

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Hadj Lakhdar Batna
Faculté de Technologie
Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Magister en ELECTRONIQUE
OPTION: IC Design

Par :

KANOUNI Lahcène

Thème :

CONDITIONNEMENT D'UN CAPTEUR A ULTRASONS A L'AIDE D'UN FPAA

Devant le jury constitué de:

Pr. MAHAMDI Ramdane	Prof. U. Batna	Président
Pr. BOUGUECHAL Nour-Eddine	Prof. U. Batna	Rapporteur
Dr. BOURIDAH Hachemi	MCA U. Jijel	Examineur
Pr. OUNISSI Abdelhamid	Prof. U. Batna	Examineur
Pr. BENHAYA Abdelhamid	Prof. U. Batna	Examineur

Décembre 2013

DEDICACE

*Je dédie ce travail à :
Ma mère,
Mon père,
Ma femme et mes enfants,
Tous mes amis sans exception.*

*Only those who attempt the absurd
can achieve the impossible.*

Albert Einstein

In the world of embedded microprocessors and digital design, it's certainly true; change has been fast, furious, and deliberate. But not so with analog, they say. Change is hard. Change is time consuming. Change is next to impossible. Until now...

Remerciements

ALLAH, je ne Te remercierai jamais assez de m'avoir guidé vers la Lumière tout au long de ma vie, ALLHAMDOULI ALLAH de m'avoir donné la force et le soutien pour accomplir ce mémoire.

Le Messager d'Allah (que la paix et le salut d'Allah soient sur lui) a dit :

« Celui qui ne remercie pas les gens ne remercie pas Allah. »

Je tiens donc en premier lieu à remercier mon encadreur, le Professeur BOUGUECHAL Nour-Eddine, ce travail n'aurait pas été possible sans son soutien et ses conseils, qu'il trouve ici toute ma gratitude.

Mes remerciements vont également à BOURIDAH Hachemi, Maître de conférences à l'université de Jijel, MAHAMDI Ramdane, Professeur à l'université de Batna, à OUNISSI Abdelhamid, Professeur à l'université de Batna, et à BENHAYA Abdelhamid, Professeur à l'université de Batna, pour avoir accepté d'être les examinateurs de ce mémoire.

Enfin, je ne terminerai pas sans remercier ma femme, celle qui a été ma motivation permanente, et mes parents, sans leur soutien et leurs prières, je ne serais pas capable de surmonter les difficultés de cette vie. Finalement, un merci pour tous ceux qui ont animé ma vie et le bon déroulement de mes études en post-graduation.

KANOUNI Lahcène

Table des matières

Dédicace.....	02
Remerciements.....	04
Table des matières.....	05
Résumé.....	08
Abstract.....	09
Résumé en arabe	10
Liste des figures	11
Introduction Générale	14
Chapitre I : Conditionnement Des Signaux Ultrasonores	16
I.1 Introduction	16
I.2 Principe des ultrasons	16
I.2.1 Historique	16
I.2.2 Principe.....	17
I.2.2.1 Propagation des ondes ultrasonores.....	17
I.2.2.2 Réflexion et réfraction des ondes ultrasonores	18
I.2.2.3 Atténuation des ondes de pression.....	21
I.2.3 Génération et détection des ultrasons	23
I.2.3.1 Le transducteur piézoélectrique	23
I.2.3.2 Circuit équivalent d'un transducteur piézoélectrique	24
I.3 Applications des ultrasons.....	25
I.4 Conditionnement des signaux ultrasonores	27
I.4.1 Taches principales de conditionnement.....	27
I.4.1.1 Adaptation d'impédance	27
I.4.1.2 Amplification du signal	29
I.4.1.3 Détection de l'information	32
I.4.1.4 Linéarisation	35
I.4.1.5 Filtrage	37
I.4.2 Traitement des signaux ultrasonores	38
I.4.2.1 Optimisation de l'émission	39
I.4.2.2 Traitement à la réception	39
I.5 Conditionnement des signaux d'un capteur à ultrason universel	40
I.5.1 Principe de fonctionnement	40
I.5.2 Analyse de la partie analogique.....	41
I.6 Conclusion.....	44

Chapitre II : Les Circuits Analogiques Programmables	45
II.1 Introduction	45
II.2 Généralité sur les FPAA's	46
II.2.1 Intérêts des circuits programmables	46
II.2.2 Consommation d'énergie des circuits programmables.....	47
II.2.3 Conception physique FPGA vs FPAA	48
II.2.4 Flot de conception analogique	49
II.3 Architecture des FPAA's	51
II.3.1 Cellules analogiques configurables	53
II.3.1.1 Granularité	54
II.3.1.2 Architecture électronique.....	55
II.3.2 Technologie des FPAA.....	56
II.3.2.1 Technique discontinu	56
II.3.2.2 Technique continue.....	57
II.4 Composants commercialisés	59
II.4.1 Les composants ZETEX.....	60
II.4.2 Les composants LATTICE.....	62
II.4.3 Les composants ANADIGM	65
II.4.4 Les composants Cypress Microsystems	68
II.5 Conclusion.....	70

**Chapitre III: Les outils de travail et l'évaluation du circuit
An221E04 d'Anadigm 71**

III.1 Technique des capacités commutées	71
III.1.1 Technique d'émulation de résistance	71
III.1.2 Contrôle des circuits à capacités commutées	73
III.1.3 Circuit actif à capacités commutées	74
III.2 Les outils de travail	76
III.2.1 Architecture de l'An221E04.....	76
III.2.2 Kit de développement.....	79
III.2.3 Procédure de configuration.....	80
III.3 Evaluation du circuit An221E04	83
III.3.1 Performance du module amplificateur de l'An221E04.....	85
III.3.2 Performance du module passe-bande de l'An221E04.....	86
III.4 Conclusion.....	88

Chapitre IV : Réalisation d'un conditionneur à l'aide d'un FPAA	89
IV.1 Introduction	89
IV.2 Télémètre à ultrason	90
IV.2.1 Principe	90
IV.2.2 Synoptique du circuit	91
IV.3 Mise en œuvre	92
IV.3.1 Partie Numérique	92
IV.3.1.1 Hardware	92
IV.3.1.2 Software	95
IV.4.2 Partie Analogique	97
IV.4.2.1 Description du circuit de conditionnement	97
IV.4.2.2 Implémentation sur FPAA	98
IV.5 Reconfiguration dynamique et optimisation	100
IV.5.1 Reconfiguration dynamique	101
IV.5.2 Implémentation du contrôle automatique du gain	104
IV.6 Conclusion	106
Conclusion générale	107
Bibliographie	109

Résumé

Le conditionnement d'un signal peut être défini comme les manipulations opérées sur le signal entre le capteur et la partie numérique. Les techniques conventionnelles de conditionnement utilisant des circuits discrets, ont des inconvénients majeurs tels que le manque de précision en raison de tolérances des composants et les défauts de dimensionnement, en outre, les techniques développées ne supportent pas les fonctions complexes. Aussi, le conditionneur de signal développé demande habituellement un réajustement fréquent suite aux variations de l'environnement ainsi qu'au vieillissement des composants.

Pour remédier à ces insuffisances du conditionnement classique, une alternative s'offre qui est l'utilisation d'un circuit analogique programmable communément appelé FPAA (Field Programmable Analog Arrays). Ainsi, l'introduction d'un circuit analogique programmable dans le circuit de conditionnement se présente comme un choix attrayant pour réduire les coûts de fabrication, le temps de développement et en sus, propose des performances et fonctionnalités inédites.

Le contexte de ce travail sera donc la mise en œuvre des atouts du circuit analogique programmable pour conditionner les signaux ultrasonores. Nous nous sommes intéressés globalement à la conception d'un conditionneur de signal ultrasonore pour usage dans un télémètre mais particulièrement nous avons travaillé sur la reconfiguration dynamique, une fonction disponible sur les circuits de la deuxième génération d'Anadigm, ceci a permis de concevoir un système intelligent et adaptable basé surtout sur un circuit analogique.

Un état de l'art sur des sujets liés à notre travail a été l'objet des deux premiers chapitres où nous avons présenté les ultrasons, le conditionnement des signaux et les FPAA. La seconde partie concerne la présentation des outils de travail ainsi que l'évaluation du circuit AN221E04 qui a permis de vérifier ses performances et sa compatibilité avec notre application en particulier et ses avantages en général.

Enfin, le contexte de ce mémoire a été développé dans le dernier chapitre, par la description du télémètre à ultrason, sa partie analogique notamment afin d'établir le cahier des charges nécessaires en vue d'une implémentation sur FPAA. Les ressources disponibles sur le circuit AN221E04 et le kit de développement permettent la mise en œuvre et la simulation de notre conception, la reconfiguration dynamique du circuit AN221E04 est une particularité inédite dans l'analogique, à laquelle nous avons fait appel pour optimiser l'efficacité de notre design.

Mots clés : Conditionnement de signal, ultrason, capteur, FPAA, AN221E04, reconfiguration dynamique.

Abstract

The signal conditioning can be defined as the manipulations of the signal between the sensor and the digital part. Conventional methods of conditioning using discrete circuits have major disadvantages such as lack of precision due to component tolerances and sizing errors. In addition, the developed techniques do not support complex functions and the developed signal conditioner usually requires frequent adjustment caused by the changes in the environment and aging of the components.

To remedy these shortcomings of conventional conditioning, an alternative is offered which is the use of a programmable analog circuit commonly called FPAA (Field Programmable Analog Arrays). Thus, the introduction of a programmable analog circuit in the conditioning bloc looks like an attractive option to reduce manufacturing costs, development time and furthermore, offers unprecedented performance and functionality.

The aim of this work will be the placement of the advantages of the programmable analog circuit to condition the ultrasonic signals. Generally, we are interested in the design of an ultrasonic signal conditioner for the use in a rangefinder but particularly, we have worked on the dynamic reconfiguration, a function available on the circuits of the Anadigm's second generation, this function was used to design an intelligent and adaptable system based primarily on an analog circuit.

A state of the art on topics related to our work has been carried out through the first two chapters, where we presented the ultrasonic signal conditioning and FPAA. The second part concerns the presentation of working tools and assessment of AN221E04 circuit that allows us to check the performance and compatibility with our application in particular and their advantage in general.

Finally, the context of this memoir has been developed in the last chapter, the description of the ultrasonic rangefinder, its analog section in particular to establish the specifications necessary for implementation on FPAA. The resources available on the AN221E04 circuit and its development kit allow the implementation and simulation of our design, the dynamic reconfiguration in AN221E04 is a unique feature in the analogue, which we used to optimize efficiency our design.

Keywords: Signal conditioning, ultrasonic, sensor, FPAA, AN221E04, dynamic reconfiguration.

تكيف يمكن تعريفها بأنها تقنيات التكيف التقليدية. أيضا، مكيف البيئة شيخوخة .

الإشارات بين أجهزة الاستشعار ، لديها عيوب رئيسية التقنيات التحجيم عادة ما يتطلب التعديل بسبب التغيرات

لمعالجة هذه النواقص في التكيف الكلاسيكي، قدم بديل لهذا والذي هو استخدام الدوائر التناظرية المبرمجة والتي تسمى عادة (FPAA). التالي، فإن إدخال الدوائر التناظرية المبرمجة في التكيف يبدو خيارا جذابا للحد من تكاليف التصنيع، الوقت اللازم للتطوير وبالإضافة إلى ذلك، يوفر أداء وظيفي غير مسبوق..

سياق هذا العمل يكون توظيف مزايا الدوائر التناظرية الصوتية . مهتمون بشكل عام في تصميم جهاز لتكيف فوق الصوتية جهاز قياس المسافة الحيوية، وهي وظيفة التصميم تكوين

تكيف الجيل الثاني Anadigm هذا الدوائر التناظرية. وقابلة للتكيف

حول مواضيع تتعلق هدفنا الفصلين الأولين حيث الصوتية تكيف و الدوائر التناظرية المبرمجة . يتعلق بتقديم AN221E04 أدائها تطبيق معين لدينا فوائدها وتقييم

أخيرا هذه الأطروحة الفصل الأخير جهاز قياس المسافة بالموجات فوق الصوتية، لتجسيدها AN221E04 لوائح التطوير تنفيذ AN221E04 هو ميزة لم يسبق لها مثيل تصميم. الميدان AN221E04 استخدمناها لتحسين التصميم.

الكلمات الرئيسية: تكيف الإشارة الصوتية AN221E04 الحيوية.

Liste des figures

Figure 1 : Chaîne de mesure	14
Figure 1.1 : Spectre fréquentiel des ultrasons	18
Figure 1.2 : Réflexions d'une onde ultrasonore	19
Figure 1.3 : Effet de l'atténuation selon le milieu	22
Figure 1.4 : Effet de l'atténuation selon la fréquence	23
Figure 1.5 : Composition d'un capteur	23
Figure 1.6 : Capteur à ultrason standard pour une fréquence supérieure à 40 Khz	24
Figure 1.7: Circuit équivalent d'un transducteur piézoélectrique	25
Figure 1.8 : les applications des ultrasons	26
Figure 1.9 : Méthode « temps de vol » de mesure de distance par ultrason	26
Figure 1.10 : schéma équivalent, le capteur est un générateur de tension	27
Figure 1.11 : Exemples d'adaptation d'impédance avec un amplificateur opérationnel	28
Figure 1.12 : Amplificateur d'instrumentation	28
Figure 1.13 : schéma équivalent Le capteur est une source de courant	28
Figure 1.14: convertisseur courant/tension	28
Figure 1.15 : adaptation d'un capteur générateur de charge	29
Figure 1.16 : tension de mode commun	29
Figure 1.17 : structure de l'ampli différentiel	30
Figure 1.18: exemple d'amplificateur différentiel à AOP	31
Figure 1.19 : schéma de principe d'un ampli d'isolement	32
Figure 1.20 : montage d'un détecteur de crête	33
Figure 1.21 : Principe de la démodulation d'un signal modulé en amplitude avec suppression de la porteuse	33
Figure 1.22: détection d'un signal modulé en amplitude sans porteuse	34
Figure 1.15 : correction de la non-linearité d'un capteur passif	36
Figure 1.23 : Circuit d'émetteur à ultrason	39
Figure 1.24 : Amplificateur de charge d'un capteur piézoélectrique	40
Figure 1.25 : Variation du bruit pour $\gamma = [0.1, 1, 10]$	40
Figure 1.26 : circuit à base d' ultrason à usage universel	41
Figure 1.27 : signal impulsionnel généré par le micro-contrôleur	42
Figure 1.28 : Signal d'entrée au transducteur TX	42
Figure 1.29 : Signal reçu après amplification	43

Figure 1.30 : Sortie du comparateur	43
Figure 1.30 : Spectre du signal issu du comparateur	44
Figure 2.1 : Traitement de signal dans système réel.....	46
Figure 2.2 : Variation de la consommation d'énergie avec le temps	47
Figure 2.3 : Multiplicateur différentiel à l'aide de transistor à grille flottante	48
Figure 2.4 : Etapes du flot de conception physique pour FPGA et FPAA.	48
Figure 2.5 : les cycles de la conception analogique	50
Figure 2.6 : a-Architecture interne FPAA/b-Vue de die du circuit FPAA	51
Figure 2.7: Exemple d'un commutateur et élément de mémoire d'un FPAA	52
Figure 2.8 : a)Organisation des CAB du circuit FPAA de Motorola/b) Exemple de CAB à capacité commuté.....	53
Figure 2.9 : La granularité d'une cellule configurable	54
Figure 2.10 : Exemple de CAB à capacité commuté (IEEE ISCAS 1996)	55
Figure 2.11 : une cellule reconfigurable à base de capacité commutée.....	56
Figure 2.12 : Cellules analogiques configurables de type gm-C	58
Figure 2.13 : Interconnexion du TRAC de Zetex	61
Figure 2.14 : Architecture interne du TRAC020	61
Figure 2.15 : Architecture interne de la série ispPAC	62
Figure 2.16 : Macrocellule analogique PACblock.....	63
Figure 2.17: Fonction de transfert de la transconductance	63
Figure 2.18: Modèle de la macrocellule	64
Figure 2.19: Structure de CAB du circuit An10E04.....	65
Figure 2.20 : Architecture interne du circuit An10E40	66
Figure 2.21 : Architecture interne du block PSoc.....	69
Figure 3.1 : circuit à capacité commutée	71
Figure 3.2 : Signal échantillonné pour : a)les deux phases b) phase ϕ_1 c) phase ϕ_2	73
Figure 3.3 : Amplificateur inverseur à capacités commutées	74
Figure 3.4 : Configuration de l'amplificateur durant la phase ϕ_1	74
Figure 3.5: Configuration de l'amplificateur durant la phase ϕ_2	75
Figure 3.6 : Circuit FPAA An221E04	76
Figure 3.7 : CAB du circuit AN221E04	77
Figure 3.8 : Structure interne des cellules entrées/sorties.....	78
Figure 3.9: Kit de développement Anadigm.....	79

Figure 3.10 : interface d'AnadigmDesigner2	80
Figure 3.11 : procédure de configuration FPAA	81
Figure 3.12 : interface FPAA/microcontrôleur	82
Figure 3.13: Amplificateur à base de capacité commutée	84
Figure 3.14 : Variation du gain en fonction de la fréquence du module amplificateur du circuit AN221E04	85
Figure 3.15 : Variation de la phase en fonction de la fréquence du module amplificateur du circuit AN221E04	85
Figure 3.16 : Structure d'un filtre passe-bande	86
Figure 3.17 : Comparaison de la réponse en fréquence du filtre passe-bande entre, simulée et expérimental.....	87
Figure 4.1 Schéma synoptique d'un télémètre.....	91
Figure 4.2 Echos des ultrasons à la réception	92
Figure 4.3 Le microcontrôleur 16F630	93
Figure 4.4 Le télémètre à ultrason à base de FPAA	94
Figure 4.5 : Organigramme du programme du microcontrôleur.....	96
Figure 4.6 : Le schéma-bloc de la partie analogique de conditionnement.....	97
Figure 4.7 : Le circuit de conditionnement à l'aide AN221E04.....	98
Figure 4.8 Simulation du circuit de conditionnement.....	100
Figure 4.9 diagramme de programmation et de reconfiguration du circuit AN221E04	101
Figure 4.10 Fenêtre de l'explorateur des fonctions CAM C-code.....	102
Figure 4.11 Génération du C-code par AnadigmDesigner2	102
Figure 4.12 Effet du contrôle automatique du gain sur le signal	104
Figure 4.13 : Le circuit de conditionnement avec sortie CAG	105

Introduction générale

Les signaux ultrasonores sont des ondes de pression mécanique de fréquences supérieures à celles qui sont audibles par l'oreille humaine. D'une manière générale, cette bande de fréquences se situe entre 20 kHz et 1 GHz et couvre une grande variété d'applications. En effet, la plage de fréquences située entre 20 kHz et 300 kHz est principalement utilisée par les sonars et par les animaux pour l'écholocalisation ; la plage entre 800 kHz et 15 MHz, par les applications d'imagerie médicale et industrielle non destructive; finalement, la plage entre 12 MHz et 1 GHz, par la microscopie acoustique [1].

Les signaux ultrasonores sont habituellement générés par un transducteur composé d'un élément piézoélectrique qui permet de transformer les ondes mécaniques en signaux électriques et vice-versa. Lorsqu'une variation de tension est appliquée aux bornes d'un cristal piézoélectrique, ce dernier se met à vibrer et produit une onde de pression. Inversement, lorsqu'un cristal piézoélectrique est exposé à une onde de pression, il se déforme et produit un signal électrique [2]. Ce signal est souvent bruyant et de très faible amplitude, son format est incompatible avec les processeurs de traitement, c'est pourquoi, il devrait donc être conditionné, amplifié ou atténué, filtré et mis dans un format primitif.

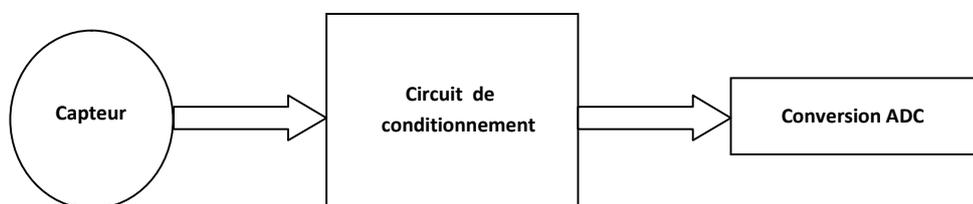


Figure 1 : Chaîne de mesure

La principale tâche d'un conditionneur de signal est de manipuler le signal de manière à ce qu'il satisfasse aux exigences de la prochaine étape de traitement. La figure I.1 montre l'importance que joue un conditionneur dans un système d'acquisition et de mesure car tout le travail en aval repose sur la justesse avec laquelle cet intermédiaire va délivrer la grandeur électrique à acquérir. Les techniques précédentes de conditionnement utilisant des circuits discrets ont des inconvénients majeurs tels que le manque de précision en raison des tolérances des composants et des défauts de dimensionnement. En outre, les techniques développées ne supportent pas les fonctions complexes et le conditionneur de signal développé demande habituellement un réajustement suite aux variations de l'environnement ainsi qu'au vieillissement des composants.

Pour remédier à ces insuffisances du conditionnement conventionnel, une alternative s'offre qui est l'utilisation d'un circuit analogique programmable communément appelé FPAA (Field Programmable Analog Array). Ainsi, l'introduction d'un circuit analogique programmable dans le circuit de conditionnement se présente comme un choix attrayant pour réduire les coûts de fabrication, le temps de développement et en sus, propose des performances et des fonctionnalités inédites. Le circuit FPAA introduit également un nouveau paradigme pour les ingénieurs de conception analogique. Avec cette technique, les caractéristiques de sortie du capteur peuvent être rapidement adaptées pour obtenir la fonction de transfert désirée, sans modifier les composants. [3, 4, 5, 6]

Le contexte de ce travail sera donc la mise en œuvre des atouts du circuit analogique programmable pour conditionner les signaux ultrasonores. Le domaine d'application des ultrasons prend de l'ampleur de jour en jour mais le sujet qui a suscité notre intérêt ici est la mesure de distance ou ce que l'on appelle « la télémétrie ». La raison de ce choix repose principalement sur l'opportunité de concevoir un circuit avec des méthodes assez simples et de faire une réalisation relativement bon marché, caractérisée par une précision satisfaisante, temps de mesure réduit, et surtout, le niveau élevé de sécurité intrinsèque.

Ce mémoire est organisé comme suit :

Le **premier chapitre** introduit le principe des ultrasons, leur propagation, leur détection, leur génération et leurs applications. Aussi, nous nous focaliserons ici plus particulièrement sur le conditionnement des signaux en général et particulièrement les signaux ultrasonores dans l'application de mesure de distance par le biais des technologies classiques. Pour terminer nous citons aussi un module de mesure de distance d'usage universel.

Les circuits analogiques programmables feront l'objet du **deuxième chapitre** qui va faire apparaître clairement leur avantage. Nous allons décrire ici les différentes technologies des circuits analogiques programmables et les offres commerciales des FPAA afin de se décider sur quel circuit portera notre choix du circuit avec lequel nous allons travailler.

Le **troisième chapitre** sera consacré aux circuits FPAA d'Anadigm. Nous évoquerons la technique des capacités commutées ainsi que les détails sur le composant d'Anadigm et les outils de développement. Nous évoquerons l'évaluation du circuit AN221E04 qui va nous permettre de vérifier ses performances et sa compatibilité avec notre application en particulier et ses avantages en général.

Enfin, Le **quatrième chapitre** a pour but de présenter la conception d'un télémètre à base d'un circuit analogique programmable qui est l'AN221E04.

CHAPITRE I
CONDITIONNEMENT
DES SIGNAUX ULTRASONORES

I-1 Introduction

La détection à ultrasons est devenue mature et elle est largement utilisée dans divers domaines. En fait, de nombreux types d'instruments à ultrasons conventionnels, des appareils et des logiciels sophistiqués sont commercialisés et utilisés pour des applications de recherche académiques, industrielles et médicales. Il y a d'innombrables avantages à la détection par ultrasons, tels que la capacité exceptionnelle de sonder à l'intérieur des objets de façon non destructive, car ses ondes peuvent se propager à travers toutes sortes de milieux, y compris les solides, les liquides et les gaz, sauf le vide. Dans une technique typique de détection par ultrasons que nous allons évoquer plus loin dans ce mémoire, des ondes ultrasonores se déplacent dans un milieu et leurs échos véhiculent une information utile sous forme de signal électrique. Dans la pratique, néanmoins, il est assez difficile d'interpréter ces échos à cause de leur faible niveau et de la présence de pics suspects dans le signal et de bruits, induits par l'environnement. Pour remédier à cela nous faisons appel généralement à un circuit analogique.

Le conditionnement des signaux est la principale tâche qui incombe à l'analogique et le premier pas vers un système de détection et de mesure, a essentiellement pour but la préparation du signal issu du capteur pour la conversion analogique/numérique. Comme les signaux de sortie du capteur ont souvent un faible niveau, la réduction du bruit est un facteur important et limiter la bande passante strictement à la bande utile par un filtrage électronique permettra d'optimiser largement le rapport signal sur bruit. En plus de la fonction précédente de conditionnement, il y a l'amplification et l'ajustement du décalage du niveau de sorte à avoir une compatibilité avec la gamme d'entrée pleine échelle du CAN, pour obtenir aussi le maximum de dynamique et un bruit minimum dans le signal numérisé. Fréquemment, l'amplification est réalisée par un amplificateur d'instrumentation ou un amplificateur à gain programmable.

Ce chapitre va nous permettre d'introduire le principe de la génération, de la propagation et de la détection des ultrasons ainsi que leurs applications qui sont très nombreuses et variées, en nous attardant notamment sur la mesure de distance. Aussi, nous nous focaliserons ici sur le conditionnement des signaux en général et plus particulièrement les signaux ultrasonores par le biais des techniques classiques. Pour terminer, et comme illustration de ces principes, on montrera un exemple de tâche de conditionnement dans un module de mesure de distance d'usage universel.

I.2.Principe des ultrasons

I.2.1. Historique

Les ultrasons originellement appelé supersoniques sont restés pendant longtemps seulement un sujet de recherche. En 1883, Galton produisit par un sifflet des vibrations justes au-dessus des fréquences audibles perçues par l'oreille humaine afin de connaître la limite du spectre audible [7]. Pendant trente ans les ultrasons resteront une curiosité assez mal connue dont on

n'imaginait pas d'autres applications que le sifflet à chien. L'intérêt pour ces vibrations a été éveillé par la catastrophe du Titanic en avril 1912. À cette occasion, L. F. Richardson entrevoit la possibilité d'utiliser une méthode d'écho ultrasonore pour la détection d'obstacles immergés comme les icebergs, les épaves, récifs et autres écueils océaniques. Cette idée prend corps durant la Première Guerre mondiale pour le repérage des sous-marins ennemis et un système de détection rudimentaire, mais opérationnel, est mis au point par Langevin en 1918 [8], utilisant le phénomène de la piézoélectricité. C'est l'ancêtre du sonar (SOund Navigation And Ranging), équivalent au radar (RAdio Detection And Ranging) pour les déplacements en mer. Les ultrasons se développèrent par la suite en bénéficiant des progrès parallèles de l'électronique. Après la première guerre mondiale, l'électronique a connu des développements considérables et c'est en 1925 que Pierce utilisa des transducteurs en quartz et en nickel pour générer des ultrasons atteignant des fréquences de quelques mégahertz.

Puis en 1932, les équipes de Debye et Sears, d'une part, de Lucas et Biquard, d'autre part, travaillant indépendamment l'une de l'autre, réalisent les premières expériences de diffraction de la lumière par les ultrasons et vérifient les prévisions théoriques de L. Brillouin faites en 1922. Les expériences de propagation des ultrasons, d'abord limitées aux fluides, s'étendent ensuite aux solides. L'utilisation des ultrasons pour la détection des défauts dans les matériaux denses remonte aux travaux de Sokolov en 1934, qui peuvent être considérés comme les premiers pas en contrôle non destructif (NDT Non Destructive Testing). Ces techniques se développeront beaucoup après la deuxième guerre mondiale dans les domaines de l'industrie, des services et de la médecine. Des ultrasons de très hautes fréquences, on peut en produire jusqu'à 100 GHz, peuvent être générés à l'heure actuelle. Leur utilisation concerne la recherche physique de base et trouve également son application dans les télécommunications et les techniques modernes des calculateurs [9]. Aujourd'hui nous connaissons un progrès sans précédent dans des domaines pluridisciplinaires qui font appel aux ultrasons. En 2005, le site web « ISI Web of Science » a enregistré plus de 10 000 nouveaux articles dans ce domaine, cette littérature s'enrichissant de façon spectaculaire [8].

I.2.2. Principe

Les ondes ultrasonores sont des vibrations mécaniques représentatives d'un déplacement particulaire. Ces ondes se propagent dans un milieu fluide ou solide mais ne peuvent être transmises dans le vide comme les ondes électromagnétiques. On peut observer plusieurs modes de propagation suivant la nature du milieu. Les ondes ultrasonores, concentrées sous forme de faisceaux vont interagir avec la matière qu'elles traversent. L'amplitude de ces ondes décroît au cours de la propagation car les liaisons entre atomes ou entre molécules ne sont pas purement élastiques. Plusieurs phénomènes se produisent qui aboutissent à leur atténuation :

- Une absorption dans les milieux homogènes, lorsque l'onde ultrasonore se propage elle cède une partie de son énergie au milieu.
- Des réflexions, réfractions et diffusions aux changements de milieux (interface acoustique).

Le spectre des ultrasons a été élargi suivant le progrès technologique, aujourd'hui on utilise désormais le terme hyperson (figure 1.1). Les signaux ultrasoniques sont habituellement générés

par un transducteur composé d'un élément piézoélectrique qui permet de transformer les ondes mécaniques en signaux électriques et vice-versa. Lorsqu'une variation de tension est appliquée aux bornes d'un cristal piézoélectrique, ce dernier se met à vibrer et produit une onde de pression. Inversement, lorsqu'un cristal piézoélectrique est exposé à une onde de pression, il se déforme et produit un signal électrique [9].

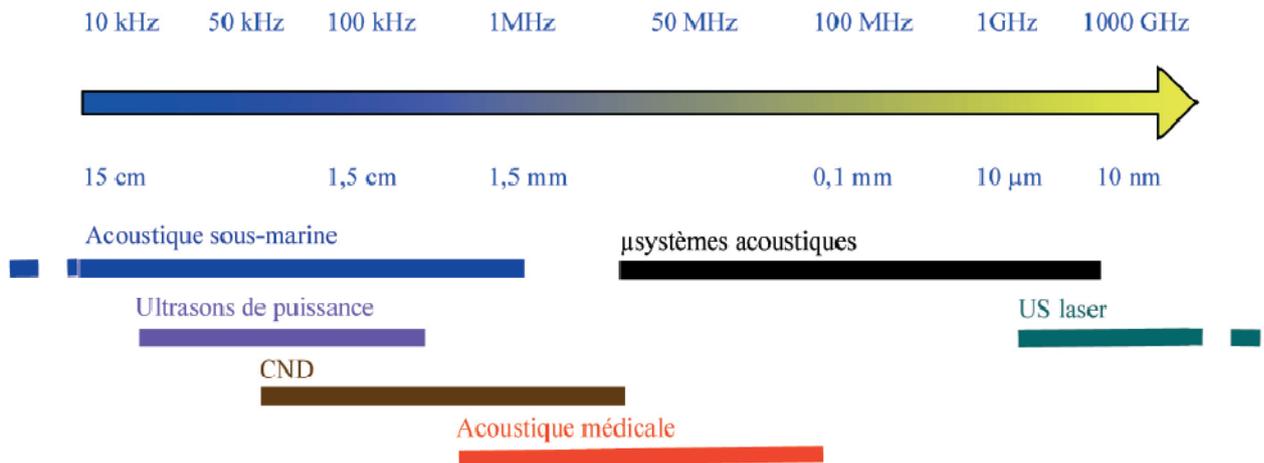


Figure 1.1 : Spectre fréquentiel des ultrasons [1].

I.2.2.1. Propagation des ondes ultrasonores

Les ultrasons se propagent à une vitesse qui sera fonction de la nature du milieu (élasticité, densité), indépendamment de la fréquence de l'onde. La relation pour la vitesse d'une onde sonore dans un milieu donné est définie par :

$$C = \lambda f \quad (1.1)$$

où f représente la fréquence et λ la longueur d'onde,

A titre d'exemple, quelques vitesses de propagation du son dans différents milieux sont répertoriées dans le Tableau 1.

Milieu	Vitesse de propagation (m/s)
Air	334
Eau	1480
Os	4080

Tableau 1 : Vitesse de propagation du son dans différents milieux.

L'équation d'onde qui régit le fonctionnement des ultrasons est décrite par [10] :

$$\nabla^2 p = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (1.2)$$

où p représente la pression et c la vitesse du son. La solution de cette équation est donnée par :

$$p(r, t) = p_0 \frac{1}{r} e^{-i(kr - \omega t)} \quad (1.3)$$

Elle est fonction de la distance r parcourue par l'ultrason, de la pulsation, du nombre d'onde k et du temps t . En supposant une propagation de l'onde ultrasonore simple, uniquement dans une direction et en se plaçant dans le cas où la distance r est importante (par rapport aux dimensions de la membrane et de la longueur d'onde) la pression acoustique produite par une plaque de surface S prend alors la forme :

$$p(r) = \frac{2\pi\rho_0 S f^2}{r} u_m e^{-i(kr - \omega t)} \quad (1.4)$$

où ρ_0 représente la densité de l'air, f la fréquence, ω la pulsation et u_m le déplacement moyen de la plaque [10].

I.2.2.2. Réflexion et réfraction des ondes ultrasonores

Lorsqu'une onde ultrasonore atteint une interface plane séparant deux milieux supposés différents, une partie de son énergie est réfléchiée c'est-à-dire renvoyée vers la source (formation d'un écho ultrasonore), l'autre partie est transmise (voir Figure 1.2). L'importance relative de l'intensité de cet écho par rapport à l'onde incidente dépend de l'interface. L'interface acoustique est définie par son coefficient de réflexion qui dépend lui aussi de l'impédance acoustique de chaque milieu.

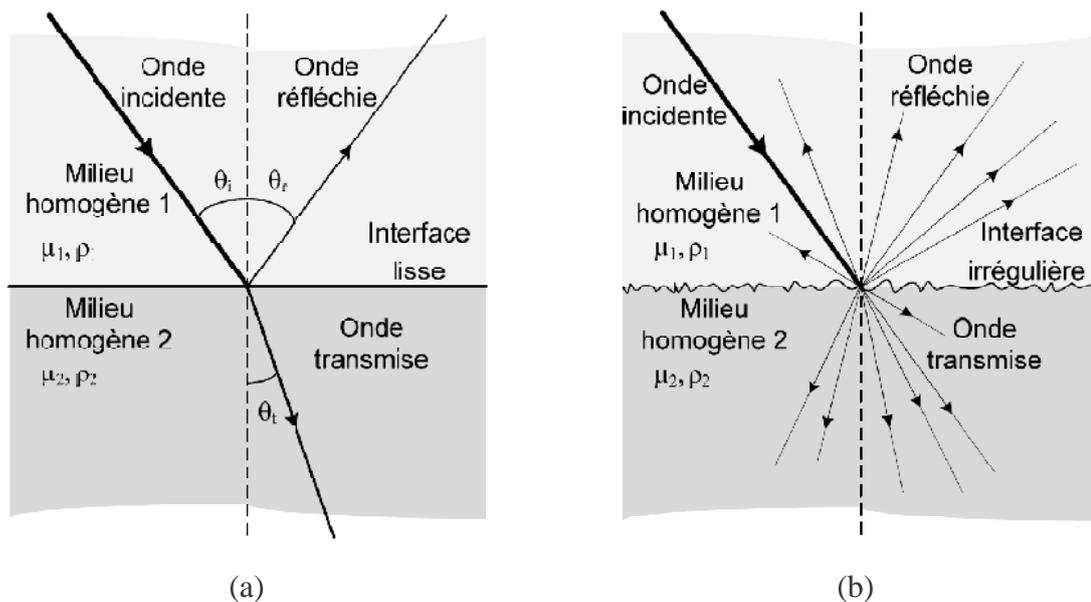


Figure 1.2 : Réflexions d'une onde ultrasonore
a) Réflexion spéculaire; b) Réflexion diffuse

Cette impédance, notée Z , caractérise la capacité d'un matériau à vibrer sous une force appliquée et peut être considérée comme la résistance du matériau au passage des ondes ultrasonores. Il y a une analogie entre l'impédance des circuits électriques et l'impédance acoustique. L'impédance acoustique est utile pour traiter la transmission d'ondes ultrasonores entre deux supports, tout comme celle de l'impédance électrique est efficace pour caractériser la résistance d'un circuit électrique à courant alternatif. Un autre paramètre important qui est l'impédance caractéristique spécifique, Z_{sp} [11] :

$$Z = \rho c \quad \text{et} \quad Z_{sp} = \frac{p}{\mu} \quad (1.5)$$

où ρ représente la densité de l'air, p la pression acoustique, et μ et la vitesse.

En utilisant le principe de continuité à la frontière pour la vitesse et la pression entre le milieu 1 caractérisé par l'impédance acoustique Z_1 , et le milieu 2 caractérisé par Z_2 , il est possible de trouver le coefficient de réflectivité (R) qui décrit la proportion de l'onde de pression qui est réfléchi par rapport à l'intensité de l'onde incidente [12]:

$$R = \frac{I_r}{I_i} = \left(\frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \right)^2 \quad (1.6)$$

Et le coefficient de transmission T :

$$T = \frac{I_t}{I_i} = \frac{4Z_2 Z_1 \cos^2 \theta_i}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \quad (1.7)$$

où I_r , I_i et I_t représentent respectivement l'intensité de l'énergie réfléchi, incidente et transmise. Si nous considérons que l'onde ultrasonore atteint l'obstacle perpendiculairement, les angles θ_i , θ_t sont donc nuls. Les coefficients de réflexion et transmission peuvent donc s'écrire uniquement en fonction de l'impédance acoustique de chaque milieu :

$$R = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 ; \quad T = \frac{4Z_2 Z_1}{(Z_2 + Z_1)^2} \quad (1.8)$$

Si on reprend l'équation de la propagation des ondes ultrasonores, en lui associant le coefficient de réflexion on peut déterminer l'équation régissant l'amplitude de la pression créée par l'écho sur la membrane (approximation des ondes planes):

$$P_{echo}(r) = R \cdot p(r) = R \frac{2\pi\rho_0 S f^2}{r} u_m e^{-i(kr - \omega t)} \quad (1.9)$$

Dans le Tableau 2, nous présentons quelques valeurs des coefficients de réflexion et de transmission pour quelques interfaces acoustiques typiques. Ces coefficients sont calculés sous incidence normale (angles $\theta_i, \theta_r, \theta_t$ nuls) [12]:

Milieu 1	Milieu 2	Impédance 1 (kg.s ⁻¹ .m ⁻²)	Impédance 2 (kg.s ⁻¹ .m ⁻²)	Coefficient de réflexion	Coefficient de transmission
Air	Eau	442	1,5.10 ⁶	99.9 %	0.1 %
Air	Plexiglas	442	4.10 ⁶	100 %	0 %
Air	Aluminium	442	1,7.10 ⁷	100 %	0 %
Air	Muscle	442	1,64.10 ⁶	99.9 %	0.1 %
Eau	Plexiglas	1,5.10 ⁶	4.10 ⁶	20.7 %	79.3 %
Eau	Aluminium	1,5.10 ⁶	1,7.10 ⁷	70.2 %	29.8 %

Tableau 2: Valeurs de l'interface acoustique entre quelques milieux.

I.2.2.3 Atténuation des ondes de pression

Les ondes ultrasonores vont interagir avec la matière qu'elles traversent au cours de leur propagation. Plusieurs phénomènes se produisent qui aboutissent à leur atténuation: absorption de l'énergie de l'onde par le milieu, réflexions et réfractions. Il est à noter que l'absorption est causée par la conversion de l'énergie de l'onde en chaleur et est donc responsable de l'augmentation de température du milieu. D'un autre côté, les réflexions et réfractions dispersent l'énergie du faisceau sur une plus grande surface. Pour les milieux homogènes, seule l'absorption occasionne l'atténuation. D'autre part, pour les milieux hétérogènes, les réflexions et réfractions contribuent également à l'atténuation de l'onde lors de sa propagation [13].

