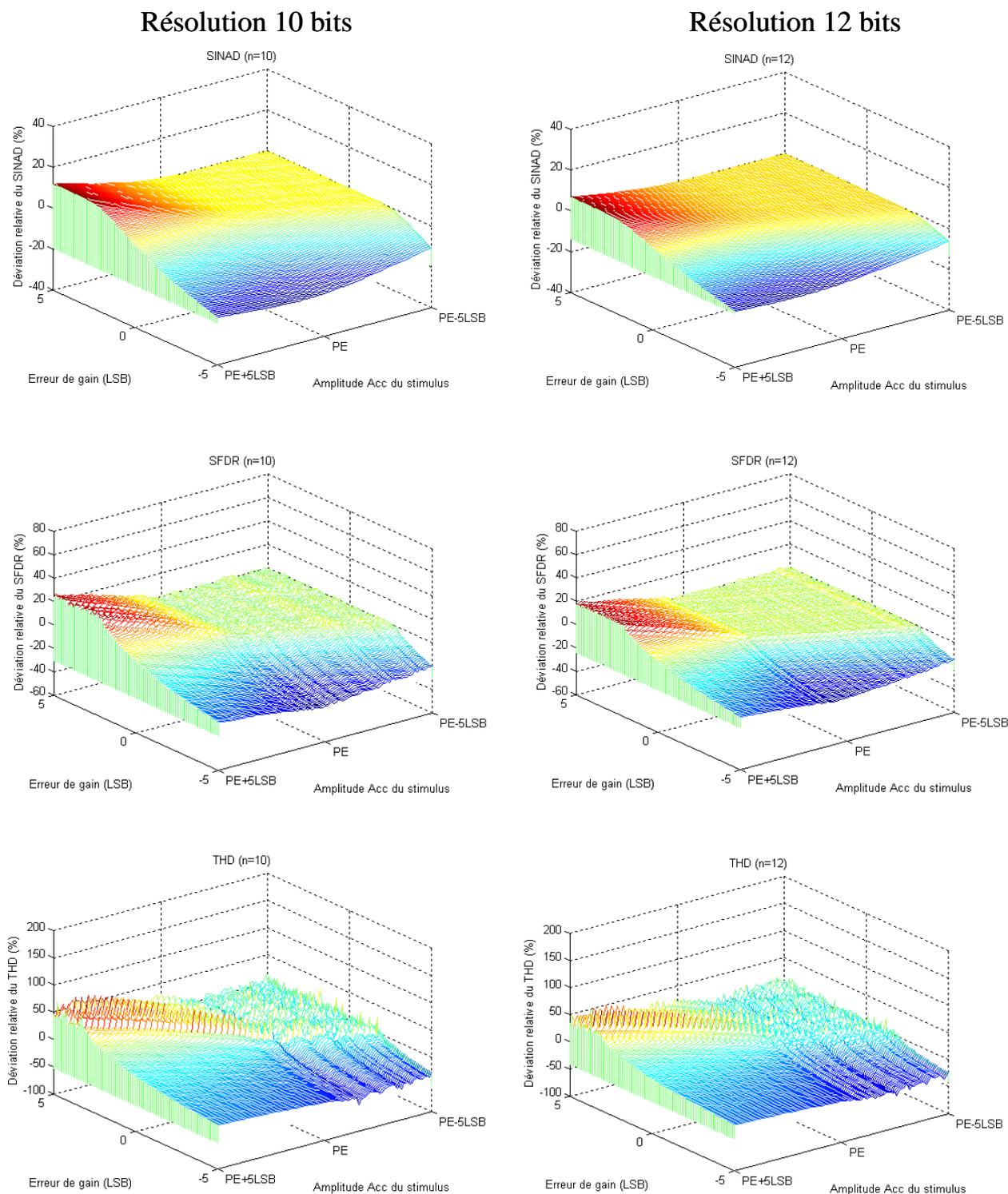


Figure C.4 : Influence d'une erreur de gain, en fonction de l'amplitude du stimulus, sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 10 et 12 bits)

