

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

RÉCOLTE D'ÉNERGIE PROVENANT DU BUS ARINC825 POUR LES APPLICATIONS EN
AVIONIQUE

MARYAM MOHAJERTEHRANI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AOÛT 2017

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

RÉCOLTE D'ÉNERGIE PROVENANT DU BUS ARINC825 POUR LES APPLICATIONS EN
AVIONIQUE

présenté par : MOHAJERTEHRANI Maryam

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. AUDET Yves, Ph. D., président

M. SAWAN Mohamad, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. SAVARIA Yvon, Ph. D., membre et codirecteur de recherche

M. ZHU Guchuan, Ph. D., membre

DÉDICACE

À ma mère qui a œuvré pour ma réussite.

REMERCIEMENTS

Je tiens en tout premier lieu à remercier sincèrement mon superviseur de recherche, Professeur Mohamad Sawan, pour m'avoir donné la chance de travailler sur ce projet passionnant au sein de son équipe de recherche. Je tiens à lui exprimer ma gratitude pour ses conseils continus, son immense savoir et son attitude de recherche positive qui m'ont été fournis au cours des recherches menées dans le cadre de ce mémoire. Ce projet n'aurait jamais été accompli sans son soutien et ses précieux conseils.

Mes remerciements suivants s'adressent au Professeur Yvon Savaria, mon co-superviseur du projet, pour son aide précieuse, ses commentaires, ses contributions et son expertise.

Je remercie également les membres du jury pour avoir accepté d'investir de leur temps pour l'évaluation de mon mémoire.

Je voudrais remercier mes collègues et mes amis de Polystim pour leur support, en particulier Fereidoon et Mohamed Ali, pour leurs suggestions et leurs conseils ainsi que Sina pour m'avoir épaulé tout au long de maîtrise.

J'adresse également mes remerciements au personnel et aux techniciens de la section microélectronique du département de génie électrique, Marie-Yannick Laplante pour son aide au niveau administratif, Rejean Lepage et Jean Bouchard pour ses aides au niveau des outils informatiques et Laurent Mouden pour son aide au niveau de l'assemblage des puces.

Je remercie le CRSNG du Canada pour le soutien financier, Thales Canada de m'avoir fourni des soutiens techniques et CMC Microsystems pour les outils de conception et la fabrication des circuits intégrés.

Un grand merci à ma mère. Elle m'encourage toujours avec ses meilleurs vœux. Je suis éternellement reconnaissante à ma mère aimante pour son soutien incroyable, son amour sans fin, et sa patience tout au long de ma vie. Elle fait des sacrifices pour moi, que je ne pourrais jamais rembourser.

RÉSUMÉ

Les avions modernes sont systématiquement équipés d'un certain nombre de systèmes qui demandent un grand nombre de capteurs pour leur fonctionnement optimal. Les câbles sont nécessaires pour procurer l'énergie et transmettre les données vers et à partir de ces capteurs. Le nombre croissant de capteurs demande encore plus de câbles. L'utilisation de plusieurs câbles entraîne plus de poids, d'espace et de complexité causant une consommation supplémentaire de carburant et donc plus d'émissions de CO₂. Par conséquent, le câblage est l'une des principales difficultés dans les avions et l'industrie d'avionique explore des nouvelles techniques pour réduire le nombre des câbles pour construire des avions plus légers et plus économes en carburant.

Nous nous intéressons dans ce mémoire à récolter de l'énergie dissipée par les lignes de données présentes dans les systèmes avioniques. L'énergie récoltée serait disposée pour alimenter les capteurs et actionneurs qui seront branchés sur ces lignes de données dans les avions. Cette récolte d'énergie se ferait par le biais d'interface intégré sur puce. L'approche de récolte énergétique proposée est basée sur le protocole d'échange de données par le bus ARINC 825 qui regroupe des périodes d'inactivité (inoccupé) mais maintient des niveaux de tension que nous récupérons comme une source d'alimentation par une chaîne de conversion de puissance. Cette interface de récolte d'énergie proposée comprend des circuits simples, un temps de stabilisation bas, une ondulation de tension réduite, une consommation d'énergie faible, une efficacité énergétique haute. Une conception au niveau de transistor est réalisée en technologie CMOS 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V et la performance du système est étudiée dans diverses conditions pour améliorer son efficacité. Ensuite, le système est intégré sur une puce qui a été fabriquée et testée. Les résultats expérimentaux consistent en une efficacité globale de 60%, une tension de sortie de 5.02 V, un temps de stabilisation de 3.6 ms et une ondulation de tension de 0.2 V. Le dispositif complété fournit une puissance de sortie de 10.08 mW pour l'alimentation des capteurs. Les résultats obtenus prouvent que l'interface proposée pourrait servir à alimenter des capteurs avioniques à partir de l'énergie récolté du bus ARINC 825.

ABSTRACT

Modern aircraft are systematically equipped with various systems that require a large number of sensors for their optimum operation. Cables are needed to provide power and transfer data to and from these sensors. The wired connection however, introduces complexity issues to the systems and it is also prone to damage due to wear. The growing numbers of sensors in aircrafts is associated with installation of even more cables. This leads to an enhanced weight of aerial-vehicle wiring and consequently, increased payload capacity, fuel consumption and CO₂ emissions. As a result, cabling is one of the major challenges in aircraft and the avionics industry is exploring new techniques to reduce the number of cables to build lighter and more fuel-efficient aircraft.

In this study, we are interested in harvesting the dissipated energy through data lines in avionic systems. The harvested energy can potentially be used for feeding the sensors and activators branching off the data lines in aircrafts. The implemented power harvesting approach is based on the data exchange protocol in ARINC 825 field (data) bus and consists of identifying the field bus idle periods and using their voltage level as the power source in the power conversion chain. This proposed energy harvesting interface features simple design of circuit components, short settling time and low-power consumption. A transistor-level design is carried out in CMOS 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V technology and the system performance is investigated under various conditions to improve its efficiency. The system is integrated on a microchip and it is fabricated. The experimental results consist of an overall efficiency of 60%, an output voltage of 5.02 V, a settling time of 3.6 ms and a voltage ripple of 0.2 V. Furthermore, the harvesting device provided an output power of 10.08 mW for feeding the sensors. The results proved that the proposed interface could serve as a powering unit of the avionic sensors through the harvested energy from ARINC 825 bus.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ.....	v
ABSTRACT	vi
TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES TABLEAUX.....	xi
LISTE DES FIGURES.....	xii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xv
LISTE DES ANNEXES.....	xvii
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	4
1.1 Introduction	4
1.2 La récolte d'énergie.....	4
1.3 Le câblage à bord d'un avion	5
1.4 Techniques existantes pour réduire le câblage dans les avions.....	6
1.5 Le réseau de zone de contrôleur (CAN).....	7
1.6 La récolte d'énergie provenant du bus CAN.....	9
1.7 L'état inoccupé du bus CAN.....	9
1.8 Conclusion.....	11
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE ET TRAVAUX DE POINTE DANS LE DOMAINE.....	12
2.1 Introduction	12
2.2 Récolte d'énergie non-avionique	12
2.2.1 Vibrations mécaniques	12

2.2.2 Vibration électrodynamique.....	13
2.2.3 Énergie électromagnétique.....	13
2.3 Techniques récentes de communication.....	14
2.3.1 La communication sans fil	14
2.3.2 Communication par les lignes d'alimentation en puissance (PLC)	15
2.3.3 La technique de transfert de puissance sans fil (WPT)	16
2.3.4 Énergie véhiculée sur l'Ethernet (PoE).....	16
2.4 Protocole du réseau de zone de contrôleur (CAN).....	18
2.4.1 L'étude récente basée sur CAN.....	19
2.5 Récolte d'énergie provenant du bus CAN.....	20
2.5 Conclusion.....	20
CHAPITRE 3 ARTICLE 1 : HARVESTING ENERGY FROM AVIATION DATA LINES : IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS	21
3.1 Introduction	21
3.2 Harvesting Energy from Aviation Data Lines: Implementation and Experimental Results	22
3.2.1 Introduction	22
3.2.2 ARINC 825 Characteristics	25
3.2.3 Proposed Power Harvesting Interface	27
3.2.3.1 Rectifier and Idle Detector	27
3.2.3.2 Switch and OR Gate	28
3.2.3.3 Energy Storage	28
3.2.3.4 DC-DC Voltage Converter	28
3.2.3.5 Non-overlapping Clock Signal Generator	30
3.2.3.6 Ring Oscillator	30
3.2.3.7 Capacitor Banks	31

3.2.3.8 Regulator	32
3.2.3.9 Power Management	32
3.2.4 Results	33
3.2.4.1 Simulation	33
3.2.4.2 Measurement results	36
3.2.5 Discussion	39
3.2.6 Conclusion	40
3.2.7 Acknowledgments	41
CHAPITRE 4 IMPLÉMENTATION DES CIRCUITS DE RÉCOLTEUR	42
4.1 Introduction	42
4.2 Schéma bloc du système de récolte d'énergie	42
4.2.1 Le rectificateur demi-onde	42
4.2.2 Le détecteur des états inoccupés	42
4.2.3 Le commutateur avec la porte OU	43
4.2.4 Stockage d'énergie	44
4.2.5 Convertisseur DC-DC	44
4.2.6 Générateur d'horloge sans chevauchement	50
4.2.7 Oscillateur	55
4.2.8 Banques de condensateurs	58
4.2.9 Régulateur	58
4.2.10 Gestion de puissance	59
4.3 Conclusion	62
CHAPITRE 5 DISCUSSION GÉNÉRALE	63
5.1 Introduction	63

5.2 Discussion sur l'ensemble de l'ouvrage	63
5.3 Les résultats de la simulation	63
5.4 Les résultats de la post simulation.....	65
5.5 Les résultats expérimentaux	66
5.6 Conclusion.....	70
CHAPITRE 6 CONCLUSION, RECOMMANDATIONS ET TRAVAUX FUTURS	71
RÉFÉRENCES	73
ANNEXES	81

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1: Exigences de transmission de données du CAN bus.....	11
Tableau 3.1: CAN bus data transmission requirements [13]	26
Tableau 3.2: Specifications and comparison of the achieved harvesting interface.....	39
Tableau 4.1: Spécifications de circuit détecteur des états inoccupés	43
Tableau 4.2: Spécifications de circuit commutateur avec la porte OU	44
Tableau 4.3: Les spécifications du circuit convertisseur avec le circuit sans chevauchement	54
Tableau 4.4: Spécifications du circuit oscillateur	57
Tableau 4.5: Spécifications du circuit régulateur	59
Tableau 4.6: Spécifications du circuit gestion de puissance	62
Tableau 5.1: Résumé des performances et des spécifications pour la partie de simulation.....	64
Tableau 5.2: Résumé des performances et des spécifications pour la partie de post simulation ...	66
Tableau 5.3 : Résumé des performances et des spécifications pour la partie expérimentale.....	69
Tableau 5.4 : Exemples de capteurs alimentés.....	69

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Câblage aérospatial tiré de : http://www.skyscrapercity.com/ et de http://www.lefigaro.fr/	6
Figure 1.2: Emplacements typiques des capteurs d'un aéronef commercial [21].....	6
Figure 1.3: Connexion du bus CAN via des systèmes terminaux, des passerelles et AFDX	7
Figure 1.4: Un schéma de connexion typique entre le bus CAN et les nœuds	7
Figure 1.5: Deux bus CAN intégrés avec le réseau d'un système opérant à haute vitesse [7]	8
Figure 1.6: États inoccupés (zones T/2 à T) sur le bus CAN	10
Figure 1.7: Niveaux de tension sur CAN-H et CAN-L par rapport au temps.....	10
Figure 2.1: Schéma bloc du circuit de récolte d'énergie, tiré de Marzencki et al [26]	13
Figure 2.2: Schéma bloc proposé par Rao et al [27]	13
Figure 2.3: Schéma bloc proposé par Gharehbaghi et al [28].....	14
Figure 2.4: Schéma pour la communication sans fil tiré de http://electronicmaffia.weebly.com/ .	14
Figure 2.5: Transfert de puissance sans fil tiré de https://wikipedia.org/	16
Figure 2.6: Puissance et données transmises sur la même ligne tiré de http://www.veracityglobal.com/	17
Figure 2.7: (a) Une redondance double réseau avec le réseau Ethernet, tirée de https://www.neteon.net/ . (b) Connecteurs d'Ethernet, tiré de http://mxcontracting.com/	17
Figure 2.8: Schéma bloc de l'interface proposée par Zhang et al [20]	19
Figure 3.1: Controller Area Network (CAN) and Avionics Full Duplex Switched Ethernet (AFDX) connection through end systems and gateways.....	24
Figure 3.2 : Schematic of the typical connection between CAN bus and the nodes.....	24
Figure 3.3: CAN bus characteristics: (a) Data and Idle States, (b) Voltage levels on CAN-H and CAN-L.....	26
Figure 3.4: Block diagram of the proposed energy harvesting interface	27