Le coefficient d'atténuation β représente la proportion de changement de l'intensité par unité de distance parcourue par le faisceau et est donné par :

$$\beta = \frac{\Delta I}{I \Delta x} \quad (\text{m}^{-1}) \quad (1.10)$$

Similairement, le coefficient d'atténuation α représente la proportion de changement d'une amplitude (Q) telle que la pression (P) ou la vitesse (U) par unité de distance parcourue par le faisceau et est donné par :

$$\alpha = \frac{\Delta Q}{Q \Delta x} \quad (\text{m}^{-1}) \quad (1.11)$$

L'expression qui décrit l'atténuation de l'intensité au cours de sa propagation est :

$$I_x = I_0 e^{-\beta x} \quad (1.12)$$

où I_0 est l'intensité initiale et I_x , l'intensité au point x .

Pareillement, pour un paramètre d'amplitude (pression, vitesse), l'amplitude au point x est:

$$Q_x = Q_0 e^{-\alpha x} \quad (1.13)$$

où Q_0 est l'amplitude initiale et Q_x , l'amplitude au point x .

De plus, puisque

$$\frac{I_x}{I_0} = \frac{P_x U_x}{P_0 U_0} = \left(\frac{Q_x}{Q_0}\right)^2 \quad (1.14)$$

Alors,

$$\beta = 2 \quad (1.15)$$

À noter que les coefficients d'atténuation de l'intensité et des amplitudes sont habituellement représentés en décibel (dB) par unité de distance; ce qui permet de représenter le niveau d'atténuation linéairement en dB par rapport à la distance parcourue par l'onde. Puisque l'onde parcourt une distance de quelques centimètres avant d'être complètement atténuée, la notation de l'unité de distance est en centimètre plutôt qu'en mètre. De plus, il est intéressant de souligner qu'avec cette représentation, les deux coefficients sont égaux. En effet, les équations (1.9) et (1.10) deviennent [13] :

$$\begin{aligned} \beta_{dB\ cm^{-1}} &= -\left(\frac{1}{x}\right) 10 \log_{10} \left(\frac{I_x}{I_0}\right) = -\left(\frac{1}{x}\right) 10 \log_{10}(e^{-\beta x}) \\ &= 10\beta \log_{10}(e) = 4.343\beta \quad (1.16) \end{aligned}$$

Et

$$\begin{aligned} \alpha_{dB\ cm^{-1}} &= -\left(\frac{1}{x}\right) 20 \log_{10} \left(\frac{Q_x}{Q_0}\right) = -\left(\frac{1}{x}\right) 20 \log_{10}(e^{-\alpha x}) \\ &= 20\beta \log_{10}(e) = 8.686\alpha \quad (1.17) \end{aligned}$$

Finalement, la Figure 1.3 illustre des exemples de l'effet de l'atténuation sur le signal ultrasonique pour différents milieux et la Figure 1.4, des exemples de l'effet de l'atténuation pour différentes fréquences [10].

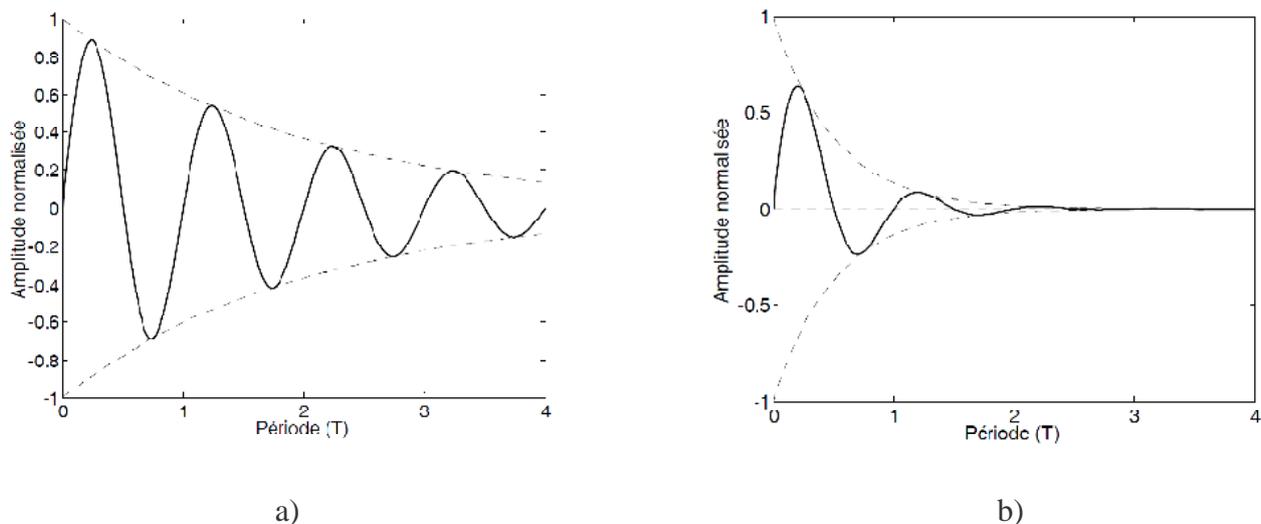


Figure 1.3 : Effet de l'atténuation selon le milieu
a) Milieu peu absorbant, b) Milieu absorbant

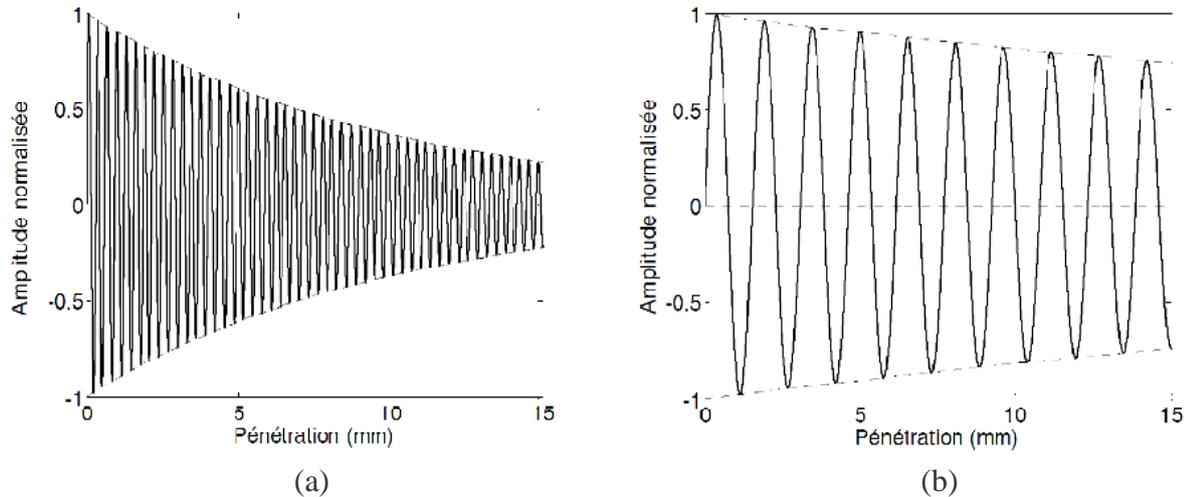


Figure 1.4 : Effet de l'atténuation selon la fréquence
 a) Fréquence élevée (onde courte), b) Fréquence basse (onde longue)

I.2.3 Génération et détection des ultrasons

Les signaux ultrasonores sont habituellement générés par un transducteur, leurs applications étant très diverses, il n'est pas possible de décrire tous les procédés de génération et de détection pour chacune d'elle. On décrira donc essentiellement les transducteurs les plus répandus, ceux utilisant l'effet piézoélectrique.

I.2.3.1 Le transducteur piézoélectrique

D'un point de vue terminologie, le terme transducteur devrait être distingué du terme capteur (*sensor* en anglais), par définition le premier est un convertisseur d'énergie d'une forme à une autre, par contre, le second convertit un stimulus vers un signal électrique (figure 1.5).

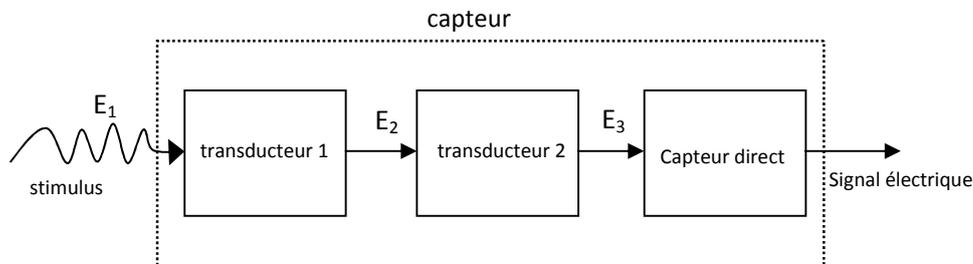


Figure 1.5 : Composition d'un capteur (E_1 , E_2 , et E_3 : forme quelconque d'énergie)

Le transducteur de ce type est constitué principalement d'un cristal piézoélectrique qui se met à vibrer lorsqu'une variation de tension est appliquée à ces bornes, une onde de pression alors est produite. Inversement, lorsqu'un cristal piézoélectrique est exposé à une onde de pression, il se déforme et produit un signal électrique. La composition standard d'une capsule à ultrason est détaillée dans la figure (1.6).

Aujourd'hui on fait appel de plus en plus aux céramiques synthétiques en raison de leurs propriétés largement supérieures aux cristaux naturels. Dans l'industrie, les Titano-Zirconate de Plomb ($Pb(Zr_x, Ti_{1-x})O_3$ (PZT)) sont devenus les matériaux piézoélectriques les plus utilisés. Les caractéristiques physiques du matériel, l'alignement du cristal ainsi que la géométrie de l'élément ont un impact important [11].

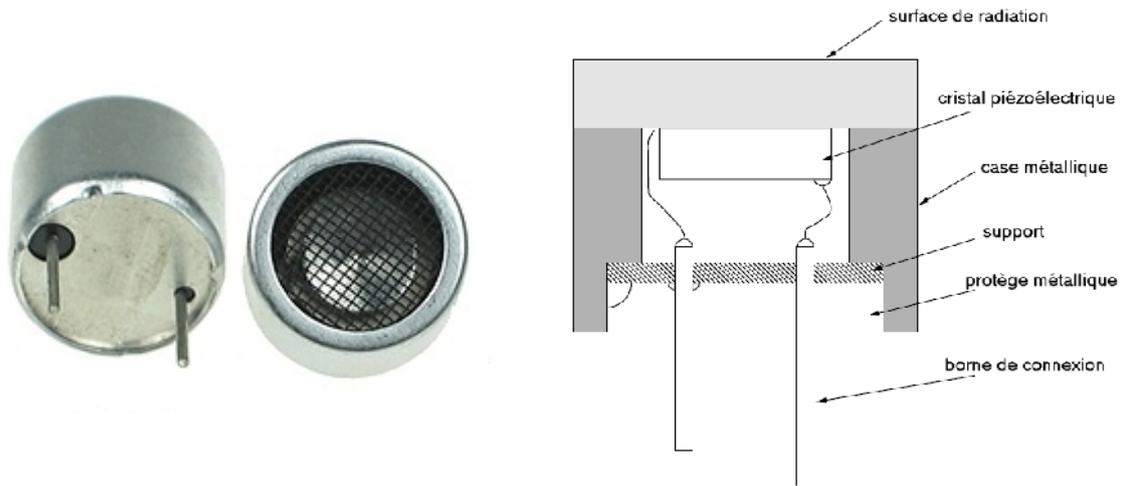


Figure 1.6 : Capteur à ultrason standard pour une fréquence supérieure à 40 KHz

Par exemple, ce sont ces paramètres qui déterminent la fréquence de résonance, la largeur de bande, la sensibilité, l'impédance acoustique du piézoélectrique ainsi que l'intensité et la température maximale permise. Les matériaux piézoélectriques possèdent une fréquence naturelle de résonance et la méthode la plus efficace pour produire des ultrasons est d'appliquer aux électrodes un signal électrique de même fréquence. Pour toutes les autres fréquences, la production d'ultrasons sera très faible. Autrement dit, chaque piézoélectrique est conçu pour une fréquence spécifique. Tel que présenté par l'équation (1.18), les paramètres qui déterminent cette fréquence naturelle sont l'épaisseur du piézoélectrique (a) et la vitesse de propagation (c) de l'onde à l'intérieur du piézoélectrique [13].

$$f = \frac{c}{2a} \quad (\text{Hz}) \quad (1.18)$$

I.2.3.2 Circuit équivalent d'un transducteur piézoélectrique

Un transducteur piézo-électrique simple, consistant en une plaque vibrante qui peut rayonner par les deux faces (charge symétrique) ou une seule face. Un transducteur à face arrière au contact de l'air, a une seule moitié de la surface de la membrane d'un transducteur symétrique chargé. Ainsi, si un facteur de transformation est utilisé pour convertir l'impédances mécaniques à des impédances électriques dans un transducteur symétrique chargé, un facteur de 2 doit être utilisé pour le capteur à face arrière au contact de l'air.

Pour développer le circuit équivalent, il est nécessaire de déterminer les éléments susceptibles d'influencer sur l'impédance totale d'entrée au transducteur. Dans un matériau piézo-électrique, la pression imposée est en phase avec la tension appliquée. L'élément piézo-électrique est un condensateur électrique de capacité C_0 , en vertu de la nature de diélectrique du matériau et les surfaces des électrodes. La résistance du condensateur est négligeable, la capacité C_0 apparaît en parallèle avec une branche série qui inclut les impédances mécaniques convertis. Ces impédances mécaniques sont constitués de (1) une résistance R correspond aux pertes dans le transducteur (négligeable dans un transducteur piézo-électrique de facteur Q élevé), (2) une résistance de charge ou d'un rayonnement d'impédance $Z_r = \rho_0 C_0 S$, où $\rho_0 C_0$ est l'impédance acoustique caractéristique de la charge et S est la surface de la membrane, (3) une inductance M due à la masse du transducteur, et (4) une capacité de $1/K$ en raison de la conformité du transducteur. Les composants électriques équivalents, en supposant R négligeable, sont [14]:

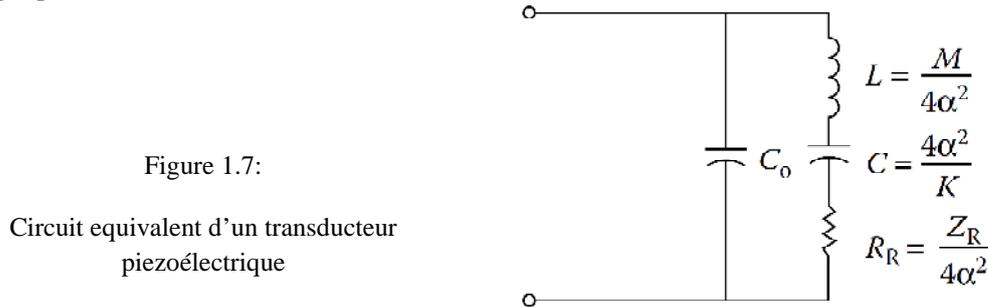
Pour un transducteur symétrique chargé:

$$R_R = \frac{Z_R}{\alpha^2} \quad L = \frac{M}{\alpha^2} \quad C = \frac{\alpha^2}{K} \quad (1.19)$$

Pour un transducteur à face arrière au contact de l'air:

$$R_R = \frac{Z_R}{4\alpha^2} \quad L = \frac{M}{4\alpha^2} \quad C = \frac{4\alpha^2}{K} \quad (1.20)$$

Et puisque le transducteur est une plaque simple, le circuit équivalent peut être schématisé comme le montre la figure (1.7) pour le cas d'un un transducteur à face arrière au contact de l'air [14]:



La plupart des transducteurs piézo-électriques, utilisés surtout dans la caractérisation non destructive et l'imagerie médicale, sont conçus pour générer une pression acoustique qui est proportionnelle au carré de la tension reçue par le transducteur. Inversement, le transducteur génère une tension proportionnelle à l'intensité acoustique reçue sur la surface de l'élément [1]. En effet, la relation réciproque qui lie le signal électrique et l'onde acoustique demeure obscure. Pour mettre en ouvre une telle relation, il faut impliquer plusieurs variables qui sont : le signal d'excitation, la forme géométrique du transducteur et son orientation, la composition de l'environnement ainsi que les surfaces de réflexion.

I.3 Applications des ultrasons

Les applications des ultrasons sont généralement classées en deux grandes catégories qui se distinguent par l'utilisation de vibrations ultrasonores de faible ou de forte puissance. Dans le second cas, les ultrasons sont dits de puissance et sont considérés comme tels car ils modifient le milieu dans lequel ils se propagent. La majorité des applications des ultrasons de puissance sont menées à bien dans le domaine de fréquence entre 20 et 100 KHz et avec des intensités acoustiques qui varient approximativement de 0.1 W/cm² jusqu'à plusieurs KW/cm².

La figure 1.8 reflète l'implication pluridisciplinaire des ultrasons et résume succinctement ces applications :

La télémétrie, que présente la figure (1.9), un exemple d'application qui est largement utilisé à la fois dans la recherche et dans la pratique [15, 16], parfois cette appellation est confondue avec le SONAR (SOUND Navigation And Ranging) qui a emprunté sa théorie du radar à base d'onde électromagnétique. Le principe de la télémétrie ou la mesure de distance consiste à mesurer le temps entre l'émission d'un signal ultrasonique et l'écho reçu par la réverbération de l'onde sur un objet. Dans l'air, la vitesse du son étant connu il est simple de déterminer la distance entre l'émetteur/récepteur et l'objet selon la formule suivante [17] :

$$d = \frac{c \cdot T_{TOF}}{2} \quad \text{où } c \text{ est la vitesse du son} \quad (1.21)$$

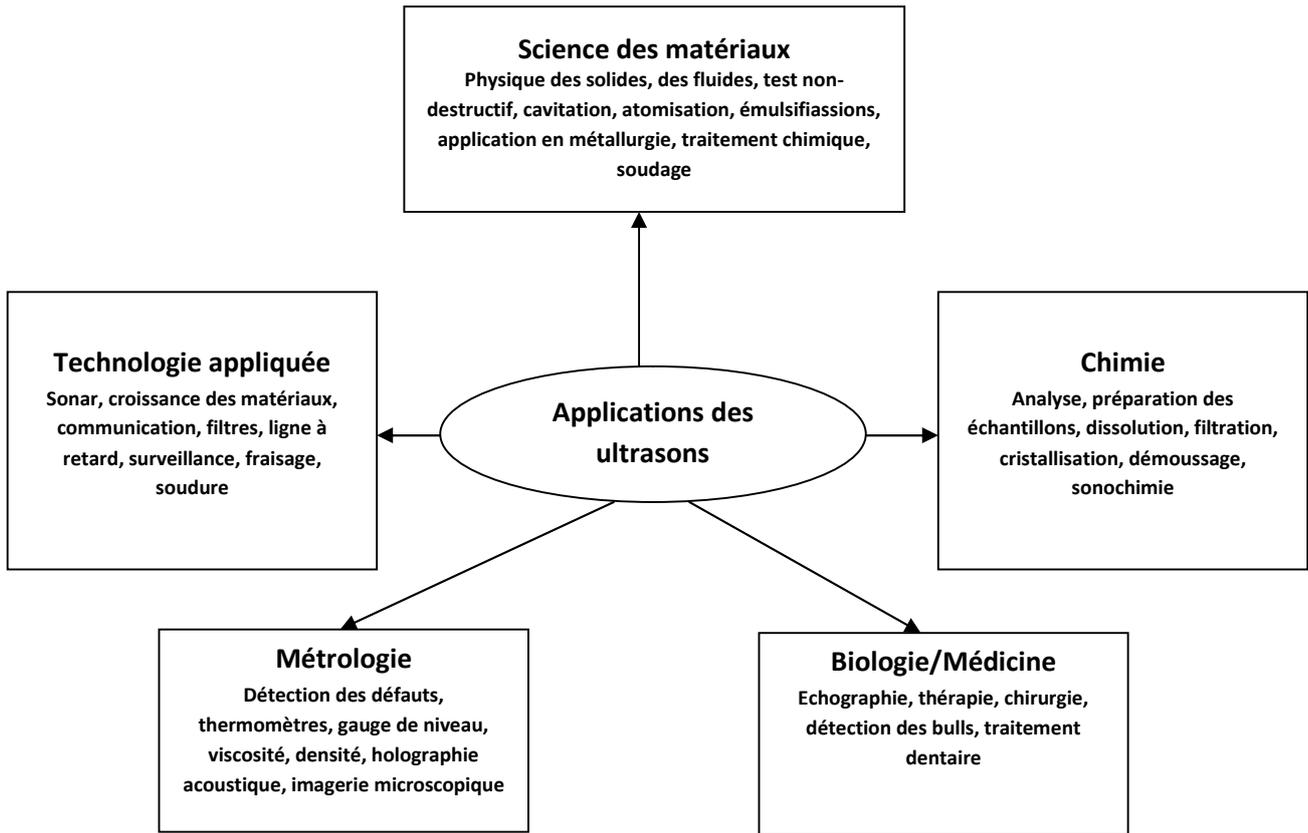


Figure 1.8 : les applications des ultrasons [1]

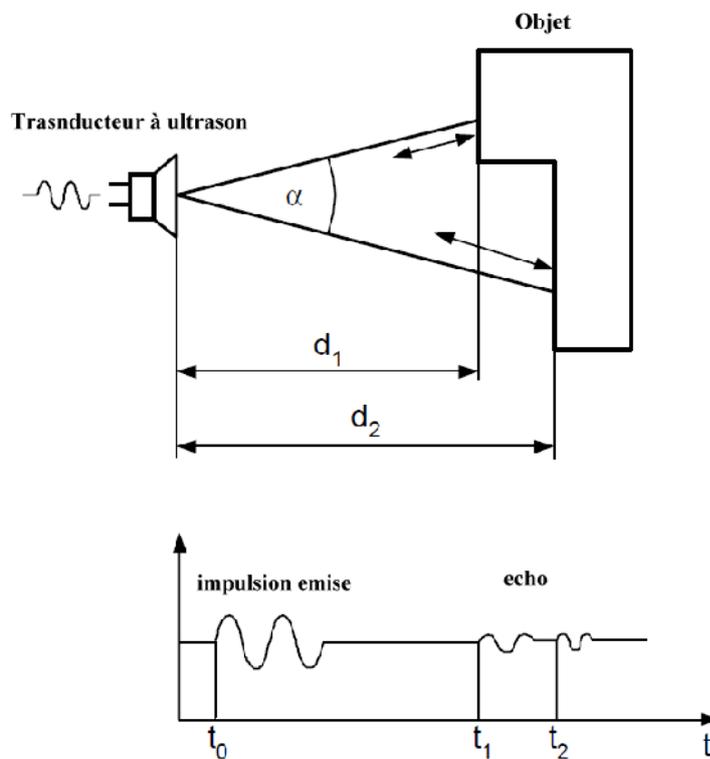


Figure 1.9 : Methode « temps de vol » de mesure de distance par ultrason

I.4. Conditionnement des signaux ultrasonores

I.4.1. Taches principales de conditionnement

Le conditionnement de signal se réfère à l'opération qui consiste à la transformation de la grandeur mesurer en une forme convenable d'un signal électrique dont la chaîne de mesure doit assurer le traitement de la façon la plus appropriée au but poursuivi. Les fonctions principales d'un bloc de conditionnement sont en rapport direct avec la nature du signal et avec les conditions de mesure. On peut citer entres autres les opérations les plus communes et qui sont : L'amplification, le filtrage, l'adaptation d'impédance, la détection et la linéarisation. Dans ce qui suit, des explications de chaque opération vont être données.

I.4.1.1 Adaptation d'impédance

Le capteur, associé à son conditionneur, équivaut à un générateur constitué d'une source et d'une impédance interne délivrant le signal au circuit qui le charge. Afin que le signal soit obtenu dans les meilleures conditions de sensibilité et de stabilité vis à vis des variations éventuelles de l'impédance interne, le générateur équivalent doit être chargé par une impédance appropriée.

La figure (1.10) est le cas lorsque l'information correspondant au mesurande m est délivrée sous la forme d'une f.e.m $e_c(m)$ en série avec une impédance Z_c , qui peut être importante et variable, le dispositif de mesure aux bornes duquel est recueilli V_m doit être d'impédance d'entrée Z_i très grande devant Z_c de manière à minimiser l'influence de cette dernière.

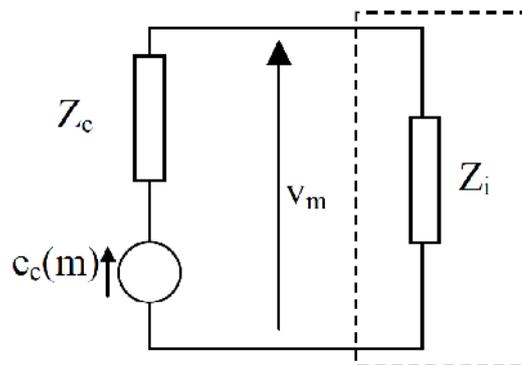


Figure 1.10 : schéma équivalent, le capteur est un générateur de tension

$$V_m = e_c(m) \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_c} \quad \text{si } Z_i \gg Z_c \quad \text{alors } V_m = e_c(m) \quad (1.22)$$

Pour réaliser l'adaptation d'impédance, on utilisera des dispositifs à forte impédance d'entrée de manière à obtenir une tension en sortie du conditionneur aussi proche que la tension en sortie du capteur. On pourra utiliser un montage suiveur simple ou suiveur amplificateur, ou un amplificateur différentiel plus classiquement appelé amplificateur d'instrumentation, comme le montre les figures ci-dessous :

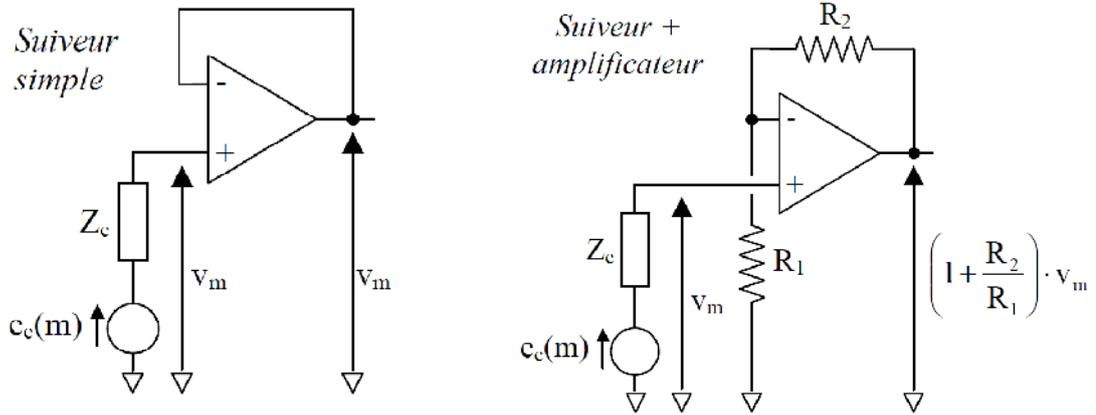
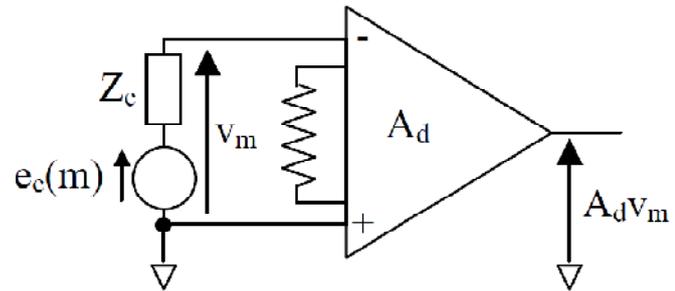


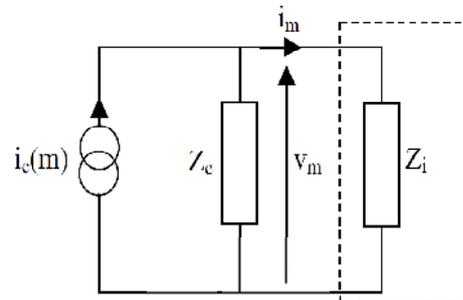
Figure 1.11 : Exemples d'adaptation d'impédance avec un amplificateur opérationnel (AOP)

Figure 1.12 : Amplificateur d'instrumentation



Quand le capteur est électriquement équivalent à une source de courant $i_c(m)$ en parallèle avec une impédance interne Z_c , il faut que l'impédance d'entrée du dispositif de mesure Z_i soit négligeable devant celle du capteur Z_c (figure 1.23).

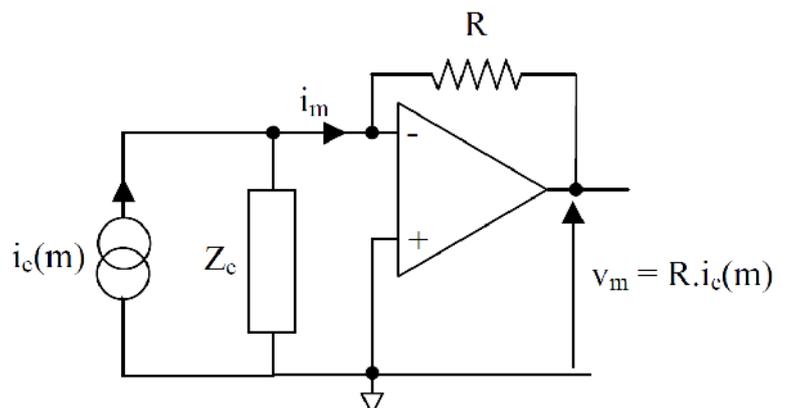
Figure 1.13 : schéma équivalent
Le capteur est une source de courant



$$i_m = i_c(m) \cdot \frac{Z_c}{Z_i + Z_c} \quad \text{si } Z_i \ll Z_c \quad \text{alors } i_m = i_c(m) \quad (1.23)$$

On fait appel dans ce cas à un convertisseur courant-tension de manière à obtenir une tension proportionnelle au courant de sortie du capteur pour éviter que la tension v_m aux bornes de Z_i soit très faible, un exemple est présenté sur la figure (1.14).

Figure 1.14:
convertisseur courant/tension



Le capteur en tant que générateur de charge $q_c(m)$ présente une impédance interne capacitive C_c , il est en général impossible de brancher une impédance équivalente résistive à ses bornes. En effet, d'une part la décharge de la capacité risquerait d'être trop rapide pour permettre l'exploitation du signal et d'autre part la tension recueillie qui dépend de l'ensemble des capacités parasites du montage serait sensible à leurs variations erratiques.

Dans ce cas, il est préférable d'utiliser un amplificateur de charge dont le principe est présenté ci-dessous.

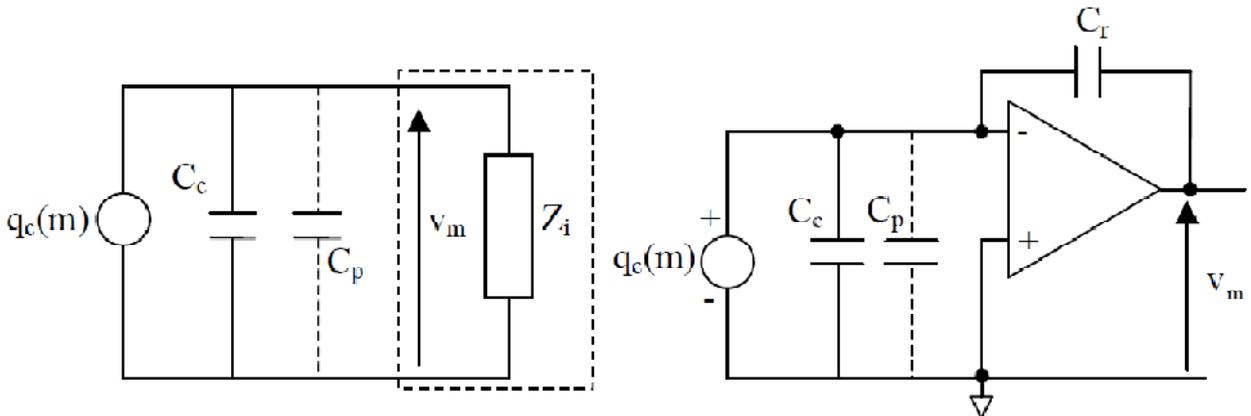


Figure 1.15 : adaptation d'un capteur générateur de charge

I.4.1.2 Amplification du signal

Dans un circuit où la tension de mesure V_m est la tension différentielle entre deux conducteurs V_A et V_B , la tension de mode commun V_{MC} représente la valeur de tension commune à V_A et V_B et qui n'est pas un support d'aucune information; en posant $V_{MC} = \frac{V_A + V_B}{2}$. On peut écrire que :

$$V_A = V_{MC} + \frac{V_m}{2} \quad \text{et} \quad V_B = V_{MC} - \frac{V_m}{2} \quad (1.24)$$

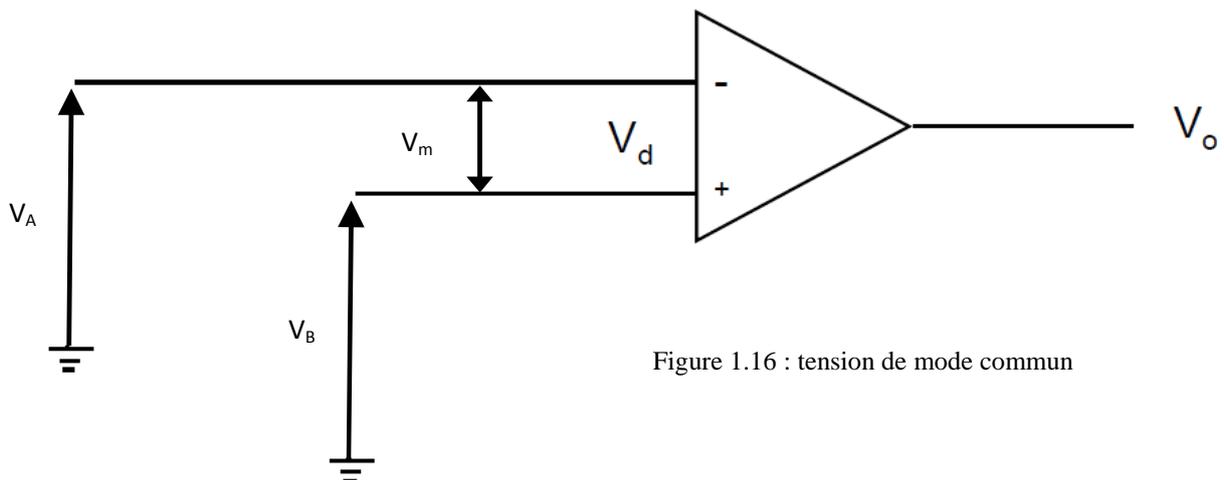


Figure 1.16 : tension de mode commun

La tension de mode commun V_{MC} peut être très supérieure au signal V_m et dans certains cas l'expérimentateur ne la connaît pas avec précision. Un des problèmes les plus importants en instrumentation est l'élimination ou la réjection du mode commun afin d'obtenir et de traiter un signal proportionnel à V_m et donc indépendant de V_{MC} .

- Tension de mode commun due à l'alimentation : le cas se présente lorsque V_A et V_B dépendent de la tension d'alimentation.

- Tension de mode commun de masse : Entre deux points éloignés de mise à la masse existent en général :
 - une impédance de masse Z_M de l'ordre de l'Ohm,
 - une f.e.m. de masse e_m , qui a pour origines principales les inductions Electromagnétiques (50 Hz) et la circulation de courants de retour des diverses installations. Les distances entre points de mise à la masse pouvant atteindre des centaines de mètres la f.e.m. de masse e_m peut être supérieure à plusieurs dizaines de volts.

Lorsque le signal apparaît comme tension différentielle aux extrémités d'une liaison, son traitement par un ampli différentiel s'impose! Un ampli différentiel peut être considéré comme constitué de deux voies de gain $-A_1$ et A_2 , et d'un sommateur dont la sortie est celle de l'ampli différentiel.

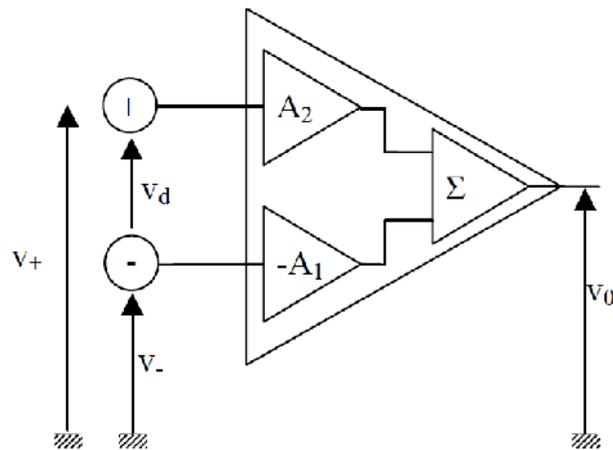


Figure 1.17 : structure de l'ampli différentiel

La tension de sortie V_0 de l'amplificateur différentiel a pour expression $V_0 = A_2V_+ - A_1V_-$.

Soit $V_{MC} = \frac{V_+ + V_-}{2}$ et $V_d = V_+ - V_-$

$$V_0 = \frac{A_1 + A_2}{2} V_d + (A_2 - A_1) V_{MC} \quad (1.25)$$

Le gain différentiel est $A_d = \frac{A_1 + A_2}{2}$ et le gain en mode commun s'écrit $A_{MC} = A_2 - A_1$.

La tension de sortie de l'amplificateur différentiel dépend d'autant moins de la tension de mode commun que les gains A_1 et A_2 des deux voies sont, au signe près, plus voisins.

La tension de sortie peut être écrite sous la forme : $V_0 = A_d \left(V_d + \frac{A_{MC}}{A_d} V_{MC} \right)$.

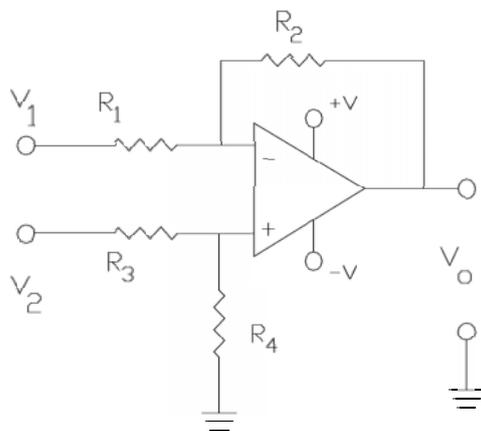
Ou en posant $\tau_r = \frac{A_d}{A_{MC}}$, le taux de réjection du mode commun, $V_0 = A_d \left(V_d + \frac{1}{\tau_r} V_{MC} \right)$

La réduction de l'influence de la tension de mode commun sur la sortie est d'autant mieux assurée que le taux de réjection de mode commun τ_r est grand.

L'Amplificateur d'instrumentation (figure 1.17) est un module amplificateur différentiel adapté au traitement de signaux en présence de tensions de mode commun relativement importantes.

Il en résulte que la tension de mode commun applicable à ses entrées se trouve limitée à des valeurs qui doivent être légèrement inférieures aux tensions d'alimentation de l'amplificateur. Les caractéristiques générales et intéressantes des amplificateurs d'instrumentation sont :

- Un gain différentiel réglable de 1 à 10^4 grâce à la résistance R_g jusqu'à quelques centaines de Hz, il décroît ensuite avec la fréquence,
- Des impédances d'entrée très élevées – (10^{10}) en parallèle avec quelques pF- permettant de réduire l'influence de la résistance de source et d'un déséquilibre des résistances vues des entrées inverseurs et non inverseurs.
- Une impédance de sortie très faible de l'ordre de 0.1 réduisant l'influence de la charge sur le gain,
- Des courants de polarisation des entrées très faibles - de quelques pA à nA selon le type d'ampli - afin de minimiser les variations des tensions d'entrée causées par des variations de résistances de source et de liaison.
- Une grande stabilité thermique des performances – (0.0015 %°C) pour le gain différentiel par exemple - afin d'éviter des dérives de la sortie indiscernables du signal.
- Un taux de réjection de mode commun très élevé - par exemple $> 10^5$ soit > 100 dB en continu ou à 50 Hz - qui décroît aux hautes fréquences.



$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (1.26)$$

$$\text{pour } R_1 = R_3 \text{ et } R_2 = R_4$$

Figure 1.18: exemple d'amplificateur différentiel à AOP

La tension en sortie est donc la même que pour un ampli différentiel $V_0 = A_d \left(V_d + \frac{1}{\tau_r} V_{MC} \right)$

Dans les ensembles d'acquisition de données utilisant plusieurs capteurs, on peut associer à chacun un amplificateur d'instrumentation dont le gain est fixé en fonction du niveau moyen du signal délivré et qui est localisé à proximité du capteur. Ceci permet la transmission d'un signal de haut niveau et réduit ainsi l'influence des parasites qui se superposent au signal au cours de la transmission et évitent d'effectuer le multiplexage à bas niveau.