### III. Influence d'une Non-Linéarité Intégrale d'ordre 2

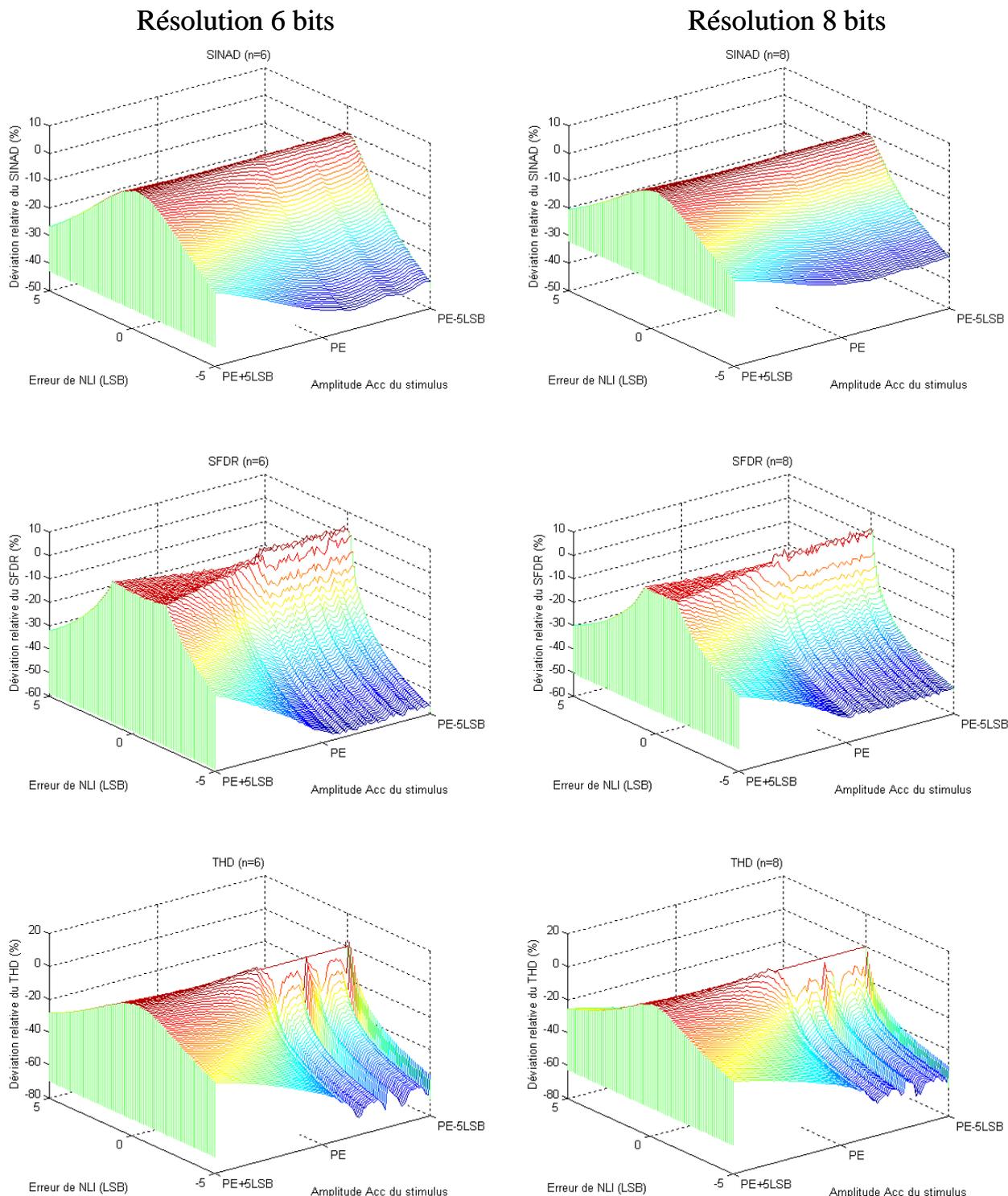


Figure C.5 : Influence d'une erreur de NLI, en fonction de l'amplitude du stimulus, sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 6 et 8 bits)