Figure 3.5: (a) A half-wave rectifier circuit, (b) The idle state detector module to identify the idle states of the CAN bus.....	28
Figure 3.6: Two-stage charge pump of the capacitive DC/DC converter.....	29
Figure 3.7: (a) Non-overlapping clock generator circuit incorporating OR gates and cascaded intermediate inverters, (b) Resulting non-overlapping clock signals.....	30
Figure 3.8: (a) Ring oscillator model, (b) Equivalent circuit including nine stages of the current starved inverter.....	31
Figure 3.9: (a) Low-drop out (LDO) voltage regulator model, (b) Low-drop out (LDO) voltage regulator schematic with supply independent biasing current mirror and startup circuit.	33
Figure 3.10: Power management unit: (a) Organigram, (b) Corresponding circuit composed of a comparator and a power switch.	34
Figure 3.11: Impact of the charge capacitance and switching frequency: (a) Output voltage, (b) Settling time, and (c) Efficiency of the converter measured at the output of the second stage.....	35
Figure 3.12: Impact of the storage capacitance and data transmission frequency on the performance of the harvesting system: (a) Output voltage, (b) Settling time, (c) Voltage ripple, and (d) Efficiency.....	37
Figure 3.13: The proposed energy harvesting device: (a) Layout of integrated chip, (b) A microphotograph of the fabricated chip. It is implemented with the AMS CMOS 0.35 μm 2-poly 4-metal process and has a total area of 1.69 mm^2 (1.3mm x 1.3 mm).....	38
Figure 3.14: Off-chip connections of the integrated chip to the surface mount components.	38
Figure 3.15 : Experimental measurement at various stages of the harvester.....	39
Figure 4.1: (a) Schéma de commutateur à l'entrée du système. (b) La porte OU.....	43
Figure 4.2: Pompe de charge "Cockcroft-Walton" [74].....	45
Figure 4.3: Pompe de charge "Dickson" à quatre étages [74].....	46
Figure 4.4: Pompe de charge "Static Charge Transfer Switch (CTS) " [75].....	46
Figure 4.5: Pompe de charge "Dynamic charge transfer switch" [75].....	47

Figure 4.6: Pompe de charge avancée [54]	48
Figure 4.7: Doubleur de tension à un étage [54]	48
Figure 4.8: Doubleur de tension à un étage amélioré [75]	49
Figure 4.9: Pompe de charge à deux étages	50
Figure 4.10: Circuit d'horloge sans chevauchement [55]	51
Figure 4.11: Circuit d'horloge sans chevauchement avec les inverseurs et les tampons	51
Figure 4.12: Inverseurs en cascade pour conduire une grande capacité de charge [56]	52
Figure 4.13: Circuit sans chevauchement	52
Figure 4.14: (a) Circuit d'inverseur. (b) Courbe de transfert de tension pour l'inverseur avec le facteur 10.....	53
Figure 4.15: Circuit sans chevauchement au niveau de transistor	54
Figure 4.16: Circuit oscillateur en anneau	56
Figure 4.17: Circuit oscillateur en anneau avec l'inverseur "current starved"	57
Figure 5.1: Résultats de la simulation à différents étages du système	64
Figure 5.2: Résultats de la post simulation à différents étages du système	65
Figure 5.3: Système sous test	67
Figure 5.4: Système soudé	67
Figure 5.5: Ondes de tension obtenues à partir de test expérimentale	67
Figure 5.6: Tension expérimentale à la sortie du système montrant le temps de stabilisation et les ondulations de tension.....	68
Figure 5.7: Impulsion expérimentale obtenue pour le circuit oscillateur.....	68

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AEEC	Airlines Electronic Engineering Committee
AFDX	Avionics Full- Duplex Switched Ethernet
Ampli-Op	Amplificateur Opérationnel
ARINC	Aeronautical Radio Incorporated
CAN	Réseau de zone de contrôleur (Controller Area Network)
CAN-H	CAN-Haut (CAN-High)
CAN-L	CAN-Bas (CAN-Low)
CMOS	Complementary Metal Oxyde Semiconductor
CO ₂	Dioxyde de carbone
CTS	Static Charge Transfer Switch
DC	Courant Continu (Direct Current)
EMC	Electromagnetic Compatibility
EMI	Electromagnetic Interference
\overline{En}	\overline{Enable}
IC	Circuit Intégré (Integrated Circuit)
ICMR	Taux en mode commun de l'entrée (Input Common Mode Range)
IMA	Integrated Modular Avionics
LAN	Réseau local (Local Area Network)
LDO	Low-Drop Out
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MEMS	Microelectromechanical systems
NMOS	N-channel Metal Oxyde Semiconductor
PCB	Printed Circuit Board (circuit imprimé)

PCC	Chaîne de conversion de puissance (Power Conversion Chain)
PMOS	P-channel Metal Oxide Semiconductor
PLC	Communication sur la ligne de puissance (Power Line Communication),
PoD	Puissance sur la ligne de donnée (Power over Data)
PoE	Puissance sur la ligne d'Ethernet (Power over Ethernet)
RF	Fréquence radio (Radio Frequency)
WPT	Technique de transfert de puissance sans fil (Wireless Power Transfert)
V_{ripple}	Ondulation de tension (Ripple Voltage)
t_s	Temps de stabilisation (Settling Time)
V_{th}	Tension de seuil d'un transistor MOS

LISTE DES ANNEXES

Annexe A - DESSIN DE MASQUE DES CIRCUITS DU SYSTEME DE RÉCOLTE D'ÉNERGIE	81
A.1 Vue d'ensemble de la puce	81
A.1.1 Premier bloc	82
A.1.2 Deuxième bloc	83
A.1.3 Troisième bloc	83
A.1.4 Quatrième bloc	84
A.2 "Packaging"	84
A.3 "Bonding"	85
ANNEXE B- SCHÉMAS ET DESSINS DES CIRCUITS IMPRIMÉS (PCB)	86
ANNEXE C- ACCUSÉ DE RÉCEPTION DE L'ARTICLE SOUMIS	88

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La recherche dans le domaine du génie électrique est liée aux différentes spécialités de la technologie, notamment dans le cas des systèmes avioniques. L'industrie aérienne continue à améliorer et perfectionner la conception des différents systèmes et dispositifs des avions afin de répondre aux exigences en matière de sécurité, de performances techniques et de l'efficacité économiques, énergétiques et écologiques [1]. À l'aide de l'intégration des circuits électroniques, le domaine aérospatial comme tout autre domaine progresse rapidement [2]. Cette progression est soutenue par la miniaturisation de dispositifs, circuits et systèmes électroniques en permettant d'intégrer des fonctions complexes sur des puces à l'échelle millimétrique [3]. Les concepteurs visent à améliorer les divers systèmes et circuits électriques de l'avion afin d'augmenter la fiabilité, de faciliter la maintenance et de minimiser le poids de l'avion [4]. Ainsi, l'avionique, une nouvelle spécialisation pour la conception des systèmes électroniques à bord des aéronefs est née.

Le projet présenté dans ce mémoire est une collaboration entre le groupe de recherche en microélectronique de Polytechnique Montréal et celui de Thales Canada. Ce dernier dirige une compagnie d'électronique spécialisée dans l'aérospatiale, la défense, la sécurité et le transport terrestre. Ce projet codirigé par les Professeurs Mohamad Sawan et Yvon Savaria qui se spécialisent dans la mise en œuvre des circuits intégrés pour diverses applications, telles que le biomédical et l'avionique. Ainsi, le partenariat avec Thales Canada a pour but de mettre au point une interface de récolte d'énergie provenant des lignes de données pour des applications en avionique.

Les avions commerciaux et militaires modernes sont systématiquement équipés d'un certain nombre de fonctions. Un grand nombre de capteurs est requis pour fournir une image correcte de l'environnement pour assurer un fonctionnement optimal de ces fonctions et systèmes [5]. Les connexions pour transmettre la puissance et les données, nécessitant l'usage des câbles dédiés, sont exigées entre les capteurs et les actionneurs. Le nombre croissant de capteurs demande encore plus de câbles [5]. Ces câbles supplémentaires nécessitent un dépannage qui prend beaucoup de temps et, sont coûteux, encombrant et peuvent affecter la sécurité. La durée de vie des systèmes câblés de l'avion peut être réduite par l'exposition aux vibrations, à l'humidité et aux changements de température [6]. L'utilisation de plusieurs câbles entraîne plus de poids, d'espace et de complexité causant une consommation supplémentaire de carburant et donc plus d'émissions de CO₂. Par

conséquent, le câblage est l'une des principales difficultés dans les avions. Récemment, l'industrie avionique explore des nouvelles techniques pour réduire le nombre de câbles nécessaires dans les avions.

Les objectifs globaux de l'ensemble de ce projet se résument à :

1. Développer une architecture efficace pour une chaîne de récolte d'énergie.
2. Concevoir une interface des circuits de récolte comme une solution moins encombrante qui peut être couplée aux capteurs avioniques les rendant autoalimentés sans perturber le bus avionique connu par le « Controller Area Network (CAN) ».
3. Simplifier des circuits destinés à chaque bloc du chemin de récolte.
4. Analyser les blocs conçus pour améliorer davantage l'ensemble de l'interface de récolte.
5. Intégrer et fabriquer ces circuits dans une puce de silicium de dimensions réduites.

En utilisant les données qui sont obtenues à partir des systèmes avioniques et en suivant les documents réglementaires applicables publiés par « Airlines Electronic Engineering Committee (AEEC) » et la norme « Aeronautical Radio Incorporated (ARINC) 825 » [7], nous visons à concevoir et fabriquer une architecture efficace pour une interface intégrée dédiée à la récolte d'énergie provenant des lignes de données avioniques. Le système de récolte de puissance proposé comporte des circuits simplifiés, un fonctionnement efficace, un temps de stabilisation court, une réponse rapide, une ondulation de tension faible, une consommation énergétique très faible, une amélioration de l'efficacité énergétique et, par conséquent une réduction considérable de la masse des câbles installés.

Le système de récolte intégré est implémenté en technologie CMOS 0.35 μm (AMS) dans l'environnement Cadence. La simulation et les résultats expérimentaux ont prouvé que le système de récupération de puissance proposé, formant une structure d'autoalimentation, pourrait fournir la quantité significative de puissance aux capteurs avioniques.

Ce mémoire est composé de six chapitres. Dans le premier chapitre, une brève description de notions fondamentales qui sont nécessaires à l'identification des spécifications du système ainsi que quelques informations générales sont fournies. Ensuite, les difficultés et les critères du câblage sont discutés. Dans la section suivante, des nouvelles techniques existantes pour réduire le câblage sont passées en revue. Ensuite, le protocole CAN, la norme ARINC 825 ainsi que le

fonctionnement de l'interface de récolte d'énergie sont présentés et les états inoccupés du bus CAN sont identifiés en détails.

Le second chapitre consiste en une revue de travaux de pointe liés au sujet de ce projet. D'abord, un tour d'horizon présentant les principales études similaires sur la récolte d'énergie pour différentes applications est effectué. Par la suite, des études sur les nouvelles techniques de communication sont présentées. Pour chaque technique, le principe de fonctionnement ainsi que les avantages et les limitations sont exposés. Enfin, les études basées sur le protocole CAN sont détaillées et l'importance d'une interface pour la récolte d'énergie est définie.