Une autre solution consiste à utiliser un ampli d'instrumentation à gain programmable. Ce dernier placé après le multiplexeur a un gain réglable par commutation de résistances afin d'être adapté au niveau du signal fourni par chaque capteur.

Lorsque les tensions de mode commun dépassent ou risquent de dépasser 70% des tensions d'alimentation, l'amplificateur d'instrumentation n'est plus utilisable : c'est l'amplificateur d'isolement qui dans ce cas est susceptible d'apporter une solution.

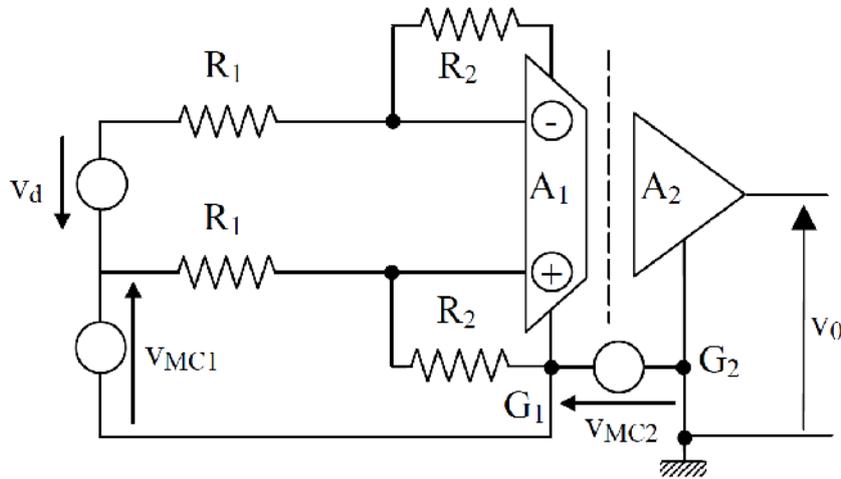


Figure 1.19 : schéma de principe d'un ampli d'isolement

L'amplificateur d'isolement est constitué de:

- ❖ un étage A_1 dont l'entrée est un ampli opérationnel ou d'instrumentation, alimenté par une source flottante et dont le point commun G_1 ("garde") est relié à la masse de la source du signal,
- ❖ un étage A_2 dont le point commun G_2 est relié à la masse commune de l'ensemble de traitement en aval et de gain unité,
- ❖ une barrière d'isolement qui rompt toute liaison ohmique entre les étages A_1 et A_2 tout en permettant le transfert du signal entre ces étages par couplage électromagnétique ou optoélectronique.

La tension de mode commun V_{MC1} par rapport au point commun G_1 du circuit d'entrée est, comme pour tout amplificateur, limitée à une dizaine de Volts et elle se trouve d'autant plus réduite en sortie que le taux de réjection r_1 est plus élevé. La tension de mode commun V_{MC2} par rapport au point commun G_2 encore appelée tension d'isolement; elle peut atteindre plusieurs milliers de Volts et est d'autant plus atténuée en sortie que r_2 est élevé.

La tension V_0 est de la forme :

$$V_0 = V_d A_d \left(1 + \frac{1}{r_1} \frac{V_{MC}}{V_d} \right) + \frac{1}{r_2} V_{MC2} \quad (1.27)$$

Avec pour ordre de grandeur $r_1 \cong 100\text{db}$ et $r_2 \cong 160\text{dB}$.

I.4.1.3. Détection de l'information

Les conditionneurs de capteurs passifs délivrent dans un certain nombre de cas - notamment avec une alimentation sinusoïdale- une tension de mesure v_m qui est modulée par les variations m du mesurande.

Dans le cas d'une tension de mesure modulée en amplitude avec conservation de la porteuse, l'évolution dans le temps de la valeur de crête de la tension de mesure reproduit exactement les variations de m du mesurande. Ainsi par exemple lorsque la tension de la source d'alimentation est sinusoïdale de pulsation ω_s , on a une tension de mesure $v_m(t)$ qui a pour expression :

$$V_m(t) = \frac{E_S}{2} (1 + k \cdot \Delta m(t)) \cdot \cos(\omega_s t).$$

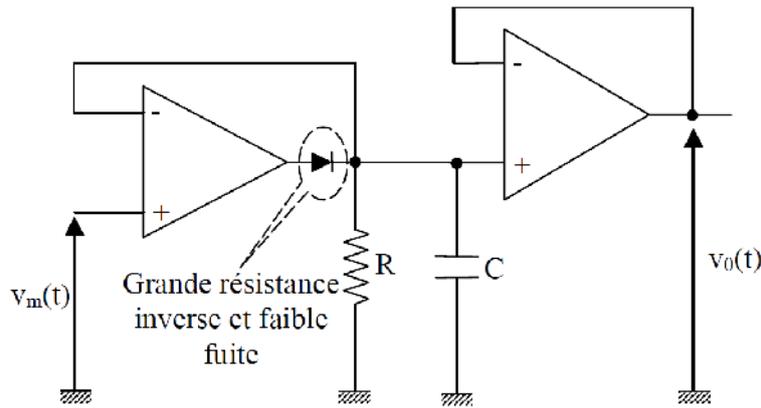


Figure 1.20 : montage d'un détecteur de crête

Un détecteur de crête, dont les éléments de base sont une diode et un ensemble RC (figure 1.20), délivre une tension $v_0(t)$ qui a pour expression :

$$V_0(t) = \eta \frac{E_s}{2} (1 + k \cdot \Delta m(t)) \quad \text{où } \eta \text{ est le rendement de détection } (0 < \eta < 1)$$

Une valeur de η proche de l'unité est obtenue lorsque la fréquence de coupure f_c de l'ensemble RC est telle que la fréquence de la porteuse f_s soit dans la bande atténuée alors que le spectre du signal f_m est compris dans la bande passante $f_m \ll f_c - f_s$.

La composante continue de la tension détectée $E_s/2$ peut être éliminée soit par filtrage passe-haut, soit à l'aide d'un montage soustracteur si sa valeur a été déterminée par une mesure préalable à $m=0$.

Dans le cas d'une tension de mesure modulée en amplitude sans porteuse, l'évolution dans le temps de la valeur de crête de la tension de mesure ne reproduit pas exactement les variations de m du mesurande. Ainsi par exemple lorsque la tension de la source d'alimentation est sinusoïdale de pulsation ω_s , on a une tension de mesure $v_m(t)$ qui a pour expression :

$$V_m(t) = \frac{E_s}{2} (k \cdot \Delta m(t)) \cdot \cos(\omega_s t).$$

La valeur de crête de la tension de mesure n'ayant pas, dans ce cas, une variation semblable à celle du mesurande, l'utilisation d'un détecteur de crête n'est pas justifiée. Le dispositif approprié est une détection synchrone (figure 1.21), ainsi désignée car elle fait appel à une tension de référence, qui est synchrone de la f.e.m. de la source alimentant le conditionneur.

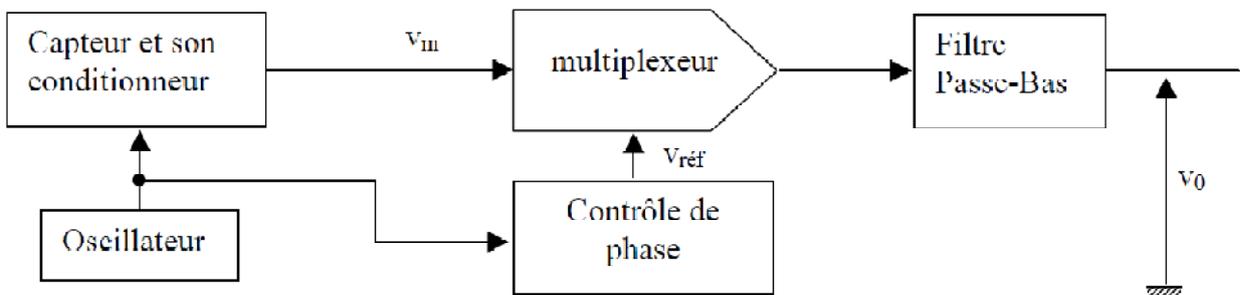


Figure 1.21 : Principe de la démodulation d'un signal modulé en amplitude avec suppression de la porteuse

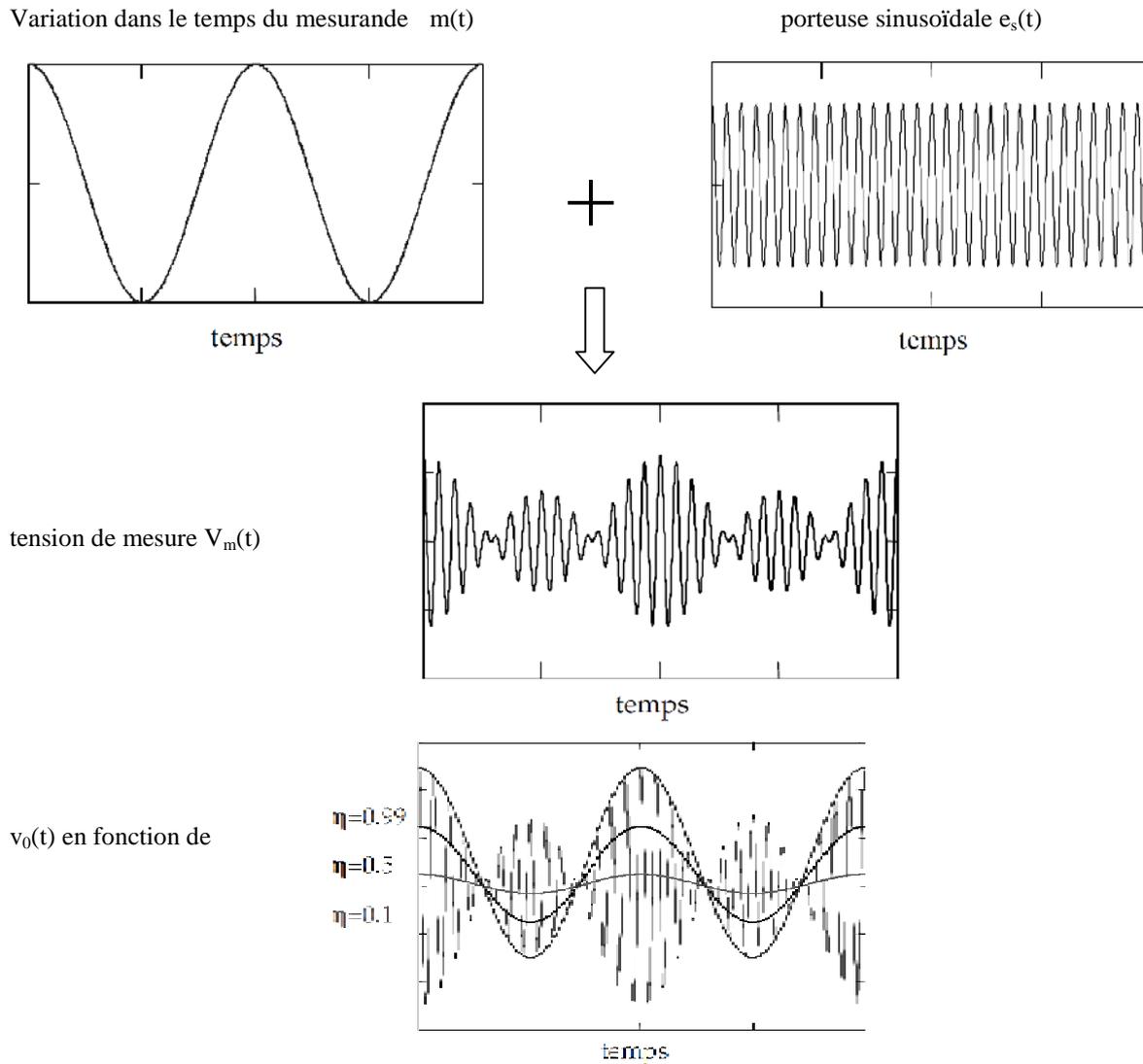


Figure 1.22: detection d'un signal modulé en amplitude sans porteuse

La détection de l'information contenue dans les bandes latérales s'opère en deux temps :

- La translation de fréquence ramenant l'information des bandes latérales dans son domaine de fréquence propre : c'est l'opération inverse de la modulation et elle est réalisée par multiplication de la tension de mesure et de la tension de référence.
- La séparation par filtrage passe-bas du signal support de l'information et des autres tensions apparues à la sortie du multiplieur.

Les dispositifs destinés à extraire l'information contenue dans la modulation en fréquence d'une tension font appel à l'une des trois méthodes suivantes :

- la conversion de la modulation de fréquence en modulation d'amplitude au moyen de montages discriminateurs employant des circuits anti-résonnants et une détection de cette modulation d'amplitude,
- la conversion de la tension modulée en impulsions synchrones c'est à dire de même fréquence instantanée dont on mesure soit la tension moyenne soit la fréquence,
- un asservissement de phase d'un oscillateur commandé par une tension, la tension de commande de l'oscillateur varie comme l'information modulante.

I.4.1.4 Linéarisation

Il existe un certain nombre de procédés de linéarisation qui permettent de corriger les défauts de linéarité d'un capteur ou de son conditionneur, lorsque dans leur domaine d'emploi des écarts à la linéarité interdisent de considérer la sensibilité comme constante et nuisent à la précision des mesures. Ces procédés peuvent être classés en deux groupes :

- D'une part ceux qui interviennent sur la source même du signal électrique de façon à linéariser ce dernier dès son origine,
- D'autre part, ceux qui interviennent en aval de la source afin de corriger la non-linéarité du signal qu'elle fournit par un traitement analogique ou numérique.

Linéarisation analogique à la source du signal

Correction de la non-linéarité du capteur

- Pré-polarisation du capteur

Lorsque la courbe d'étalonnage du capteur présente une plage où le fonctionnement est quasi linéaire, il peut être possible dans certains cas de décaler le point de fonctionnement dans la zone linéaire en appliquant au capteur un mesurande constant de valeur appropriée. Cette méthode n'est applicable que dans les cas où l'information recherchée est liée aux seules variations du mesurande et est indépendante de la valeur constante à laquelle elles sont superposées.

- Modification de l'impédance mesurée par adjonction de composants fixes

La méthode consiste à placer en parallèle sur le capteur de résistance $R_c(m)$, une résistance R indépendante de m , afin que la résistance R_d du dipôle ainsi constitué ait une variation quasi linéaire dans une plage limitée autour d'une valeur donnée du mesurande. Cette méthode est très utilisée avec les thermistances.

- Association de capteurs dont les non linéarités sont de sens contraire

A titre d'illustration, on considère le cas de deux capteurs résistifs sensibles à un même mesurande m mais réalisés dans des matériaux différents et tels que leurs résistances aient respectivement pour expression :

$$R_1(m) = R_{01}(1 + A_1m + B_1m^2) \quad R_2(m) = R_{02}(1 + A_2m - B_2m^2) \quad (1.28)$$

L'association en série de ces deux capteurs présentera une résistance variant linéairement en fonction de m :

$$R(m) = (R_{01} + R_{02}) \left[1 + \frac{R_{01}A_1 + R_{02}A_2}{R_{01} + R_{02}} \cdot m \right] \quad \text{à condition que} \quad \frac{R_{01}}{R_{02}} = \frac{B_2}{B_1} \quad (1.29)$$

Cette méthode est très utilisée avec les sondes métalliques de température.

- Fonctionnement en push-pull de capteurs identiques

Deux capteurs identiques, dont la non linéarité est due à un terme quadratique, sont placés dans les branches contiguës d'un pont et soumis à des variations égales et opposées du mesurande. Le terme quadratique est éliminé de la tension de mesure qui est alors proportionnelle aux variations du mesurande.

Correction de la non-linéarité du conditionneur de capteur passif

Il y a non linéarité du conditionneur lorsque la tension de mesure n'est pas proportionnelle aux variations d'impédance du capteur. Ceci risque de se produire dans les montages potentiométriques et les ponts dès lors que la condition $Z_c/Z_{c0} \ll 1$ n'est pas satisfaite. On a vu que certaines méthodes – push-pull et choix du rapport potentiométrique – rendaient la linéarisation possible. A ces méthodes, on peut ajouter divers montages dans lesquels le conditionneur est associé un ampli opérationnel.

- Linéarisation par réaction sur la tension de déséquilibre du pont
- Linéarisation par double réaction sur la tension de déséquilibre et sur la tension d'alimentation du pont

Linéarisation analogique en aval de la source du signal

Méthode analogique générale de linéarisation d'un signal

On considère un capteur actif ou passif et son conditionneur, qui est à l'origine d'une tension V_m non linéaire avec le mesurande m . A partir de la courbe d'étalonnage, on établit l'équation reliant m à V_m , par exemple $m = a_0 + a_1 V_m + a_2 V_m^2 + \dots + a_n V_m^n$

Pour des raisons évidentes de simplicité lors de la réalisation, on limite le nombre de termes au minimum compatible avec la précision recherchée. Le dispositif de linéarisation de V_m doit délivrer en sortie une tension V_1 linéarisée et donc proportionnelle à m .

$$V_1 = A.m = A.(a_0 + a_1 V_m + a_2 V_m^2 + \dots + a_n V_m^n) \quad (1.30)$$

qu'on écrira : $V_1 = A_0 + A_1 V_m + A_2 V_m^2 + \dots + A_n V_m^n$ avec $A_k = A.a_k$

Il en résulte qu'en général, la linéarisation analogique est réalisable par une association de multiplificateurs fournissant les termes V_m^k et d'additionneurs pondérés.

Correction de la non-linéarité du conditionneur de capteur passif

Lorsqu'on utilise un capteur unique, par exemple résistif, avec pour conditionneur un pont de Wheatstone ou un montage potentiométrique à alimentation symétrique la tension délivrée n'est pas linéaire, elle a pour expression :

$$V_m = \frac{e_s \Delta R_c}{4 R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}} \quad (1.31)$$

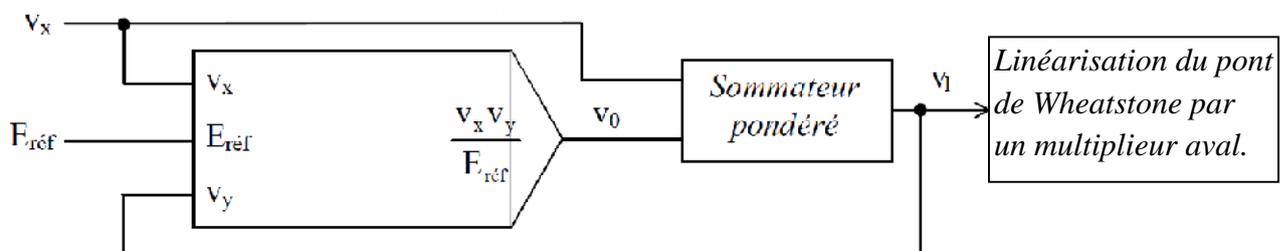


Figure 1.15 : correction de la non-linéarité d'un capteur passif

La tension de sortie du multiplieur est $V_0 = \frac{V_x V_y}{E_{réf}} = \frac{V_m V_l}{E_{réf}}$

Les gains sur les deux voies d'entrée du sommateur étant a et b, on a en sortie une tension :

$$V_l = a.V_m + b.V_0 = a.V_m + b.\frac{V_m V_l}{E_{réf}} \quad d'où \quad V_l = \frac{a.V_m}{1 - \frac{b.V_m}{E_{réf}}} \quad (1.32)$$

$$\text{Donc} \quad V_l = \frac{a.e_s \Delta R_c}{4 R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c0}} \left(1 - \frac{b.e_s}{2E_{réf}}\right)} \quad (1.33)$$

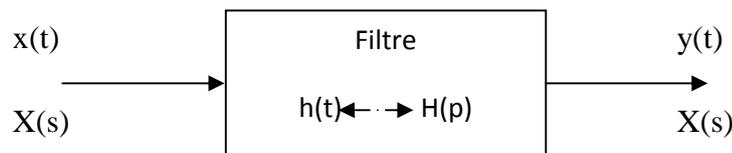
Par un choix approprié pour $b = \frac{2E_{réf}}{e_s}$, on élimine le terme responsable de la non-linéarité,

$$\text{Alors seulement} \quad V_l = \frac{a.e_s \Delta R_c}{4 R_{c0}} \quad (1.34)$$

I.4.1.5 Filtrage :

C'est un réseau électronique qui modifie l'amplitude et la phase d'un signal d'entrée ou d'excitation $x(t)$ pour produire un signal de sortie $y(t)$ a cette modification du signal temporel $x(t)$ correspond une modification du spectre $X(s)$ pour produire $Y(s)$, pour :

- ✓ modifier son spectre de fréquence et donc sa forme
- ✓ modifier sa phase et donc sa forme
- ✓ extraire une partie de l'information liée à ce signal
- ✓ éliminer ou affaiblir des fréquences parasites indésirables
- ✓ isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquence utiles



La forme générale de la fonction de transfert opérationnelle d'un filtre est :

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (1.35)$$

L'ordre du filtre est n, qui doit bien entendu satisfaire à $n \geq m$. Les zéros de $N(s)$ sont les zéros du filtre; les zéros de $D(s)$ sont les pôles du filtre. Les pôles du filtre doivent être situés à gauche de l'axe imaginaire pour que le filtre soit stable. $D(s)$ doit pour ce faire être un polynôme dit de Hurwitz.

Il existe plusieurs moyens d'assurer le filtrage, numérique, analogique qui comporte les filtres actifs et passifs dans lesquels on trouve différents type également, mais le choix dépend de l'application ainsi que le coût et la précision. Nous allons nous intéresser aux filtres analogiques actifs dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau ci-dessous :

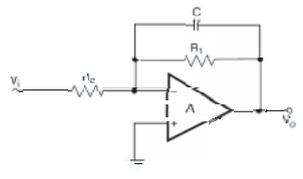
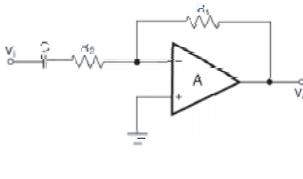
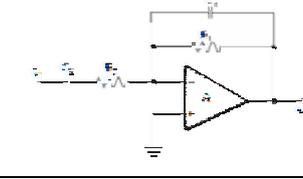
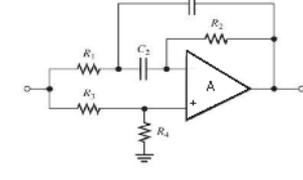
Type de la normalisée caractéristique	Fonction de transfert	Forme normalisée	Structure
Passe-Bas	$H(s) = \frac{1}{s^2 + 2ms + 1}$	$H(s) = \frac{1}{s^2 + 2ms + 1}$	
Passe-Haut	$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2ms + 1}$	$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2ms + 1}$	
Passe-Bande	$H(s) = \frac{2ms}{s^2 + 2ms + 1}$	$H(s) = \frac{2ms}{s^2 + 2ms + 1}$	
Coupe-Bande	$H(s) = \frac{s^2 + (\omega_r/\omega_p)^2}{s^2 + 2ms + 1}$	$H(s) = \frac{s^2 + (\omega_r/\omega_p)^2}{s^2 + 2ms + 1}$	

Tableau3 : Structure des filtres élémentaires [18]

I.4.2. Traitement des signaux ultrasonores

Le capteur à ultrason fournit un signal temporel provenant d'une onde mécanique se propageant dans un milieu et vice-versa. La structure de l'étage de conditionnement dépend d'une part de l'application et son environnement , et d'autre part de la technologie du capteur lui-même qui induit souvent des limitations au signal reçu. Le bruit est un autre facteur qui va dégrader la précision des mesures effectuées, d'origine :

- Le bruit thermique des récepteurs qui peut généralement être considéré comme gaussien et blanc dans la bande de fréquences utilisée.
- Les parasites divers (brouilleurs, réflexions parasites, ...) qui peuvent souvent être considérés comme des bruits additifs, généralement décorrélés du signal émis.
- Les distorsions dues à la propagation (courbures des rayons de propagation,...), dont le caractère non additif rend la modélisation difficile.

Pour améliorer la probabilité de détection et les précisions d'estimation, il faut optimiser :

- les signaux émis (type et forme d'onde, bande de fréquences utilisée),
- la structure du récepteur (disposition des transducteurs, amélioration du rapport signal sur bruit).

Nous allons se placer dans l'application de mesure de distance par ultrason pour illustrer le traitement analogique à l'émission et à la réception.

I.4.2.1 Optimisation de l'émission :

En général, la fréquence du signal émis est le résultat d'un compromis entre la distance maximale de mesure, les dimensions du transducteur, la directivité étant fonction de la fréquence et l'atténuation. Plus la fréquence de travail du transducteur est faible, plus la longueur d'onde de l'impulsion d'émission est grande et plus le transducteur est grand. Les basses fréquences étant moins absorbées dans l'air ambiant que les hautes fréquences, on utilise pour les grandes plages de mesure des basses fréquences de travail.

Quant à la forme du signal, le plus souvent un signal impulsional est utilisé, cependant la solution d'émettre un signal modulé donne plus de performance sauf que l'étage de réception sera plus complexe [7]. Ainsi, il faut émettre un signal d'une amplitude maximale que support le transducteur, amplifier donc le train d'impulsions généré et avec lequel il faut ajouter aussi un étage d'adaptation d'impédance, la figure (1.23) présente un exemple :

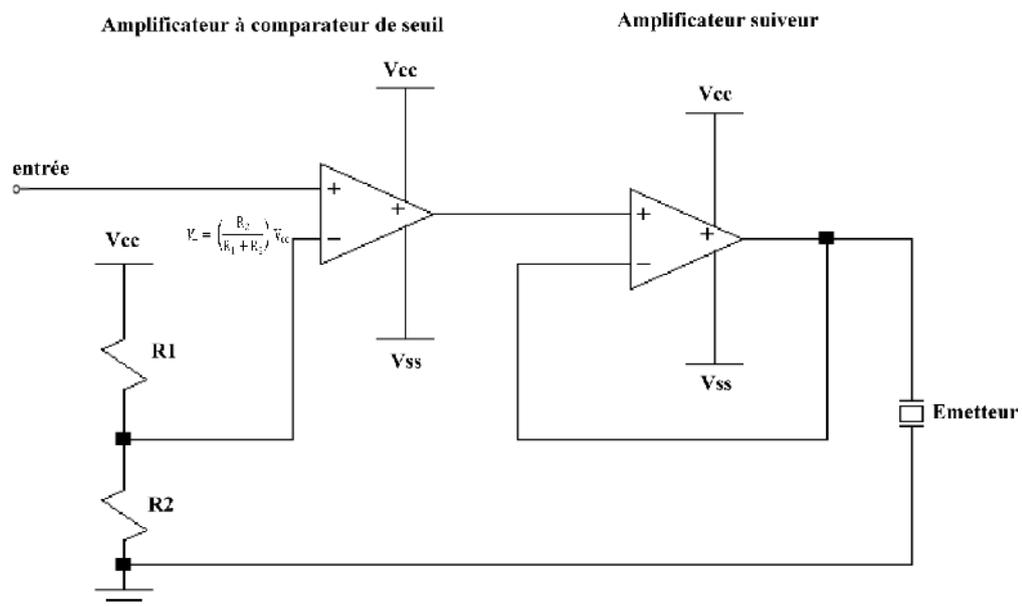


Figure 1.23 : Circuit d'émetteur à ultrason

I.4.2.2 Traitement à la réception :

Les ultrasons qui ont été émis vont revenir affaiblis vers le récepteur, contenant toujours une information à la fréquence de l'émission. Nous avons vu précédemment que les échos reçus seront sujets aux bruits, il importe donc d'amplifier sélectivement ce signal de façon à pouvoir réaliser une remise en forme du signal en s'étant affranchi des parasites extérieurs.

Dans les applications utilisant un capteur piézoélectrique ou tout autre type ayant une impédance élevée, une amplification de charge est nécessaire afin de collecter les minuscules charges électriques générées par le cristal. Le principe d'un amplificateur de charge est illustré dans la figure 1.24 :

le gain de l'amplis s'écrit:

$$G_s = \frac{V_s}{V_p} = \frac{C_p}{C}$$

e_a, i_a : tension et courant du bruit de l'ampli

e_R : bruit thermique

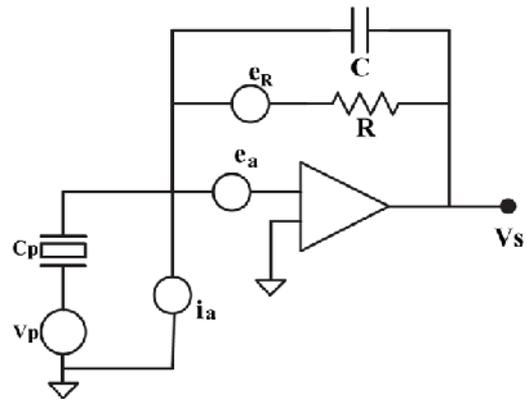


Figure 1.24 : Amplificateur de charge d'un capteur piézoélectrique

On utilise généralement des amplificateurs ayant de faible impédance d'entrée comme les MOSFET. La fonction du bruit de l'amplificateur de la figure 1.24 s'écrit :

$$S^{\frac{1}{2}}(\omega) = \sqrt{4kT} \frac{1}{\omega\sqrt{\tau C}} \text{ pour } \omega \gg 1/\tau \tag{1.36}$$

(Le courant du bruit pour un ampli FET est ignoré, étant très faible)

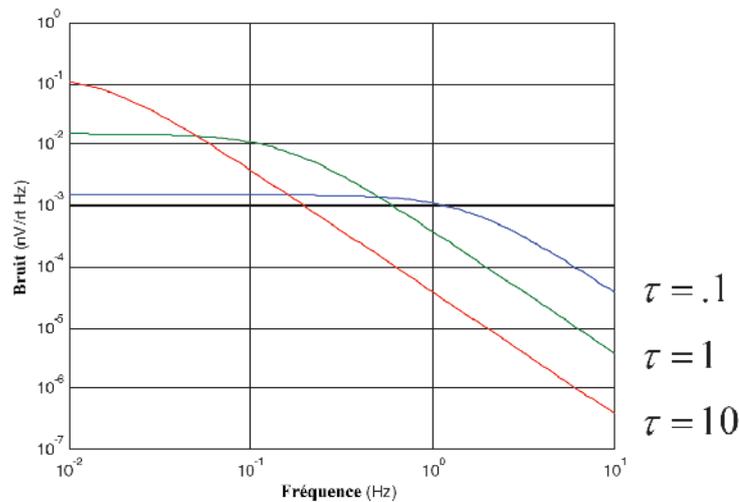


Figure 1.25 : Variation du bruit pour $\tau = [0.1, 1, 10]$

I.5. Conditionnement des signaux d'un capteur à ultrason universel

I.5.1. Principe de fonctionnement

Le circuit de la figure (1.26) est un appareil à ultrason de plusieurs fonctions, il pourra nous servir de capteur à installer sur le pare-choc arrière de la voiture pour aider au stationnement; ou bien pour fabriquer un mètre à ultrasons autonome ou relié à un circuit de mesure à convertisseur A/N ; ou encore comme détecteur de proximité. Le circuit est un radar à ultrasons

assisté par un microcontrôleur : il dispose d'entrées et de sorties permettant la réalisation des fonctions que nous venons de décrire.

La méthode utilisée dans ce montage consiste à propager dans l'air une onde ultrasonore à 40 KHz au moyen d'une capsule céramique accordée sur cette fréquence, puis de capter les ondes réfléchies par l'objet proche, aux bornes du transducteur RX, on récupère une tension électrique variable dont l'amplitude et la fréquence dépendent de la quantité, de l'intensité et du temps d'acheminement des diverses composantes réfléchies. Cette faible tension va être amplifiée et filtrer afin d'en obtenir la composante continue après redressement; il est facile de discriminer la condition de repos de celle d'intrusion d'un objet dans le champ : en effet, aux bornes du redresseur on note une variation de la tension continue obtenue.

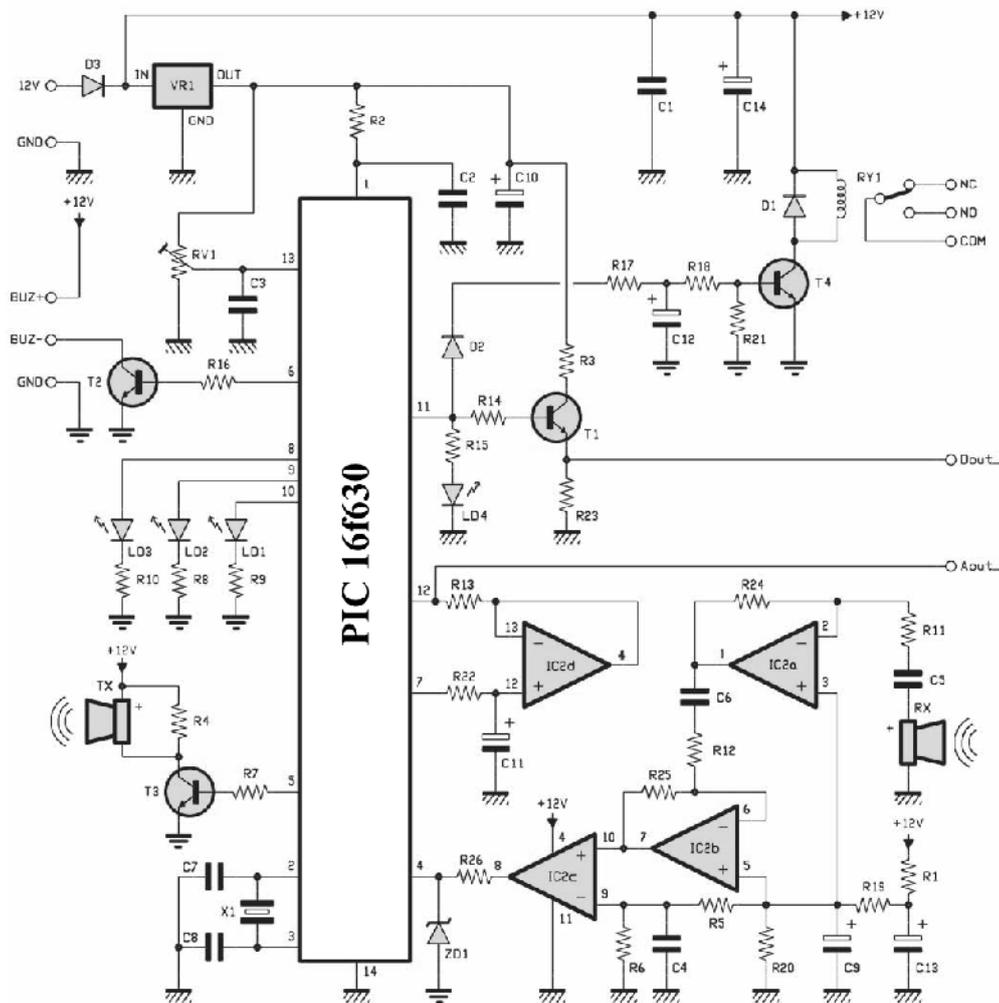


Figure 1.26 : circuit à base d'ultrason à usage universel[19]

I.5.2 Analyse de la partie analogique

A l'émission, le microcontrôleur produit une composante à 40 kHz (Figure 1.27) qu'il envoie par la broche 5 (ligne RC initialisée comme sortie) au transistor T₃, un NPN qui l'amplifie en courant pour piloter la capsule piézo-émettrice (Figure 1.28).

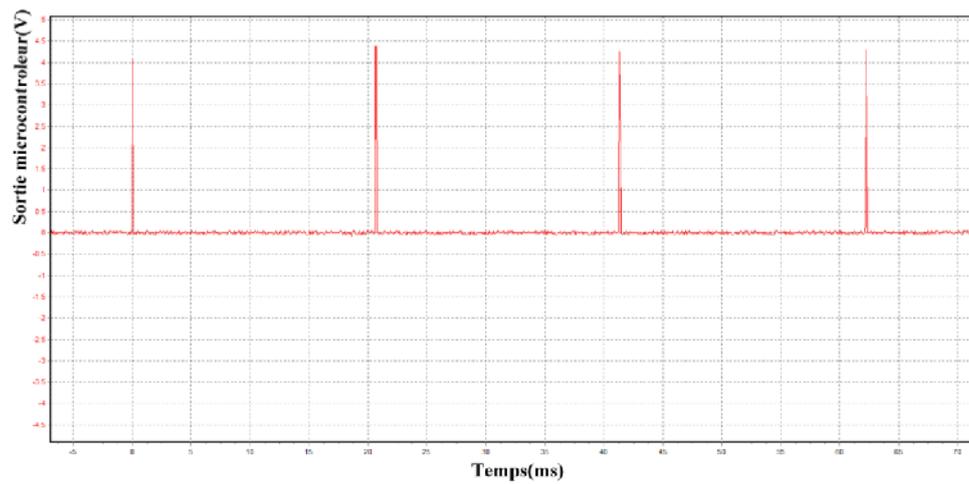


Figure 1.27 : signal impulsionnel généré par le micro-contrôleur

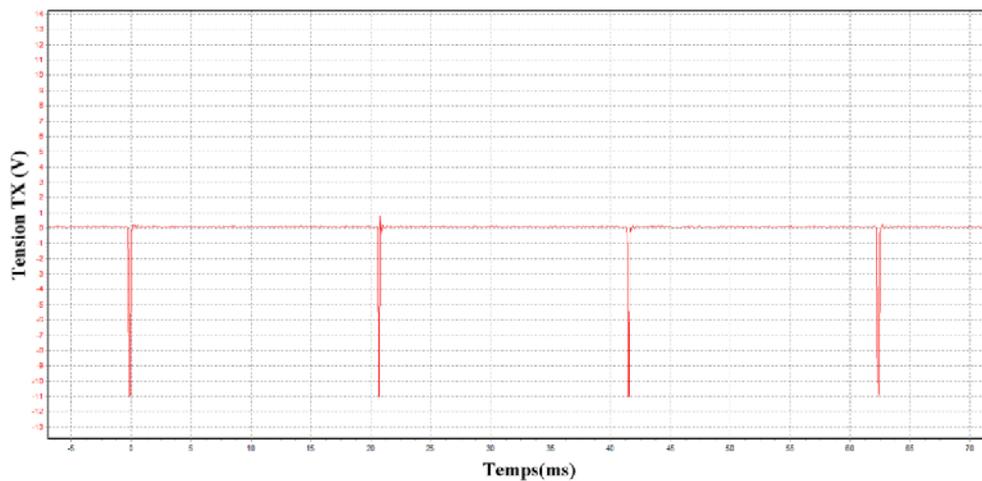


Figure 1.28 : Signal d'entrée au transducteur TX

Le signal reçu passe à travers un réseau de traitement dont la fonction est d'amplifier la tension analogique obtenue à partir des ondes réfléchies, de la filtrer et de la redresser pour en tirer une composante continue. Plus précisément, le signal électrique produit par le RX est appliqué (à travers C_5 et R_{11}) à la broche 2 de IC_{2a} , un opérationnel monté en amplificateur inverseur et dont le gain en tension G est : $G = R_{24} : R_{11}$ (figure 1.29)

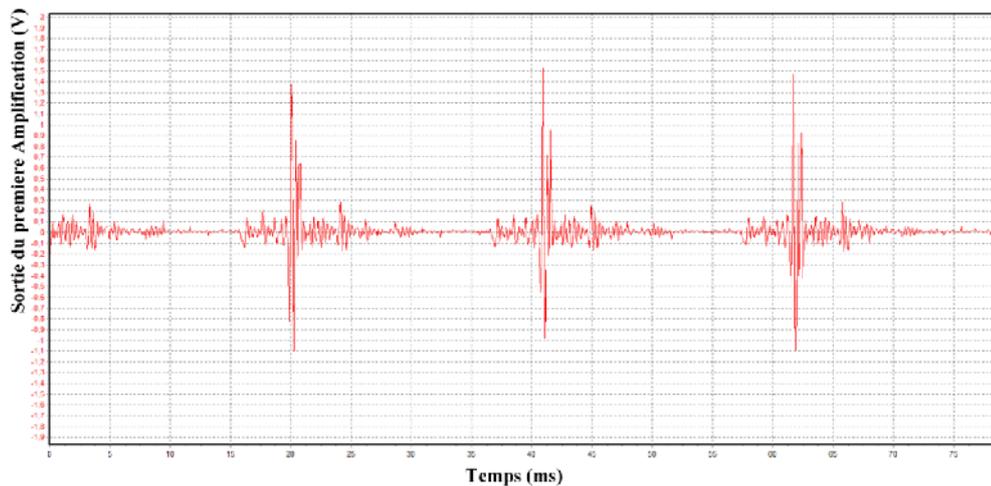


Figure 1.29 : Signal reçu après amplification

La composante amplifiée est à nouveau inversée et amplifiée par IC_{2b} dont le gain G' dépend cette fois du rapport :

$$G' = R_{25} : R_{12}$$

La tension qui en résulte est comparée avec une référence constante située dans IC_{2c}, un troisième opérationnel monté cette fois en comparateur non-inverseur : chaque fois que le potentiel provenant du signal reçu dépasse un seuil déterminé par le potentiel appliqué à la broche 9, la 8 passe de zéro à environ 12 V. le pont R₅/R₆ tire le potentiel servant de référence au comparateur ; il s'agit d'une tension un peu plus faible (environ 5,8 V) que celle présente au repos à la sortie de IC_{2b}, ce qui permet d'obtenir que le comparateur commute lorsque le pic du signal issu de la capsule réceptrice dépasse 200 mV positif.