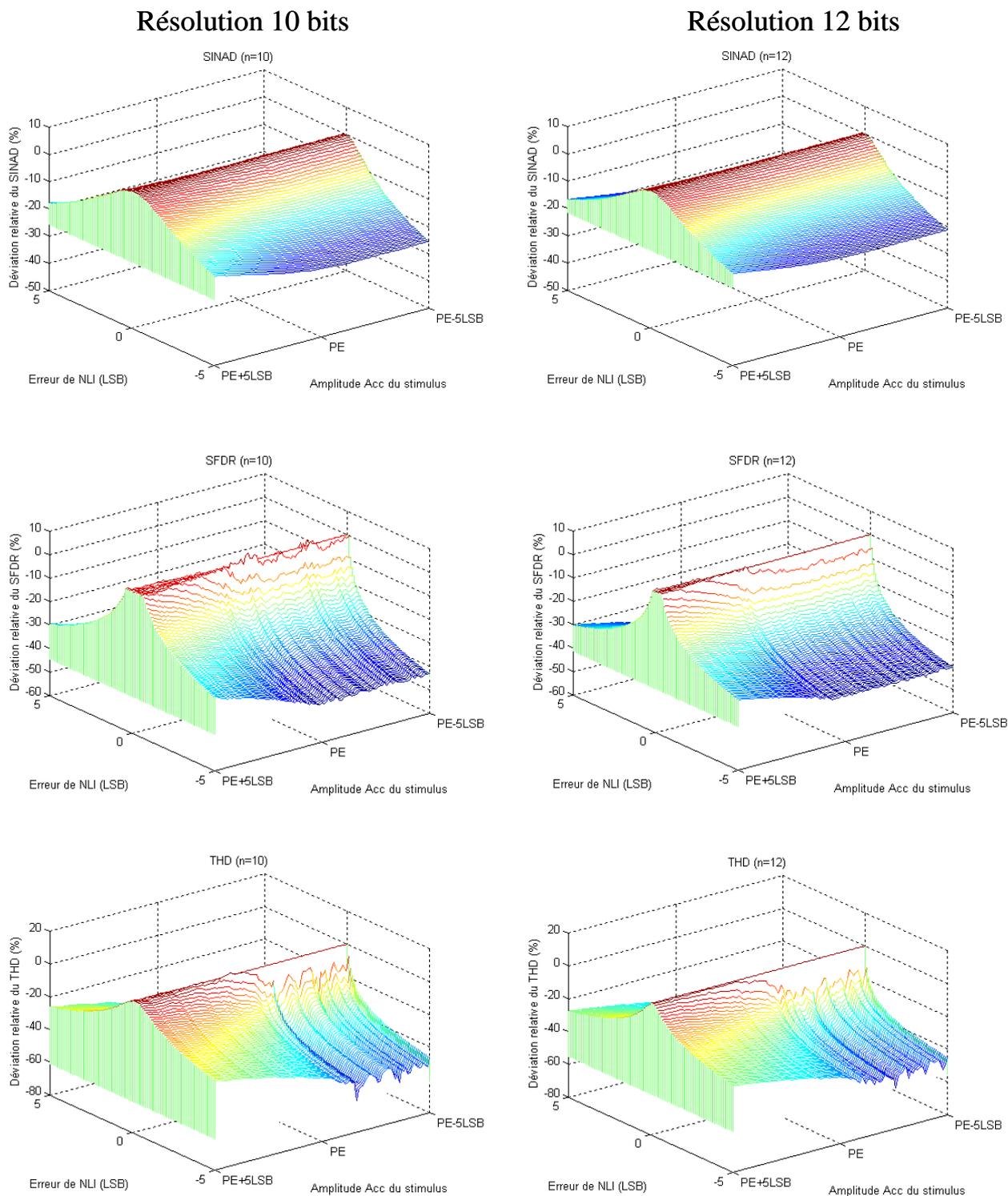


Figure C.6 : Influence d'une erreur de NLI, en fonction de l'amplitude du stimulus, sur la mesure des paramètres dynamiques (CAN parfaits de résolution 10 et 12 bits)