Dans le troisième chapitre, l'article « Harvesting Energy from Aviation Data Lines : Implementation and Experimental Results » soumis à la revue scientifique "IEEE Transactions on Circuits and Systems I" est présenté. Il regroupe les détails techniques concernant le système de récolte d'énergie, la conception et la mise en œuvre des circuits intégré dans un processus CMOS de 0.35 μm et les principaux résultats expérimentaux obtenus.

Ensuite, le mémoire présente au chapitre 4 les détails concernant l'implémentation des divers modules du prototype de système de récolte d'énergie.

Au cinquième chapitre, une discussion générale faisant des liens entre les différentes parties du mémoire est effectuée. Le complément des résultats de simulation, post simulation et expérimentaux est rapporté également dans ce chapitre.

Finalement, une conclusion du travail accompli et des recommandations pour des futurs travaux sont présentées dans le chapitre six.

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Introduction

Il est tout d'abord essentiel de réviser certaines notions nécessaires à la compréhension des éléments constituant le cœur de ce mémoire. Ce premier chapitre est consacré aux concepts importants du projet en débutant avec la récolte d'énergie et sa raison d'être avant d'aborder les autres aspects liés au sujet et sont couverts dans ce travail. Ensuite, le problématique du câblage dans les avions est décrit. Ensuite, le protocole CAN et la norme ARINC 825 sont détaillés. La section suivante de ce chapitre est consacrée à la présentation du contenu du système de récolte d'énergie que nous proposons. Alors que la dernière partie du chapitre serait dédiée à la description des états inoccupés du bus CAN.

1.2 La récolte d'énergie

La récolte d'énergie est une technique qui capture et récupère l'énergie de l'environnement comme une source d'énergie pour la convertir à l'énergie électrique [8-11]. Les sources communes d'énergies ambiantes pour la récolte d'énergie impliquent l'énergie mécanique résultant des vibrations et des déformations; l'énergie thermique des fours et des autres sources de chauffage; l'énergie solaire de toutes les formes des sources lumineuses tels que l'éclairage et le soleil; l'énergie électromagnétique qui est capturée par de bobines et de transformateurs; l'énergie éolienne et l'énergie fluide résultant du flux d'air et de liquide; l'énergie humaine générée par le mouvement humain à pied, la peau humaine et le sang; et l'énergie chimique des processus biologiques [12]. Voici quelques exemples de dispositifs de récolte d'énergie et ses applications :

- L'utilisation des vibrations mécaniques pour fournir l'énergie de déformation au matériau piézoélectrique ou pour déplacer une bobine afin d'alimenter d'autres dispositifs par signaux électromagnétiques [13].
- La récolte l'énergie thermique de la chaleur des machines pour prolonger la durée de vie d'un capteur sans fil [14].
- La récolte d'énergie des cellules solaires monocristallines pour alimenter les capteurs sans fil utilisés dans les applications intérieures [15].

- La collecte d'énergie par couplage inductif à fréquences radio (RF) adaptée à un dispositif implanté dans le corps humain [16].
- La récupération d'énergie éolienne en région éloignée pour les capteurs autonomes de faible puissance [17].
- L'utilisation d'énergie du transfert de poids pendant une étape de marche humaine pour effectuer un travail utile [18].

1.3 Le câblage à bord d'un avion

Les avions commerciaux et militaires modernes sont systématiquement équipés d'un certain nombre de systèmes critiques de sécurité tels que le système de contrôle du moteur et du vol d'aéronef, ainsi que les systèmes non critiques de sécurité tels que le système de surveillance de la santé des structures et des moteurs, le système de contrôle de l'environnement de cabine d'aéronef, le système de divertissement en vol, etc [5]. Ces systèmes demandent un grand nombre de capteurs, à opérer en temps réel, pour leur fonctionnement optimal [5]. Les câbles sont requis pour fournir alimenter les capteurs et transférer les données vers et à partir de ces capteurs. Après l'installation, les câbles ne sont généralement pas remplacés tout au long de la vie de l'aéronef. Cette approche pourrait être une source des problèmes techniques, car un avion typique comme Airbus A380, par exemple, a plus de 450 km de câbles constitués d'environ 98000 fils et 40000 connecteurs [19]. L'exposition aux perturbations, à l'humidité et aux changements de température peut raccourcir la durée de vie des systèmes câblés de l'avion [6]. Le nombre croissant de capteurs demande encore plus de câbles [5]. Ces câbles supplémentaires sont moins sécurisés et nécessitent un dépannage qui prend beaucoup de temps et sont coûteux. Selon un rapport de la marine américaine, six avions ont été perdus en raison d'une défaillance électrique sur une période de dix ans, plus de 78 aéronefs deviennent non fonctionnels à cause des défauts de câblage chaque année [6]. L'utilisation de plusieurs câbles entraîne plus de poids, requièrent plus d'espace causant une consommation supplémentaire de carburant et donc plus d'émissions de CO₂ [20]. La Figure 1.1 montre ces complexités existantes de câblage dans les avions. Par conséquent, ce dernier aspect est l'une des principales difficultés dans les avions.

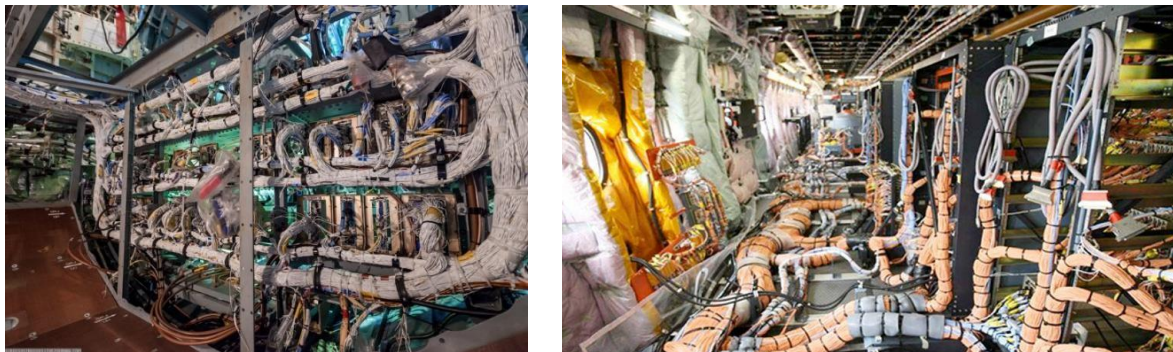


Figure 1.1 : Câblage aérospatial tiré de : <http://www.skyscrapercity.com/> et de <http://www.lefigaro.fr/>

La Figure 1.2 présente les emplacements approximatifs de quelques capteurs typiques requis pour les systèmes de contrôle d'avions. Comme illustré sur cette dernière figure, les capteurs couvrent toutes les sections dans un avion augmentant ainsi la longueur de câbles requis [5].

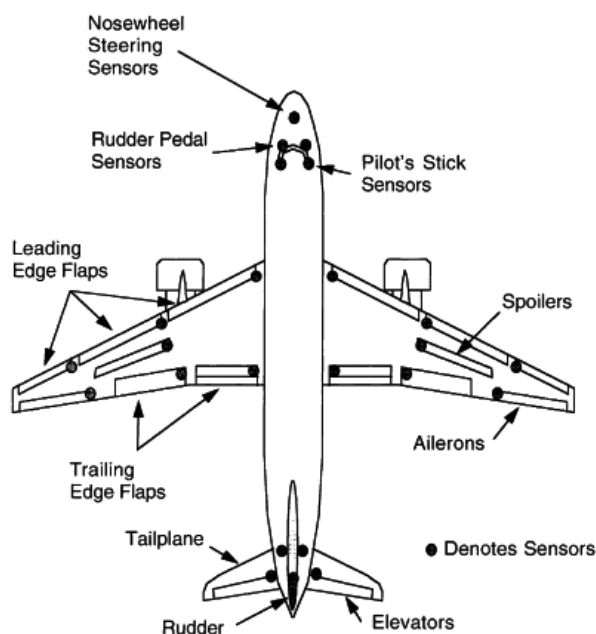


Figure 1.2: Emplacements typiques des capteurs d'un aéronef commercial [21]

1.4 Techniques existantes pour réduire le câblage dans les avions

Récemment, l'industrie avionique explore diverses techniques pour réduire le nombre de câbles nécessaires au bon fonctionnement d'avions et pour les rendre plus légers et plus économes en carburant. La communication sans fil, la communication par le biais de lignes d'alimentation

(Power Line Communication - PLC), la technique de transfert de puissance sans fil (Wireless Power Transfer - WPT) et la transmission d'énergie sur les réseaux d'Ethernet (Power over Ethernet - PoE) sont les approches proposées par les études récentes qui sont bien détaillées dans le chapitre suivant.

1.5 Le réseau de zone de contrôleur (CAN)

Récemment, le protocole du bus CAN (Controller Area Network) a été adapté aux exigences de l'industrie avionique avec la norme ARINC 825 [7] pour se connecter à l'AFDX par des systèmes terminaux et des passerelles comme illustré sur la Figure 1.3 afin de rendre le réseau beaucoup plus évolutif.

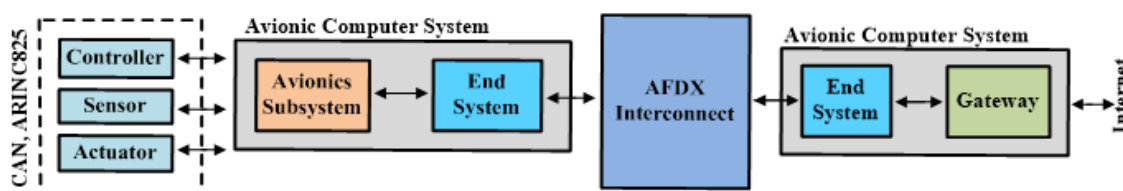


Figure 1.3: Connexion du bus CAN via des systèmes terminaux, des passerelles et AFDX

Le bus CAN qui est destiné à interconnecter de nombreux capteurs et actionneurs (les nœuds sur la Figure 1.4), trouve application principalement dans les systèmes mobiles comme les voitures, les transports publics, les camions, les véhicules militaires et les navires en raison de ses caractéristiques tels que l'immunité électromagnétique, la flexibilité élevée, la bonne capacité de détection d'erreur, le temps de latence court, etc. [7].

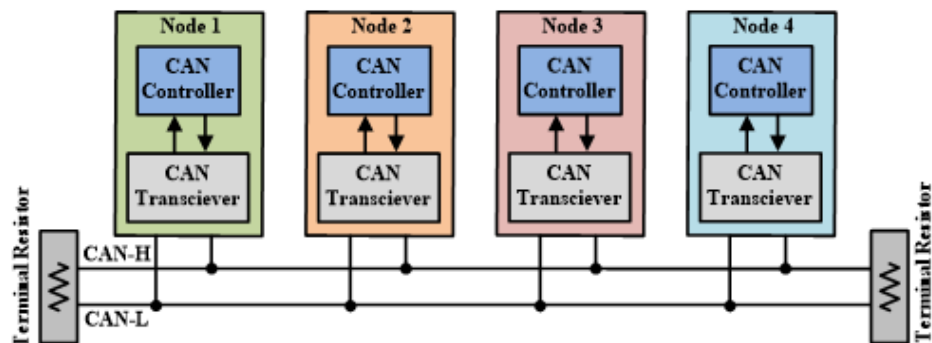


Figure 1.4: Un schéma de connexion typique entre le bus CAN et les nœuds

Le bus CAN, introduit par Bosch dans les années 1980 [22] et installé pour la première fois dans les voitures Mercedes Benz, est un standard industriel ouvert et accepté à l'échelle mondiale avec

un grand nombre de composants normalisés à faible coût mais toujours de haute qualité fabriqués par différents fournisseurs [23]. La disponibilité à long terme des composants pour le bus CAN est intéressante parce que ce bus a été sélectionné par l'industrie automobile dans le monde comme la norme de communication efficace. Ce dernier est l'une des principales normes de communication de l'industrie de l'automatisation [7]. Le CAN a une trame de données courte pour la gestion de la bande passante qui utilise la notion du multiplexage, et qui consiste à rejoindre, à un même câble de données, un grand nombre de dispositifs qui communiquent à tour de rôle. Avec cette technique le besoin de câbler des lignes dédiées pour chaque élément du réseau comme connexion point-à-point serait éliminé. Le bus CAN devient important dès qu'un système, comme une voiture, un avion ou un réseau téléphonique, atteint un certain niveau de complexité rendant la connexion point-à-point impossible en raison de la grande quantité de câbles à installer et du coût correspondant.