Dés que le signal en question dépasse le seuil, le comparateur fournit une impulsion positive et quand il descend en dessous du zéro fictif constitué par le 6 V polarisant IC_{2a} et IC_{2b}, le comparateur maintient sa propre sortie au niveau bas (environ 0 V). On peut déduire de ce mode de fonctionnement que IC_{2c} est essentiellement un redresseur à simple alternance (un détecteur) : son rôle est de rendre unidirectionnelle la tension variable issue de la capsule RX et d'en tirer des impulsions rectangulaires que le PIC pourra lire. Etant donné que l'amplitude de ces impulsions est d'environ 12 V et que les lignes d'entrée du PIC n'acceptent pas plus de 5,5 V, il a été nécessaire d'intercaler la zener ZD₁ laquelle, de concert avec la résistance de limitation du courant R₂₆, limite à 5,1 V le potentiel appliqué à RA₃.

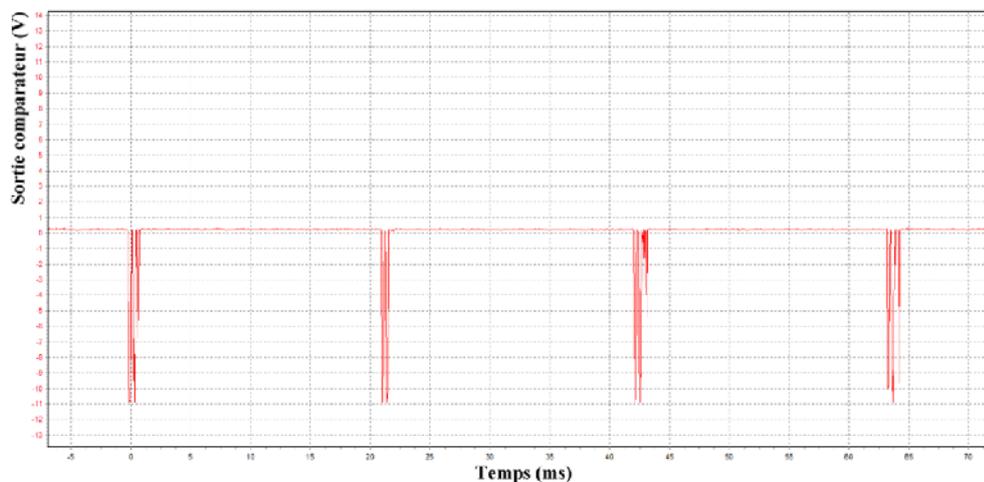


Figure 1.30 : Sortie du comparateur

La tenue de l'essai sur cet appareil a eu lieu dans une salle où l'environnement est relativement stable par rapport à l'extérieur et malgré, le spectre du signal après traitement de la figure ci-dessous, montre que la composante qui nous présente un intérêt n'est pas clairement localisée et isoler afin d'assurer une bonne traduction de l'information.

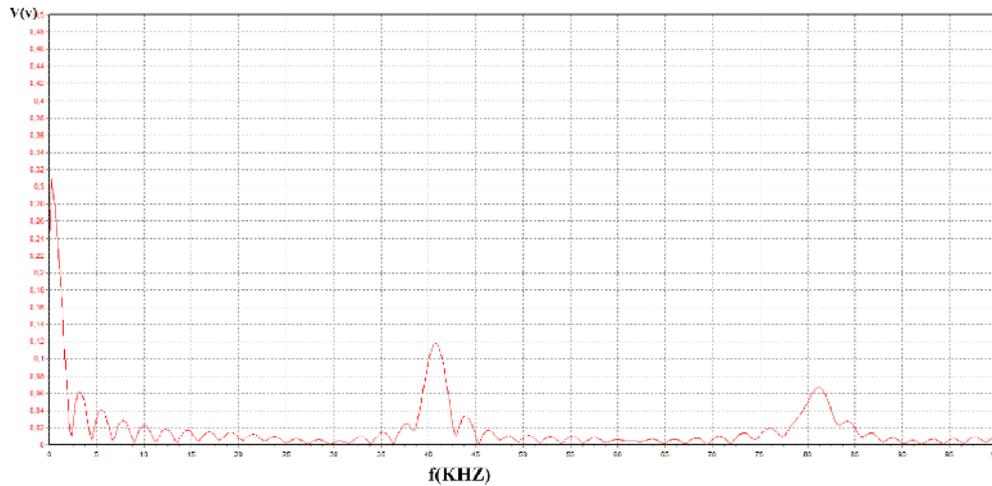


Figure 1.30 : Spectre du signal issu du comparateur

I.6 Conclusion

Toute conception à base d'ultrasons passe impérativement par la compréhension de son principe. Ainsi, au début de ce chapitre nous avons étudié les mécanismes de propagation et le moyen de détection des ultrasons pour révéler les influences sur l'information, inhérents à la nature de l'application et son environnement, susceptibles d'affecter la précision de la mesure et égarer l'information recherchée. Il s'avère nécessaire donc d'harmoniser notre système de perception par le biais de circuits performants, dans le domaine de l'analogique notamment, ce qui est l'axe de ce travail.

Dans toutes les applications à base d'ultrasons, il y a une partie analogique qui assure l'interface avec le monde réel et le monde numérique. À l'émission comme à la réception, nous avons vu qu'il faut conditionner le signal pour le rendre exploitable, en faisant appel souvent aux fonctions comme l'amplification, le filtrage, le redressement, la comparaison, l'adaptation et la détection. L'exemple donné à la fin de ce chapitre illustre les diverses fonctions appliquées sur le signal de sortie et d'entrée afin de le rendre compatible à l'usage, néanmoins nous avons remarqué que la précision est limitée. En utilisant la méthode conventionnelle, l'optimisation du rendement nécessite des circuits analogiques plus complexes, plus coûteux, et qui demandent un temps de conception plus long avec l'inconvénient de se retrouver à la fin avec un circuit non-évolutif. En dépit de ces contraintes, la solution d'une technologie analogique programmable émerge comme une issue très avantageuse.

Chapitre II

***Les* Circuits Analogiques Programmables**

II-1 Introduction

Au premier chapitre, nous avons constaté que le circuit analogique est devenu un fait permanent de la vie, car, d'une part la plupart des capteurs livrent des signaux analogiques et leur passage à travers un convertisseur A / N (CAN), a besoin d'un signal d'entrée conditionné qui se veut de bonne performance. Et d'autre part, pour communiquer avec le monde réel et réaliser le monitoring de l'environnement, le recours à l'analogique demeure indispensable, surtout avec l'arrivée des circuits analogiques programmable et qui vont élargir certainement l'horizon de la conception analogique. Ces composants programmables, ayant comme référence FPAA (Field Programmable Analog Array), sont l'équivalent analogique des FPGA (Field Programmable Gate Arrays), par conséquent, ce lien a permis aux FPAA de bénéficier des mêmes avantages que son analogue FPGA.

Cette partie dresse un état de l'art du domaine de l'analogique programmable, nous présenterons les circuits analogiques programmables en général, leur début, leur architecture ainsi que les produits actuellement commercialisés.

II-2 Généralité sur les FPAAs

2-2-1 Intérêts des circuits programmables

Les Signaux du monde réel sont analogiques, il était donc naturel d'avoir des procédés analogiques de contrôle de ces systèmes. Toutefois, les processeurs numériques se sont vite révélés être beaucoup plus facile et plus rapide à développer de nouvelles technologies et de produits. Les systèmes numériques rapidement ont remplacés leurs prédécesseurs analogiques, même si les systèmes analogiques pourraient être bien meilleurs dans certaines applications.

La figure 2.1a illustre comment les DSP (Digital Signal Processor) interagissent avec les signaux du monde réel. Dans la plupart de ces systèmes, le signal d'entrée analogique est numérisé immédiatement en utilisant un convertisseur analogique-numérique (ADC). Le signal numérique est ensuite traité et convertit dans le domaine analogique par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique-analogique (DAC). Ce processus a fait de nombreux instruments actuels possibles, mais il ne profite pas de l'avantage possible offert par le traitement analogique. Figure 1.2b montre une amélioration du système dans lequel les signaux réels sont interfacés directement avec un processeur de traitement de signal analogique (ASP) [20].

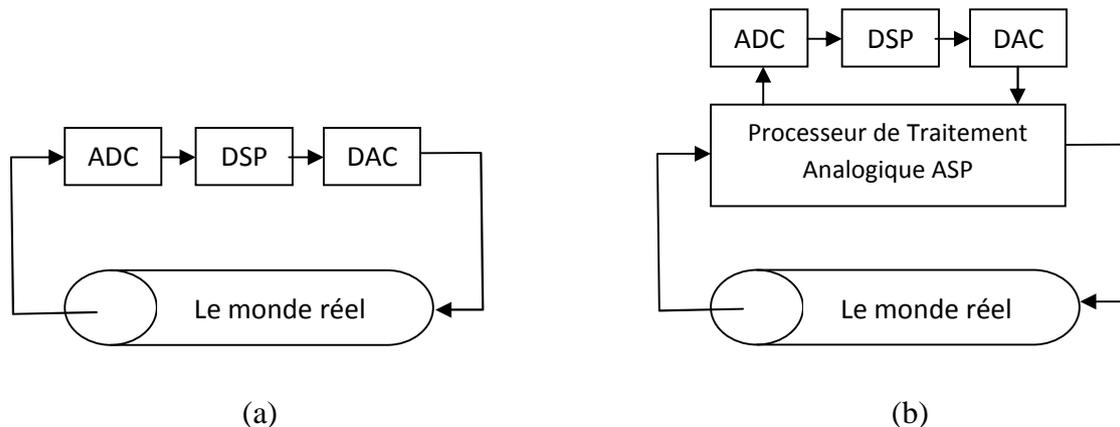


Figure 2.1 : Traitement de signal dans système réel :

a-système numérique conventionnel b-système mixte numérique/analogique

Au lieu de convertir directement en un signal numérique, le traitement initial peut commencer en analogique et demeure ainsi, puisque dans certains cas, le signal ne demande pas de passer que par l'ASP. Dans d'autres cas où le traitement serait plus adapté par les algorithmes numériques, l'ASP peut pré-traiter les données avant de diriger le signal vers le DSP via l'ADC. Après avoir traversé le DSP et le CAN, l'ASP peut ensuite post-traiter le signal avant qu'il ne retourne dans le monde réel. Bien que les avantages d'un système mixte soient clairs, la difficulté de concevoir et utiliser des circuits de traitement analogique pourrait continuer à empêcher leur acceptation générale [20].

2-2-2 Consommation d'énergie des circuits programmables

Pour que les circuits analogiques programmables se présentent comme un choix notable, ils n'ont pas seulement besoin d'avoir un avantage significatif en termes de taille, de facilité de développement, mais aussi de consommation d'énergie. Par rapport aux processeurs de signaux numériques (DSP), les circuits analogiques équivalents pourraient réaliser des économies significatives d'énergie, comme l'illustre la figure 2.2. Si la tendance de la consommation d'énergie des DSP, se poursuit comme prévu, les économies d'énergie pourraient être équivalentes à un saut de 20 ans dans la technologie numérique. En réalité, la consommation d'énergie des processeurs DSP se réduit à un taux significativement plus faible que prévu, ce qui ne fait que renforcer l'avantage analogique au numérique [21].

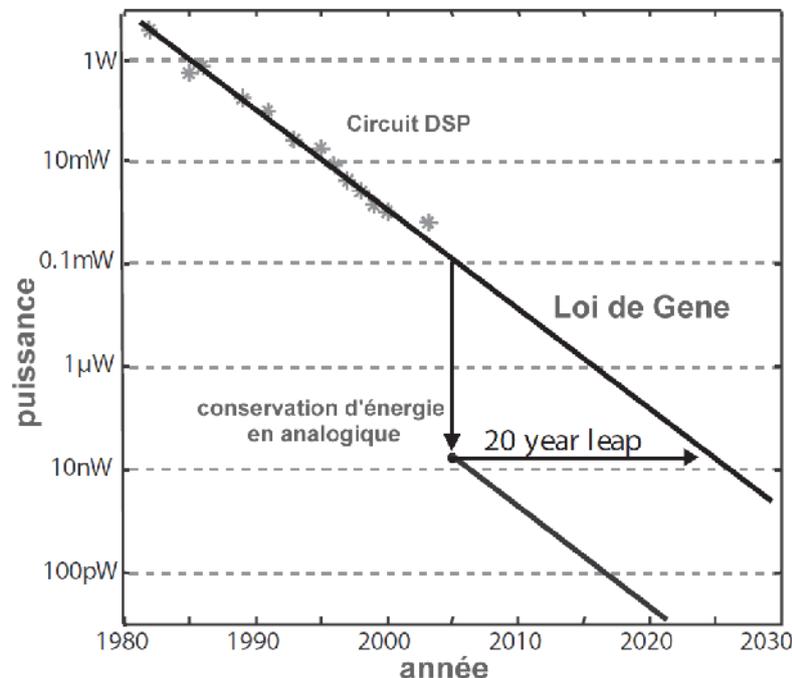


Figure 2.2 : Variation de la consommation d'énergie avec le temps

(Ellis et al. (2002), Hasler et al. (2002) and Smith et al. (2002))

Alors que les processeurs numériques permet d'exécuter les fonctions souhaitées, il ya de nombreux cas où une conception analogique pourrait réaliser la même tâche à une fraction de la puissance nécessaire pour la solution numérique. Par exemple, le multiplicateur analogique présenté dans la figure (2.3) ne nécessite que deux transistors à grille flottante et deux transistors Submicronique opérant dans la région sous le seuil. Kucic, et. al. montrent que ce type de multiplicateur peut facilement fournir 10 bits de résolution. Or, en numérique un multiplicateur de 10-bit nécessite des milliers de transistors. Dans ce cas, les économies d'énergie de la version analogique sont au moins trois fois plus importante que la mise en œuvre numérique [22].

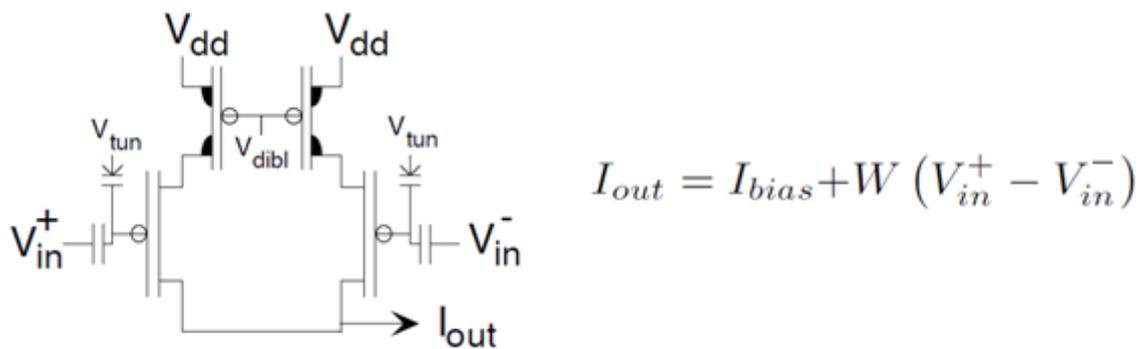


Figure 2.3 : Multiplicateur différentiel à l'aide de transistor à grille flottante

2-2-3 Conception physique FPGA vs FPAA

L'automatisation de la conception, en particulier dans les phases consistant en clustering, le placement et le routage, est souvent profondément influencée par le modèle d'architecture et le dispositif de mise en œuvre du milieu avec lequel on travaille. Bien qu'il y ait des solutions générales proposées pour traiter une grande variété de modèles d'architecture, le plus souvent ces outils de conception ne sont pas aussi efficaces que les techniques conçus spécialement pour les architectures prédéfinies. Cette même idée s'applique à l'utilisation de méthodes d'automatisation de conception FPGA pour résoudre des applications FPAA. Les similitudes et les différences entre les flots de conception physique des FPGA et des FPAA, peuvent être schématisées dans la figure (2.4).

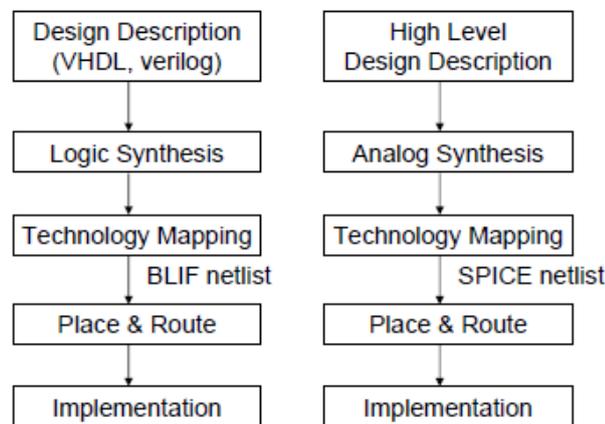


Figure 2.4 : Etapes du flot de conception physique pour FPGA et FPAA.

La comparaison des décisions de conception entre les FPGA et FPAA, peut être abordée sous trois angles: les algorithmes réels qui sont utilisés, les paramètres utilisés dans les algorithmes et les architectures utilisées dans la conception. Certains des algorithmes classiques de clustering des FPGA comprennent plusieurs niveaux sur la base de regroupement de retard / zone de minimisation afin de réduire le nombre de blocs répétés. Ces algorithmes sont fortement influencés par le modèle du circuit traité et ne fonctionnera pas sans des changements majeurs pour l'implémentation physique du FPAA.

En règle générale, la priorité est accordée à la réduction de la longueur du fil, la densité du réseau, et le retard global en phase de placement et de routage pour FPGA ou d'autres systèmes numériques. D'autre part, le FPAA et les architectures analogiques doivent se concentrer sur la réduction de l'effet de charge des parasites de routage et la distorsion des signaux.

L'architecture de dispositif joue un rôle majeur dans les décisions de synthèse physique qui sont faites. Par exemple, les FPGA ont traditionnellement une architecture d'interconnexion de réseau très simple, où les canaux verticaux et horizontaux ont le même nombre de pistes et propagent le même signal le long d'un pipeline. Chaque fil horizontal et vertical est segmenté et partagée entre plusieurs interconnexions. Celle-ci varie grandement par rapport aux FPAAs, où les fils d'interconnexion ne sont généralement pas segmenté et une interconnexion unique occupe tout l'autoroute vertical / horizontal.

L'élément de base utilisé dans les FPGAs est appelé bloc logique configurable (CLB), et est une combinaison de tables programmables verrouillés avec des fonctionnalités universel, en général à l'aide des bascules, tandis qu'un bloc configurable analogique (CAB) d'un FPAA, est composé de nombreux composants analogiques programmables avec des fonctions distinctes. En outre, il n'existe pas d'éléments séquentiels dans Les FPAAs. Ainsi, la synthèse comportementale aussi bien que physique nécessite des approches tout à fait différentes pour gérer de nouvelles fonctions conséquentes en vertu de nouveaux types de contraintes de l'élément à concevoir. Ainsi, il est assez difficile d'associer directement les algorithmes d'automatisation entre FPGA et FPAAs [23].

2-2-4 Flot de conception analogique

Le cycle de conception analogique traditionnel nécessite souvent 3 ou plusieurs itérations du processus de fabrication qui étend le processus de développement de plus d'un an. Avec un système à base de FPAA, la conception peut être synthétisé, testé et modifié 20 fois ou plus au bout de quelques jours, au lieu d'années. La Figure 2.5a illustre le flot de conception analogique traditionnel utilisé pour personnaliser le développement du circuit intégré analogiques. Typiquement la phase de conception mènera à une étape de simulation qui permet de vérifier les performances du circuit. Si le circuit ne parvient pas à atteindre les spécifications requises en matière de simulation, une phase de multiple itération de conception et simulation est induite. Une fois un design passe de la phase de simulation, il progresse à l'étape da fabrication et de test. Il faudra encore deux ou plusieurs itérations pour obtenir un produit avec les

performances souhaitées, même si des tentatives aux étapes précédentes ont été menées afin de perfectionner la conception. Un cycle de fabrication unique peut nécessiter deux mois ou plus pour terminer, le produit final peut nécessiter des années à se développer [24].

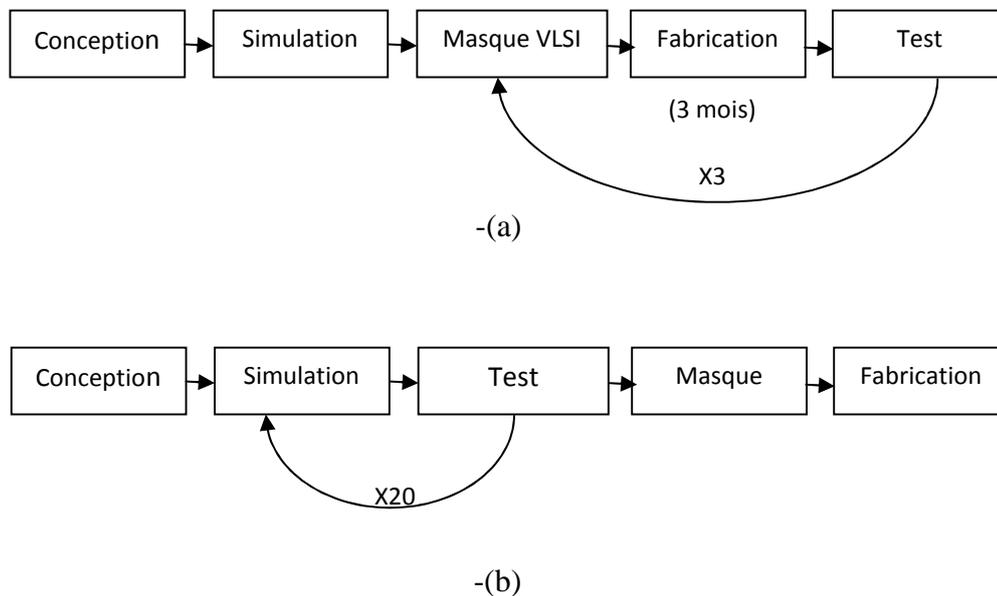


Figure 2.5 : les cycles de la conception analogique :

a-traditionnelle b-prototypage rapide à base FPAA

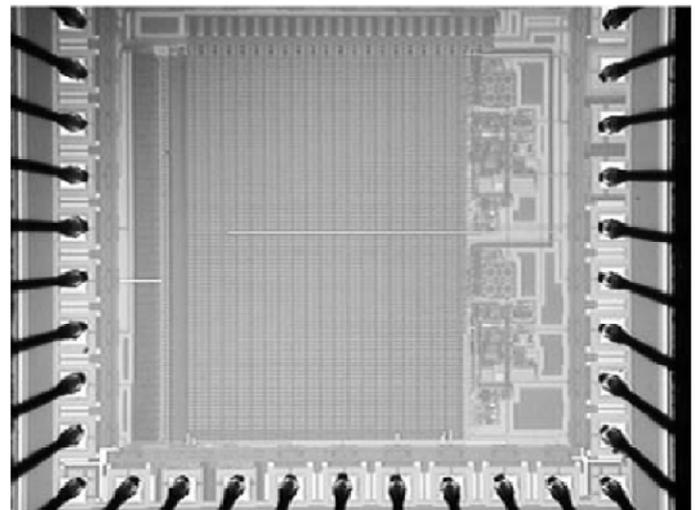
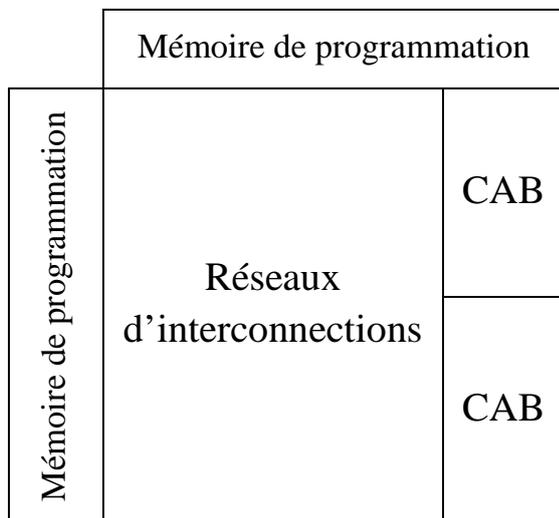
L'utilisation d'un dispositif reconfigurable et programmable analogique, comme un FPAA, peut réduire considérablement le temps nécessaire pour le cycle de conception. Comme la figure 2.5b montre, un FPAA introduit une phase de synthèse qui permet la génération et le test du circuit avant la fabrication. En mettant la phase de fabrication en dehors de la boucle itérative, la nouvelle conception peut être vérifiée en quelques heures ou quelques jours. En outre, un FPAA configuré peut être utilisé en tant que produit final, en sautant ainsi l'étape de fabrication, tout comme les FPGA qui sont utilisés aujourd'hui.

Un FPAA avec ces fonctionnalités significatives, non seulement va réduire le temps de conception analogique du système, il pourrait aussi rendre les systèmes analogiques faciles à utiliser. Son Outil CAD de conception va également simplifier la tâche de conception du matériel analogique réelle, tout comme l'a fait les FPGA dans les systèmes numériques. Il serait ainsi possible pour les ingénieurs DSP, avec ou sans expérience en conception analogique, de faire synthétiser rapidement et tester le remplace analogique pour le calcul numérique traditionnelle [24].

II-3 Architecture des FPAA

Les circuits analogiques programmables (FPAA) sont conçus dans le but de combler les lacunes des systèmes numériques et offrir les mêmes avantages qu'offrent les FPGA. Fondamentalement, un FPAA est composé en éléments de connexion et des éléments de calcul. On y retrouve aussi systématiquement un élément de mémoire non volatile analogique qui fournit un moyen pour la mise en œuvre de la configuration des circuits ainsi que la commutation d'une manière compacte [25].

Pour ce qui est de la disposition des composants analogiques, qui sont généralement regroupés dans un bloc analogique configurable (CAB), les composants de grande taille se prêtent une connectivité moindre, ce qui entraîne moins de parasites et de meilleures performances [26].



(a)

(b)

Figure 2.6 : a-Architecture interne FPAA b-Vue de die du circuit FPAA

Figure 2.7 montre comment un ensemble de transistors en pair, pourrait être utilisé pour mettre en œuvre un multiplicateur mode courant. Une programmabilité mise en œuvre de cette manière nécessite un espace important, du moment que la superficie du circuit est environ le double pour chaque bit de résolution. Cette exigence d'espace limite le nombre d'éléments programmables qui peuvent être intégrés sur une seule puce et donc réduire la taille du système qui peut être synthétisé, ce qui est l'inconvénient pour de nombreux FPAA précédents [26].

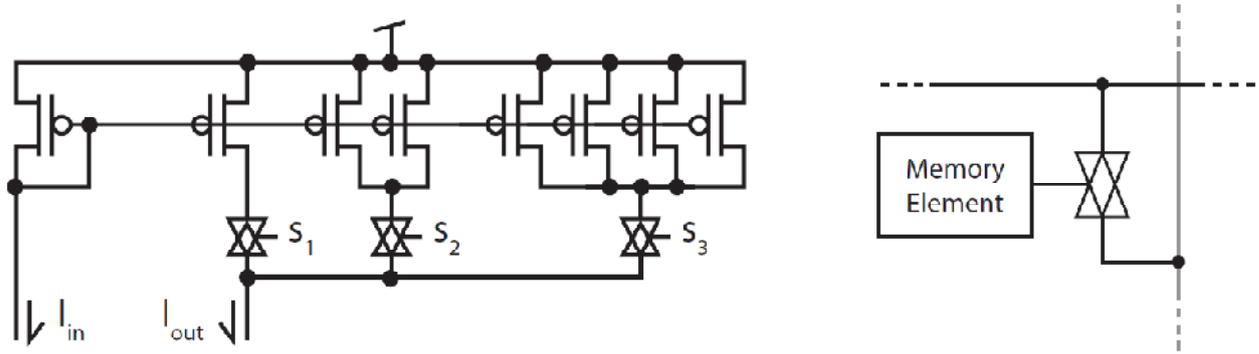


Figure 2.7: Exemple d'un commutateur et élément de mémoire d'un FPAA

Les commutateurs de ces dispositifs sont couramment des grilles conductrices, dont chacun est commandé par un élément de mémoire sous la forme d'une cellule de mémoire SRAM ou EEPROM, comme on le voit dans la figure 2.7. Bien que ces commutateurs permettent de grande souplesse de conception, ils contribuent également à une quantité importante de résistance et capacité parasite. Pour éliminer ces parasites, diverses modifications de l'architecture générale de FPAA ont été tentées. FPAA à base de fusible tente de réduire ces parasites en créant ou détruisant les connexions de fils métalliques entre les composants. Puisque ces fusibles sont en métal au lieu d'un transistor, à la fois la capacité parasite et la résistance sont réduites, mais ils sont généralement programmables une seule fois [27].

Certains FPAA sont même construites sans commutateurs. Ces architectures ont généralement un nombre restreint de composants analogiques qui relie directement les uns aux autres, tels que les transconductances (G_m) connectés en hexagonale dans les FPAA de Becker et Manoli. Dans ces dispositifs, la reconfigurabilité est réalisé par programmation puisque les sorties des étages GM sont en effet flottantes sans le courant de polarisation, les connexions sont faites dans ces éléments de transconductance par contrôle numérique de la polarisation [27].

2-3-1 Cellules analogiques configurables

Tout comme son équivalent numérique CLB (Configurable Logic Block), La cellule analogique configurable CAB permet de définir les fonctions réalisées par le circuit. Son architecture est donc de première importance. Chaque cellule d'un tel composant peut être configurée pour fonctionner en amplificateur, en filtre, ou toute autre fonction analogique, et les caractéristiques électriques (par exemple, fréquence de coupure et facteur de qualité d'un filtre) sont ajustées par programmation, comme présenté dans la figure (2.8). Les connexions entre les cellules sont aussi définies par l'utilisateur.

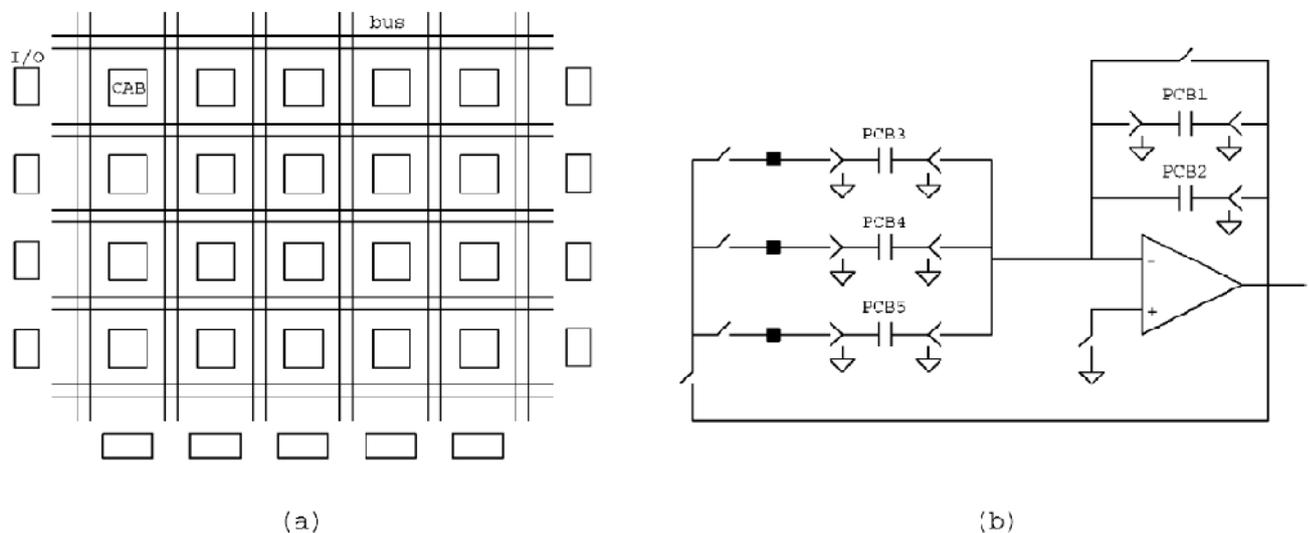


Figure 2.8 : a) Organisation des CAB du circuit FPAA de Motorola

b) Exemple de CAB à capacité commuté (Bratt and Macbeth 1998; Motorola Inc. 1997)

La puissance d'un circuit analogique programmable est mesurée par l'étendue des possibilités d'une cellule CAB de base (les fonctions qu'elle peut réaliser et leurs performances électriques) ainsi que par la flexibilité du réseau d'interconnexions qui relie les cellules entre elles (nombre d'applications réalisables à partir de ce circuit). Le besoin incessant de conception des CAB reste le fonctionnement en haute fréquence ainsi que la réduction en consommation d'énergie [28].

2-3-1-1 Granularité

La granularité d'une cellule configurable définit les motifs de base à connecter entre eux comme le montre la figure (2.9). Elle peut se définir à cinq niveaux dans une architecture électronique :

- ❖ au niveau des transistors ;
- ❖ au niveau des blocs élémentaires (miroirs de courant, paires différentielles...) ;
- ❖ au niveau des circuits (transconductance, amplificateur opérationnel...) ;
- ❖ au niveau des macrocellules (filtre, multiplieur, gain...) ;
- ❖ au niveau des sous-systèmes (boucle à verrouillage de phase, oscillateur...).

Une granularité au niveau des transistors est trop contraignante car un nombre trop important d'interrupteurs dégrade les performances électriques en introduisant des résistances et des capacités parasites et implique une surface utile de silicium faible. Au contraire, une granularité au niveau des sous-systèmes ne conviendra pas car les possibilités de configuration des cellules seront trop faibles. L'approche la plus intéressante semble être une granularité au niveau circuit. Ainsi, une cellule configurable sera composée d'éléments tels que des amplificateurs opérationnels (et/ou des transconductances) et des composants passifs programmables (résistances et capacités).

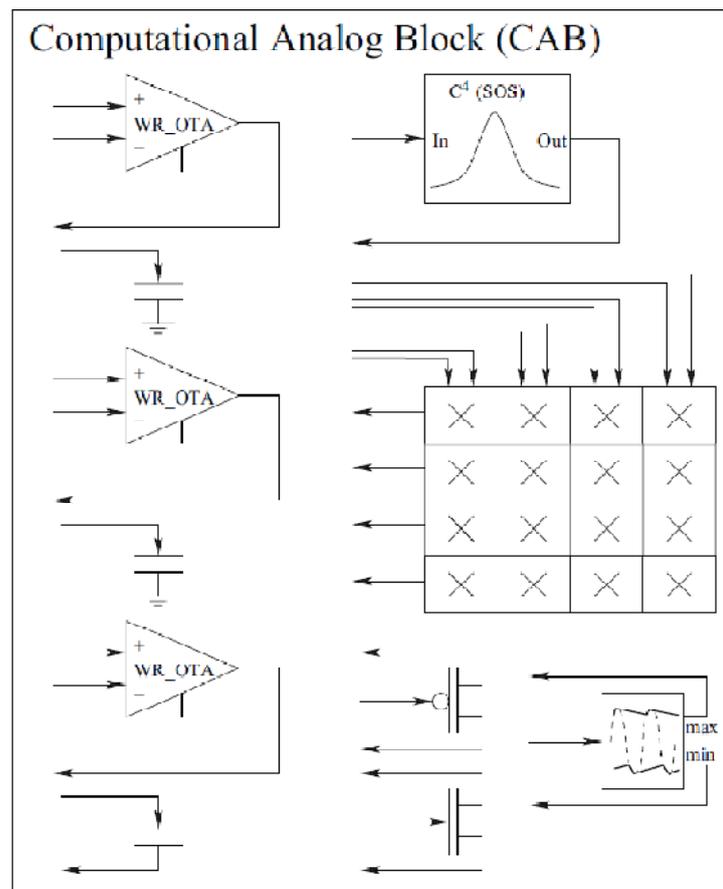


Figure 2.9 : La granularité d'une cellule configurable

2-3-1-2 Architecture électronique

Plusieurs approches sont envisageables quant à la structure électronique de la cellule configurable (figure 2.9) :

- ✓ autour d'un amplificateur opérationnel et de composants passifs programmables, dont l'avantage est de définir des structures connues, mais dont les inconvénients sont l'imprécision des composants passifs d'une part et le fait que les performances ne soient pas les mêmes selon la configuration (produit gain \times bande constant des AOP), d'autre part ;
- ✓ en capacités commutées (figure 2.10), dont l'avantage est de pouvoir définir des fonctions analogiques ayant une grande précision, mais qui ne permet pas de travailler à des fréquences importantes du fait de l'échantillonnage (fréquences d'échantillonnage de l'ordre de 1 MHz maximum) ;
- ✓ autour de structures de type gm-C , dont les avantages sont de pouvoir régler finement la valeur de la transconductance gm afin de pallier l'imprécision de la valeur de la capacité C, et de pouvoir atteindre des fréquences de traitement plus importantes que les deux autres approches. L'intérêt des deux premiers types de structures est d'utiliser des techniques de circuits matures ayant fait leurs preuves. La recherche universitaire se concentre désormais plutôt sur les architectures à base de transconductances et de capacités programmables. Ces architectures semblent prometteuses et la littérature montre que les approches de type gm-C sont bien adaptées à la réalisation de fonctions de filtrage en intégré [29].

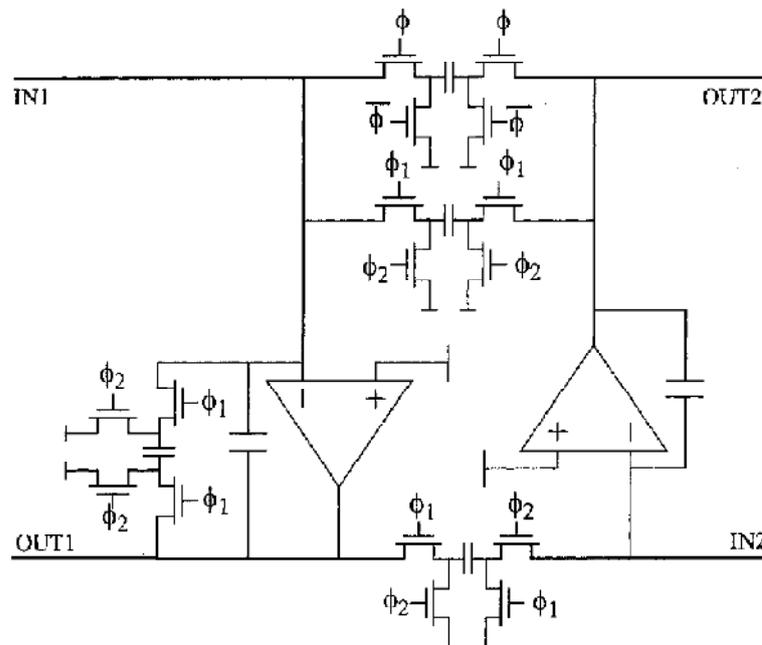


Figure 2.10 : Exemple de CAB à capacité commuté (IEEE ISCAS 1996)

2-3-2 Technologie des FPAA

Les FPAA sont une famille des circuits intégrés constitués de blocs analogiques configurables (CAB) et d'interconnexion programmable, qui peut être configuré pour mettre en œuvre des circuits analogiques. Les FPAA peuvent être regroupés en deux catégories : les circuits du domaine discret et ceux fonctionnant en temps continu. Les conceptions dites discrets sont basées sur la technologie à capacités commutées ou à commutation de courant, leurs avantages comprennent large éventail de programmabilité et insensibilité aux parasites des interrupteurs de programmation. L'inconvénient est que les fréquences du signal maximum sont limitées par la fréquence d'horloge d'échantillonnage maximale [30].

La catégorie temps continu comprend tous les autres circuits où le signal n'est pas échantillonné (disponible en tout temps). Il peut donc s'agir de cellules à base de transconductances, de convoyeurs de courant, d'amplificateurs opérationnels ou de transrésistances [31]. Ils ont une plus grande bande passante, mais la gamme du paramètre de programmabilité est plus petite. Le design en mode tension souffre d'une limitation de variation de signal, contrairement au mode courant. Indépendamment du domaine continu ou discret, la gamme du paramètre de programmabilité et la bande passante continuent de poser des contraintes à la réalisation de circuits sur l'FPAA et limite son déploiement.