## **Etude des Corrélations entre les Paramètres Statiques et Dynamiques des CAN en vue d'optimiser leur Flot de Test.**

### Résumé

Le test industriel des Convertisseurs Analogique-Numérique (CAN) consiste à évaluer les paramètres fonctionnels du composant testé afin de les comparer aux limites de tolérance fixées par le cahier des charges. On distingue ainsi les circuits sains des circuits défectueux. Les paramètres caractéristiques d'un CAN sont de deux types : statiques et dynamiques. Chaque type de paramètre nécessite une procédure de test dédiée (en général une analyse statistique et une analyse spectrale respectivement), si bien que le coût du test devient prépondérant dans le prix de revient des CAN, et plus généralement des circuits mixtes analogiques et numériques. Ainsi, réduire le coût du test des CAN est un point critique dans le contexte du test des circuits mixtes. L'objectif de cette thèse est d'étudier la faisabilité d'une procédure de test uniquement basée sur l'analyse spectrale, permettant de tester l'ensemble des performances d'un CAN. A cette fin, nous avons fait une investigation des corrélations qui existent entre les paramètres statiques et dynamiques. L'étude repose sur la simulation d'un modèle d'environnement de test des CAN. Tout d'abord, nous montrons que l'influence de chaque erreur statique sur les paramètres dynamiques est suffisamment significative pour envisager de détecter les erreurs statiques rédhitoires à travers la mesure des performances dynamiques. Ensuite, nous évaluons l'efficacité statistique de détection des circuits défectueux pour plusieurs flots de test alternatifs reposant seulement sur l'analyse spectrale. Nous avons enfin développé un outil qui permet d'adapter l'évaluation de l'efficacité statistique de chaque flot à un contexte de test réel.

### Mots-clés :

- Circuits intégrés mixtes
- Convertisseurs Analogique-Numérique
- Test des CAN
- Analyse spectrale
- Optimisation de test

## **Study of the Correlations between ADC Static and Dynamic Parameters in the view of optimising their Test Flow.**

### Abstract

Industrial testing of Analog-to-Digital Converters (ADCs) consists in evaluating the functional parameters of the component under test. By comparing the achieved performances to the tolerance limits given by the device specifications, the faulty instances can be separated from the fault-free ones. ADCs are characterized by two types of parameters: static and dynamic. Each set of parameters requires a dedicated test procedure (usually a statistical analysis and a spectral analysis, respectively). Consequently, the testing cost is becoming uppermost in the cost price of ADCs, and more generally of mixed-signal circuits. Therefore, reducing the ADC testing cost represents a critical issue for mixed-signal circuit testing. This thesis aims at studying whether a test procedure exclusively based on spectral analysis could lead to the evaluation of the whole set of ADC performances. We have hence investigated the correlations between static and dynamic parameters. The study is based on the simulation of an environment model for ADC testing. In a first approach, we have shown that each static error influence on the measured dynamic parameters is significant enough to allow redhibitory static errors detection through dynamic performance measurement. In a second step, we have evaluated the statistical efficiency to detect faulty instances for several alternative test flows using only spectral analysis. We have finally developed a software tool enabling one to adapt the statistical efficiency evaluation of each flow to a realistic test context.

### Key words:

- Mixed-Signal integrated circuits
- Analog-to-Digital Converters
- ADC testing
- Spectral analysis
- Test optimisation