La norme ARINC 825 est la standardisation générale (la version avionique) du protocole du bus CAN pour l'utilisation aéroportée (Figure 1.5) [24].

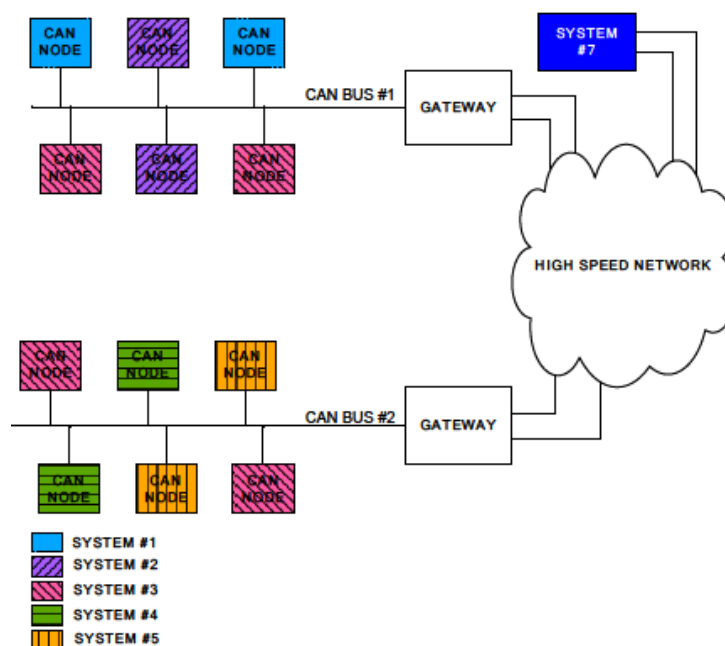


Figure 1.5: Deux bus CAN intégrés avec le réseau d'un système opérant à haute vitesse [7]

"General Standardization of CAN Bus Protocol for Airborne Use" qui a été préparé par "Airlines Electronic Engineering Committee (AEEC)" définit une norme de communication pour les systèmes embarqués en utilisant le bus CAN. Comme discuté ci-dessus, le CAN est un moyen

important de transfert des données pour les avions récents. Comme première étape, il est essentiel d'étudier les spécifications de la norme ARINC 825 pour adapter aux besoins de l'industrie avionique.

1.6 La récolte d'énergie provenant du bus CAN

En utilisant le bus CAN, en particulier, dédié aux systèmes avioniques, nous visons à concevoir et fabriquer une interface intégrée pour récolter l'énergie provenant des lignes de données avioniques faisant partie de ce bus CAN de manière efficace. Le fonctionnement du récolteur d'énergie proposé est comme suite :

- Le système est continuellement à l'écoute du réseau.
- Dès le commencement du temps inoccupé, le récolteur se branche au bus et commence à puiser de l'énergie.
- La tension est d'abord adaptée à la charge puis alimente cette dernière tout en chargeant une capacité.
- Dès la fin du temps inoccupé le récolteur se débranche du réseau pour ne pas perturber la communication.
- La charge continue à fonctionner grâce à l'énergie stockée dans la capacité.

Dans la section suivante l'état inoccupé du bus CAN est expliqué en détails.

1.7 L'état inoccupé du bus CAN

Les états inoccupés de la ligne de données sont utilisés pour récolter l'énergie parce que pendant un tel état inoccupé, aucune donnée n'est transmise mais la ligne de communication est alimentée. En tant qu'une marge de sécurité, l'état inoccupé du bus CAN est recommandé d'être plus de 50% dans chaque période T (temps majeur de trame) [7]. Comme présenté sur la Figure 1.6, afin d'optimiser l'utilisation du bus CAN pour la transmission des données, la deuxième partie de chaque période T est utilisée pour la récolte d'énergie [20]. Pour assurer un haut niveau de fiabilité dans la conception et l'exploitation des réseaux avioniques, le temps inoccupé est réservé pour la gestion d'erreurs inattendues de transmission de données. Dans le cas d'une telle erreur, la trame de données correspondante est renvoyée, pendant ce temps inoccupé. Toutefois, les données renvoyées sur le bus CAN se produisent rarement et environ 99.99% du temps inoccupé n'est

jamais utilisé [7]. Nous profitons donc de l'existence de ces ressources énergétiques pour les récolter et les retourner aux périphériques connectés au bus CAN, sans toutefois affecter le fonctionnement normal du système. Pour estimer le budget de puissance disponible à partir de la technique de récolte proposée, nous considérons un bus CAN sans erreur. Cette hypothèse est valable et justifiée en considérant le fait que cette erreur se produit rarement. Alors, compte tenu de la considération ci-dessus, nous utilisons les états inoccupés comme sources d'énergie pour la procédure de récolte.

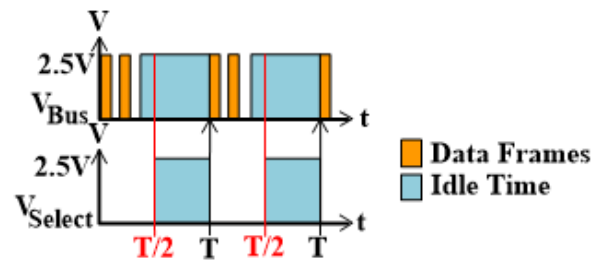


Figure 1.6: États inoccupés (zones T/2 à T) sur le bus CAN

Selon le standard ARINC 825 [7], le bus non flottant CAN fournit trois rails, CAN-haut, CAN-bas et la masse (GND). La tension sur le CAN-haut (CAN-H) est 2.5 V ou 3.5 V, tandis que CAN-bas est défini comme étant 1.5 V ou 2.5 V (Figure 1.7). Pendant l'état inoccupé, la tension sur les CAN-haut et CAN-bas retourne à 2.5 V. De plus, on a la masse qui est 0 V. Les courants maximaux qu'une ligne CAN-H et CAN-L peut fournir sont approximativement égal à 4 mA et 100 mA, respectivement.

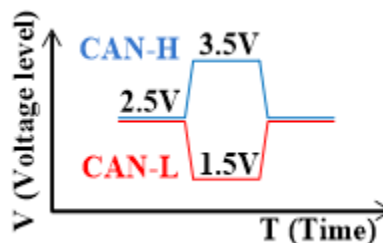


Figure 1.7: Niveaux de tension sur CAN-H et CAN-L par rapport au temps

La puissance récoltée permet d'alimenter de nombreux capteurs à bord de l'avion tels que les capteurs de position par le biais de circuits d'interfaces du récolteur proposé. Nous considérons une charge résistive de 2.5 k Ω pour le système de récolteur.

Selon la norme ARINC 825 [7], les débits de 83,33 kbit/s, 125 kbit/s, 250 kbit/s, 500 kbit/s et 1 Mbit/s sont acceptés pour la transmission de données sur le bus CAN. Pour chaque débit de données du bus, le nombre de nœuds maximums typiques qu'un segment de CAN peut supporter est présenté dans le Tableau 1.1. Chaque nœud peut placer un message sur le bus lorsqu'il n'est pas occupé.

Tableau 1.1: Exigences de transmission de données du CAN bus

Débit de Données (kbps)	Nombre Maximal de Nœuds	Temps Majeur de Trame (msec)	État Inoccupé (msec)	Fréquence (Hz)
83.33	60	455	227.5	2.20
125	50	253.8	126.4	3.96
250	40	101.12	50.56	9.89
500	35	44.38	22.12	22.6
1000	30	18.96	9.480	52.7

Ce nombre de nœuds maximums est suggéré en se basant sur le cycle de vie de conception et de l'environnement d'opération du système [7]. La durée maximale (temps majeur) de trame est définie comme le temps requis pour transmettre tous les messages périodiques au moins une fois et la durée minimale (temps mineur) de trame est la période de temps nécessaire pour que les messages les plus fréquents soient transmis une fois [7]. Basé sur le concept de gestion de la bande passante de l'ARINC 825, tous les nœuds partagent la même période de temps mineur/majeur de trame et, de plus, les temps mineurs de trame doivent être des fractions d'un temps majeur de trame. Pour la charge utile de message de 8 octets avec une longueur maximale de 158 bits, les durées de temps majeurs et leur durée d'état inoccupé résultante et les fréquences de message proposées par ARINC 825 sont listées dans le Tableau 1.1 pour chaque débit de données du bus.

La fréquence de transmission du bus CAN influence directement le temps de stabilisation (t_s) et l'ondulation de tension de sortie (V_{ripple}) de l'interface de récolte d'énergie.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, les notions préliminaires en récolte d'énergie ainsi que la situation de câblage dans les avions ont été abordés. De plus, une description détaillée et une attention particulière ont été portées au protocole CAN et ses états inoccupés.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE ET TRAVAUX DE POINTE DANS LE DOMAINE

2.1 Introduction

Ce chapitre comporte une revue de la littérature pertinente afin de connaître les progrès récents de la problématique du sujet de recherche, d'identifier les liens entre les travaux de recherche et les études antérieures et d'identifier les thèmes fondamentaux du projet. Au début, certaines études similaires sur la récolte d'énergie non-avionique sont présentées. Puis, les études sur les nouvelles techniques de communication existants sont résumées et comparées. Pour chaque technique, le principe de fonctionnement ainsi que les avantages et les limitations sont vérifiés. Enfin, les études basées sur le protocole CAN sont détaillées et l'importance d'une interface pour la récolte d'énergie est traité.

2.2 Récolte d'énergie non-avionique

Nombreuses études sont complétées sur la récolte d'énergie provenant de l'environnement pour la convertir à l'énergie électrique [25]. Quelques exemples de dispositifs de récolte et d'applications sont présentés ci-dessous.

2.2.1 Vibrations mécaniques

Marzencki et al en 2007 présentent un nouveau système de balayage d'énergie ambiante qui converti l'énergie des vibrations mécaniques environnementales en énergie électrique utile pour alimenter de capteurs sans fil. La Figure 2.1 présente le schéma d'un tel système qui utilise un générateur piézoélectrique (transducteur) basé sur la technologie Microelectromecanical Systems (MEMS), un circuit de rectification de tension ultra basse et un circuit de multiplication de tension et enfin une unité de stockage d'énergie. Les résultats expérimentaux rapportés prouvent la possibilité de produire une puissance de l'ordre de 30 nW et une tension de sortie de 3 V en utilisant la technologie 0.13HCMOS9 de STMicroelectronics [26].

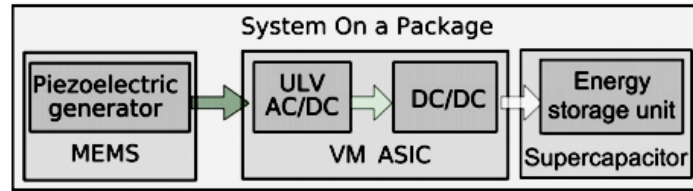


Figure 2.1: Schéma bloc du circuit de récolte d'énergie, tiré de Marzencki et al [26]

2.2.2 Vibration électrodynamique

Dans une autre étude, par Rao et al en 2011, une interface de récolte d'énergie qui utilise une énergie vibratoire électrodynamique pour alimenter la charge électrique est présentée. La Figure 2.2 montre cette interface qui comprend un convertisseur AC-DC et un convertisseur elevateur DC-DC qui sont fabriqués dans le procédé semi-3M-2P 0.5 μm CMOS. Le système atteint un rendement maximal de 60% avec une sortie réglée de 3 V fournissant 3.9 mW de puissance sur la sortie [27].