2-3-2-1 Technique discontinu

Les FPAA de type discrets sont généralement des conceptions à base de capacités commutées. Pour ces circuits, la tension d'entrée est échantillonnée par l'ouverture et la fermeture d'un commutateur qui relie l'entrée à un condensateur initial comme représenté sur la figure 2.11. L'interrupteur et le condensateur forment un type de registre analogique et le chemin de signal du système est divisé par ces registres.

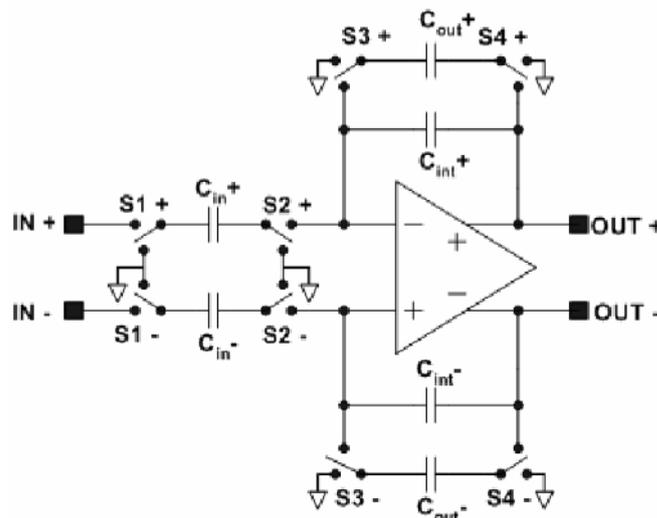


Figure 2.11 : une cellule reconfigurable à base de capacité commutée

Les éléments de base de calcul sont généralement des amplificateurs opérationnels et des registres analogiques, qui synthétisent une résistance linéaire dont la valeur est déterminée par la fréquence de commutation et la valeur du condensateur. La synthèse des résistances linéaires variables donne à l'FPAA à capacités commutées une plus grande flexibilité que les traditionnels FPAA à temps continu, mais ils peuvent être aussi plus difficiles à concevoir, parce que les commutateurs et les condensateurs peuvent introduire du bruit et des non-linéarités dans le système qu'on doit les surmonter lors de la conception (Marsh, 2001). En outre, ces modèles ont une bande passante limitée qui dépend de la fréquence d'échantillonnage, à cause de la nécessité d'ajouter un filtre d'anticrénelage et de reconstruction à l'entrée et à la sortie (Gulak, 1995; Marsh, 2001) [32].

Dans les années 1990, plusieurs circuits FPAA à capacités commutées ont été introduits par les deux entités universitaires et commerciales. Dans le milieu universitaire, les éléments de base de calcul varient du simple amplificateur opérationnel (Koneru et al, 1999; Edwards et al, 2000) à des blocs plus complexes comme l'intégrateur sans perte et avec perte connecté en boucle (Kutuk et Kang, 1996). Dans le domaine commercial, Motorola a été l'une des premières entreprises à apporter une FPAA à usage général sur le marché avec leur série MPAA020 et MPA1000 (Bratt, 1998; Anderson et al, 1997; Marsh, 2001), mais, depuis lors, une entreprise dérivée appelée Anadigm a commercialisé ces FPAA à capacités commutées (Anadigm Fiche Entreprise, 2005). Le circuit récent d'Anadigm se compose de (04) blocs analogiques reconfigurable(CAB), avec deux amplificateurs opérationnels différentiels, des banques de condensateurs programmables, un registre à approximations successives (pour la mise en œuvre d'un convertisseur A / D), et un comparateur à grande vitesse (Vue d'ensemble de la famille Anadigm FPAA, 2005). Cependant, même les derniers composants sont relativement limités, et sont destinés à l'application de base de conditionnement de signaux et des applications de filtrage [33].

Les designs à capacités commutées ne sont pas les seuls FPAA du domaine à temps discret. Des circuits à courant commuté (Switched-current circuits) peuvent être utilisés pour construire un FPAA. Les avantages de cette technique sont d'une part l'absence des amplificateurs opérationnels, la possibilité de fabrication sur des processus standard numériques CMOS, et d'autre part l'élimination des distorsions dans les signaux dus aux résistances parasites, mais ce modèle produit moins de précision que les circuits à capacités commutées et puisque les signaux sont tous des courants, un étage de sortie donnée ne peut piloter qu'un étage d'entrée (Chang et al., 1996).

2-3-2-2 Technique continue

Les FPAA du domaine temps continu utilisent généralement un réseau d'amplificateurs opérationnels qui sont reliés entre eux par une matrice de commutation, et récemment, une autre structures de type Gm-C (figure 2.12) a été mis en œuvre, dont les avantages sont de pouvoir régler finement la valeur de la transconductance Gm afin de pallier l'imprécision de la valeur de la capacité C, et de pouvoir atteindre des fréquences de traitement plus importantes que les autres approches. Les commutateurs sont généralement contrôlés par des registres

numériques qui peuvent être chargés par un contrôleur externe, permettant ainsi le circuit à être configuré pour mettre en œuvre un certain nombre de conceptions différentes [29].

Ce type de FPAA est avantageux car l'échantillonnage artificiel est évité; le filtre d'anticrénelage n'est pas nécessaire; les processus de conception utilisés sont relativement simples (par exemple, la procédés standard CMOS), et la largeur de la bandes passantes de signaux est importante, avec des performances prévisibles (Marsh, 2001). Toutefois, les réseaux de commutation introduisent des parasites dans le chemin du signal qui va induire un bruit au système et des limitations à la bande passante. Une partie de la littérature a mis l'accent sur la réduction du nombre de commutateurs dans le chemin du signal de l'FPAA (Pierzchala et al, 1995; Embabi et al, 1996; Lee et Gulak, 1991a, 1991b) [33].

La granularité de la logique de calcul qui forme la base de conception de l'FPAA est une caractéristique de conception importante. La logique de calcul est généralement disposée à l'intérieur du circuit en forme de bloc de calcul analogique (CAB), puis les CABs sont dispersés à travers le FPAA avec une certaine forme de réseau d'interconnexion qui les attache entre eux. Les meilleures architectures élémentaires utilisent généralement des transistors comme la cellule de base de calcul. Bien que ces modèles offrent plus de souplesse et de généralité, la synthèse d'un tel système suffisamment complexe nécessite un grand nombre de transistors à câbler. Ainsi, un grand nombre de commutateurs sont introduits dans le chemin du signal. Les parasites de commutation et de résistance augmentent le bruit dans le système et limite les performances / bande passante (Pierzchala et al, 1995; Embabi et al, 1996;. Klein, 1996) [33].

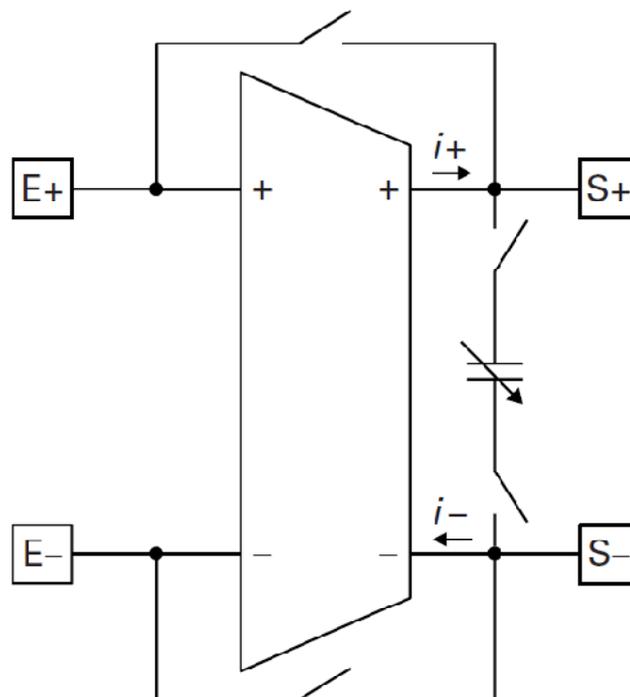


Figure 2.12 : Cellules analogiques configurables de type gm-C

II-4 Produits FPAA commercialisés

Les objectifs des circuits analogiques programmables ainsi que les recherches dans les laboratoires des universités sont la réalisation d'un circuit à coût proche du coût des FPGA, une performance satisfaisante, délai de conception très court mais surtout une chiche consommation en énergie. Vingt ans après l'apparition des FPAA, le marché de ces composants se trouve à la case de départ mais présente des tendances positives comme on peut le constater dans le nombre de publication et l'intérêt grandissant des fabricants. Le tableau (2.1) regroupe les acteurs les plus visibles dans l'industrie des FPAA :

Constructeur	Domaine	Consommation	Bande-passante
Anadigm	TD	1150 mW	2 MHz
Lattice	TD	75 mW	1.5 MHz
Cypress	TC	40 mW	10 MHz
Zetex	TC	18 mW	12 MHz

Tableau 2.1 comparaison entre les différents circuits commercialisés [34]

2-4-1 Les FPAA de ZETEX

Le circuit FPAA de Zetex fut le premier FPAA en temps continu à être commercialisé. Annoncé en 1996, le circuit analogique totalement reconfigurable (TRAC) se compose de 20 cellules analogiques en cascade, chacune pouvant être configuré pour mettre en œuvre l'une des six fonctions, à savoir, addition, inversion, intégration, différentiation, logarithme et exponentielle. Il est ainsi possible de réaliser des filtres, des oscillateurs ou encore des convertisseurs.

En outre, une cellule peut être désactivée ou programmée pour être utilisée comme un amplificateur opérationnel autonome à l'aide des composants externes. Les interconnexions sur puce sont uniquement locales, avec la connexion de chaque sortie de cellule à l'entrée du suivant (figure 2.13). Un registre à décalage fournit un stockage volatil de données de configuration du circuit [35]. La figure 2.14 présente le circuit TRA020LH qui est une récente avancée dans sa famille qui offre une solution intègre aux traitements de signal. Les performances du circuit sont résumées dans le Tableau (2.2) :

Caractéristiques	Bande-passante
Alimentation	V _{dd} =3 V et V _{ss} =-2V
Excursion des E/S	1 V
Courant en sortie	150 μ A
Bande passante	3 MHz
Offset	3.4mV max
THD (100mV-1V)	0.02%-0.08 %
Bruit (10Hz-100KHz)	15nV/ \sqrt Hz
Réjection de l'alimentation	60 dB

Tableau 2.2. : Performance du circuit Zetex [36]

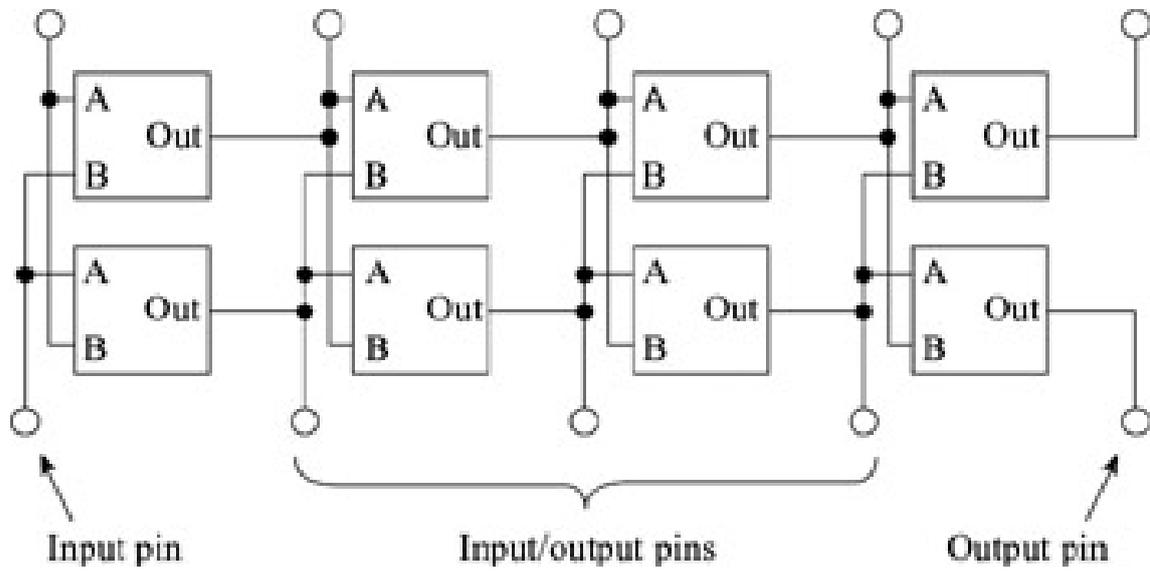


Figure 2.13 : Interconnexion du TRAC de Zetex

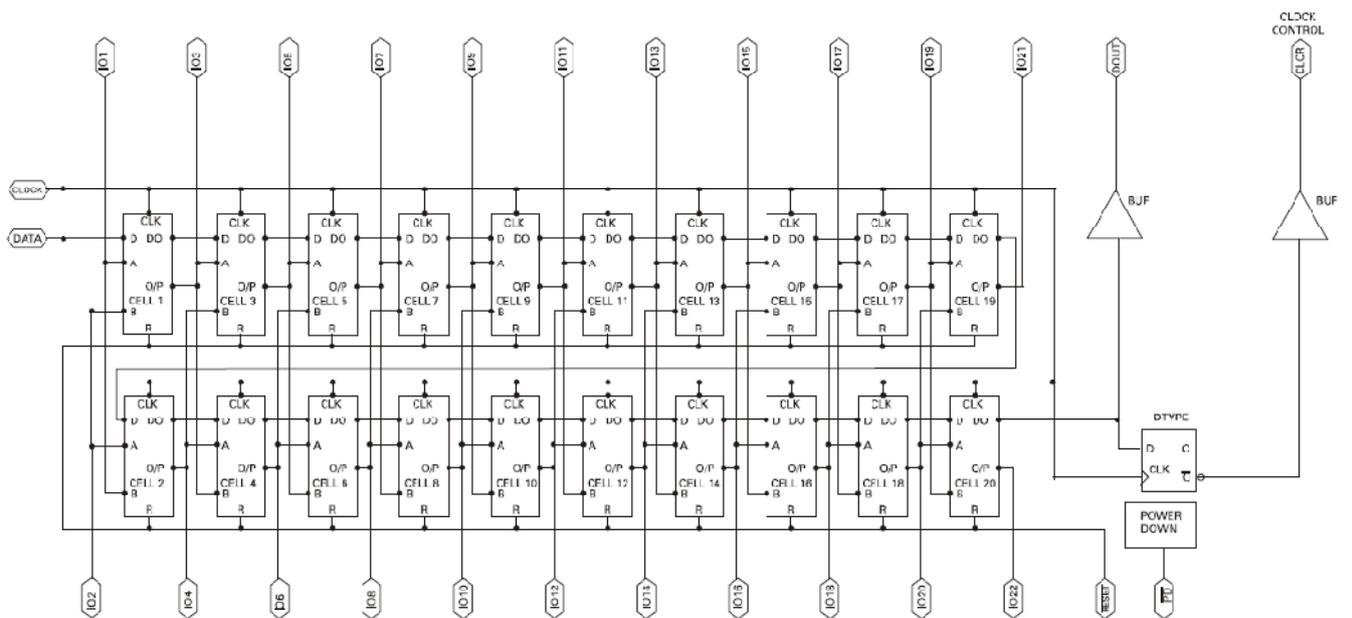


Figure 2.14 : Architecture interne du TRAC020 [36]

2-4-2 Les FPAA de LATTICE

Lattice développe et commercialise des circuits FPAA basés sur une technologie d'interconnexion entre cellule appelée ARP (Analog Routing Pool), ces circuits ont fait leur apparition fin 1999 sur le marché, la famille que possède Lattice est la série ispPAC (in-system programming Programmable Analog Circuit) présentée dans la figure(2.15) : ispPAC10, ispPAC20 et ispPAC80/81 L'élément fonctionnel actif de base des dispositifs ispPAC est le PACell qui, en fonction de l'architecture du dispositif, peut être un amplificateur d'instrumentation, l'amplificateur sommateur ou d'un autre étage actif élémentaire [37].

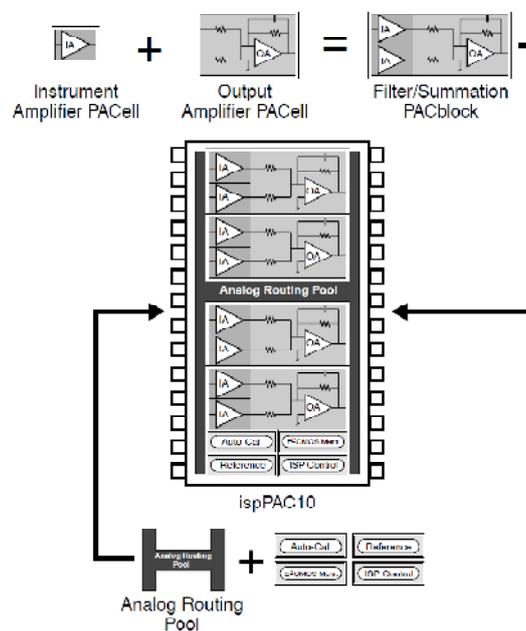


Figure 2.15 : Architecture interne de la série ispPAC[40]

Modules de fonctions analogiques, appelés PACblocks, sont construits à partir de plusieurs PACells à la place des composants analogiques traditionnels tels que les amplificateurs et les filtres actifs, éliminant le besoin de résistances et de condensateurs externes. Ne nécessitant pas de composants externes, il met en œuvre une flexibilité dans les fonctions analogiques. L'élément clé de la réalisation de l'intégration flexible sur les périphériques ispPAC est la piscine de routage analogique (ARP). L'ARP fournit un réseau de câblage analogique programmable dans les dispositifs ispPAC entre les broches du dispositif et les entrées/sorties de PACells et PACblocks. L'ARP permet à ces blocs de se connecter individuellement à l'entrée appropriée ou à la broches de sortie, de permettre également aux différents blocs de se connecter en cascade sans connexions externes pour les circuits plus complexes.

Structure de la macrocellule

Les circuits Lattice contiennent des macrocellules analogiques programmables appelées PAC blocks et un réseau d'interconnexion. Chaque macrocellule est composée d'un amplificateur-sommeur et de deux amplificateurs d'instrumentation, totalement différentielles. Les amplificateurs d'instrumentation possèdent un gain variable de -10 à $+10$ par incrément de 1. L'amplificateur-sommeur est quant à lui, contre-réactionné par un élément résistif qui peut être connecté ou non et par un réseau programmable de capacités. Ce dernier permet de créer 120 pôles quand le circuit est utilisé en tant que filtre actif.

Ainsi, chaque macrocellule a la capacité de faire la somme de deux signaux différentiels préalablement amplifiés ou non par les amplificateurs d'instrumentation ou alors d'intégrer la somme de ces deux signaux. La macrocellule (Figure 2.16) est constituée de trois transconductances différentielles dont deux sont réglables ($gm1$ et $gm2$) et une fixe ($gm3$), et d'un amplificateur opérationnel totalement différentiel [38, 39].

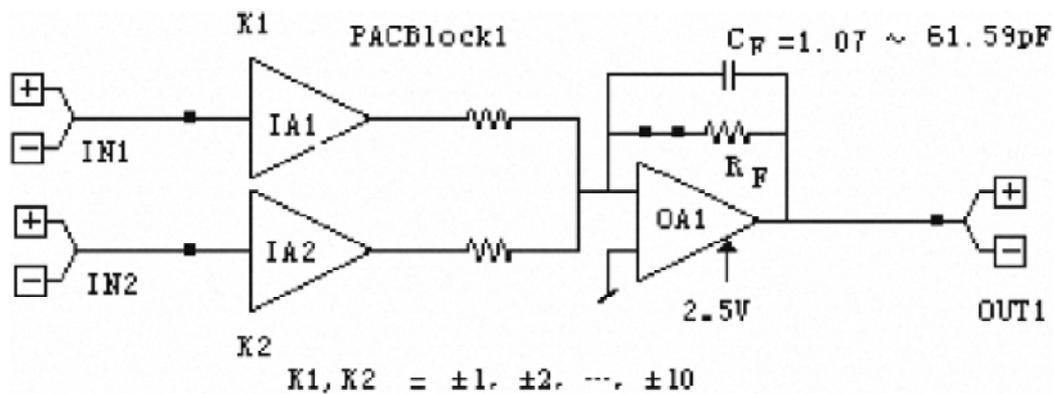


Figure 2.16 : Macrocellule analogique PACblock.

Les deux transconductances (Figure 2.17) $gm1$ et $gm2$ ont une plage de variation allant de $2\mu\text{A/V}$ à $20\mu\text{A/V}$ par pas de $2\mu\text{A/V}$.

$$I_m = gm.V_{in} \quad \text{et} \quad I_p = -gm.V_{in}$$

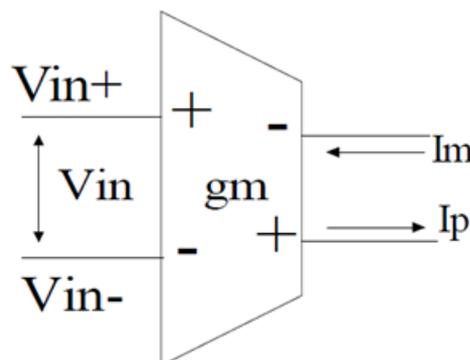


Figure 2.17: Fonction de transfert de la transconductance

La fonction de transfert de la macrocellule se calcule aisément :

$$V_{out} = \frac{g_{m1} \cdot V_{in1} + g_{m2} \cdot V_{in2}}{g_{m3} + \frac{pC_F}{2}}$$

Soit $V_{out} = \frac{k_1 \cdot V_{in1} + k_2 \cdot V_{in2}}{1 + \frac{pC_F}{2g_m}}$ si $\begin{matrix} g_{m1} = k_1 \cdot g_m \\ g_{m2} = k_2 \cdot g_m \\ g_{m3} = g_m = 2 \mu A/V \end{matrix}$ (2.1)

Cette fonction de transfert est celle d'un amplificateur-sommateur de type premier ordre dont la fréquence du pôle (fréquence de coupure à -3dB) est $(1/2) \cdot (2g_m/C_F)$. Comme $g_m = 2 \mu A/V$ et $1pF < C_F < 62 pF$, la plage de variation de la fréquence du pôle est de :

$$10Khz < f_p < 600 KHz$$

Cette fonction montre aussi que les deux transconductances différentielles g_{m1} et g_{m2} jouent le rôle des deux amplificateurs d'instrumentation à gain variable. Comme la transconductance g_{m3} peut être annulée, la fonction de transfert peut ainsi devenir :

$$V_{out} = \frac{g_{m1} \cdot V_{in1} + g_{m2} \cdot V_{in2}}{\frac{pC_F}{2g_m}}$$
 (2.2)

Figure (1.18) représente la fonction d'un intégrateur-sommateur. Le rôle de g_{m3} est donc d'émuler l'élément résistif de contre réaction.

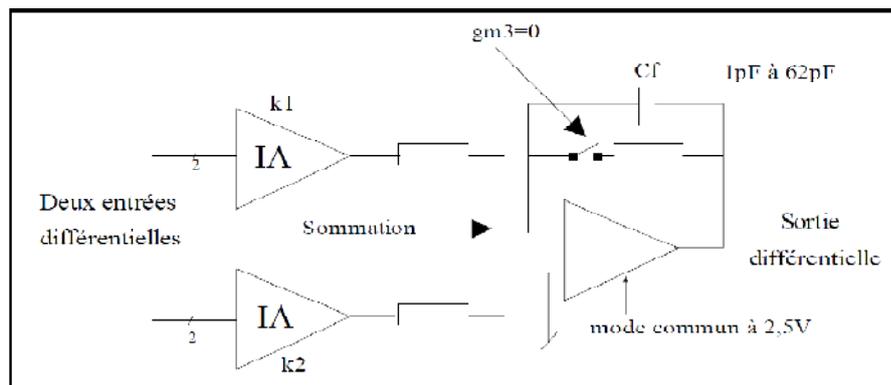


Figure 2.18: Modèle de la macrocellule

Le composant ispPAC10 contient quatre macrocellules de ce type et une référence de tension à 2,5V. C'est un circuit 28 pins DIP ou SOIC possédant quatre entrées et quatre sorties différentielles. L'ispPAC20, quant à lui, est constitué de deux macrocellules de ce type, d'une référence de tension à 2,5V, de deux comparateurs et d'un convertisseur numérique analogique 8 bits. Ce circuit est disponible en boîtier PLCC44 pins. Enfin l'ispPAC80, en version 16 pins DIP ou SOIC, est plus dédié au filtrage d'ordre élevé avec des formes de réponse différentes.

2-4-3 Les FPAA d'Anadigm

L'acteur le plus visible dans l'industrie des circuits analogiques programmable est Anadigm. La société est un dérivé de l'entreprise Motorola après l'abandon de leur acquisition de Microelectronics Pilkington qui exploitait les FPAA inventés par ce dernier. Commençant d'abord comme Anadyne Microelectronics, le nom a été changé pour Anadigm? Un mot inventé de «analogique» et «paradigme»? Pour symboliser la création d'un nouveau modèle pour la conception analogique. La technologie d'Anadigm est basée sur l'implémentation des capacités commutées programmable. Les réseaux des capacités commutées entourent chaque ampli op de haute précision dans le FPAA. Cette combinaison ainsi qu'une topologie d'interconnexion sont configuré dans matrice spécialisée référencée bloc analogique reconfigurable(CAB), illustré sur la figure ci-dessous, La polyvalence et la fonction des CAB sont en outre enrichies avec l'incorporation de mémoire d'adressage (table de consultation), comparateurs et des références programmables, et fonctions dédié à l'interfaçage de signal.

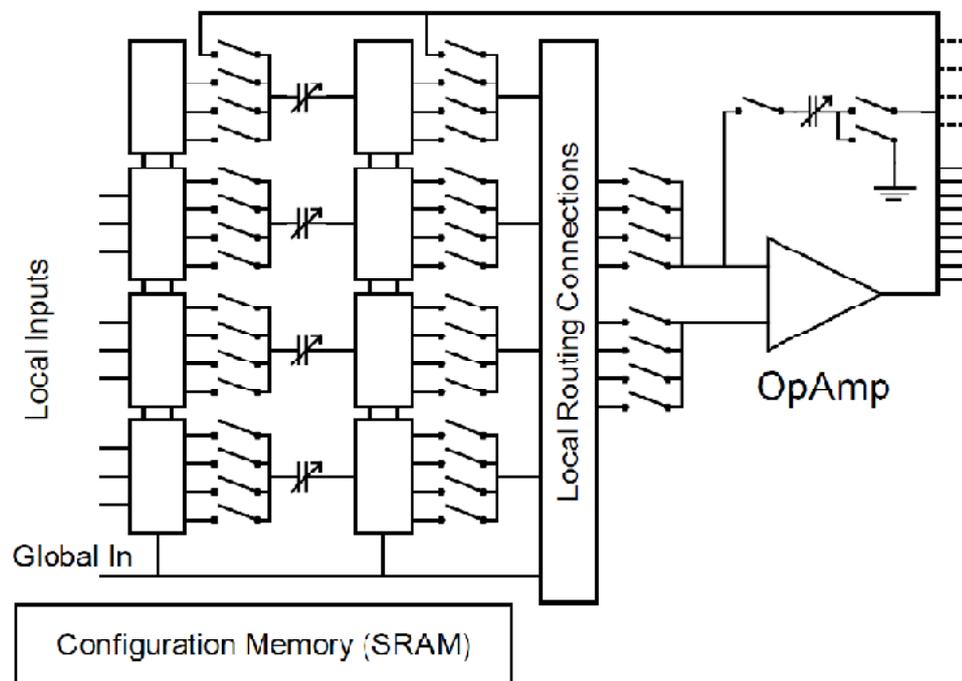


Figure 2.19: Structure de CAB du circuit An10E04

Anadigm a commercialisé 3 générations d'FPAA, AN10E04 était la premier par contre AN220E04 et AN230E04 sont la deuxième et la troisième génération respectivement. Le circuit AN10E40 fournit une matrice de 20 blocs analogiques configurables composés de cellules d'amplis opérationnels à capacités commutés dans une structure d'entrées/sorties et de connexions programmables. Sur la figure (2.20) est présentée la structure interne d'AN10E40 ou il est utilisé des groupes de condensateurs compensés en valeurs binaires, ce qui permet à chaque condensateur de prendre une valeur parmi 256. L'innovation réside dans une infrastructure de commutation très souple sur les groupes de condensateurs. La configuration du circuit est conservée sur une mémoire SDRAM intégrée à la puce qui s'initialise à la mise sous tension à partir d'une EEPROM ou au moyen de l'interface périphérique du microprocesseur de la puce [40].

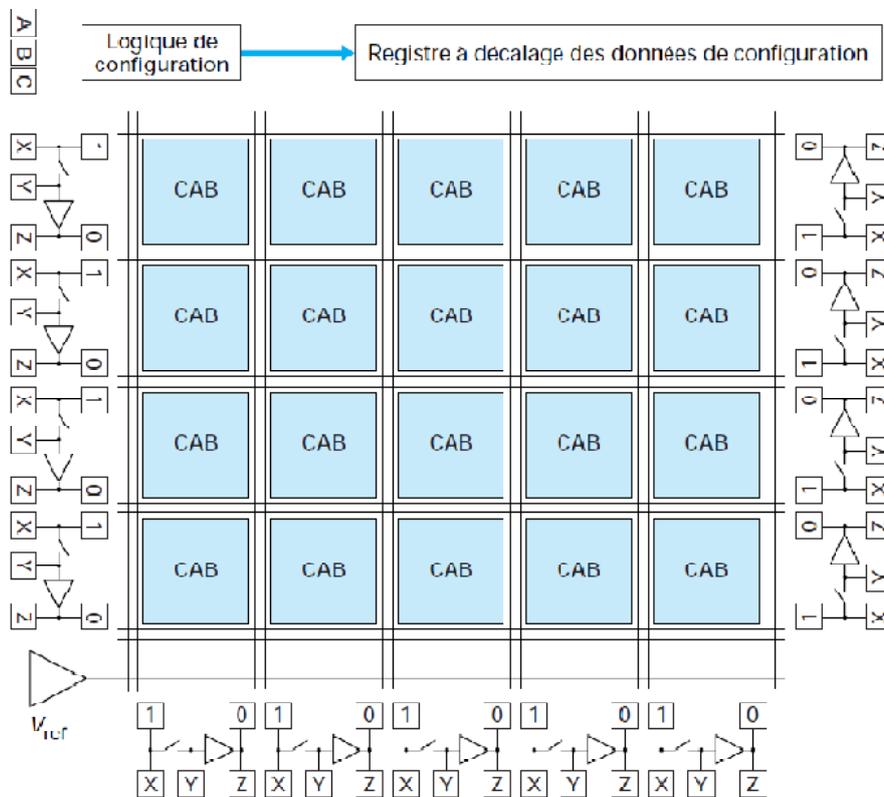


Figure 2.20 : Architecture interne du circuit An10E40

Les principales performances électriques relevées dans la feuille de caractéristiques du constructeur sont présentées dans le tableau 1. Nous constatons une différence notable entre les deux générations, la deuxième génération ne possède que quatre CAB aux lieux de 20 CAB dans le circuit AN10E40. C'est une stratégie adoptée par Anadigm afin de surmonter ce que handicape le déploiement de cette technologie. Comparé à la première génération, la seconde offre un meilleur rapport signal/bruit et une large bande passante, en plus, la reconfiguration dynamique est une nouvelle fonctionnalité qui a été ajouté pour donner plus de souplesse et de versatilité.

	Caractéristiques	AN10E40	AN221E04
Caractéristiques générales	Excursion des E/S	0.5 V-4.5 V	0.1 V- 3.9 V
	THD	0.011%-0.05 %	0.01 %
	Réjection de l'alimentation	60 dB	65-68 dB
Buffer d'entrées/sorties	Bande passante petits signaux	10 MHz	8 MHz
	Offset	4 mV	5 mV
Opération d'amplification	Gain	0.01 à 100	0.01 à 100
	Précision	1 %	1 %
Opération de filtrage	Fréquence de coupure	0,1 à 25 kHz	< 2 MHz
	Précision	1 %	1 %

Tableau 2.3 : Performances électriques des FPAA d'Anadigm [41]

2-4-4 Les FPAA Cypress Microsystems

Filiale de Cypress Semiconductor, Cypress MicroSystems ou CMS conçoit, développe et commercialise des solutions basées sur des microcontrôleurs à fonctions programmables pour les applications embarquées pour les ordinateurs, les télécommunications ainsi que pour les applications grand public et de contrôle. La référence de CMS dans le monde de l'analogique programmable est les circuits systèmes programmables sur puce (PSoc).

Ces circuits PSoC constituent des réseaux de blocs numériques et analogiques programmables pour traitement de signaux mixtes. Ils intègrent des fonctions embarquées destinées aux applications de masse des secteurs du grand public, de l'industrie, de la bureautique, des télécoms et de l'automobile. Reconfigurables dynamiquement, les circuits PSoC, permettent aux concepteurs de créer de nouvelles fonctions à la volée. La plate-forme PSoC, enfin, permet de réduire le temps et le coût de développement, en réduisant le nombre de circuits nécessaires aux solutions utilisant généralement un microcontrôleur traditionnel et des composants numériques et analogiques discrets. En 2001, CMS lance sur le marché son premier circuit PSoC : le CY8C25/26. Il comporte 12 blocs analogiques, 8 blocs numériques, 16 Ko de mémoire flash et 256 octets de SRAM.

A la base de ces circuits, il y a le cœur 8 bits M8C cadencé à 24 Mhz. Ce cœur lui-même est original, puisqu'il est épaulé par un bloc de multiplication (sur 8 bits) et d'accumulation (sur 32 bits) de type DSP. Le nombre de cycles d'horloge nécessaires à l'exécution d'une instruction varie selon l'instruction, mais Cypress évalue que la puissance du cœur cadencé à 24 Mhz est 4Mips. Comme la plupart des familles de microcontrôleurs récemment annoncées, les CY8C25/26xxx embarquent de la mémoire flash de 4 à 16 Ko selon les modèles ainsi que de la SRAM de 64 à 256 octets [40].

Architecture du circuit

La principale innovation de Cypress (Figure 2.21) réside dans les blocs programmables baptisés PSoC (Programmable System On Chip) et répartis en 12 blocs analogiques et 8 blocs numériques.

Une quarantaine de configurations prêtes à l'emploi est proposée pour les blocs analogiques, pour former un convertisseur analogique-numérique ou numérique-analogique, un filtre passe-bas, passe-haut ou passe-bande jusqu'à une fréquence de coupure de 20 KHz, un amplificateur à gain programmable, un générateur de signaux ... Les caractéristiques de chaque bloc, par exemple la fréquence de coupure d'un filtre ou le gain d'un étage d'amplification, sont paramétrables. Il est bien évidemment possible de combiner blocs analogiques et numériques pour réaliser des étages complexes de mise en forme de signaux. De plus ces blocs peuvent être mis en parallèle ou en série pour réaliser des CAN hautes résolution en groupant des CAN 8 bits ou bien des filtres d'ordre n en cascade de filtres simples.

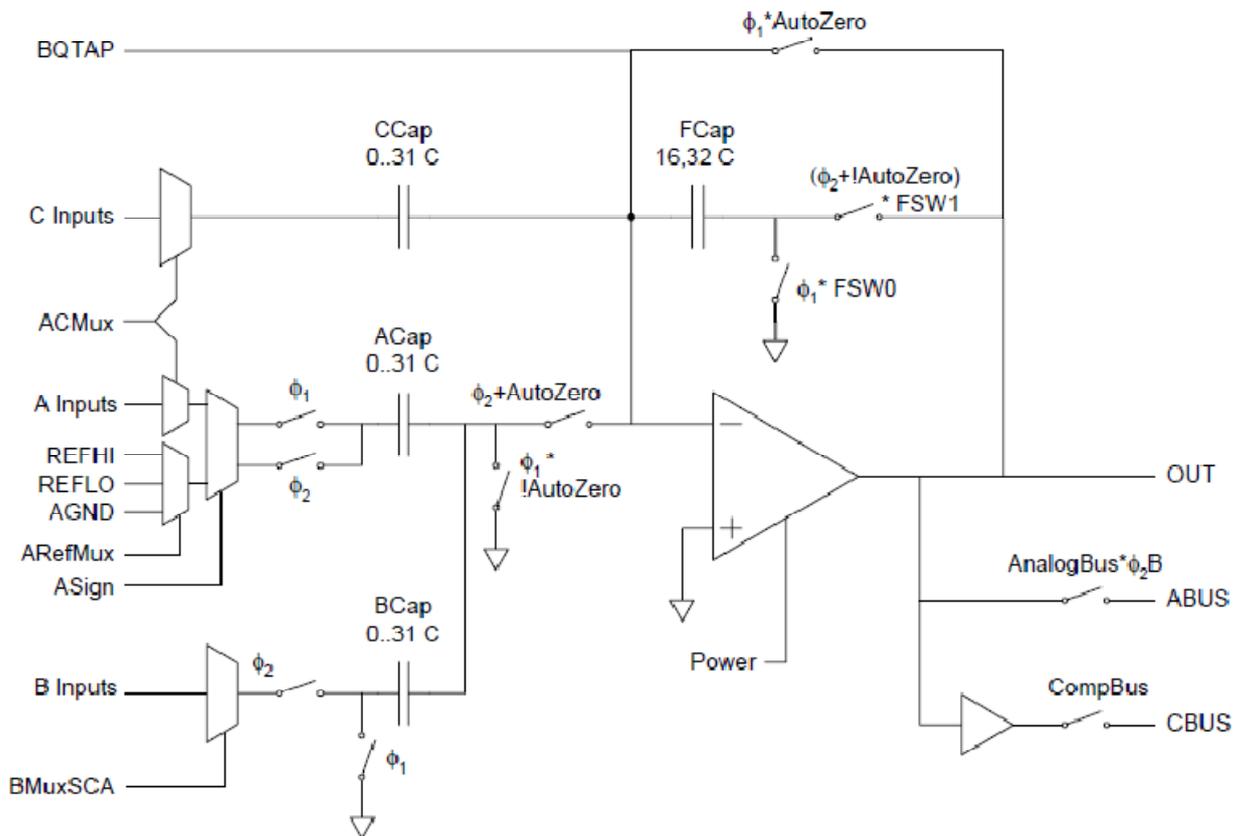


Figure 2.21 : Architecture interne du block PSoc

Tout cela se fait par le biais d'une interface graphique dans le cadre d'un environnement de conception complet incluant notamment un compilateur C et un débogueur. Les données de configuration de chaque bloc et la manière dont ils sont connectés sont stockées dans la mémoire flash embarquée et transférées dans les registres internes à la mise sous tension. La quantité de mémoire flash nécessaire pour stocker la configuration des 220 registres 8 bits est d'environ 500 octets, ce qui laisse la majeure partie des 16 Ko de flash à l'application principale. Ces données peuvent en outre être modifiées à la volée dans l'application, la reprogrammation d'un bloc PSoc prenant environ 3 μ s, ce qui permet de réaffecter dynamiquement des ressources internes au lieu d'être obligé de prendre un microcontrôleur plus complexe et par la même plus onéreux. On peut par exemple imaginer un circuit de mise en forme de signaux issus de capteurs, qui adapterait successivement l'étage d'entrée aux caractéristiques de chaque capteur [40].

II-5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de comprendre ce qu'on peut attendre des FPAA, il est clair que la finalité de ce nouveau concept est d'apporter aux développeurs de circuits analogiques une solution aux contraintes de la conception analogique et qui sont, entre autres, le temps de développement et le coût ainsi que la consommation en énergie.

Aussi, les circuits analogiques programmables vont apporter les mêmes avantages que les FPGA en numérique par surtout leur simplification en ce qui concerne leur utilisation. Cependant, il n'est pas possible de satisfaire tous les besoins vu la grande diversité des circuits de l'électronique analogique ainsi que l'absence de structures génériques permettant de réaliser tous les types d'applications puisque les performances invoquées auparavant montrent que les composants analogiques programmables ciblent une catégorie d'applications bien déterminées. L'intérêt autour de cet axe grandit de plus en plus puisque comme nous avons montré à travers les produits qui sont commercialisés que leurs caractéristiques actuelles sont d'ores et déjà en mesure de répondre aux applications travaillant dans la bande des moyennes fréquences.

Chapitre III

***Les outils de travail et l'évaluation* du circuit An221E04 d'Anadigm**

III-1 Technique des capacités commutées

3.1.1-Principe d'émulation de résistance :

La conception de circuits analogiques comporte l'utilisation de résistances, condensateurs et dispositifs actifs intégrés. C'est la nature de circuits intégrés que les petites résistances précises sont plus difficiles et plus coûteux à construire que les petits précis condensateurs. C'est pourquoi une technique a été développée pour utiliser des condensateurs à construire des circuits analogiques précis, Cette technique a permis l'utilisation de l'architecture des capacités commutées (SC). Ces architectures contrôlent le mouvement de charge entre condensateurs avec un timing précis des interrupteurs, au lieu de en s'appuyant sur les résistances [42].

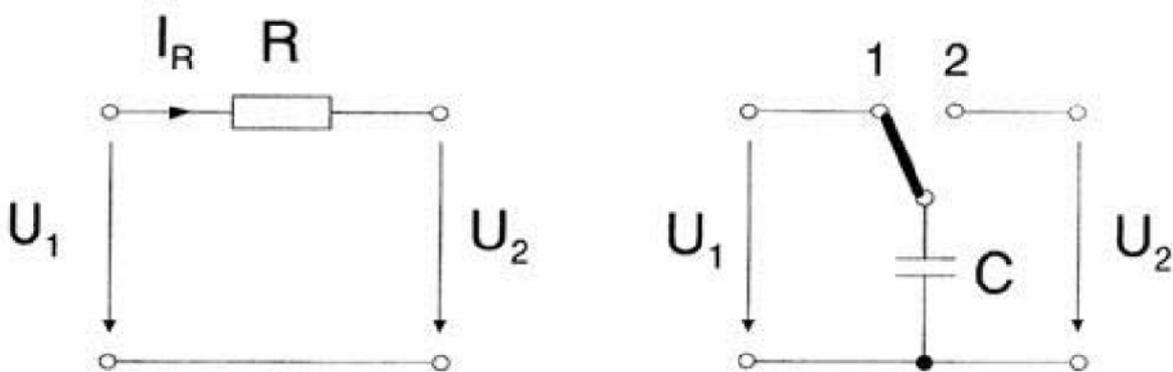


Figure 3.1 : circuit à capacité commutée

L'essence de la capacité commutée est l'utilisation de condensateurs et les commutateurs analogiques pour effectuer la même fonction comme une résistance (figure 3.1). Il semble que ce soit James Clerk Maxwell qui en 1873 a décrit comment mesurer la résistance d'un galvanomètre en connectant ce dernier en série avec une batterie, un ampèremètre et une capacité dont les connexions étaient croisées périodiquement. En utilisant une approche similaire, il est possible de démontrer la manière d'émuler une résistance à l'aide d'un condensateur et de deux commutateurs.

En observant le circuit à résistance sur la Figure 3.1, le courant moyen s'exprime par la loi d'ohm :

$$I_R = \frac{U_2 - U_1}{R} \quad (3.1)$$

Sachant que la charge dans un condensateur est proportionnelle à la capacité et à la tension à ses bornes, on a :

$$q = cv \quad (3.2)$$

Et puisque La relation entre la charge et le courant permet encore d'écrire :

$$I = \frac{\Delta q}{\Delta t} \quad (3.3)$$

Si les interrupteurs sont commandés à une fréquence f_s , les quanta de charge déplacent également à cette fréquence et le courant dû à la répétition de déplacement de la charge à travers le condensateur commuté s'écrit :

$$I = f_s q = f_s cv \quad (3.4)$$

Des équations 3.1 et 3.4, on trouve donc l'équivalence de la valeur de la résistance en fonction de la capacité [43]:

$$R = \frac{U_2 - U_1}{I} = \frac{1}{f_s c} \quad (3.5)$$

3.1.2-Contrôle des circuits à capacités commutées :

Le circuit représenté par la Figure 3.1 est constitué de sources de tension, de deux commutateurs analogiques commandé par les deux signaux d'horloge ϕ_1 et ϕ_2 et d'un condensateur C. Les commutateurs sont ouverts lorsque leur commande se trouve à l'état 0 et fermé pour l'état 1. Le non recouvrement des signaux d'horloges impose la condition qu'ils ne sont jamais à l'état 1 simultanément. Par conséquent la largeur des impulsions des horloges est légèrement inférieure à leur demi-période $T_s/2$.

Les circuits à capacités commutées sont souvent appelés circuits analogiques échantillonnés. Ceci en raison de la caractéristique continue en amplitude et discrète en temps. Un signal analogique quelconque $v(t)$ est en fait échantillonné et maintenu pour une demi-période d'horloge $T_s/2$. Le signal résultant de cette échantillonnage et maintien est nommé $v^*(t)$. La Figure 3.2 montre clairement que le signal $v^*(t)$ est le résultat de la somme des échantillonnages et du maintien de $v(t)$ selon les deux phases ϕ_1 et ϕ_2 sans recouvrement de l'horloge [44].

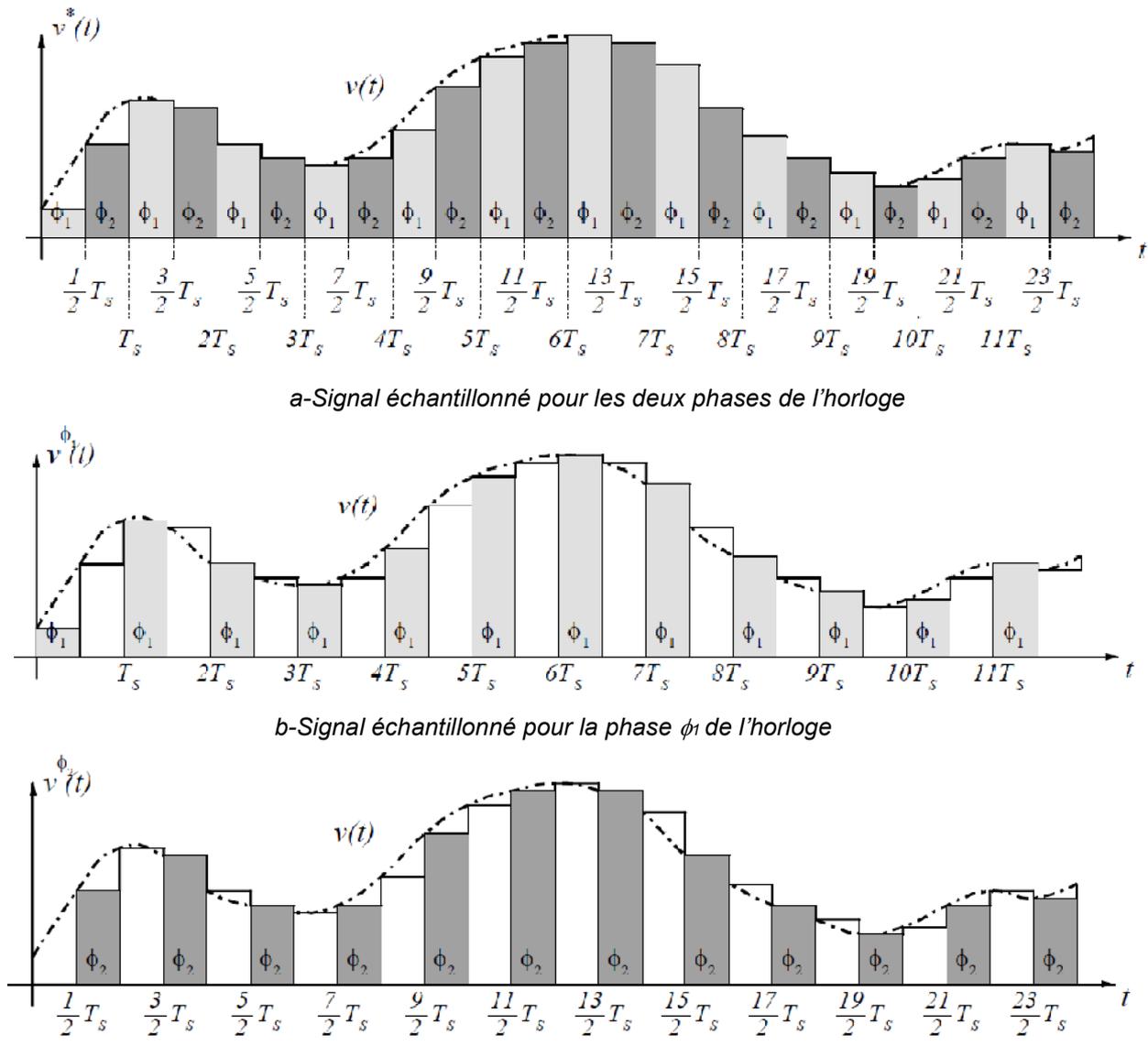


Figure 3.2 (a, b, c): c-Signal échantillonné pour la phase ϕ_2 de l'horloge

La figure 3.4 illustre la configuration pendant la phase d'acquisition du signal où deux commutateurs ont été fermés, dans ce cas l'Ampli op joue le rôle d'un suiveur.

Tandis que durant la phase ϕ_2 , une quantité de charge sera transférée via le seul chemin à travers C_A et C_F comme le montre la figure ci-dessous :

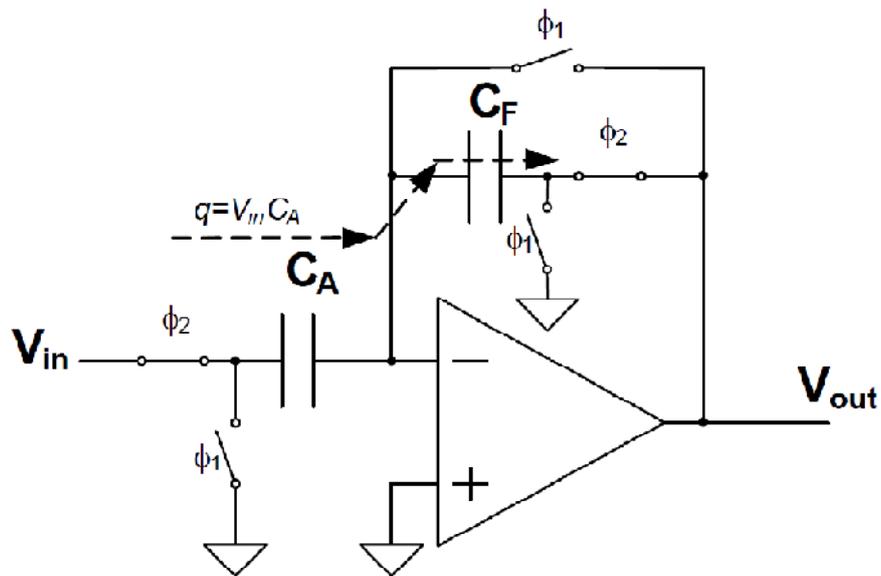


Figure 3.5: Configuration de l'amplificateur durant la phase ϕ_2

Pour cette phase, on peut écrire pour les tensions aux bornes de chaque capacité :

$$V_{in} = q/C_A \quad \text{et} \quad V_{out} = -q/C_F \quad (3.6)$$

$$\text{Et donc le gain s'écrit : } G = V_{out}/V_{in} = -C_F/C_A \quad (3.7)$$

III-2-Les outils de travail

3-2-1 Architecture de l'An221E04

La technologie des circuits analogiques programmables d'Anadigm, est basée sur le principe de capacités commutées que nous avons détaillé plus haut. Cette architecture consiste en une matrice de 2X2 ou 4X4 (en fonction de la génération et l'usage) de blocs analogiques programmables (CABs) et qui sont constitués d'ampli opérationnel, des éléments passifs et un réseau de connexion programmable, la figure montre un schéma bloqué du circuit An221E04 : [45]

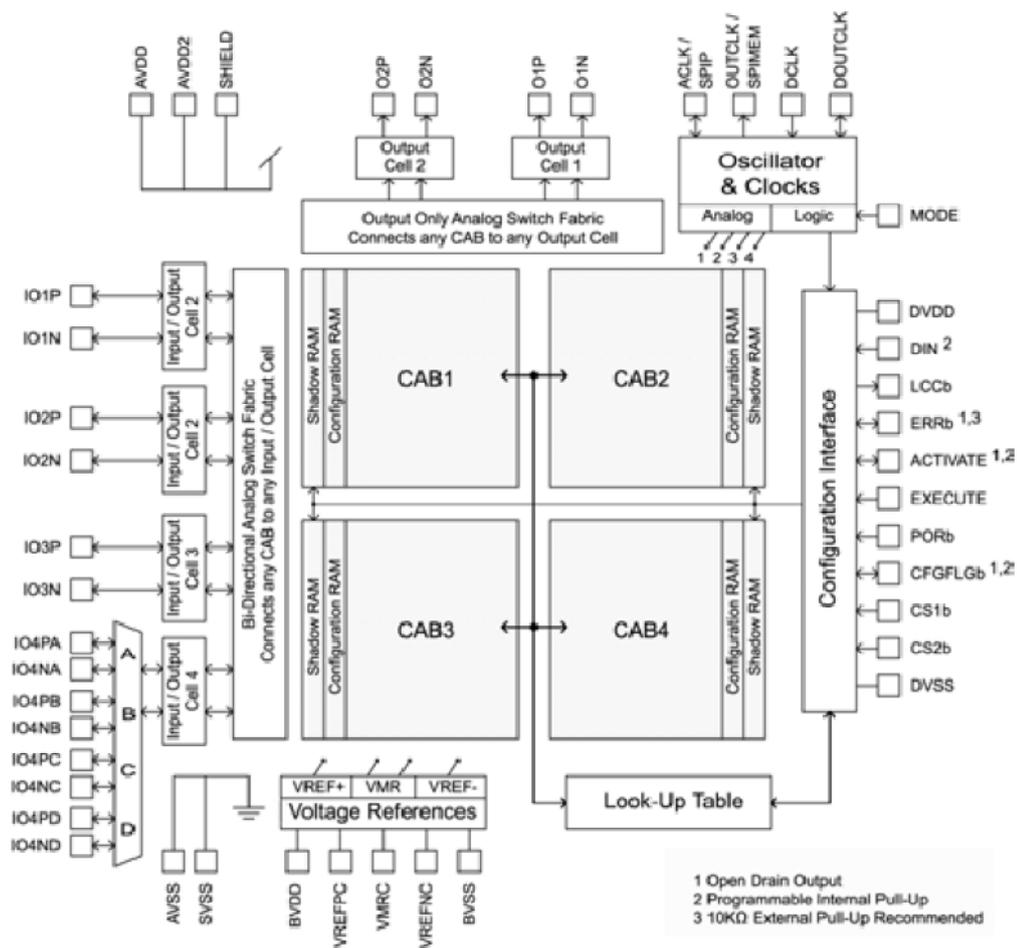


Figure 3.6 : circuit FPAA An221E04

La configuration des CABs, Horloge, le routage du signal, les cellules d'entrés et de sortie, sont contrôlés par le contenu du mémoire de configuration SRAM et qui elle-même dépend du contenu d'une mémoire tampon Shadow SRAM [45].

Dès la réception des données de configurations en totalité au niveau du tampon SRAM, un processus de vérification est enclenché avant de procéder à la programmation des CABs [46].

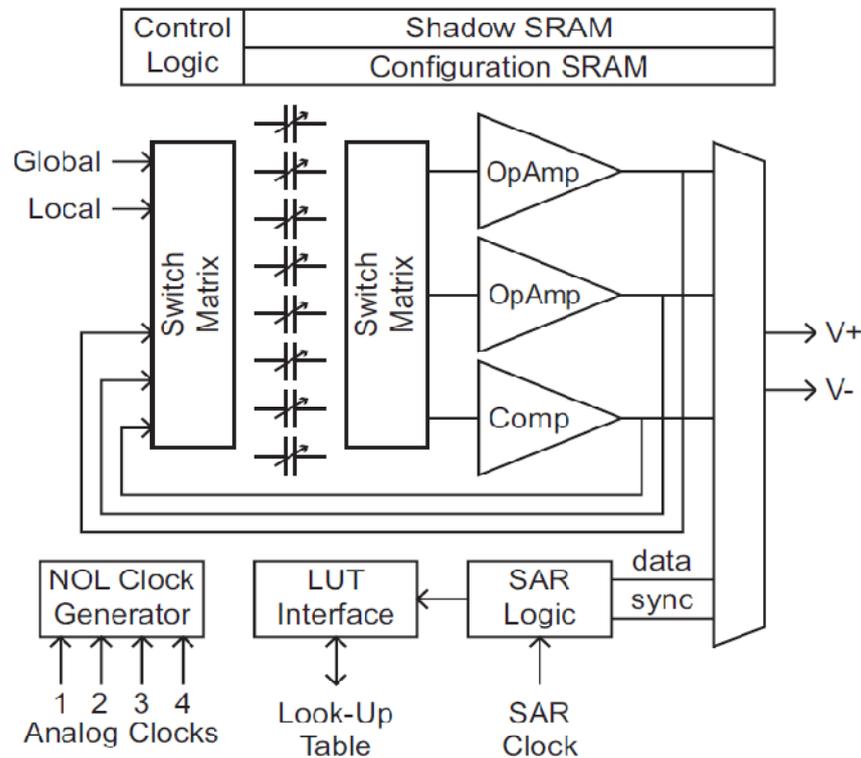


Figure 3.7 : CAB du circuit AN221E04

La figure montre la composition d'un Bloc Analogique programmable, parmi le grand nombre des interrupteurs que contient ce bloc, certains sont de type statique et ils déterminent les connexions générales du circuit, les valeurs de capacité et quelle entrée est active. Le reste est des interrupteurs dynamiques et sont modifiable par le biais du signal analogique d'entrée, la phase de l'horloge sélectionnée et le registre de conversion analogique SAR (Successive Approximation Register) [45].

Les CAB sont reliés vers l'extérieur par le biais de quatre cellules entrée/sortie et deux sorties paramétrables. La figure 3.8 représente une cellule d'entrée qui contient une collection de ressources qui permettent des connexions haute fidélité depuis et vers le monde extérieur sans avoir besoin de composants externes supplémentaires. Afin de maximiser la fidélité du signal, tout routage et traitement de signal dans le composant est entièrement différentiel. En conséquence, chaque cellule d'entrée accepte une forme différentielle du signal.

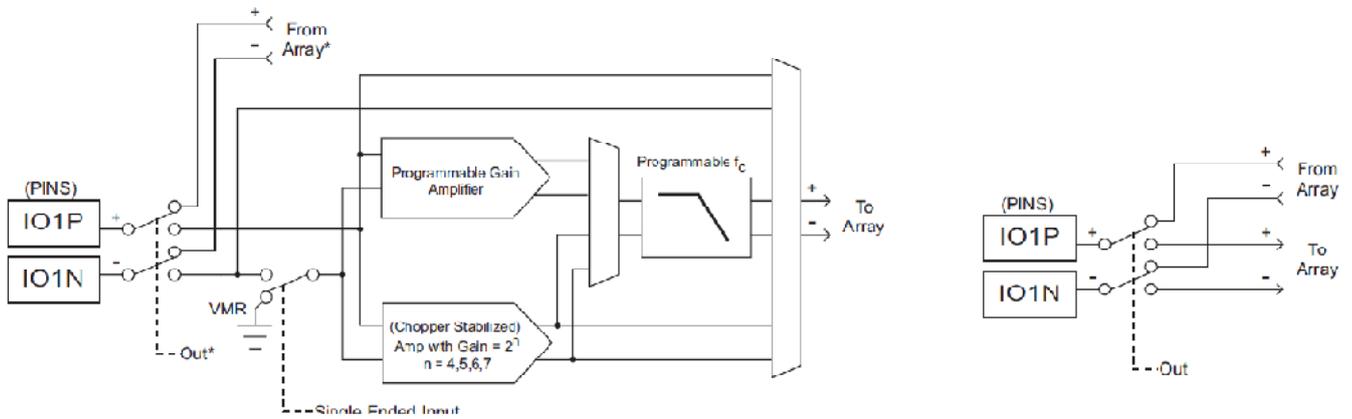


Figure 3.8 : Structure interne des cellules entrées/sorties

Les caractéristiques techniques du circuit AN221E04 sont résumées dans le tableau suivant :

	Fréq analog max	Fréq numériq max	Nombre Aop	Nombre comparateur	Nombre Cap	BP (MHz)	Fréq d'horloge D/A	Vmax	Vmin
AN221E04	8 MHz	40 MHz	8	4	32	2	40 MHz	1.9+réf	-1.9+réf

Tableau 3.1 : Caractéristiques du FPAA AN221E04

3-2-2 Kit de développement

La firme Anadigm propose une plateforme de développement qui se compose d'une carte d'essai avec le circuit An221E04 embarqué, piloté par le microcontrôleur PIC16F876. La carte de développement possède, outre une liaison série RS232 et USB, un oscillateur de 16MHz, comme le montre la figure 3.9 :

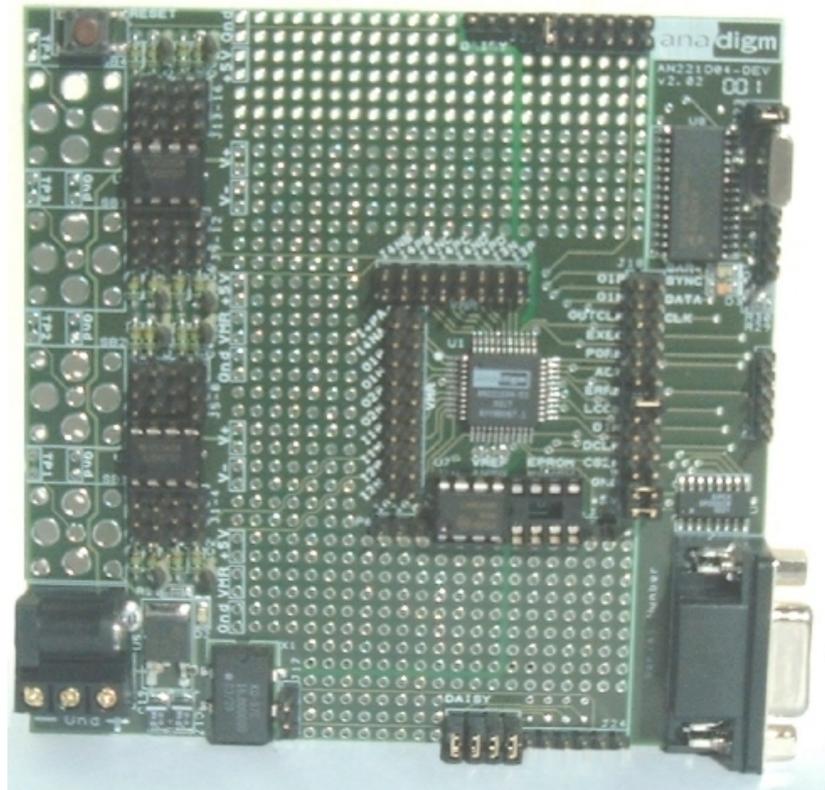


Figure 3.9: Kit de développement Anadigm

La conception des circuits analogiques et la configuration des CABs du FPAA est assurée à l'aide du logiciel AnadigmDesigner2, un outil CAO de développement avec de nombreuses fonctions prédéterminées appelées CAM (Configurable analogue module) [47], ces modules offrent une bibliothèque très riche en matière des fonctions de base comme sommateur, amplificateur, intégrateur, différentiateur, filtre...etc. L'interface de l'AnadigmDesigner2 est présentée par la figure ci-après :

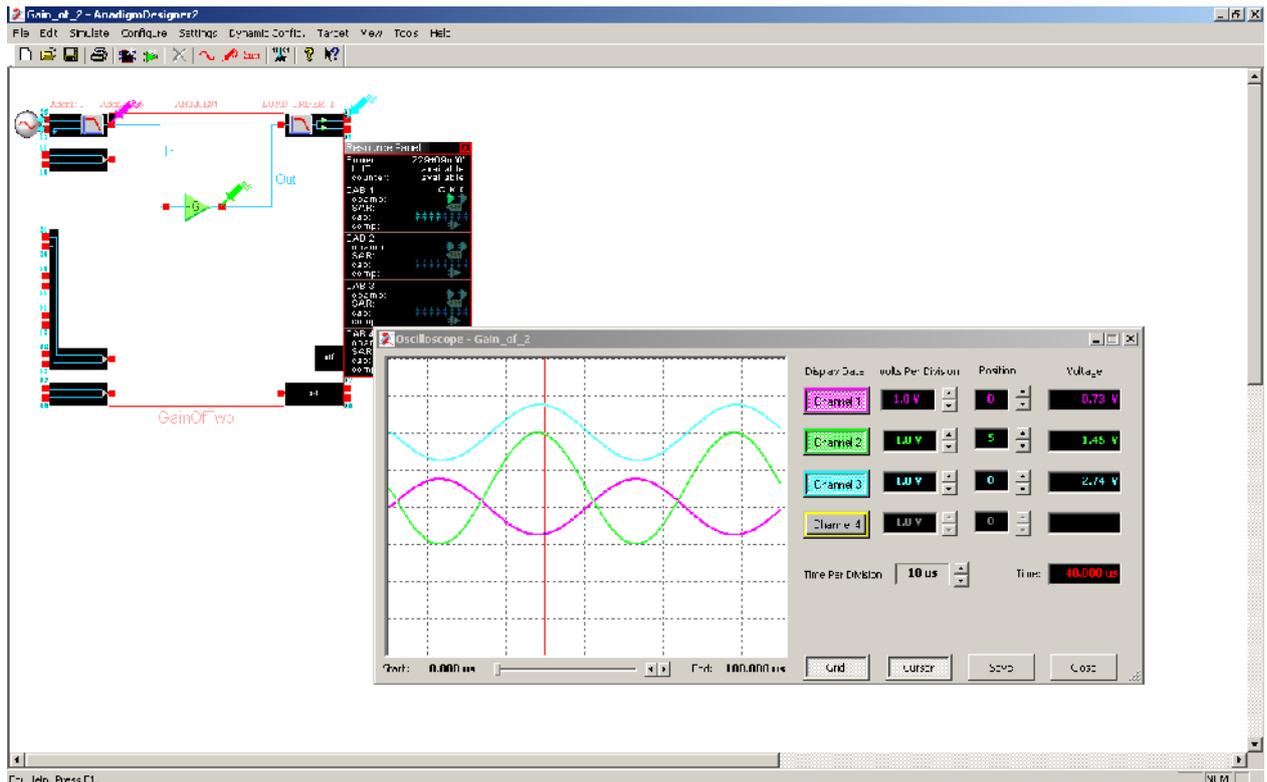


Figure 3.10 : interface d'AnadigmDesigner2

3-2-3 Procédure de configuration

L'organigramme illustré dans la figure (3.11) détaille la méthodologie de la conception assistée par ordinateur (CAO) qui est utilisée pour synthétiser un circuit analogique sur un FPAA. Dans un éditeur de schémas, l'utilisateur entre une netlist schématique du circuit désiré; le schéma peut être l'un des nombreux niveaux logiques, à partir du niveau comportemental jusqu'au niveau transistor qui dépend des capacités de synthèse de l'outil de CAO. Ensuite, le logiciel de développement décompose le schéma en unités de base et il synthétise selon les ressources disponibles sur le FPAA. Après que le circuit est placé et routé, le schéma original est repris afin de procéder à la vérification pour voir si la cartographie du circuit sur l'FPAA répond à toutes les spécifications de conception. S'il y a une différence constatée, toute la procédure peut être répétée dans un espace de quelques minutes.

Lorsque les spécifications de conception sont remplies, une chaîne de bits de configuration est générée par l'outil de CAO et envoyée à travers une liaison série RS232 vers

le circuit FPAA. Souvent les données de configuration peuvent également être stockées dans une mémoire tampon embarquée de type EEPROM [45].

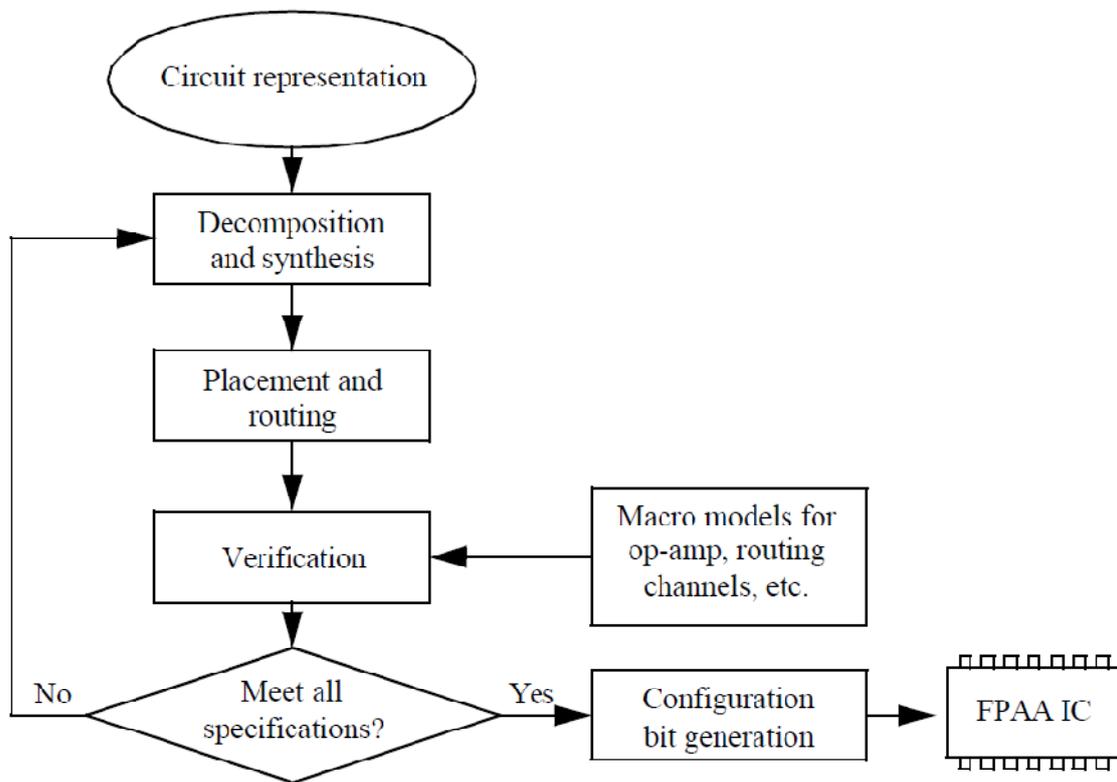


Figure 3.11 : procédure de configuration FPAA

Comme décrit ci-dessus, notre circuit FPAA, AN221E04 en l'occurrence, ayant une matrice de 4 bloque analogique programmable appelé CAB, entouré d'une interconnexion programmable et des structures d'E/S. Les données de configuration sont détenues dans une mémoire SRAM, qui est initialisée à la mise sous tension de l'EPROM, ou via l'interface périphérique du microprocesseur du circuit.

Pour les applications qui demandent un réajustement du circuit FPAA en temps réel (On the fly), le fabricant a mis à la disposition une interface conçue de façon à accepter des liaisons de données avec les mémoires de type série ainsi que l'interface avec les microprocesseurs les plus répandus, tels que : SSI (Synchronous Serial Interface), SPI (Serial Peripheral Interface) et interface externe de bus périphérique classique [46]. La figure (3.12) montre une connexion type avec une interface SPI :

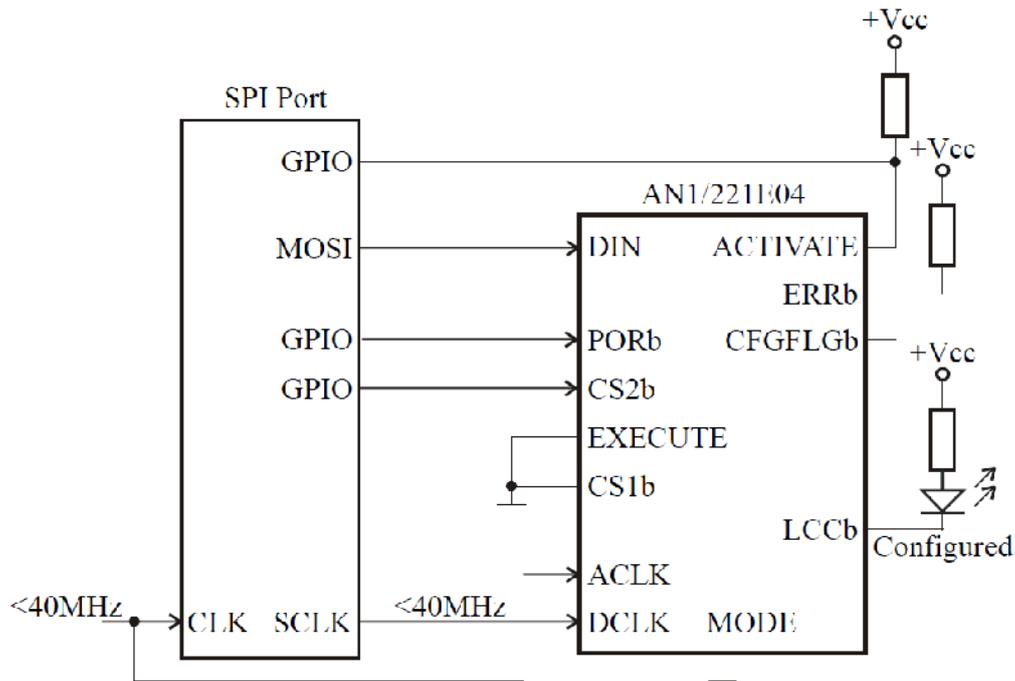


Figure 3.12 : interface FPAA/microcontrôleur

Comme indiqué ci-dessus, le microcontrôleur reçoit la configuration primaire à partir du port RS232 et transmet aux lignes numériques du FPAA, qui sont énumérés dans la figure (3.12). Le PIC configure le circuit FPAA par la mise en œuvre d'un protocole série synchrone, à travers ses lignes I / O qui contrôlent:

- Power On Reset (PORb) un signal qui va entrainer par son front montant, le FPAA vers un état de réinitialisation (opération qui prend environ 30 ms).
- Data in (DIN), un signal utilisé par le FPAA pour lire les données transmises par le microcontrôleur
- Digital Clock (DCLK), signal dont le front montant valide les données sur DIN

III-3 Evaluation du circuit An221E04

Le circuit AN221E04 fait partie de la deuxième génération des FPAA fabriqués par Anadigm, les performances et le prix au détriment du nombre de CAB est le nouveau cheval de bataille d'Anadigm dans la conception de la nouvelle génération. Ces FPAA peuvent être utilisées pour réaliser des fonctionnalités et des circuits analogiques complexes tels que :

- traiter des signaux analogiques provenant d'une sonde, d'un capteur, etc.
- traiter des signaux ultra basse fréquences
- réaliser des systèmes d'asservissement
- réaliser des filtres complexes

Évidemment, chaque technologie est caractérisée par des problèmes spécifiques qui peuvent être observés dans la bande passante, dans la non-linéarité, dans une réponse à un échelon réduite, dans une limite de précision des paramètres, et ainsi de suite. Par conséquent, la technologie FPAA également est prévue d'exploiter certaines caractéristiques indésirables. L'intérêt cependant des FPAA et particulièrement le circuit AN221E04 ne peut être basé que sur son domaine d'application. Les différentes approches en analogique pour une application spécifique ont été résumées dans le tableau 3.2, la solution FPAA se montre très compétitive [49]:

	FPAA	Circuit classique	ASIC
Surface PCB	faible	grande	faible
Consommation	moyenne	faible	faible
Précision	moyenne	bonne	très bonne
Calibration soft	Oui	Non	possible
Coût de developp	très faible	faible	Très élevé
Temps de developp	très faible	faible	élevé
Coût de production	faible	moyen	moyen

Tableau 3.2 : Comparaison des différentes solutions en analogique

3-3-1 Performance du module amplificateur d'AN221E04

Dans le conditionnement des signaux analogiques, l'amplification est une fonction fondamentale que peut offrir le circuit AN221E04, en prenant en compte bien entendu que chaque technique, en effet, possède des limitations, notamment en gain et en bande passante. Le circuit de base disponible dans la bibliothèque des CAM réalisables par le circuit cité est présenté dans la figure 3.13 :

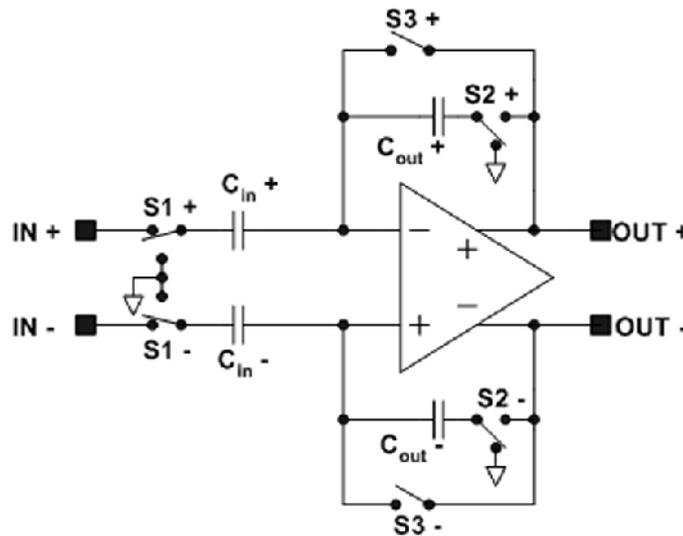


Figure 3.13: Amplificateur à base de capacité commutée

La fonction de transfert de ce circuit est : $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \pm G$

Et les valeurs des capacités sont choisies sur la base du meilleur rapport : $G = \frac{C_{in}}{C_{out}}$ où C_{in} est le condensateur d'entrée et C_{out} est le condensateur de contre réaction. Leur valeur est comprise entre 0 et 255, stockée dans la RAM de configuration. Dans ce module, les commutateurs :

- S_1 et C_{in} jouent le rôle d'un échantillonneur du signal d'entrée.
- S_2 et C_{out} offrent un passage de contre réaction.
- S_3 fonctionne en déphasage à S_2 et il assure la fonction de remise à zéro puisque dans l'état fermé de S_3 , le gain est nul.

Des mesures expérimentales conduites par [50] afin de mettre en évidence la réponse en fréquence, le résultat révèle une concordance avec les caractéristiques théoriques données par Anadigm, sur la figure 3.14 apparaît une réponse plate jusqu'au 100Khz. La variation de phase est pratiquement négligeable jusqu'au 20 Khz et ce indépendamment du gain, au delà nous observons une diminution en fonction de la fréquence et du gain (figure 3.15).

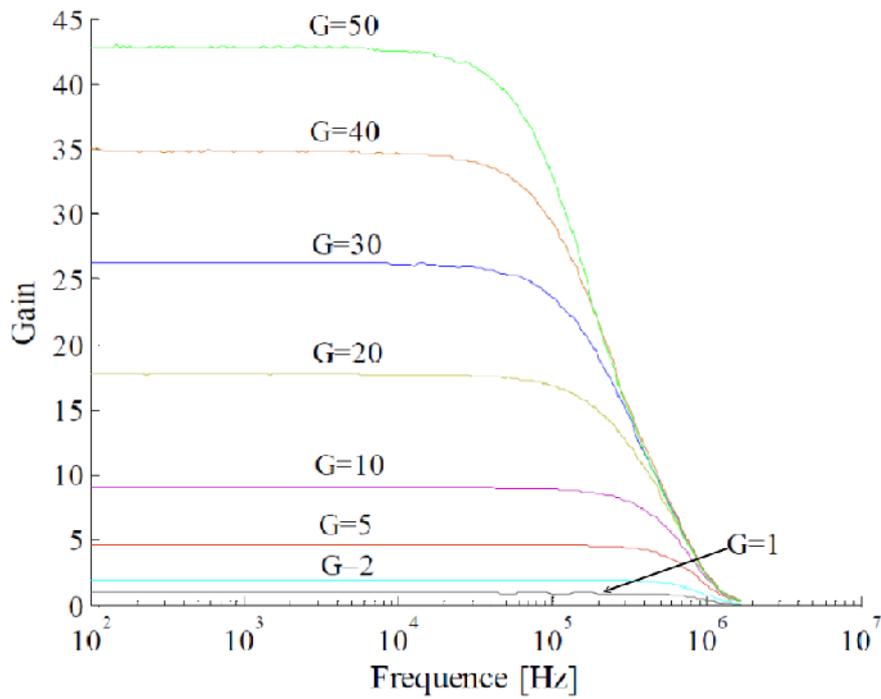


Figure 3.14 : Variation du gain en fonction de la fréquence du module amplificateur du circuit AN221E04

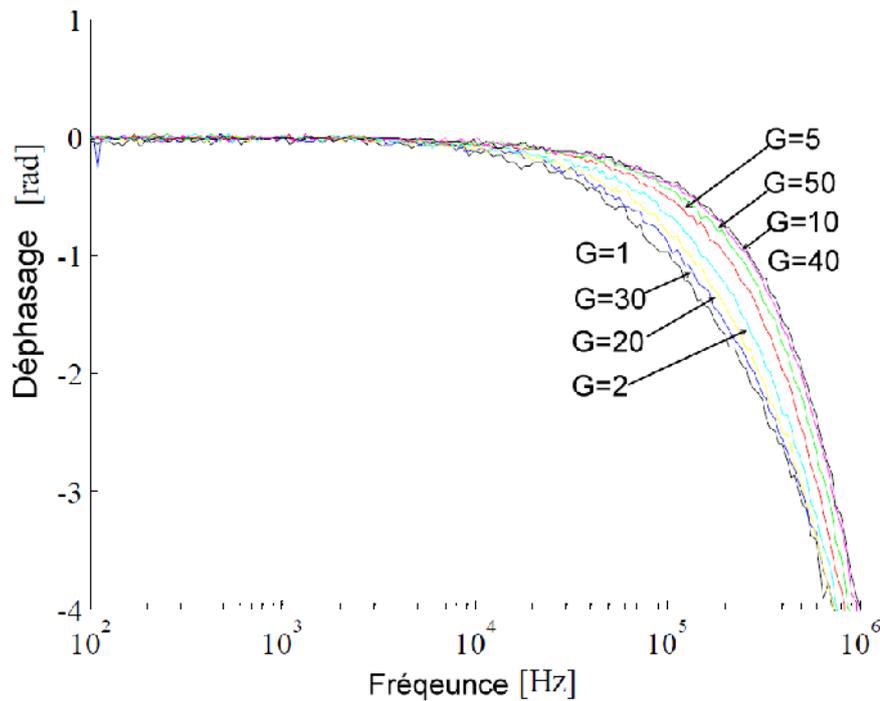


Figure 3.15 : Variation de la phase en fonction de la fréquence du module amplificateur du circuit AN221E04

3-3-2 Performance du module filtre passe-bande d'AN221E04

Le filtrage est une forme de traitement de signal très répandu tant en analogique qu'en numérique. Il peut s'agir soit d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables, soit d'isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences utilisées.