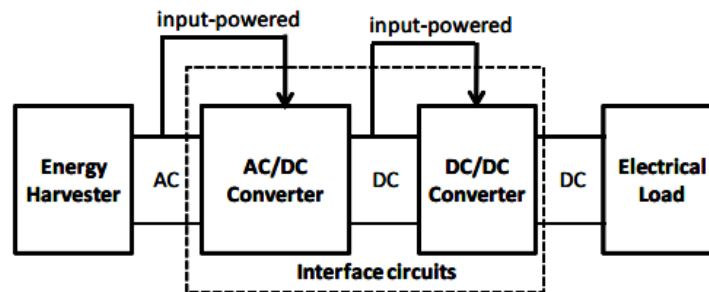


Figure 2.2: Schéma bloc proposé par Rao et al [27]

2.2.3 Énergie électromagnétique

Les travaux de Gharehbaghi et al en 2012 présentent un circuit de gestion de puissance en utilisant la technologie 90 nm de CMOS pour des collecteurs d'énergie électromagnétique basés sur les vibrations est dédiée à de nombreuses applications. La Figure 2.3 montre le schéma bloc du système. Basé sur les résultats de simulation, une efficacité supérieure à 50% et une tension de sortie de 1 V peuvent être obtenues [28].

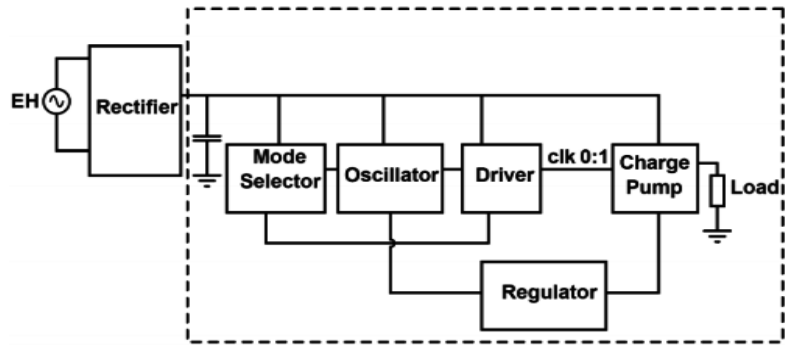


Figure 2.3: Schéma bloc proposé par Gharehbaghi et al [28]

2.3 Techniques récentes de communication

Pour obtenir des avions plus légers et plus économes en carburant, l'industrie avionique explore des nouvelles techniques pour réduire le nombre et la longueur de câbles nécessaires à la transmission de la puissance et des données. La communication sans fil, la communication sur la ligne de puissance (PLC), la technique de transfert de puissance sans fil (WPT) et la puissance sur l'Ethernet (PoE) sont les approches proposées par les études récentes.

2.3.1 La communication sans fil

Les communications sans fil remplacent les liens filaires (Figure 2.4) et sont utilisées avec succès dans diverses applications où les communications câblées ne sont pas physiquement possibles [29]. La communication sans fil peut aider à augmenter le nombre de capteurs qui pourrait améliorer l'efficacité énergétique du système impliqué [30]. En se servant d'une communication sans fil, le poids de l'ensemble de l'aéronef et l'émission de carbone pourront être réduits. Remplacer le câblage physique par des connexions sans fil offre également des avantages en termes de flexibilité, d'interopérabilité et de robustesse améliorée [5].

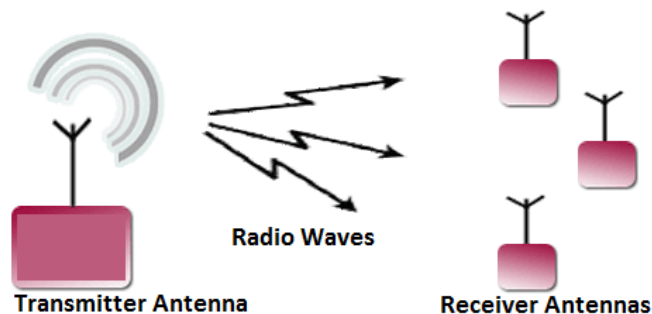


Figure 2.4: Schéma pour la communication sans fil tiré de <http://electronicmaffia.weebly.com/>

En se servant de liens sans fil, une économie de poids a été démontrée par Kiefer en 2007 [31] en supposant seulement une réduction de fil de 50% (120 kg environ) , pour un système de commande d'hélicoptère militaire SH 60. En outre, dans la même étude, Liu et al en 2008 [29] ont discuté de la possibilité d'utiliser des communications sans fil pour remplacer les fils de certains des capteurs de véhicule aérien pour relier ces capteurs à d'autres systèmes embarqués. De plus, dans une étude par Yedavalli et al en 2011 [5], il a été démontré que l'utilisation d'un réseau de communication sans fil peut entraîner une réduction du poids (plus de 40 kg) des systèmes de contrôle Cessna 310R. Malgré tous les avantages de la communication sans fil, cette dernière consomme plus de puissance par rapport à la communication filaire et demeure peu populaire [32]. La fiabilité et la sécurité sont négativement affectées par cette communication qui doit éviter toutes les interférences avec d'autres systèmes sans fil embarqués et celles d'autres systèmes similaires en aérospatiale [31]. Les principales préoccupations concernant l'utilisation de ce type de communications seraient les problèmes de la faible détectabilité des signaux et données non désirés, les rayonnements ionisants, la dissipation thermique, les vibrations, les chocs et les environnements difficiles; être sujet à des problèmes excessifs d'interférence électromagnétique et de compatibilité électromagnétique (EMI et EMC) [33]. En raison de nombreuses préoccupations liées à la sécurité, l'utilisation de communications sans fil pour connecter des capteurs dans les véhicules aériens présente des limitations selon les réglementations actuellement disponibles [31].

2.3.2 Communication par les lignes d'alimentation en puissance (PLC)

La communication PLC vise à supprimer des lignes des données et d'envoyer des données sur les câbles de puissance existants [34]. L'ajout des données sur les lignes de puissance pour les essais et l'évaluation est appropriée, car le temps d'installation et les coûts correspondants peuvent être grandement réduits de manière significative [35].

En 2007 Jones [34] a présenté une étude de faisabilité et la conception matérielle initiale pour la transmission de données sur des lignes aériennes d'alimentation. Ajoutons qu'une transmission de données en utilisant la communication sur la ligne de puissance dans un aéronef est discutée par Kilani et al en 2011 [35]. Cependant, cette communication n'est pas conçue pour transporter les données et est associée aux bruits [34]. Les lignes de puissance sont altérées par le bruit de fond coloré, le bruit à bande étroite, le bruit impulsif périodique et le bruit impulsif asynchrone qui est très nocif pour la transmission de données [36]. Ainsi, maintenir l'intégrité du signal sur les lignes

de puissance nécessite des techniques de signalisation, des architectures robustes niveau système et des matériels supplémentaires [36].

2.3.3 La technique de transfert de puissance sans fil (WPT)

Dans le transfert de puissance sans fil (WPT), la transmission de l'énergie électrique s'effectue par des champs électriques, magnétiques ou électromagnétiques au lieu des connexions filaires. Cette technique est utile pour alimenter les appareils électriques où les fils d'interconnexion sont inconvenients, dangereux ou impossibles. La Figure 2.5 présente un diagramme bloc d'un système de transfert de puissance sans fil. Généralement, ce système se compose d'un émetteur et d'un récepteur. L'émetteur est connecté à une source d'alimentation pour convertir la puissance en champ électromagnétique et le récepteur reçoit la puissance et la reconvertit au courant électrique DC ou AC [37].

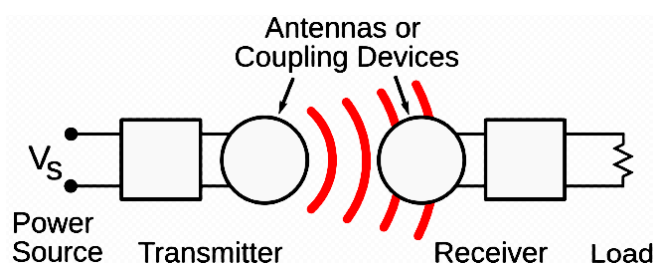


Figure 2.5: Transfert de puissance sans fil tiré de <https://wikipedia.org/>

Hanazawa et al en 2011 [38] ont proposé une nouvelle approche de la transmission de puissance à travers les pneus à un véhicule en utilisant cette technique. Les approches WPT impliquent les porteuses hautes fréquences qui peuvent interférer avec l'équipement de navigation de cabine [39] et sont efficaces dans une plage de propagation de puissance très courte [32]. Des problèmes subsistent concernant la réglementation, les bandes de fréquences, la sécurité, la protection du corps humain, la normalisation, etc. Pourtant, cette méthode n'est pas présentée pour les applications avioniques [37].

2.3.4 Énergie véhiculée sur l'Ethernet (PoE)

La communication PoE est une technique de puissance sur la donnée basée sur l'élimination de la ligne de puissance où la puissance et les données sont transmises sur une seule ligne (Figure 2.6) [40]. Dans la section suivante, cette technique est décrite plus en détail.

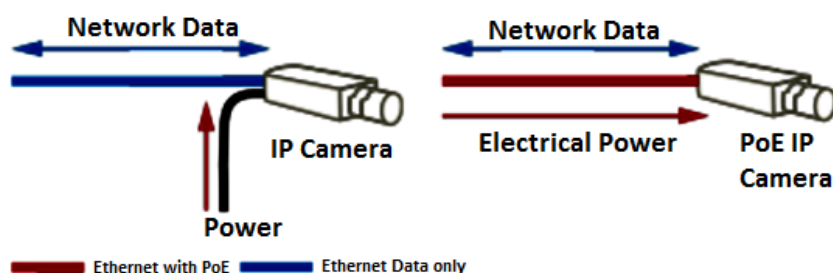


Figure 2.6: Puissance et données transmises sur la même ligne tiré de <http://www.veracityglobal.com/>

• L'Ethernet

L'Ethernet est un protocole de réseau local (Local Area Network - LAN) initialement créé par Robert Metcalfe de Xerox PARC en 1973 et il a été commercialement introduit en 1980 et standardisé en 1983 pour la première fois [41]. Les Figure 2.7 (a) et (b) montrent une redondance double réseau avec le réseau Ethernet et un câble d'Ethernet, respectivement.

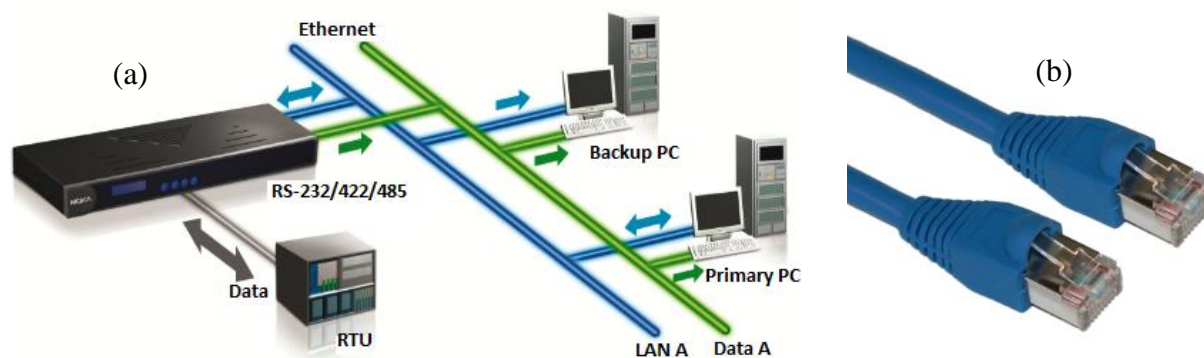


Figure 2.7: (a) Une redondance double réseau avec le réseau Ethernet, tirée de <https://www.neteon.net/>. (b) Connecteurs d'Ethernet, tiré de <http://mxcontracting.com/>

Dans l'industrie aéronautique, comme dans d'autres domaines, Ethernet sert comme une solution de couche physique standard pour les réseaux [40]. Par exemple, l'AFDX (Avionics Full-Duplex Switched Ethernet), initié par Airbus dans la conception et la création de l'A380 [42], qui est une implémentation spécifique de ARINC 664 en tant qu'un protocole basé sur l'Ethernet, est largement utilisé dans les systèmes avioniques modernes [43]. La prévalence de la norme chez les

consommateurs et la technologie de l'information, résultant des faibles prix des composants, des outils largement disponibles et de soutien des connaissances, causent la motivation de cette tendance [40]. Le coût abordable d'installation et l'omniprésence de cette technologie, ainsi que son aptitude technique pour ce domaine d'application sont les raisons de cette tendance. Cette technique peut être utilisée pour établir des liens robustes avec une faible criticité électromagnétique [44]. Les liens d'Ethernet sont compatibles environnementales, ce qui rend cette technologie particulièrement attrayante pour les applications futures dans les avions à base de fibres de carbone, où la connexion commune à la masse est un aspect lourd du système [40]. L'introduction de PoE offre un grand potentiel pour économiser le coût, le poids et ainsi le carburant, en réduisant le nombre de câbles pour une installation du système [40].