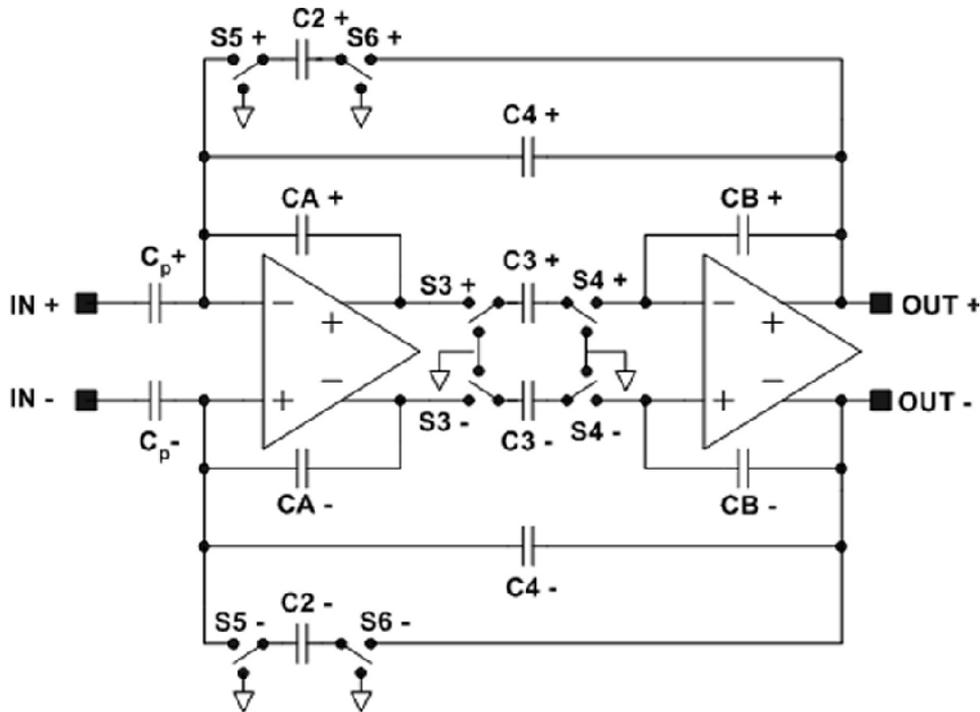


Figure 3.16 : Structure d'un filtre passe-bande

La figure ci-dessus illustre le filtre passe-bande biquadratique (deux pole) du circuit AN221E04 dont la fonction de transfert idéale est:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-2\pi f_0 \frac{G}{Q} s}{s^2 + \frac{2\pi f_0}{Q} s + 4\pi^2 f_0^2} \quad (3.8)$$

Où G est le gain du filtre, f_0 est la fréquence de coupure et Q est le facteur de qualité.

Et les valeurs des capacités sont choisies sur la base du meilleur rapport selon la fonction suivante :

$$f_0 \cong \frac{f_c}{2\pi} \sqrt{\frac{C_2 C_3}{C_A C_B}} \quad (3.9)$$

$$G \cong \frac{C_p}{C_4} \quad \text{et} \quad Q \cong \frac{1}{C_4} \sqrt{\frac{C_2 C_A C_B}{C_3}} \quad (3.10)$$

Selon les documents d'Anadigm, la relation mathématique entre les différents paramètres de la fonction de transfert (ω_0 , Q et G) et les composants du CAB sont les mêmes pour tous les filtres de deuxième degré [51].

En ce qui concerne la caractérisation du filtre, différents tests ont été effectués par [50 et 52] afin de vérifier à quel point la réponse du filtre s'accorde avec celle du modèle mathématique, en prenant en compte les paramètres : fréquence, gain, bande passante et bande atténuée. Par exemple, la figure 3.17 présente une comparaison de réponse théorique et réelle qui correspond à une fréquence de coupure de 1 KHz, gain d'unité et différents facteurs de qualité : 5, 10, 15. Les résultats obtenus montrent une légère différence entre la valeur nominale du gain et celle mesurée avec un décalage de la fréquence central prédéfini, une erreur de l'ordre de 1% a été observée et plus le facteur de qualité est grand, plus l'erreur est grande.

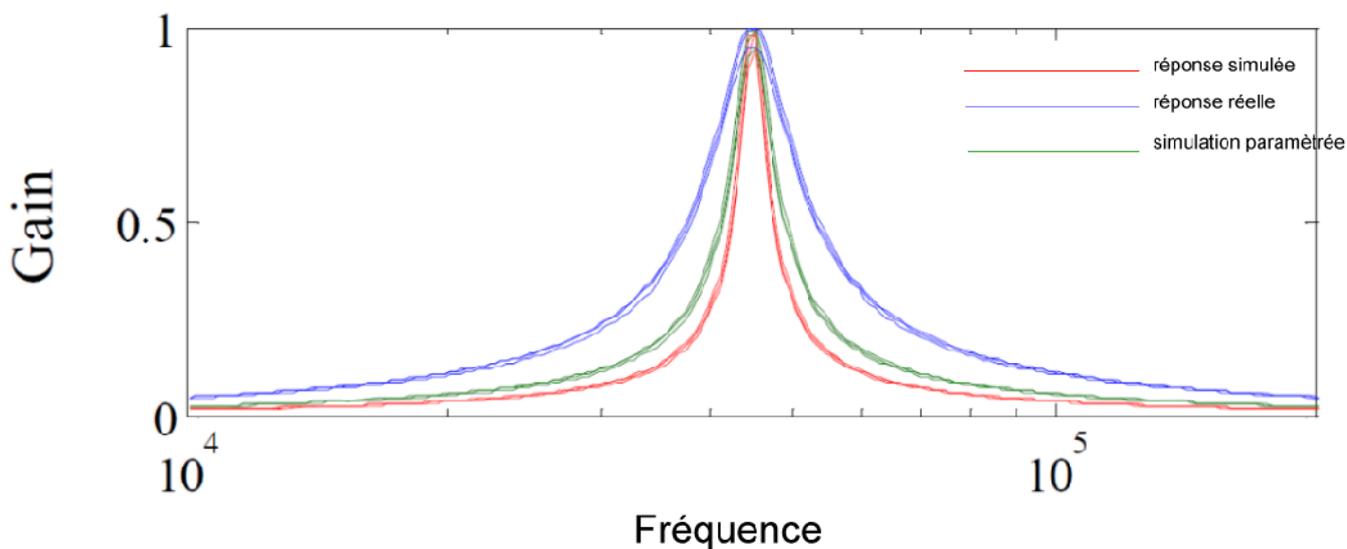


Figure 3.17 : Comparaison de la réponse en fréquence du filtre passe-bande entre, simulée et expérimentale.

III.4 Conclusion

Nous avons abordé en détail la technique des capacités commutées puisque notre travail se base dessus. Comme chaque technique, il y a des avantages et des inconvénients quant à l'utilisation des circuits à capacités commutées et qui sont liés notamment à la bande passante et la fréquence de commandes des interrupteurs. Nous avons exposé aussi le circuit FPAA d'Anadigm AN221E04 avec lequel nous allons travailler et les outils de développement correspondants.

Le FPAA d'Anadigm à l'aide de son outil CAO permet contrairement aux autres FPAA de concevoir des circuits analogiques complexes de haut niveau. Il a la possibilité d'être reconfiguré partiellement sans obligation d'initialiser le FPAA. Cet avantage est un gain de temps pour l'exploration de circuits sur FPAA. Ce sont les raisons de notre choix du FPAA d'Anadigm dans le cadre de ce travail.

Chapitre IV
Réalisation d'un conditionneur
à l'aide d'un FPAA

4-1 Introduction

En dehors des défis bien connus qui handicapent le progrès de l'analogique tel que la complexité, le temps de développement et le manque de précision, l'usage d'un circuit analogique programmable au cœur d'un tel système, est un choix substantiel qui suscite de jour en jour l'intérêt de la recherche et l'industrie. En effet, Le circuit analogique programmable, communément appelé FPAA (Field Programmable Analog Array) par analogie aux FPGA, va assurer les fonctions de conditionnement, tels que l'amplification, filtrage et redressement. A l'aide de cette technique, il sera possible aussi de calibrer automatiquement et compenser les variations liées au vieillissement des composants ainsi que la dépendance à la température éventuellement.

Ce chapitre décrit la constitution de la partie analogique d'un télémètre à ultrason autour d'un FPAA référencié AN221E04 du fabricant Anadigm, fournis avec le logiciel de développement qui est Anadigm Designer 2, afin de mettre à l'évidence la particularité que présente notre circuit qui est la reconfiguration en temps réel.

4-2 Télémètre à ultrason

4-2-1 Principe

La télémétrie est un domaine de recherche très ancien ayant de diverses techniques dont la plus répandue, est sans doute la télémétrie à ultrason, on y trouve son application dans tous les secteurs, à savoir : autofocus des caméras, détection de mouvement, guidage des robots, détecteur de proximité ...etc. L'un des premiers systèmes commercialisés a été introduit par Polaroid dans les années 80, développé pour le focus automatique des caméras. Cette technique repose essentiellement sur l'émission des impulsions et la collecte des échos à travers d'un transducteur à ultrason. Afin d'assurer l'interface entre le transducteur et l'unité de commande qui est généralement de nature numérique, un système analogique doit être mis en place.

La télémétrie à ultrason exploite le même principe du Radar ou le Sonar et qui consiste à l'émission d'impulsions et l'interprétation d'échos réfléchis sur une cible. Un capteur à ultrasons qui transforme l'énergie électrique en énergie sonore, est utilisé souvent comme un seul transducteur à la fois pour transmettre l'impulsion sonore et recevoir l'écho réfléchi, généralement cela fonctionne à des fréquences comprises entre 40 kHz et 250kHz. Les télémètres ultrasonores trouvent leur application, surtout dans [53, 54, 55]:

- ✓ Mesure de distance à une cible,
- ✓ Localisation à l'aide de balises,
- ✓ Reconnaissance d'objets,
- ✓ Exploration de scène.

En général les techniques de télémétrie peuvent être classées en trois catégories :

- ✓ Mesure de temps du retour de l'écho (TOF : Time of flight)
- ✓ Mesure de fréquence de battement entre onde émise et onde reçue
- ✓ Mesure de déphasage

La technique de mesure de distance par mesure du temps de vol (TOF), est la plus répandue à cause de sa simplicité et du coût, laquelle nous allons adopter pour réaliser notre système. Ainsi, Un obstacle qui se trouve à une distance R de la source, est calculé en utilisant l'équation [56]:

$$R = c \times \frac{T_{TOF}}{2} \quad (\text{m}) \quad (4.1)$$

Où c : Vitesse du son donnée par [3] $c = 331,4 \sqrt{\frac{T}{273}} \quad (\text{m/s}) \quad (4.2)$

T : Température de l'air ambiant en Kelvin

Pour la mise en œuvre de ce principe, On fera appel à un microcontrôleur relativement performant qui permettra, outre des mesures rapides, il va assurer le pilotage de l'émetteur ainsi que l'affichage et d'autres éventuelles tâches liées à l'auto- calibrage. Une interface analogique, par ailleurs, est utilisée pour fournir une information appropriée à l'entré du microcontrôleur, cette section assurera surtout l'amplification et le filtrage nécessaires.

4-2-2 Synoptique du circuit

Un signal impulsionnel est transmis dans l'air en tant que vibration ultrasonore à travers l'émetteur piézoélectrique (Tx), en même temps un compteur est déclenché pour mesurer le temps de vol et lorsque l'onde est réfléchi sur un objet, des échos sont captées par le récepteur à ultrasons (Rx). La figure 4.1 montre la composition par bloc du télémètre à ultrason. Le signal reçu nécessite une amplification en raison de l'atténuation que présente son amplitude sous l'influence des paramètres liés à l'environnement ainsi que la forme de l'objet.

Ensuite, il est filtré par un passe-bande centré sur la fréquence 40 KHZ (48KHZ éventuellement) pour éliminer en premier lieu le bruit et augmenter ainsi le rapport signal/bruit, ce bloc est succédé par un amplificateur afin de remettre la forme du signal porteur de l'information. Le signal remonte à l'unité du microcontrôleur (MCU) par le biais d'un étage de détection et deuxième filtrage par un passe-bas. Une fois les impulsions atteignent le microcontrôleur, un algorithme s'en charge de comparer le signal reçu par rapport à un seuil prédéfini en mesurant la valeur moyenne et dès que les échos du signal envoyé au départ sont identifiés, le comptage du temps s'interrompt pour déduire enfin la distance.

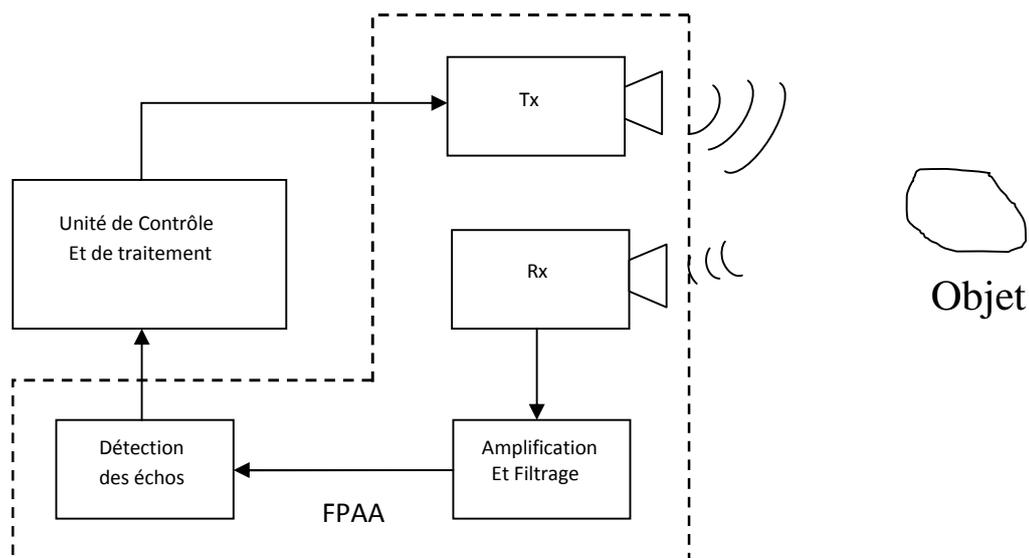


Figure 4.1 Schéma synoptique d'un télémètre

4-3 Mise en œuvre :

4-3-1 Partie Numérique :

4-3-1-1 Hardware :

La fonction de base de ce circuit, est de transmettre plusieurs cycles de préférence dix ou plus d'impulsions ultrasons, et utiliser un circuit à base de microcontrôleur pour compter le temps nécessaire au retour de l'écho.

Le compteur est démarré lorsque le son est émis et arrêté lorsque l'écho réfléchi est reçu. Le signal reçu est comparé avec un niveau de seuil prédéterminé, de telle sorte que l'arrivée de l'onde est reconnue lorsque le signal atteint ce niveau comme le montre la figure (4.2), nous avons choisi cette méthode pour la simplicité, des méthodes plus performantes ont été l'objet de plusieurs publications [57, 58]. Le niveau de seuil doit être fixé suffisamment élevée pour éliminer les fausses détections dues au bruit au niveau du sol.

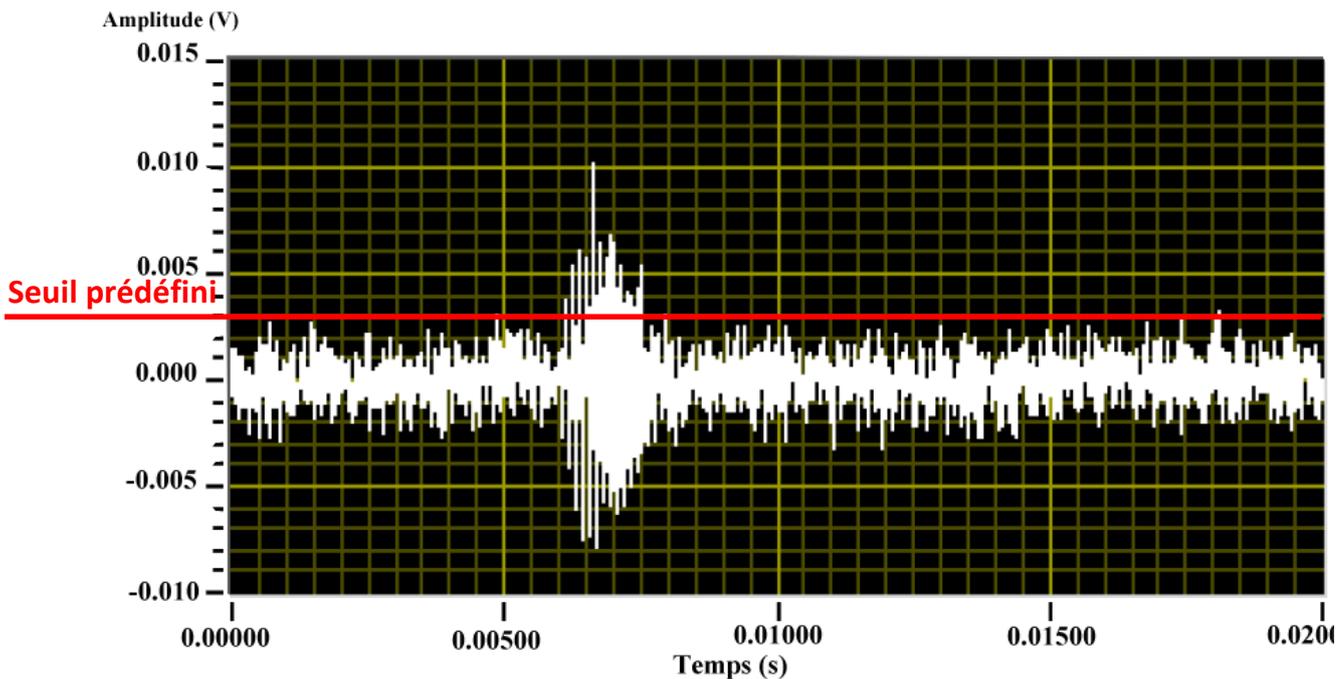


Figure 4.2 Echos des ultrasons à la réception

L'élément central du système est le PIC 16F630 microcontrôleur (MC) présenté par la figure (4.3), produit par Microchip [59]. Il a pour fonctions: pilotage de l'émetteur, calcul de la distance en fonction du temps de vol et de transmettre éventuellement le résultat à un afficheur LCD ou à un ordinateur via une interface série.

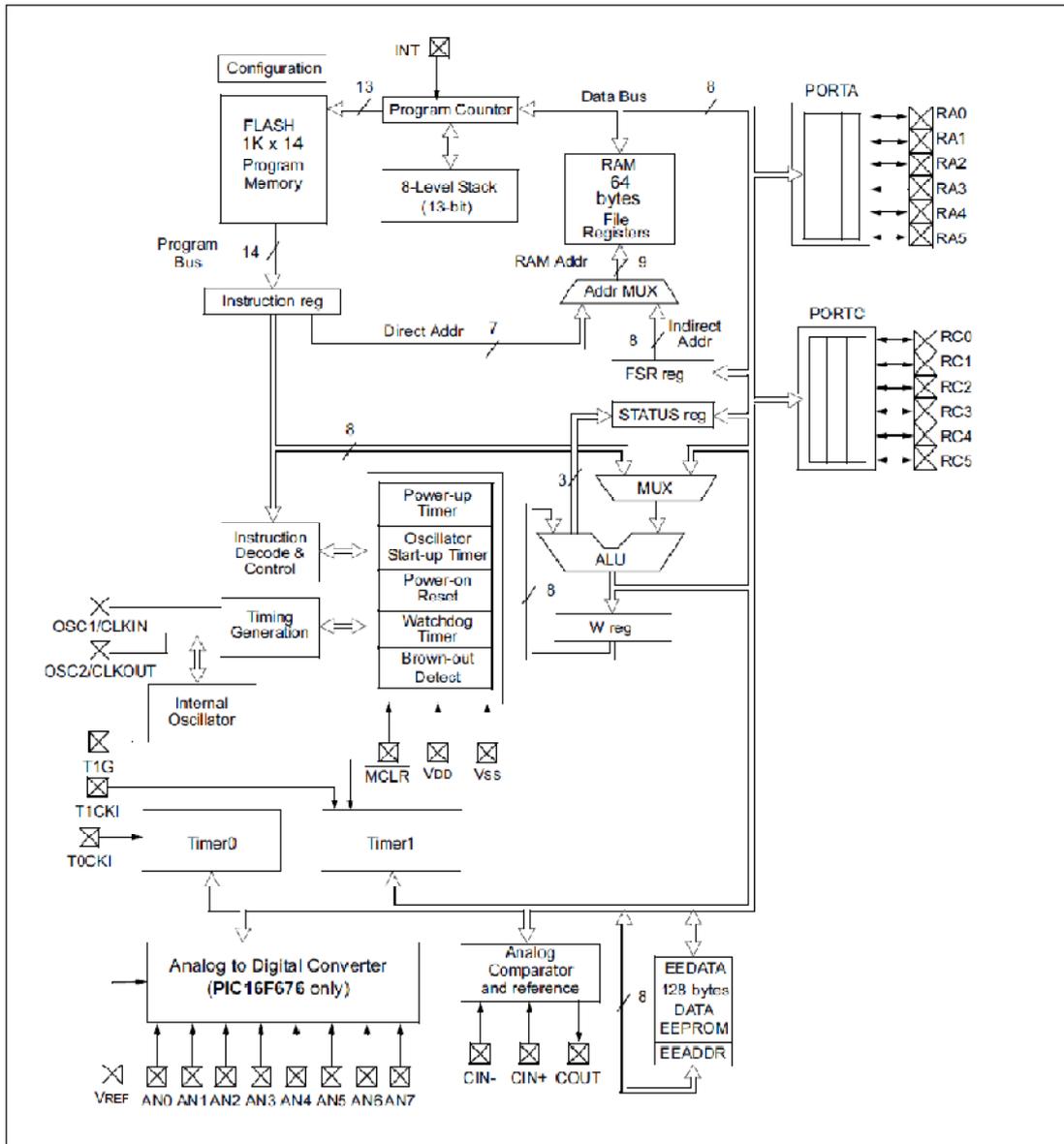


Figure 4.3 Le microcontrôleur 16F630

Ce μ C a été choisi en raison de son faible coût, de petites dimensions et la disponibilité d'une version préprogrammé EV125 pour l'usage dans un Sonar. Le microcontrôleur possède une architecture de type RISC, avec 35 instructions de 14-bit de largeur et 8-bit pour les instructions de contrôles, fonctionnant à 4 MHz. Il dispose de 13 broches E / S avec contrôle de la direction individuelle et quatre sources d'interruption. Les programmes sont chargés dans une mémoire en circuit de type EEPROM.

Le schéma de la figure (4.4) montre le pic 16f630 et l'interconnexion avec les interfaces analogique de conditionnement, l'affichage. La configuration de l'alimentation ainsi que le quartz de 8 MHz.

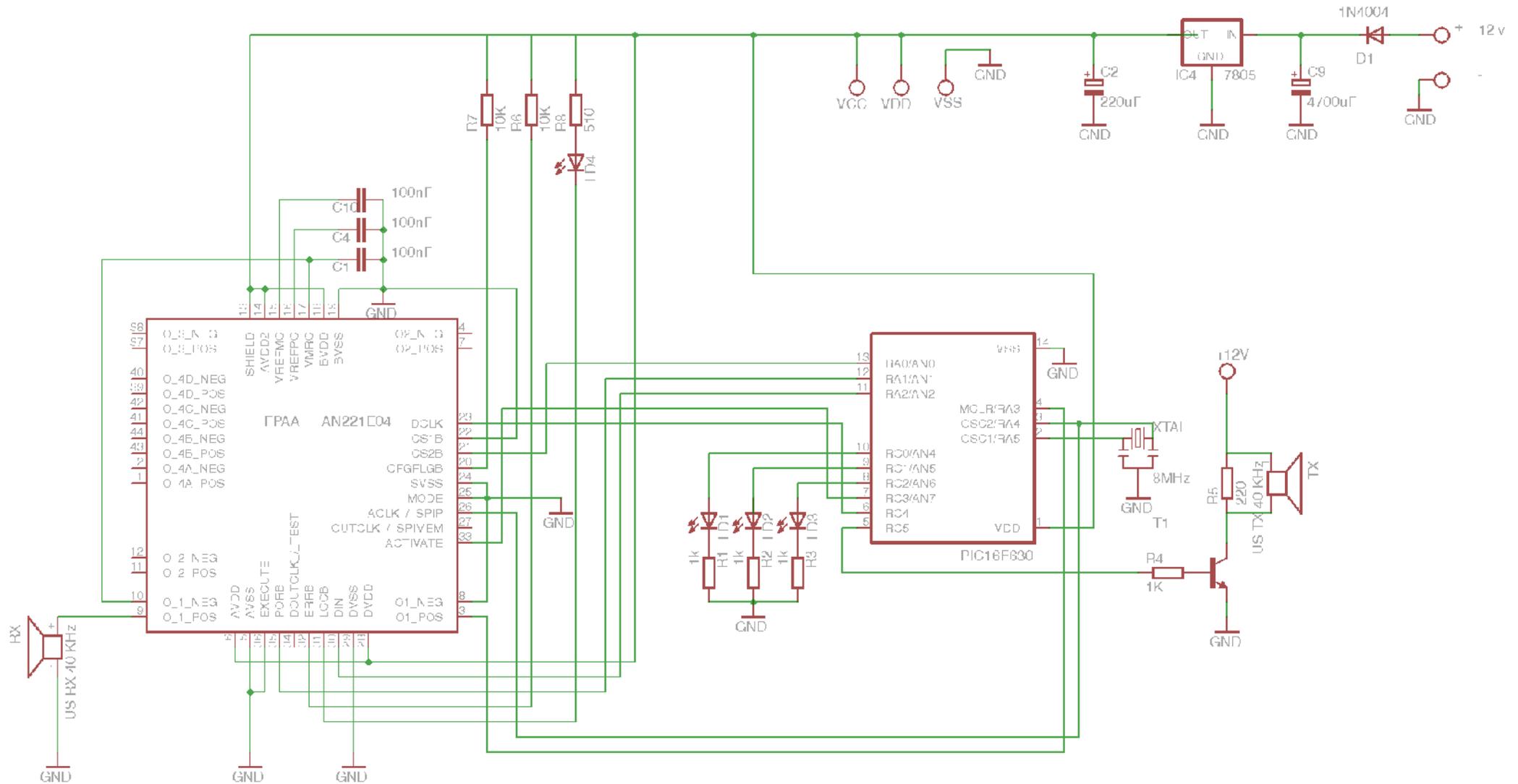


Figure 4.4 Le télémètre à ultrason à base de FPAA

4-3-1-2 Software :

Le microcontrôleur génère un signal composé de trois impulsions à 40 kHz (la fréquence de réception nominale), le signal répété avec une période de 30ms. Cette valeur a été obtenue en supposant que la portée maximale pour le capteur est de 5 mètres. L'écho reçu est filtré et amplifié. Dans une des variantes conçues, une amplification contrôlée est utilisée (Gain variable en fonction du temps) afin de compenser la diminution de l'intensité sonore avec la distance.

Le signal amplifié est introduit dans un comparateur pour la mise en forme des impulsions et qui vont être appliquées sur la broche RA3 du pic. Ce qui va activer une routine d'interruption et par conséquent l'arrêt de l'horloge qui maintient le temps écoulé de l'émission à la réception. Sur la base de cette valeur, la distance peut être calculée. Le programme pour le microcontrôleur a été écrit en langage C++ de façon modulaire. Il effectue:

- Initialisation du μ C
- Une boucle sans fin afin d'inclure la transmission de données en série
- Deux routines d'interruption de service:
 - Sous-routine génération de l'impulsion et commande de l'horloge
 - Sous-routine lecture du temps de l'horloge et mesure de distance

L'organigramme correspondant englobe les étapes suivantes :

1. Initialisation des lignes E/S.
2. Transmission du signal de 40Khz avec 8 impulsions.
3. Démarrage du compteur interne.
4. Vérification des échos reçus.
5. Mesure de la valeur moyenne des échos réfléchis et l'identification des pics.
6. Si l'écho identifié, arrêt du comptage et transfert de la sortie du compteur.
7. $Distance = (c * TOF)/2$

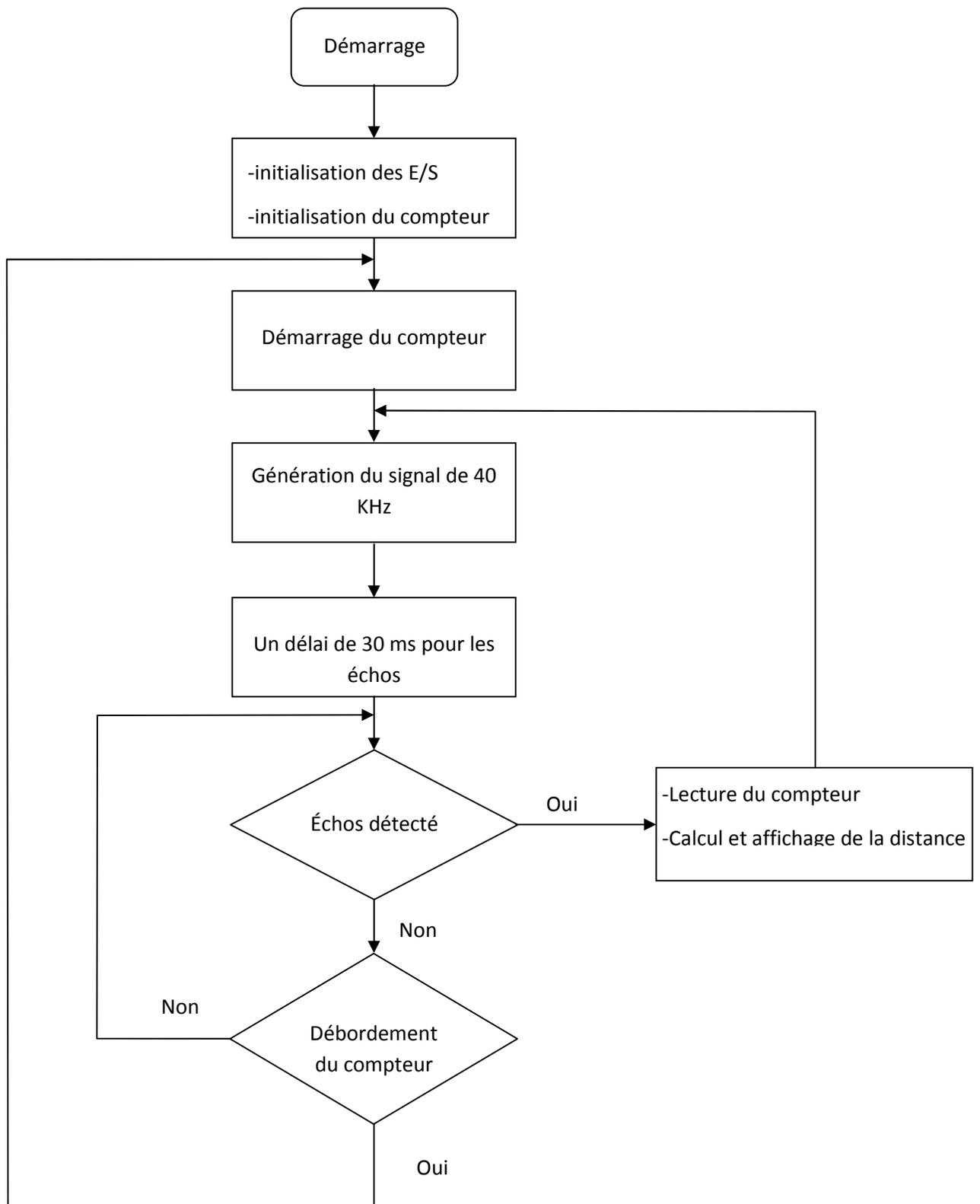


Figure 4.5 : Organigramme du programme du microcontrôleur

4--2 Partie Analogique :

4-4-2-1 Description du circuit de conditionnement

Après réception, le signal revient avec une amplitude de quelques millivolts et fortement parasité comme le présente la figure (4.2), un traitement assez important est nécessaire. Il nous faut donc dans un premier temps assurer un filtrage et une amplification et dans un deuxième temps, on détecte l'écho. Le diagramme conventionnel de ce circuit est présenté sur la figure (4.6), où il est utilisé pour le conditionnement classique, des amplificateurs opérationnels avec lesquels nous avons associés des résistances, condensateurs et des diodes ou transistors [60].

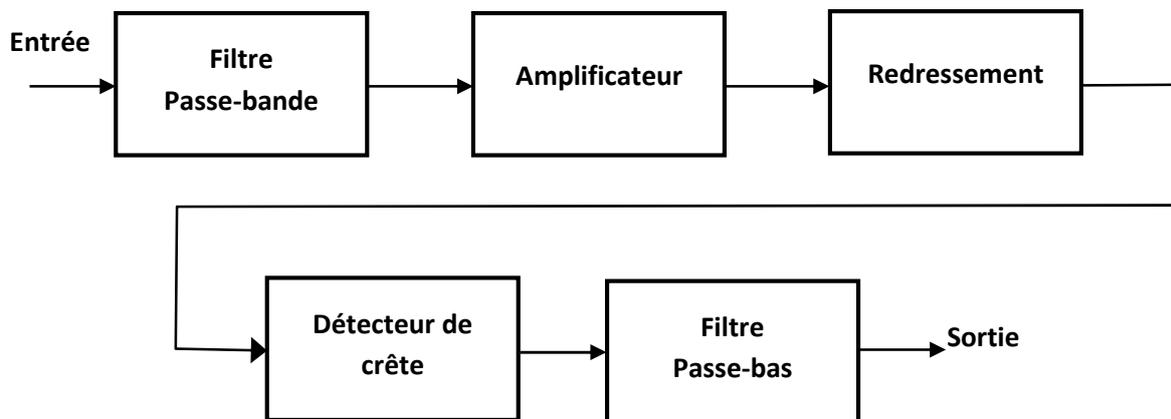


Figure 4.6 : Le schéma-bloc de la partie analogique de conditionnement

Cette structure répond certainement aux attentes mais n'est pas performante et elle est limitée car ces composants nécessitent un recalibrage fréquent et pour cette raison, nous avons utilisé le circuit An221E04 afin de rendre le système plus performant. La chaîne de traitement que nous allons implémenter dans l'FPAA consiste en un filtre passe-bande centré sur la fréquence de travail de 40KHz pour isoler le signal en question et améliorer ainsi le rapport signal/bruit. L'étage suivant est un amplificateur qui permettra de donner l'amplitude du signal une valeur appropriée.

Le signal conditionné ensuite est acheminé vers l'étage de redressement à double alternance afin de placer les impulsions (échocs) dans le même niveau et permettre aussi à l'étage suivant de détecter de pic d'extraire l'information recherchée. Quant à l'utilité du filtre passe-bas, il permettra le lissage du signal de sortie.

4-4-2-2 Implémentation sur FPAA

Les ressources disponibles dans le circuit AN221E04 sont suffisant pour réaliser les fonctions décrites précédemment, Le diagramme synoptique correspondant de cette structure est illustré sur la figure ci-dessous, l'implémentation a été faite à l'aide du logiciel AnadigmDesigner®2 [61].

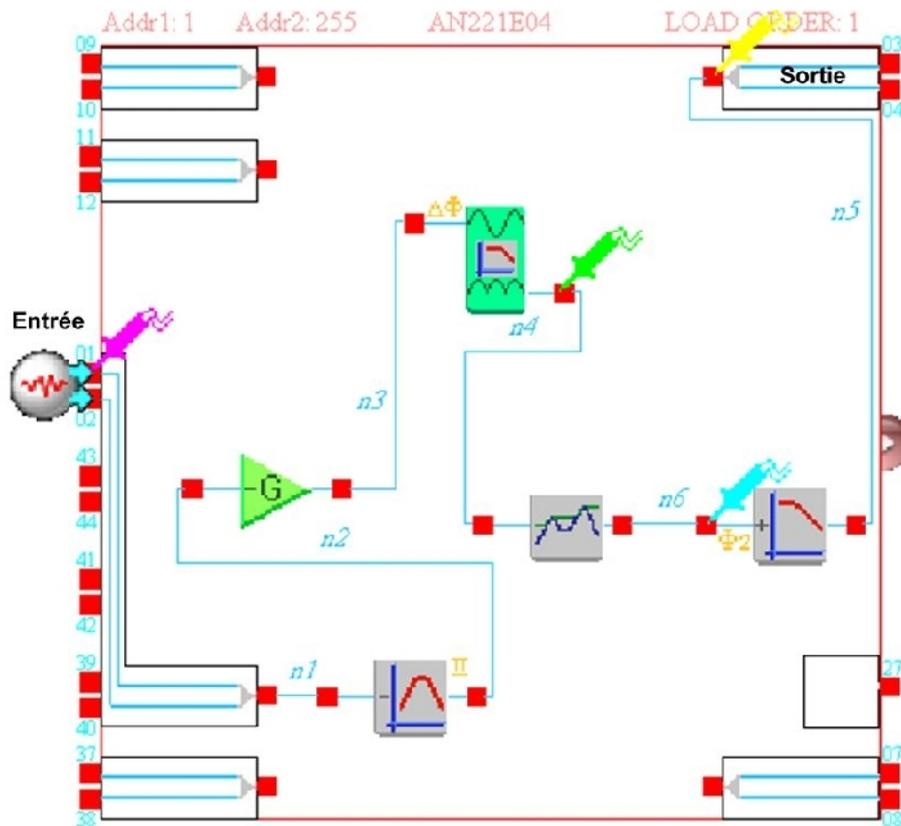
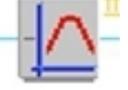
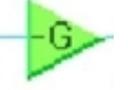
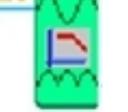
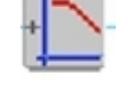


Figure 4.7 : Le circuit de conditionnement à l'aide AN221E04

Le tableau 4.1 récapitule les propriétés de chaque module utilisé. Nous avons préféré d'utiliser la même fréquence d'horloge pour tous les module car cette différence provoque un décalage d'horloge d'échantillonnage entre les modules CAM et qui peut être une source de bruit. Cette réalisation a utilisé pratiquement la plus part des ressources disponible du circuit, 7/8 ampli op, 27/32 capacités et enfin 2/4 comparateurs.