La mise sous tension des systèmes terminaux dans les réseaux Ethernet/AFDX classiques s'effectue généralement via PoE, étant donné qu'il est une méthode facile à implémenter pour réduire la complexité du câblage dans les systèmes avioniques basés sur l'Ethernet [45].

Heller et al en 2010 ont présenté la transmission de l'énergie sur l'Ethernet comme un moyen pour utiliser les connexions de données pour la transmission de la puissance [40]. Dans une autre étude, Zhang et al en 2011 ont conçu et réalisé un système de simulation distribuée pour un cockpit d'un aéronef basé sur l'Ethernet embarqué et la technologie de transmission de puissance sur l'Ethernet. Dans leur système, l'alimentation fournit un niveau de tension DC sur le même câble qui transporte des données. En conséquence, cela simplifie grandement l'installation du câblage électrique dans un cockpit étroit tout en améliorant la fiabilité [44].

2.4 Protocole du réseau de zone de contrôleur (CAN)

Comme discuté précédemment, le bus CAN est destiné à interconnecter de nombreux capteurs et actionneurs [24]. Il est principalement utilisé dans les systèmes mobiles comme les voitures, les transports publics, les camions, les véhicules militaires et les navires en raison de ses caractéristiques tels que l'immunité électromagnétique, la flexibilité élevée, la bonne capacité de détection d'erreur, le temps de latence court, etc. [7, 23]. Récemment, le protocole du bus CAN (Controller Area Network) a été adapté aux exigences de l'industrie avionique avec la norme ARINC 825 [7] pour se connecter à l'AFDX par des systèmes terminaux et des passerelles afin de rendre le réseau beaucoup plus évolutif [32].

2.4.1 L'étude récente basée sur CAN

Pour réduire les problèmes de câblage discutés et, en particulier, pour une gestion efficace de l'énergie dans un véhicule aérien, Zhang et al ont proposé une nouvelle technique de récupération de puissance pour obtenir la puissance requise pour les capteurs avioniques et les circuits d'interface [20]. Cette approche était basée sur un schéma de PoE modifié dans lequel la ligne de données n'était ni Ethernet ni AFDX. Au lieu de cela, la puissance dans le bus de terrain (données) ARINC 825, pendant ses périodes d'inactivité, a servi comme une source d'alimentation pour la chaîne de conversion de puissance.

L'architecture de leur système se compose de plusieurs sections qui sont des blocs d'isolations, des commutateurs, une chaîne de conversion de puissance (PCC), un distributeur de tension, un générateur d'horloge, un bloc de contrôle et un bloc de gestion de puissance comme montré sur la Figure 2.8.

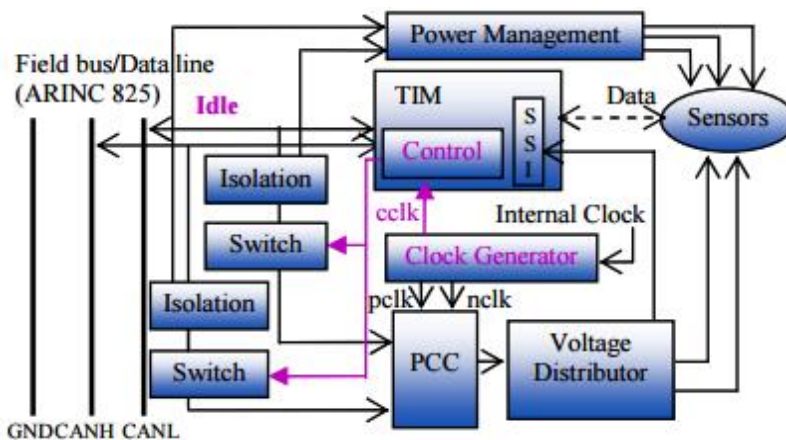


Figure 2.8: Schéma bloc de l'interface proposée par Zhang et al [20]

Cependant, leur étude n'a pas été complétée et s'est limitée à des simulations mixtes (analogique et numérique) se servant de Verilog-A sans l'implémentation au niveau du transistor. Dans leur étude préliminaire, les auteurs n'ont pas réalisé les différents modules dans la chaîne de conversion de puissance proposée, et en particulier les modules fondamentaux tels que le détecteur des états inoccupés et la gestion de puissance qui pourraient avoir un impact significatif sur les performances du système. De plus, leurs valeurs présumées pour la plage de tension et le courant de charge maximum du bus CAN ainsi que la fréquence de commutation n'étaient pas adaptés à la norme ARINC 825.

2.5 Récolte d'énergie provenant du bus CAN

Comme discuté jusqu'à présent dans ce chapitre, pour minimiser le nombre de câbles nécessaires pour transmettre la puissance et les données vers et à partir de capteurs, certaines études ont suggéré l'utilisation des méthodes de communication telles que la communication sans fil, PLC et PoE [31, 34, 40]. D'autres études ont proposé de récolter de l'énergie à partir des sources externes et le convertir en énergie électrique pour alimenter les capteurs [26-28]. Ces sources externes incluent la vibration mécanique, la vibration électrodynamique, l'énergie électromagnétique et etc. qui rendent ces techniques distinctes. L'étude préliminaire par Zhang et al. (discuté dans la section précédente) qui a proposé l'utilisation du bus CAN comme une source d'énergie pour le système de récolte, est une étude la plus pertinente de la technique adaptée dans ce mémoire [20].

Dans ce mémoire de maîtrise, nous présentons une interface de récolte de l'énergie basée sur le bus CAN, nous avons mis en œuvre une chaîne de conversion de puissance (Power Conversion Chain - PCC) intégré sur une seule puce. Pour le faire, nous avons accordé une attention particulière pour concevoir de circuits de bonne performance (basse consommation d'énergie, etc.) et en incorporant des modules nécessaires au bon fonctionnement tels que le détecteur des états inoccupés et un bloc de gestion de puissance efficace basé sur la norme ARINC 825. Faisant une structure auto-alimentée, le système de récolte proposé est destiné à être une unité d'alimentation pour fournir la puissance requis par un capteur avionique de position par exemple.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une revue de la littérature sur certaines études similaires sur la récolte d'énergie non-avionique ainsi que des études principales sur les nouvelles techniques de communication existants ont été abordées. Ensuite, le protocole CAN et divers travaux connexes ont été présentés avant de conclure ce chapitre par un sommaire sur l'importance d'une interface pour la récolte d'énergie et l'annonce du travail complété dans ce mémoire et qui fait l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE 3 ARTICLE 1 : HARVESTING ENERGY FROM AVIATION DATA LINES : IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

3.1 Introduction

À la suite de la présentation de notions fondamentales au Chapitre 1 et à une revue de la littérature au Chapitre 2, dans ce chapitre, la conception et l'implémentation du récolteur dans un procédé de fabrication CMOS 0.35 μm sont présentées. Le contenu de ce chapitre est un manuscrit qui a été soumis à « IEEE Transactions on Circuits and Systems – I » en juillet 2017.

Les contributions de cet article se situent au niveau de la génération d'une nouvelle interface efficace pour la récolte d'énergie en avionique.

L'article est organisé de la manière suivante. D'abord, une introduction établit le contexte du projet par le biais d'une brève revue des travaux pertinents dans le domaine. Puis, le récolteur d'énergie, réalisé en technologie CMOS 0.35 μm AMS, est entièrement détaillé. Finalement, les résultats expérimentaux sont présentés et mis en perspective.

Dans le but de compléter le contenu de l'article présenté ci-dessous, les détails concernant l'implémentation de chaque bloc, ainsi que les résultats de simulation correspondants sont fournis au Chapitre 4. Une discussion approfondie de l'ensemble des résultats de ce mémoire est effectuée au chapitre 5.

3.2 Harvesting Energy from Aviation Data Lines: Implementation and Experimental Results

Maryam Mohajertehrani, Yvon Savaria, *Fellow, IEEE*, and Mohamad Sawan, *Fellow, IEEE*

Abstract—Wiring is one of the main challenges in aircrafts. The avionics industry is exploring new schemes to minimize the number of power and data cables to build lighter, more reliable and fuel-efficient aircrafts. In this paper, we describe a novel integrated power harvesting interface to procure power required for avionic sensors. The implemented power harvesting approach is based on a modified power over Ethernet scheme in which the power in the ARINC 825 field (data) bus during its idle times serves as the source for the power conversion chain. A transistor-level design is carried out in CMOS 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V technology and the system performance is investigated under various conditions to improve its efficiency. From the experimental tests, an overall efficiency of 60% was achieved and the harvesting device provided an output power of 10.08 mW for feeding sensors. Reported experimental results proved that the proposed power recovery scheme could serve as a power recovery unit to supply embedded sensors.

Index Terms—Avionic system, integrated system, microelectronic device, CAN-Bus, energy harvesting, power management.

3.2.1 Introduction

Modern commercial and military aircrafts are routinely equipped with various critical parts such as engine control systems, engine health monitoring units, cabin environmental control and inflight entertainment systems [5]. These systems typically have many sensors. Providing supply voltage to these sensors and transferring data/from them is accomplished through wiring [5]. Wired connections introduce complexity issues to the systems and it is also prone to damage due to its long term wear [33]. A typical aircraft may contain up to one hundred thousand wiring connections and their replacement it is associated with serious technical issues and maintenance costs as discussed in [19]. Also, exposure to wind, moisture and significant temperature changes may shorten the life of the aircraft wired systems [6]. In addition, the increasing number of sensors in recent aircrafts is associated with installation of even more cables. This leads to weight augmentation of aerial-vehicle wiring and consequently, reduced payload capacity, fuel

consumption and CO₂ emissions [33]. Therefore, reducing wiring is one of the main challenges in aircrafts.

Consequently, avionic industry is exploring schemes to minimize the number of cables needed to transmit power and data to on-board peripherals. The industry is promoting the construction of lighter, more reliable and fuel-efficient aircrafts. Recent activities are dealing with wireless communication [5, 29, 33], power-line communication (PLC) [34-36], and power over Ethernet (PoE) techniques [40, 44]. However, wireless communication presents several drawbacks, such as high power consumption compared to wired links, reliability and safety issues [33], immunity to jamming signals, interference to other on-board wireless systems and for various aerospace wireless sensors, a need to provide low detectability to unintended parties [29]. On the other hand, PLC communication aims at transmitting data over aircraft power lines and thus removing data lines [34]. However, in general, power lines are not suitable for broadband data transmission, and due to critical factors such as noise, attenuation, and impedance, they act as a harsh environment for high-frequency signals [36]. In addition, to maintain signal integrity in this approach, signal processing techniques and additional hardware are essential thus increasing the complexity of this method [35].

Concerning PoE communication, it consists of transmitting Power over Data (PoD) using the Ethernet data cable [40]. In aeronautic industry, similar to several other fields, Ethernet is a standard physical layer solution for communication networks [40]. For instance, the Avionics Full Duplex Switched Ethernet (AFDX), an Ethernet-based protocol, is widely used in modern avionic systems as a specific implementation of ARINC 664 [46]. The physical layer of AFDX allows low electromagnetic interference links, also its environmental compatibility has made this approach attractive for composite aircrafts [44]. However, this technique is still not used to recover power and moreover, it is not applicable to feed power to modules that are connected to field buses [20]. Recently, the Controller Area Network (CAN) bus protocol was adapted to the requirements of the avionics industry with the ARINC 825 standard. It can be used to connect many sensors to AFDX by means of end systems and gateways as presented in Figure 3.1 [7].

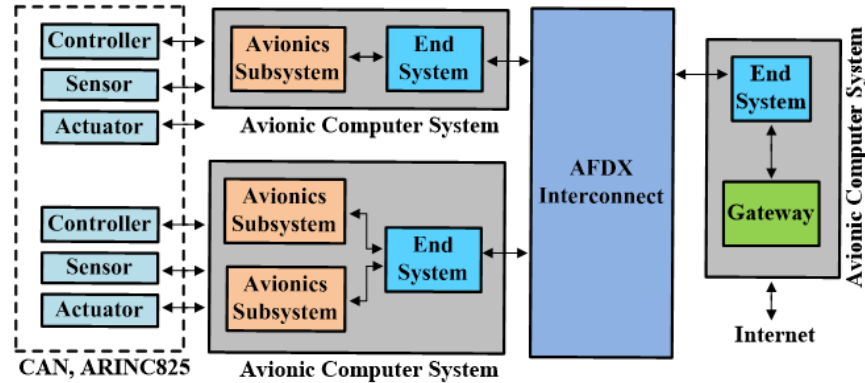


Figure 3.1: Controller Area Network (CAN) and Avionics Full Duplex Switched Ethernet (AFDX) connection through end systems and gateways

The CAN bus aims at interconnecting various sensors and actuators (Figure 3.2) [24]. It is mainly used in mobile systems including automobiles, military vehicles, ships and aircrafts due to its high flexibility, reliable error detection capability, and short latency time [7, 23].

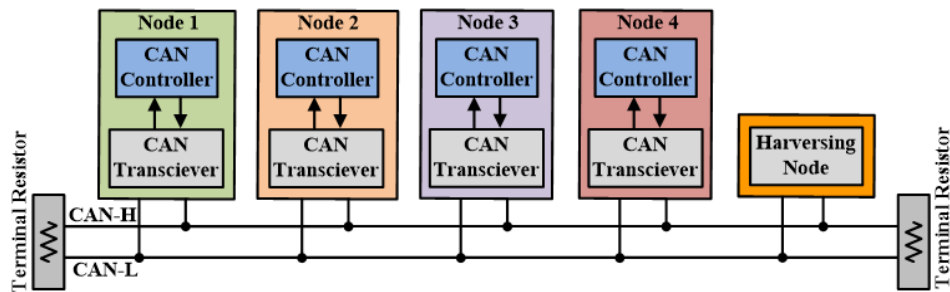


Figure 3.2 : Schematic of the typical connection between CAN bus and the nodes

To reduce the discussed wiring issues and particularly, for an efficient energy management in an aerial-vehicle, Zhang et al proposed to procure power required for avionic sensors from a CAN bus [32]. The approach was based on a modified

PoE scheme in which the data line was neither Ethernet nor AFDX. Instead, the power is harvested from the ARINC 825 field (data) bus during its idle time windows. That preliminary study proposed circuits and building blocks model, and no power management unit was introduced. Moreover, the assumed parametric values for the voltage range and maximum load current of the CAN bus as well as the switching frequency were not consistent with the ARINC 825 standard.

Recently, we introduced a power conversion chain module and some circuits that can be used to implement it [47]. Although we carried out a transistor-level design and improved the system

performance, particularly the power conversion efficiency. The system was lacking several modules preventing direct connection to a CAN bus. We propose in this paper a complete integrated power harvesting interface, including improved versions of previously implemented modules and incorporating new modules such as the idle detector and an efficient power management block based on ARINC 825 standard. The remaining of this paper includes description of the ARINC 825 characteristics in section 3.2.2, followed by the proposed energy harvesting system, its design and implementation that are reported in section 3.2.3. Experimental results are reported in section 3.2.4, and conclusions are drawn in section 3.2.5.

3.2.2 ARINC 825 Characteristics

As presented in Figure 3.3 (a), during the idle state of the CAN bus, no data is transmitted, but the communication line is powered. As a safety margin, the idle state duration of the CAN bus is always, at least, half of each data transmission interval T denoted major data frame [7]. To meet the desired high reliability level in design and operation of avionic networks, the idle time is reserved for managing unexpected data transmission errors. In the case of such an error, the corresponding data frame is resent during the idle time. However, resending data on a CAN bus does not happen frequently, and up to 99.99% of the idle time is never used [7]. As a result, in the current study, similar to [32], we have assumed the error in a CAN bus does not affect its performance and consequently, we identified the idle periods as adequate sources of power for the harvesting procedure.

To optimize the bus usage for data transmission, as shown in Figure 3.3 (a), the last half part of each data transmission interval T is used for energy harvesting. The non-floating bus provides three rails including CAN-High (CAN-H), CAN-Low (CAN-L), and Ground (GND). According to Figure 3.3 (b), the CAN-H is either 2.5 V or 3.5 V, while CAN-L is either at 2.5 V or 1.5 V. Both CAN-H and CAN-L rails source 2.5V during the idle state. The harvested power aims at supplying various avionic sensors such as position sensors and interfacing circuits.

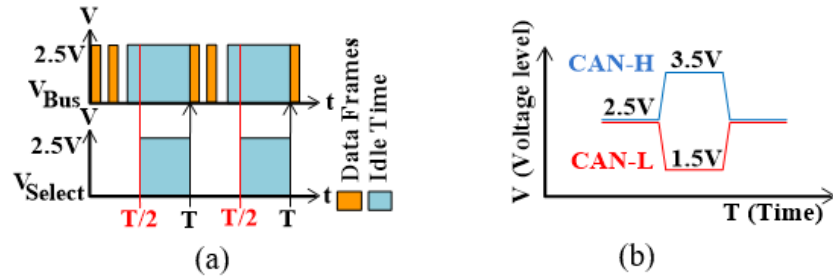


Figure 3.3: CAN bus characteristics: (a) Data and Idle States, (b) Voltage levels on CAN-H and CAN-L

According to CAN bus specifications, the bit rates of 83.33 kbit/s, 125 kbit/s, 250 kbit/s, 500 kbit/s and 1 Mbit/s are accepted for data transmission by the CAN bus [7]. For each data rate, the typical maximum numbers of nodes that a CAN segment is able to support for each data rate are given in Table 3.1. These maximum numbers of nodes are suggested based on the design lifecycle and operating environment of the system [7]. The Major time frames are defined as the time required for transmitting all the periodic messages at least once, and the Minor time frames are the time periods needed for the most frequent messages to be transmitted once [7].

Tableau 3.1: CAN bus data transmission requirements [13]

Data Rate (kbps)	Maximum Number of Nodes	Major Time Frame (msec)	Idle time (msec)	Frequency (Hz)
83.33	60	455	227.5	2.20
125	50	253.8	126.4	3.96
250	40	101.12	50.56	9.89
500	35	44.38	22.12	22.6
1000	30	18.96	9.480	52.7

Based on the ARINC 825 bandwidth management concept, all nodes share the same Minor/Major time frame period, and the Minor time frames should be even fractions of a Major time frame. For 8-byte message payloads and a maximum length of 158 bits, the major time frames and their resulting idle state duration as well as message frequencies proposed by ARINC 825 are also listed in Table 3.1 for each data rate of the bus.

3.2.3 Proposed Power Harvesting Interface

The architecture of the proposed energy harvesting interface is illustrated in Figure 3.4. As shown in Figure 3.4, power is harvested from the CAN bus and subsequently, it is directed to the load through the power management block. This harvesting process is developed a way that is upward compatible with the ARINC 825 standard. The proposed power harvesting system is composed of various modules including, a Rectifier, an Idle state detector, a switch with an OR gate, an energy storage element, two stages of a DC-DC boost converter to increase the voltage level, a non-overlapping clock signal generator, a ring oscillator, two capacitor banks, a low drop out regulator, and a power management block. The switch is activated from the middle to the end of each major time frame, as listed in Table 3.1. The power management module is meant to monitor and transfer regulated power to loads (sensors). In the following sections, the architecture, and function of each building block are discussed.

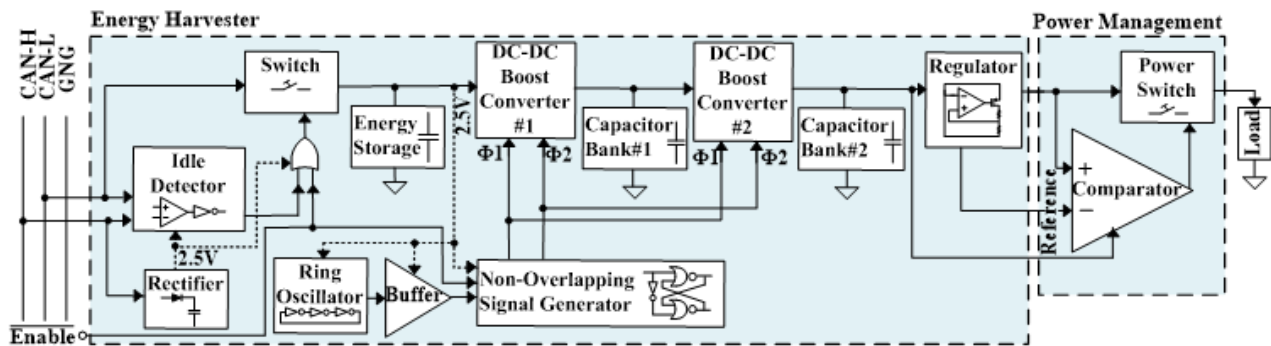


Figure 3.4: Block diagram of the proposed energy harvesting interface

3.2.3.1 Rectifier and Idle Detector

To convert the input pulse from CAN-H to a stable DC voltage, a half-wave rectifier circuit with a diode connected PMOS is utilized (Figure 3.5 (a)). The idle state detector module includes a comparator and an inverter (Figure 3.5 (b)). The main task of this start-up control block is to detect the idle states on the CAN bus by comparing the CAN-H and CAN-L voltages to indicate the time interval where the voltage level of 2.5 V can be harvested. The output of this block is a pulse that controls the switch linking the CAN bus and the internal energy storage capacitor. Turning this switch on initiates the harvesting process.

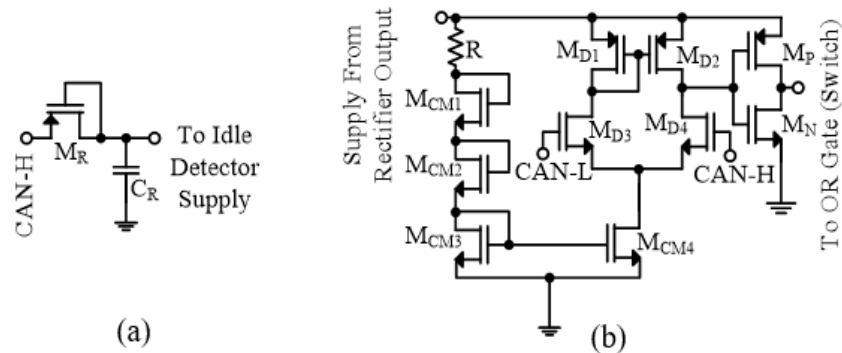


Figure 3.5: (a) A half-wave rectifier circuit, (b) The idle state detector module to identify the idle states of the CAN bus

In low-frequency applications such as the one explored in this paper an operational amplifier can be used as a non-feedback open loop voltage comparator [48]. This circuit is embedded in the idle detector. It has a low complexity due to its simple topology, and a low energy consumption [49].

3.2.3.2 Switch and OR Gate

This switch is controlled by the idle state detector module. A PMOS transistor is used to implement the switch, since it exhibits a low dynamic resistance when propagating a high voltage. To provide a control signal (\overline{Enable} Enable) for the chip, an OR gate is used in the architecture of the system to turn off the interface when necessary.

3.2.3.3 Energy Storage

The harvested power from the idle state is stored in a charge reservoir. To provide enough storage capacity to support large loads, a sufficiently large off-chip capacitor must be used. The output voltage, settling time and voltage ripple depend on the size of this energy reservoir as discussed in subsequent sections.