Nom du module	Options	Paramètres	Horloge
 FilterBiquad1	<ul style="list-style-type: none"> -Filtre passe bande -Topologie : type II 	<ul style="list-style-type: none"> -Fréquence de coupure : $f_c=40$ KHz -Gain : $G=5$ -Facteur de qualité : $Q=13$ 	Clock A= 4MHz
 GainInv2	<ul style="list-style-type: none"> -Ampli Inverseur 	<ul style="list-style-type: none"> -Gain : $G=60$ 	Clock A= 4MHz
 RectifierFilter1	<ul style="list-style-type: none"> -Redresseur double alternance -Non inverseur 	<ul style="list-style-type: none"> -Fréquence de coupure : $f_c=40$ KHz -Gain : $G=1$ 	Clock A= 4MHz
 PeakDetect2	<ul style="list-style-type: none"> -Détece alt positive -Phase d'echan du comparateur -Temps de décroissance 	<ul style="list-style-type: none"> - Temps de décroissance = 50 μs 	Clock A= 4MHz Clock B= 2MHz
 FilterBilinear1	<ul style="list-style-type: none"> -Filtre passe bas - Phase 2 d'echan -Non inverseur 	<ul style="list-style-type: none"> -Fréquence de coupure : $f_c= 2.2$ KHz -Gain : $G=1$ 	Clock A= 4MHz

Le tableau 4.1 : Les modules CAM du circuit de conditionnement

Une simulation a été effectuée sur le circuit de la figure (4.7) ou on a utilisé un signal d'entrée sous format d'un fichier texte avec des pairs de donnés approximatives tension/temps, ce fichier a été introduit dans le générateur de signaux disponible sur AnadigmDesigner®2. Le résultat de cette simulation est présenté sur la figure (4.8), le signal (b) a été décalé intentionnellement pour besoin de clarté, cependant le signal de sortie (c) présente un décalage de la tension de sortie vis-à-vis de zéro, ce décalage (ou offset) provient de l'amplificateur. Le constructeur indique la présence de cette tension mais avec des valeurs de moins de 100 μv . Et qui peut atteindre des valeurs élevées puisque il sera multiplié par le gain.

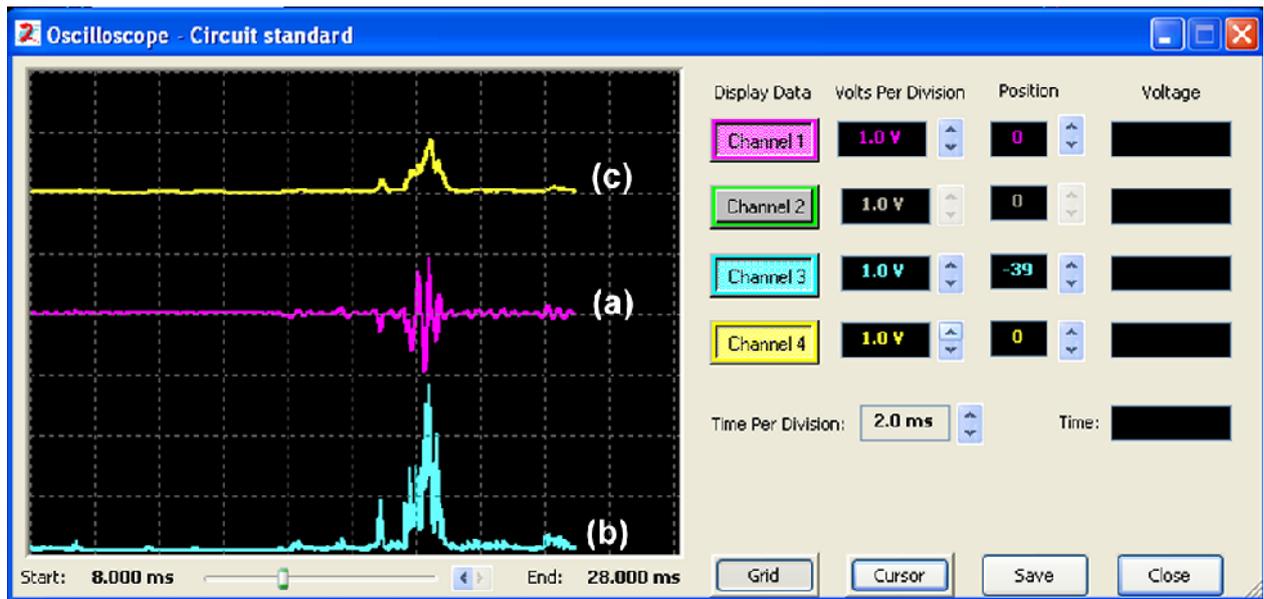


Figure 4.8 Simulation du circuit de conditionnement

a) signal d'entrée, b) signal après détection de crête, c) signal de sortie

4-5 Reconfiguration dynamique et optimisation

4-5-1 Reconfiguration dynamique

L'analogique reconfigurable est une technologie émergente des circuits programmables qui cherchent à construire des conceptions flexibles et dynamiques. C'est-à-dire des systèmes ayant la propriété de pouvoir être modifiés après leur conception et pendant leur exécution, chose qui permet d'atteindre des niveaux de performance très élevés. Au cœur de ces systèmes électronique, on trouve le FPA, présenté ici par le modèle AN221E04, ce circuit peut être facilement configuré et reconfiguré par l'utilisateur en temps réel. La reconfiguration dynamique de ce circuit se fait à l'aide d'un microprocesseur hôte dans lequel, on avait déjà intégré un sous-programme qui gère la reconfiguration dynamique de notre circuit [62].

Selon la figure ci-après, on peut résumer les étapes de conception et reconfiguration comme suit :

- 1-Création du circuit à l'aide d'AnadigmDesigner®2.
- 2-Programmation primaire du circuit AN221E04.
- 3-Intégration d'un sous-programme dans le programme principal du microcontrôleur pour gérer l'éventuelle reconfiguration dynamique.

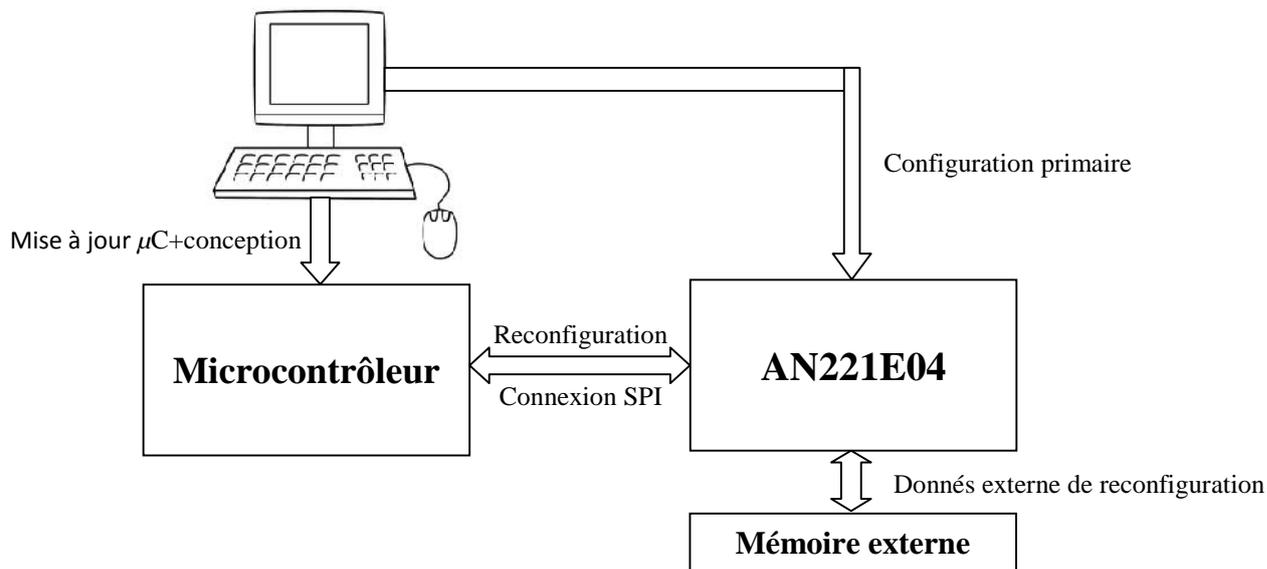


Figure 4.9 diagramme de programmation et de reconfiguration du circuit AN221E04

Génération du programme de reconfiguration (C-code)

Avant de procéder à la génération du code source, il faut s'assurer que le code généré ne comporte que les parties qu'on désire reconfigurer dynamiquement et ce afin de rendre cette tâche aussi rapide que possible, la génération C-code garantit donc que seule la quantité minimale de données de configuration nécessaires pour exécuter le changement est générée. Grâce à ces caractéristiques, les fonctions analogiques de base peuvent être téléchargées sur le FPAA, puis mis à jour en temps réel chaque fois que l'évolution ait lieu. L'explorateur de fonctions des CAM nous permet d'activer ou désactiver l'instance qu'on veut introduire dans le code généré comme le montre la figure ci-dessous qui présente un aperçu de toutes les fonctions disponible dans le circuit.

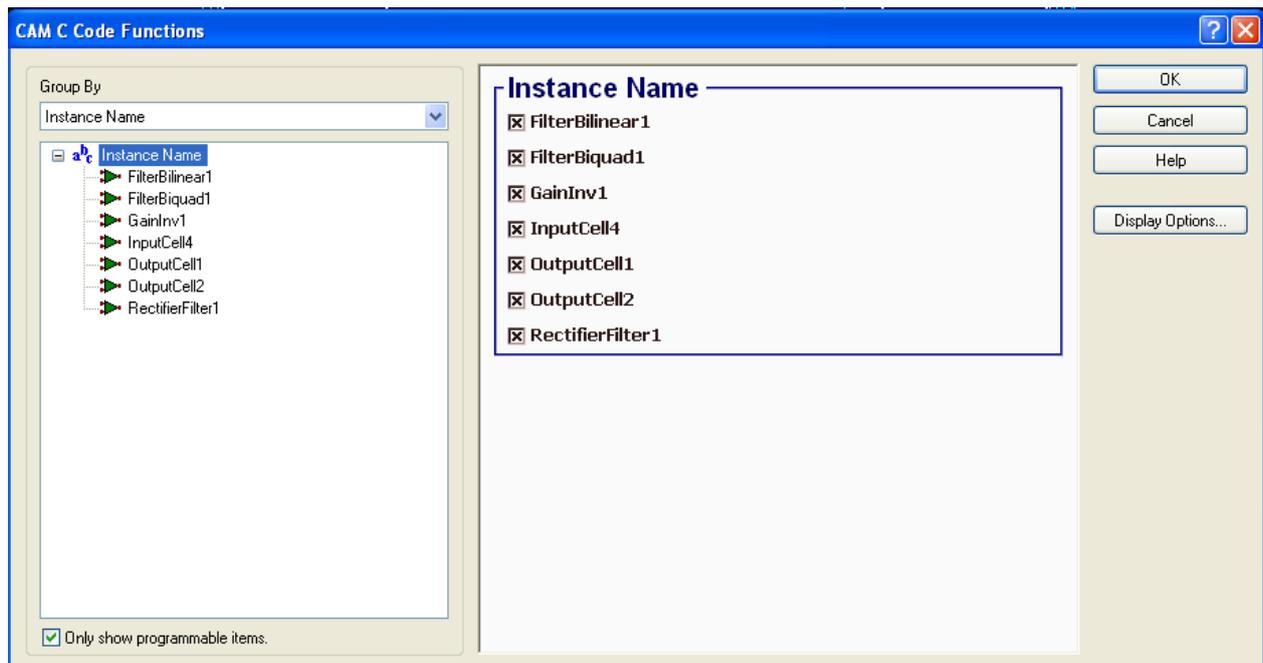


Figure 4.10 Fenêtre de l'explorateur des fonctions CAM C-code

Après la création de la conception désirée sur le logiciel AnadigmDesigner2, on procède à la génération du code correspondant et qui va être introduit dans le programme principale du microprocesseur. Dans le menu principal de l'AnadigmDesigner2, on choisit « Dynamic config » pour afficher la fenêtre suivante :

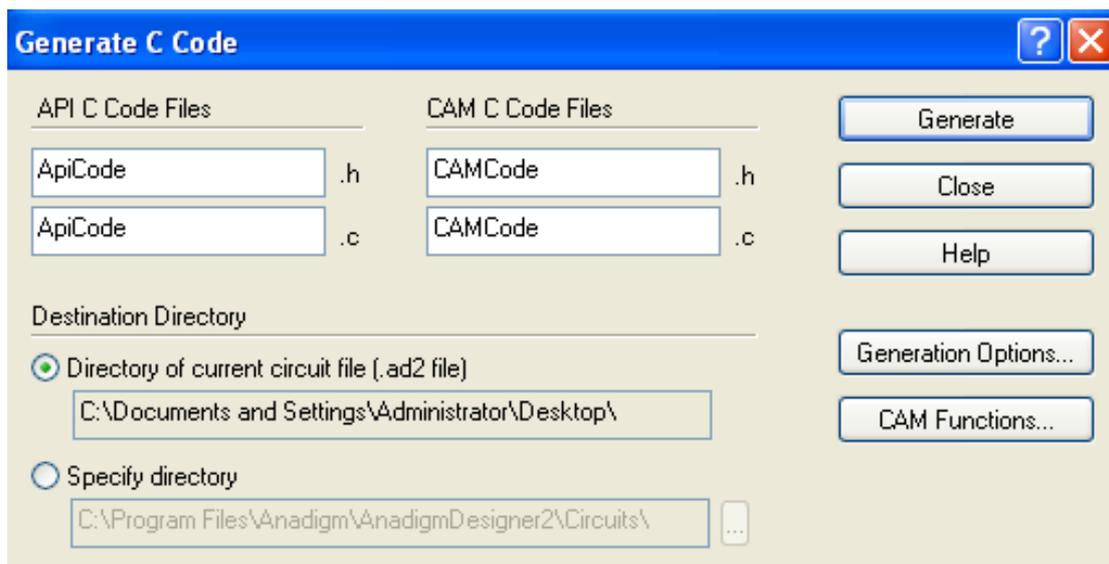


Figure 4.11 Génération du C-code par AnadigmDesigner2

Les fichiers générés seront toujours de nombre de quatre et ce quelque soit la complexité du circuit, tout les fonctions API et les paramètres de configuration seront mis dans les fichiers Api C-code, tandis que les fonctions qui régissent les modules interne du circuit, sont définis dans les fichiers CAM C-code. Pour des besoins pratiques, on devait déjà décider d'avance quelle partie du circuit va être reconfiguré dynamiquement.

Procédure de rappel d'une fonction de reconfiguration :

Le rôle principal des fonctions CAM c-code est de généré le flux de données nécessaire à la reprogrammation du circuit, pendant l'exécution du program par le microprocesseur, ces fonction seront appelé afin d'initialiser la bibliothèque C-code et préparer ainsi la mise-à-jour de notre circuit FPAA.

Au début, la bibliothèque api c-code doit être initialisée et cela se fait par :

```
InitializeReconfigData(an_chip1);
```

Dans le cas ou la puce n'a pas reçu une configuration primaire, il sera nécessaire de faire appel à la routine de configuration primaire par :

```
PrimaryConfigPtr = (unsigned short int *)
GetPrimaryConfigData(an_chip1, &ConfigSize);
```

Les caractéristiques de chaque module sont modifiables par l'appel de la fonction de ce dernier pendant l'exécution de l'application, par exemple pour le module amplificateur, le programme appel la fonction setGain :

```
setGain(an_chip1_GainInv, GainMid);
```

Où an_chip1_GainInv : nom du module et GainMid : valeur du gain.

Pour mettre à jour le circuit AN221E04, l'application appelle la routine :

```
ConfigPtr = (unsigned short int *)
GetReconfigData(an_chip1,&ConfigSize);
```

Ces données de reconfiguration seront transférés à la mémoire SRAM Shadow du circuit AN221E04, après l'achèvement du transfert, une initialisation s'opère sur le tampon de reconfiguration par la fonction :

```
ClearReconfigData(an_chip1);
```

Et dans certain cas qui requiert l'arrêt total de la reconfiguration on utilise la routine :

```
ShutdownReconfigData(an_chip1)
```

Le code complet qui gère la reconfiguration du module GainInv est :

```

/* Get a pointer to the primary configuration data */
int dataSize = 0;
const Byte* pData = GetPrimaryConfigData(chipName, &dataSize);
/* Send the data to the chip*/
. . .
/* Get the reconfiguration buffer ready to go */
InitializeReconfigData(chipName);
/* Change the Gain just a bit */
setGain(chipName_MyGain, 6.0);
/* Now get a pointer to the reconfiguration data */
int dataSize = 0;
const Byte* pData = GetReconfigData(chipName, &dataSize);
/* Send the data to the chip */
. . .
/* OK. Data sent, now clear the buffer to get ready to call some more CAM
functions.*/
ClearReconfigData(chipName);
/* Do some more changing of the gain */
. . .
/* all done, destroy the reconfiguration buffer. */
ShutdownReconfigData(chipName);

```

4-5-2 Implémentation du contrôle automatique du gain

Un circuit de contrôle automatique du gain est utilisé afin d'ajuster l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur à un niveau présélectionner, et qui permettra d'améliorer le rendement. Ceci facilite le dimensionnement de la détection de crête, qui se fait ainsi à une amplitude constante (figure 4.12), cette condition est obtenue par une amplification importante quand le signal est faible et par une amplification faible quand le signal est important. Cette variation de l'amplification est réalisée par la reconfiguration dynamique du module de l'amplification à la suite d'une extraction de la valeur de l'amplitude [63].

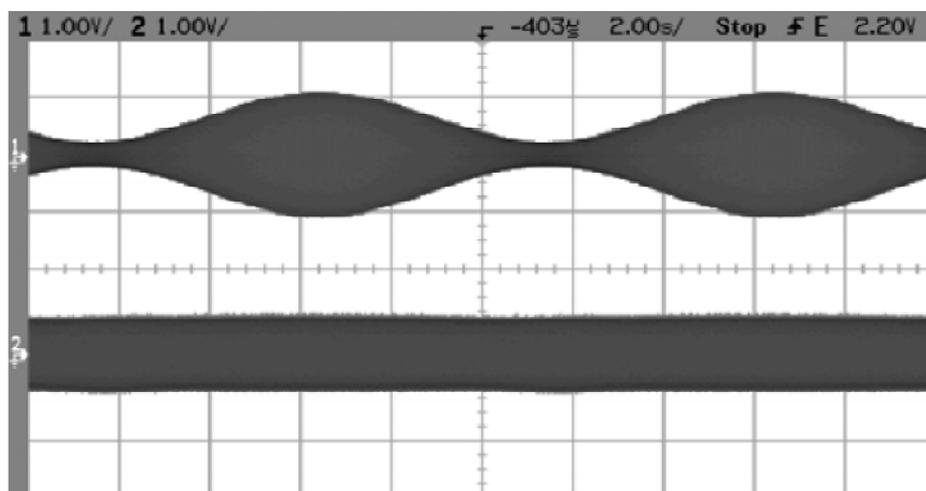


Figure 4.12 Effet du contrôle automatique du gain sur le signal

La figure 4.13 présente le circuit de conditionnement précédent avec en plus une sortie vers le micro- processeur qui mesure la valeur continu de l'amplitude du signal, en fonction de cette valeur le processeur génère les données de reconfigurations. Le temps de reconfiguration de l'AN221E04 est de moins de 40us et la réponse du module reconfiguré est immédiate qui est dans notre cas le module GainInv [63]. Une autre alternative de faire le CAG à l'aide de ce circuit est possible, en utilisant le module amplificateur à gain variable commandé en tension mais malheureusement cette solution requiert beaucoup de ressources.

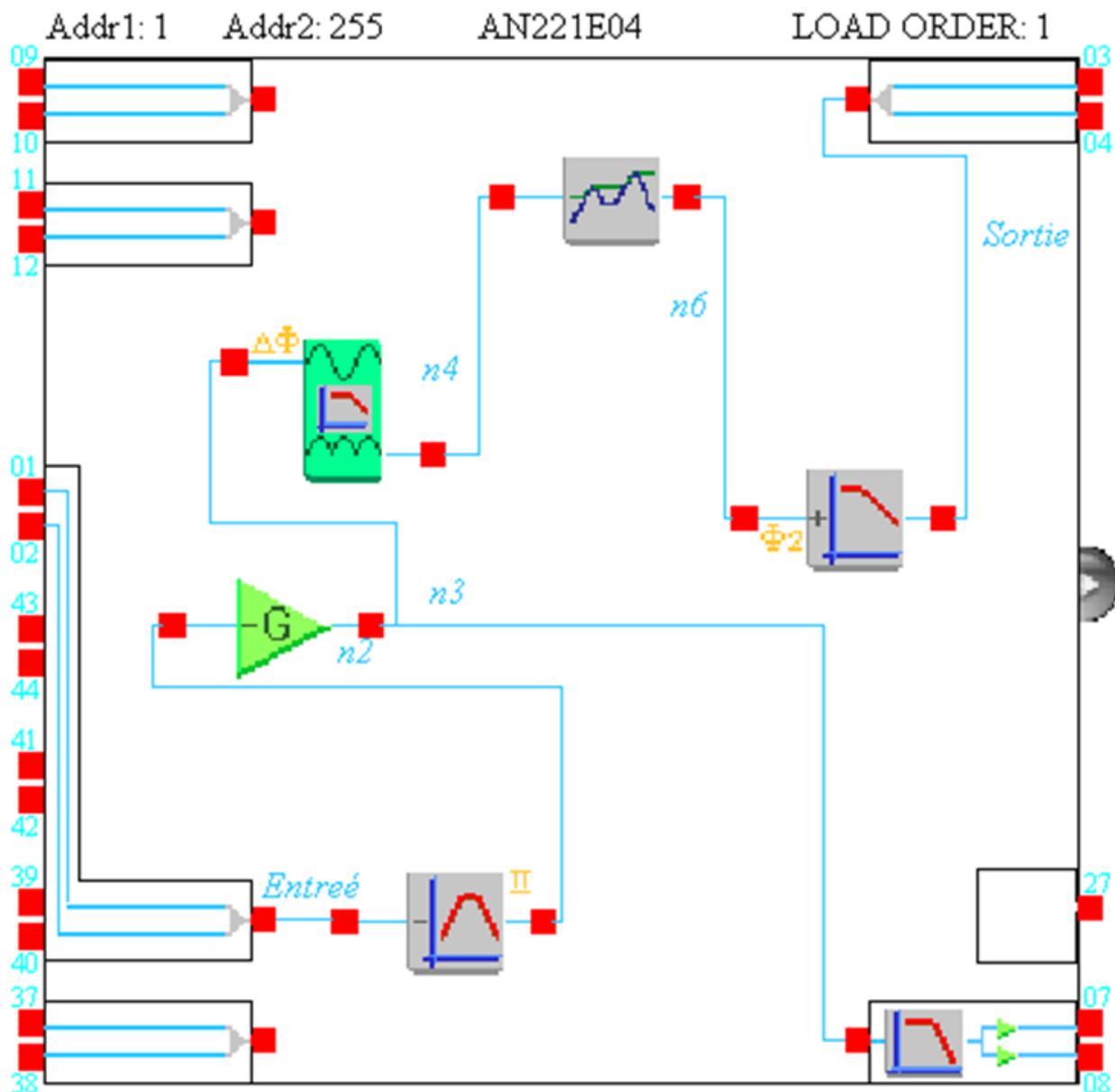


Figure 4.13 : Le circuit de conditionnement avec sortie CAG

Le code source ci-dessous a été généré en suivant les étapes mentionnées au début de ce chapitre, nous avons décidé de reconfigurer dynamiquement le module amplificateur *GainInv* afin de réaliser le contrôle automatique du gain. Cette partie du code représente la procédure principale qui s'appelle *main*, sa fonction est de mesurer l'amplitude du signal et d'ajuster la valeur du gain en conséquence.

```
void main()
{
    double SetAmpl = 2;           //L'amplitude requise = 2V
    double Gain = 1;             //La valeur initiale du gain = 1
    double Vzener = 3.9;        //La valeur zener utilisée comme référence
    int ADCOutput;              //Sortie ADC (0 - 255)
    double MeasAmpl;            //L'amplitude mesurée (V)
    int StreamSize;             //La taille du flux de reconfiguration
    const an_Byte* ReconfigData; // Préparation du pointeur pour la reconfig

    PrimaryConfigChip(an_chip1); //configuration primaire

    while (1)
    {
        ADCOutput = ReadADC();           //lecture du CAN
        MeasAmpl = Vzener * ADCOutput / 255; //conversion en volts

        Gain = Gain + 0.1 * (SetAmpl - MeasAmpl); //ajustement du gain
        if (Gain < 0.01)
            Gain = 0.01; //valeur minimale du gain est 0.01
        if (Gain > 100)
            Gain = 100; //valeur maximale of gain is 100

        an_InitializeReconfigData(an_chip1); //allouer la mémoire pour reconfig
        an_setGainInv(an_chip1_GainInv, Gain); //reconfig du CAM GainInv
        ReconfigData = an_GetReconfigData(an_chip1, &StreamSize);
        //préparation des données de la reconfiguration
        Configure(ReconfigData, StreamSize); //transfert des données de reconfig
        an_ShutdownReconfigData(an_chip1); //arrêt de la reconfiguartion
    } ;
}
```

IV.6 Conclusion

L'utilisation des circuits analogiques programmables présente plusieurs avantages dans les applications de moyenne complexité, travaillant dans la plage des fréquences basses et moyennes. Le circuit d'Anadigm AN221E04 a été utilisé dans la partie de conditionnement des échos d'un télémètre à base de microcontrôleur. La rapidité de développement ainsi que la reconfiguration dynamique ont permis, entre autres, des implémentations rapides et à jour dans le souci d'obtenir des conceptions fiables.

Conclusion générale

Ce travail consiste principalement en l'étude des circuits FPAA en vue de la conception d'un conditionneur destiné à une application de télémétrie.

Dans le premier chapitre nous nous sommes intéressés aux ultrasons puisque toute conception à base d'ultrasons passe impérativement par la compréhension de leur principe. Ainsi, au début de ce chapitre nous avons étudié les mécanismes de propagation et le moyen de détection des ultrasons pour révéler les influences sur l'information, inhérents à la nature de l'application et son environnement, susceptible d'affecter la précision de la mesure et égarer l'information recherchée. Il s'avère nécessaire donc d'harmoniser notre système de perception par le biais de circuits performants dans le domaine de l'analogique notamment, qui est l'axe de ce travail.

Dans toutes les applications à base d'ultrasons, il y a une partie analogique qui assure l'interface avec le monde réel et le monde numérique. A l'émission comme à la réception, nous avons vu qu'il faut conditionner le signal pour le rendre exploitable, en faisant appel souvent à des fonctions analogiques telles que l'amplification, le filtrage, le redressement, la comparaison, l'adaptation et la détection. L'exemple donné à la fin du premier chapitre illustre les diverses fonctions appliquées au signal. En utilisant la méthode conventionnelle, l'optimisation du rendement dans une telle application nécessite des circuits analogiques plus complexes, plus coûteux, et qui demandent un temps de conception plus long avec l'inconvénient de se retrouver à la fin avec un circuit non-évolutif. A cause de ces contraintes, la solution d'une technologie analogique programmable émerge comme une solution très avantageuse.

A travers le deuxième chapitre dédié aux FPAA, nous avons dressé un état de l'art des différentes approches qui existent et étudié leur architecture qui a hérité quelques notions des FPGA. Et donc, les circuits analogiques programmables vont apporter les mêmes avantages que les FPGA en numérique par surtout la simplicité en ce qui concerne leur utilisation, leur réutilisation et de leur programmation, en outre de la reconfiguration. Cependant, la grande diversité des besoins de l'électronique analogique ainsi que l'absence de structures génériques permettant de réaliser tous les types d'applications, se présentent comme contrariété aux ambitions escomptées puisque les performances exprimées auparavant montrent que les composants analogiques programmables ciblent une catégorie d'applications bien déterminées. Par ailleurs, l'offre commerciale, qui se trouve toujours à la phase embryonnaire, reflète ce constat de réticence en ce qui concerne leur déploiement à grand échelle.

De ce fait, nous nous sommes intéressés à la conception d'un conditionneur de signal ultrasonore pour usage dans un télémètre. L'évaluation du circuit AN221E04 a permis de vérifier ses performances et sa compatibilité avec notre application en particulier et ses avantages et inconvénients en général. Une description du télémètre à ultrason a été présentée au dernier chapitre, particulièrement sa partie analogique afin d'établir le cahier des charges nécessaires en vue d'une implémentation sur FPAA. A l'aide de l'outil CAO du fabricant Anadigm qui est le AnadigmDesigner2, un logiciel qui assure une conception rapide à l'aide de modules prédéfinis et également la programmation ainsi que la reconfiguration dynamique.

Les ressources disponibles sur le circuit AN221E04 et le kit de développement nous ont permis la mise en œuvre et la simulation de notre conception. La reconfiguration dynamique du circuit AN221E04 est une particularité inédite dans l'analogique, à laquelle nous avons fait appel pour optimiser l'efficacité de notre design.

L'utilisation des circuits FPAA comme conditionneurs est un choix judicieux malgré leur insuffisance en matière de précision et en bande passante mais quelles que soient les limitations des circuits analogiques programmables, leur usage va devenir inévitable dans tous les systèmes puisque de nos jours la sécurité, le temps de développement et la consommation en énergie sont des facteurs de plus en plus importants.

En perspective, nous pouvons aller plus loin dans la complexité de notre conception de télémètre par l'implémentation des fonctions plus complexes tel que l'amplificateur de charge pour permettre de collecter la moindre charge générée par le capteur, l'amplificateur à gain variable en temps pour compenser l'atténuation des échos, des fonctions de filtrages plus complexes mais malheureusement cela nécessite l'utilisation de plusieurs circuits FPAA puisque pratiquement 85 % des ressources disponibles sur AN221E04 ont été épuisées par la simple conception que nous avons faite.

Bibliographie

- [1] Dale Ensminger, Leonard J. Bond, "Ultrasonics fundamentals, technologies, and applications", 3^{ème} édition, 2012, CRC Press.
- [2] A. K. Shrivastava, A. Verma, and S. P. Singh, "Distance Measurement of an Object or Obstacle by Ultrasound Sensors using P89C51RD2", International Journal of Computer Theory and Engineering, Vol. 2, No. 1, February 2010.
- [3] P. Jariwala, R. Wu, "Sensor signal conditioning using Field Programmable Analogue Array (FPAA)", 7th Analogue Signal Processing Conference, Oxford, November 2004.
- [4] Eric Jacobsen, "Signal Conditioning a Pressure Sensor with a Field-Programmable Analog Array", Sensors, Vol. 14, No. 11, Nov. 1997, pp. 12-17.
- [5] Steve Harold, "Designing Sensor Signal Conditioning with Programmable Analog ICs", Sensors Magazine, Vol. 20, No. 4, April 2003.
- [6] Eric Jacobsen, "Creating a PWM Output Sensor Using a Field-Programmable Analog Array", Sensors Magazine, May 1998.
- [7] Gilles MAURIS, "Capteurs ultrasonores intelligents", thèse de Doctorat, Université de Savoie, 1992.
- [8] Michel BRUNEAU, "Fundamentals of Acoustics", ISTE Ltd, 2006.
- [9] Jin S. Jang, Moon G. Joo, Won Chang Lee, Dong Won Jung, Zhong Soo Lim "Identification and distance detection for ultrasonic sensors by a correlation method", Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control Seoul, Korea, July 6-11, 2008.
- [10] Leopoldo Angrisani, Aldo Baccigalupi and Rosario Schiano Lo Moriello, "Ultrasonic-Based Distance Measurement Through Discrete Extended Kalman Filter", Kalman Filter: Recent Advances and Applications, April 2009, p. 584.
- [11] LEVESQUE Philippe, "Architecture d'un processeur dédié aux traitements de signaux ultrasoniques en temps réel en vue d'une intégration sur puce", thèse de doctorat 2011, École Polytechnique De Montréal.
- [10] Ikuo Ihara, "Ultrasonic Sensing: Fundamentals and Its Applications to Nondestructive Evaluation", Nagaoka University of Technology.
- [11] Valentin Magori "Ultrasonic Sensors in Air", IEEE ULTRASONICS SYMPOSIUM, 1994.
- [12] Melvin WACHSPRESST, "Ultrasonic Doppler for Distance Measurement", IRE Transactions on Ultrasonics Engineering, March 1961.
- [13] Pavel RIPKA, Alois TIPEK, "Modern Sensors Handbook", ISTE Ltd, 2007.
- [14] Cristiano Costa Domingues, "Conception de transducteurs acoustiques micro-usinés", thèse de doctorat 2005, Institut National Polytechnique De Grenoble.

- [15] V. Matz and J. Kerka, "Digital Signal Processing System Of Ultrasonic Signals", Department of Measurement, FEE, CVUT, Prague, Czech Republic.
- [16] L. Svilainis, S. Kitov, "Analysis of the digital signal processing influence on time-of-flight estimation", ISSN 1392-2114 *Ultragarsas (Ultrasound)*, Vol. 65, No. 4, 2010.
- [17] Ramon Pallaá S-Areny, John G. Webster, "Sensors and Signal Conditioning", Second Edition, JOHN WILEY & SONS INC., 2001.
- [18] "Signal conditioning and PC based data acquisition", *Measurement Computing*, 3rd edition, 2012.
- [19] "Un capteur à ultrasons universel", *ELECTRONIQUE* magazine, n° 88, pp 12-17, Nov 2006.
- [20] Christopher M. Twigg, "Floating Gate Based Large-Scale Field-Programmable Analog Arrays For Analog Signal Processing", PhD thesis, Georgia Institute of Technology, August 2006.
- [21] Tyson S. Hall, Christopher M. Twigg, Jordan D. Gray, Paul Hasler and David V. Anderson, "Large-scale field-programmable analog arrays for analog signal processing", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, Vol. 52, N° 11, Nov. 2005.
- [22] .Matt Kucic, Ai Chen Low, Paul Hasler and Joe Neff, "A Programmable Continuous-Time Floating-Gate Fourier Processor", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 48, N° 1, January 2001.
- [23] Ismail Faik Baskaya, "Physical Design Automation For Large Scale Field Programmable Analog Arrays", PhD thesis, Georgia Institute of Technology, Dec 2009.
- [24] Dean R. D'MELLO and P. Glenn GULAK, "Design Approaches to Field-Programmable Analog Integrated Circuits", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 17, pp. 7-34, 1998.
- [25] P. Glenn GULAK and Dean R. D'MELLO, "Review of field-programmable analog arrays", *Proc. SPIE 2914, High-Speed Computing, Digital Signal Processing, and Filtering Using Reconfigurable Logic*, p. 152, October 21, 1996.
- [26] Jordan D. Gray, "Large Scale Reconfigurable Analog System Design Enabled Through Floating-Gate Transistors", PhD thesis, Georgia Institute of Technology, Jul 2009.
- [27] Tyson S. Hall, "Field Programmable Analog Arrays: A Floating Gate Approach", PhD thesis, Georgia Institute of Technology, Jul 2004.
- [28] Muhammad Taher Abuelma'atti¹, Osama Oglah Fares, "Configurable Analog Building Blocks for Field Programmable Analog Arrays (FPAAs)", *International Conference On Communication, Computer And Power (ICCCP'09) Muscat*, February 15-18, 2009.
- [29] Alain Aubert, Cédric RUBY, "Composants analogiques programmables: FPAA", *E2515, Traité d'Électronique*, 2004.

- [30] Sree Ganesan , Ranga Vemuri, "Technology Mapping and Retargeting for Field-Programmable Analog Arrays", Proceedings: Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition 2000.
- [32] Wang Haibo , Vrudhula Sarma B. K., "Behavioral synthesis of field programmable analog array circuits ", ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems (TODAES), Volume 7, Issue 4, 1st October 2002, p. 563-604.
- [33] Tyson S. Hall, Christopher M. Twigg, Paul Hasler and, David V. Anderson, "Developing large-scale field-programmable analog arrays for rapid prototyping", Int. J. Embedded Systems, Vol. 1, Nos. 3/4, 2005.
- [34] Joachim Becker, Yiannos Manoli, "A Continuous-Time Field Programmable Analog Array (FPAA) Consisting Of Digitally Reconfigurable Gm-Cells", Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '04
- [35] A. Hamilton, K. Papathanasiou, "Reconfigurable Analogue Systems: The Pulse-Based Approach", IEE Proceedings : Computers and Digital Techniques, Vol. 147, No. 3, pp. 203-207, May 2000.
- [36] Zetex, "TRAC020LH datasheet", Issue 2, March 1999.
- [37] Ed Ramsden, "The Ispac Family Of Reconfigurable Analog Circuits", Evolvable Hardware, 2001, Proceedings of the Third NASA/DoD Workshop.
- [38] Yi Zheng, Changjun Zhu, Xiaohui Yang, "Application of programmable analog devices in signal process", 2009, 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation Systems.
- [39] Alain Aubert, "Contribution à la conception d'un circuit analogique programmable en technologie CMOS", Thèse de Doctorat, INSA de Lyon, 2001.
- [40] Alain Aubert, Cédric RUBY, "FPAA: offre commerciale", E2516, traité d'électronique, 2004.
- [41] Anadigm, "AN10E04 data manual", 2000.
- [42] Priyadarshini Asokan, "Field Programmable Analog Array Implementation of an Active Filter Controller", Thèse Msc, Graduate Faculty of North Carolina State University, 2011.
- [43] Dave Van Ess, "Understanding PSoC®, 1 :Switched Capacitor Analog Blocks", Cypress Application Note, Mai 2011.
- [44] Schaumann Rolf, Van Valkenburg, "Design of analog filters", Oxford University Press, 2001.
- [45] Anadigm Vortex FPAA Family User Manual, <http://www.anadigm.com/>.
- [46] Peter Ivanov Yakimov, Emil Dimitrov Manolov, "Sensors Interfacing Using FPAA", ELECTRONICS'2004, Sozopol, Bulgaria.
- [47] Anadigm, "AN221E04 datasheet", 2003.

- [48] D.P. Morales, A. Garcia, E. Castillo, M.A. Carvajal, L. Parrilla, A.J. Palma, "An application of reconfigurable technologies for non-invasive fetal heart rate extraction", *Medical Engineering & Physics*, Vol. 35, 2013, pp. 1005–1014.
- [49] Sergio Callegari, Giuseppe Merendino, Alessandro Golfarelli, Michele Zagnoni and Marco Tartagni, "Applicability of Field Programmable Analog Arrays to Capacitive Sensing in the Sub-pF Range", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 47, pp. 39–51, 2006.
- [50] A. Baccigalupi, A. Liccardo, "Performance Assessment of Field Programmable Analog Arrays", *Metrology And Measurement Systems*, Vol. XIV, Number 4, 2007.
- [51] T. R. Balen, J. V. Calvano, M. S. Lubaszewski, M. Renovell, "Built-In Self-Test of Field Programmable Analog Arrays based on Transient Response Analysis", *J. Electron Test*, 2007.
- [52] Daniel Alexandru Visan, Ioan Lita, Mariana Jurian, Ion Bogdan Cioc, "Simulation and Implementation of Adaptive and Matched Filters Using FPAA Technology", 2010, IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging, SIITME.
- [53] Töns Matthias, Doerfler Reiner, Meinecke Marc-Michael, Obojski Marian Andrzej, "Radar Sensors and Sensor Platform used for Pedestrian Protection in the EC-funded project SAVE-U", *Intelligent Vehicles Symposium*, 2004, IEEE.
- [54] Paul Nuss, "Object Detection with Sensors", 2007.
- [55] Wencheng WANG, "A Design Method of Ultrasonic Ranging System with High Accuracy", *Journal of Computational Information Systems*, 7, 7, 2011.
- [56] Ashwini Naik, Dr. M S Panse, "Modeling of Ultrasonic Sensors for Range Measurement for Visually Impaired", ISSN 2250-2459, Volume 2, Issue 4, April 2012.
- [57] Abdallah Hammad, Ashraf Hafez, Mohamed Tarek Elewa, "A LabVIEW Based Experimental Platform for Ultrasonic Range Measurements", *DSP Journal*, Volume 6, Issue 2, February 2007.
- [58] Ch. Papageorgiou and Th. Laopoulos, "Accurate Displacement Measurement Based On The Frequency Variation Monitoring Of Ultrasonic Signals", *Proceedings XVII IMEKO World Congress*, June 22–27, 2003, Dubrovnik, Croatia.
- [59] Microchip "Pic 16f630/676 datasheet", 2003.
- [60] Gheorghe Lazea, Emil Lupu and Silviu Folea, "Ultrasonic Range Finding Sensor", thèse doctorat 1992, Université SAVOIE.
- [61] AnadigmDesigner®2 User Manual, <http://www.anadigm.com/>
- [62] Adam Piłat, "Programmable analog hardware for control systems exemplified by magnetic suspension", *Computer Methods and Systems*, Cracow, Poland 14-16 November 2005, pp. 143–148.
- [63] Anadigm AN206 App Note" Automatic Gain Control, <http://www.anadigm.com/>.