3.2.3.4 DC-DC Voltage Converter

The voltage delivered from the harvested energy can be insufficient to supply designated sensors and interfacing circuitries. To adapt the voltage level to the requirements of the loads, a step-up converter is proposed. Various DC-DC converters are available in the literature [50]. Their main characteristics include voltage conversion ratio, maximum output power, efficiency, number of components, and power density [51]. The choice of the most appropriate DC-DC voltage

conversion methods depends on these features and the requirements of the harvesting interface [52]. To achieve a high power efficiency with low power consumption and a simple circuit architecture, we have used a capacitive DC-DC converter as shown in Figure 3.6.

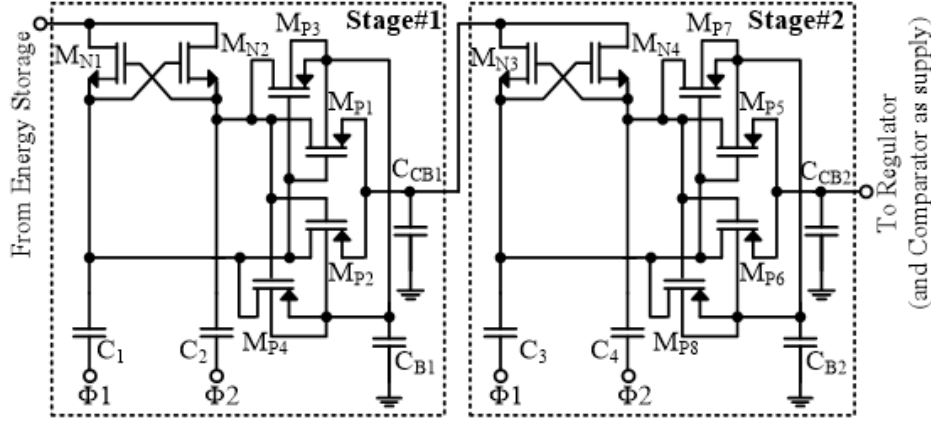


Figure 3.6: Two-stage charge pump of the capacitive DC/DC converter

The gate controlled PMOS transistors fabricated in N-well processes are used as switches, since they present a low threshold voltage, precise on/off interruption and low voltage drop to propagate high voltages when they are suitably sized [53]. The adopted switching technique eliminates charge leakage by means of the PMOS transistors substrate. The small capacitor CB is necessary to preserve the substrate potential during switching. Since using a single stage voltage converter is associated with impractical large circuit components, two voltage doubler stages are used in cascade to achieve a selective voltage level that is crucial for an effective power harvesting procedure [54]. A clock generator module provides a 42 kHz clock to the voltage converters that increase the input voltage (v_{in}) level from 2.5 V to output voltage (v_{out}) of 6 V after two stages based on (1).

$$V_{out} = V_{in} + \alpha \left[\frac{V_{in} C}{C - C_s} - \frac{I_{out}}{f(C + C_s)} \right] \quad (3.1)$$

Here α is the number of cascaded stages, C is the capacitance of the charge pump capacitors, C_s is the capacitance of the parasitic capacitors, and f refer to the switching frequency.

3.2.3.5 Non-overlapping Clock Signal Generator

Clock signals play a key role in the operation of digital and mixed signal circuits [55]. In switched capacitor circuits, non-overlapping clock signal generator circuits are essential [56]. Non-overlapping clock signals (Figure 3.7 (b)) operate at the same frequency and therefore are not high at the same time [57]. A pair of non-overlapping clocks is essential for the operation of the charge pump. The signal from these clocks determine the load transfer time.

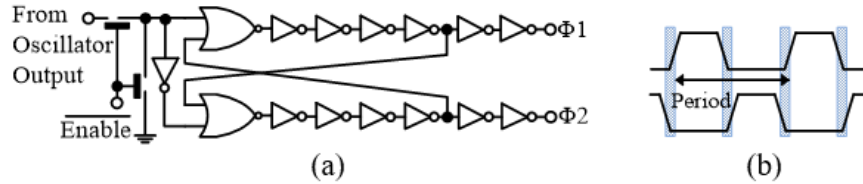


Figure 3.7: (a) Non-overlapping clock generator circuit incorporating OR gates and cascaded intermediate inverters, (b) Resulting non-overlapping clock signals

The circuit shown in Figure 3.7 (a), is a non-overlapping clock generator composed of OR gates and cascaded intermediate inverters used as delay elements and drivers for large capacitive loads. The cascade of inverters in the clock generator of Figure 3.7 (a) is composed of β stages progressively tapered by the factor X expressed by (2) [56].

$$\beta = \ln \frac{C_{load}}{C_{in1}}, X = \left[\frac{C_{load}}{C_{in1}} \right]^{\frac{1}{N}} \quad (3.2)$$

Here C_{load} is the load capacitance and C_{in1} is the input capacitance of the first inverter. Proper values of N and X allows minimizing the delay caused by the inverters [56]. The switches in this circuit are controlled by the Enable signal, which is used to stop the circuit when the harvester is not operating.

3.2.3.6 Ring Oscillator

A relaxation oscillator feeds a square wave clock signal to the non-overlapping clock signal generator [55]. A commonly used low silicon area clock signal generator was adopted [58]. The circuit contains an odd number γ of inverters that are connected in a chain as a ring oscillator. The output of the back-end inverter is looped back to the input of the first, making the system oscillating

(Figure 3.8 (a)). The period of the generated signal, T_{osc} , and the delay caused by each inverter, τ , can be calculated from (3) [59]

$$T_{osc} = 2\gamma\tau \quad \text{with} \quad \tau = \frac{V_{osc} C_g}{I_{ctrl}} \quad (3.3)$$

Here V_{osc} is the oscillation amplitude, C_g is the parasitic capacitance of the NMOS and PMOS transistors, and I_{ctrl} is the control current [60]. For suitable operation of the proposed harvesting system, the oscillation frequency must be adjustable. As presented in (3), the oscillation frequency depends on the number of the stages (γ), and the delay introduced by each stage (τ). To obtain an adjustable frequency current starved inverters were used. Such inverters allow reducing power consumption [61, 62]. To generate a pulse with a desirable frequency needed for driving the non-overlapping clock generator, we used the circuit illustrated in Figure 3.8 (b). This circuit contains nine current starved inverters. The two inverters (buffer) at the end of the chain are used to generate sharp square pulses with an amplitude of 2.5 V.

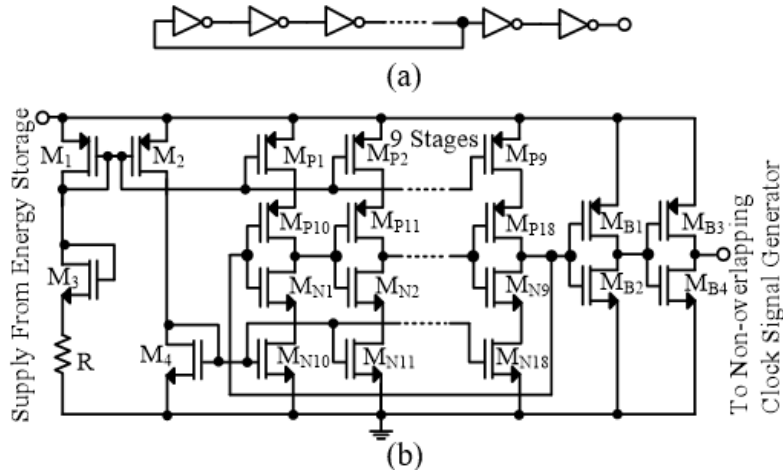


Figure 3.8: (a) Ring oscillator model, (b) Equivalent circuit including nine stages of the current starved inverter

3.2.3.7 Capacitor Banks

An energy harvesting interface must contain energy storage components. The stored energy can be used when the source is unavailable to keep the loads functioning. As shown in Figure 3.3, we used two off-chip capacitor banks that are located at the output of the charge pump circuits. In addition,

to provide a storage for the harvested energy, these capacitors help reducing the ripple of the load supply [63].

3.2.3.8 Regulator

To stabilize the output voltage, a regulator is employed at the front-end of the power management block. Among the various types of voltage regulators, a low-drop out (LDO) voltage regulator is adopted due to its simple topology [64]. The adopted LDO circuit, as illustrated in Figure 3.9 (a), contains an input voltage reference, an error amplifier, a sampling resistor and a series pass element. The operation of the circuit is based on the feedback from the amplifier error signal to control the output current flow in the power transistor that drives the load [65, 66]. As presented in (4), the output voltage level is related to R_1 , R_2 and the reference voltage (V_{Ref}). In the case of variations in the level of output voltage, a feedback voltage divided by R_1 and R_2 and by the reference voltage difference acts to force the error amplifier to adjust the current flowing through the PMOS transistor. This generates a regulated voltage level [67].

$$V_{out} = V_{Ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (3.4)$$

In this circuit (Figure 3.9 (b)), to reduce the ripples on the output voltage and to lower the power consumption, a supply independent biasing current mirror with a high swing and a self-biasing resistor is used. Furthermore, the stabilization of this circuit and the frequency response are adjusted by adding C_C . The capacitor C_F is included in this circuit for filtering the voltage signal (it serves as a reference for the comparator circuit) in order to make it more stable with reduced ripples before transmission to the comparator circuit in the power management block.

3.2.3.9 Power Management

The energy harvested from the CAN bus must be processed by a power conditioning circuit before supplying the load [68]. The main task of the power management block is processing and controlling the flow of electrical energy from the CAN bus to the load to ensure that energy is used efficiently as exhibited in Figure 3.10 [69]. This block continuously monitors the power available at the harvester output against under-voltage (UV) and over-voltage (OV) levels. In the event of under-voltage status, since the available power is insufficient for supplying the load, the harvesting

process keeps functioning, while for the over-voltage level, the power is directed to the load and the harvesting process can be stopped. The power management block is composed of an open loop voltage comparator and a power switch. The comparator controls the output power switch. It compares the harvester output voltage level with a reference voltage to determine whether to connect or disconnect the switch. Due to the use of a supply independent biasing current mirror in the regulator circuit, the output voltage never exceeds 5 V, the nominal value of the sensors supply voltage.

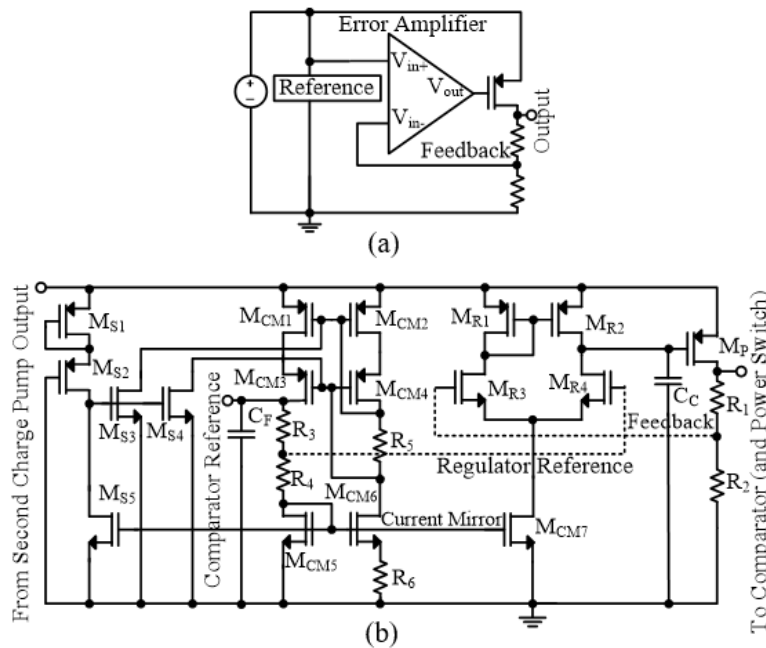


Figure 3.9: (a) Low-drop out (LDO) voltage regulator model, (b) Low-drop out (LDO) voltage regulator schematic with supply independent biasing current mirror and startup circuit.

3.2.4 Results

3.2.4.1 Simulation

The proposed circuits were simulated under the Cadence software environment using the CMOSF 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V technology. As presented earlier, in order to obtain the desired output voltage, a two-stage step-up DC/DC converter is used. Each stage comprise series switches driven by a pair of non-overlapping clocks. To improve the efficiency of the charge pump and therefore the whole harvesting interface, several considerations must be taken into account. From the efficiency point of view, the value of the charge storage capacitors and the frequency of the pulse

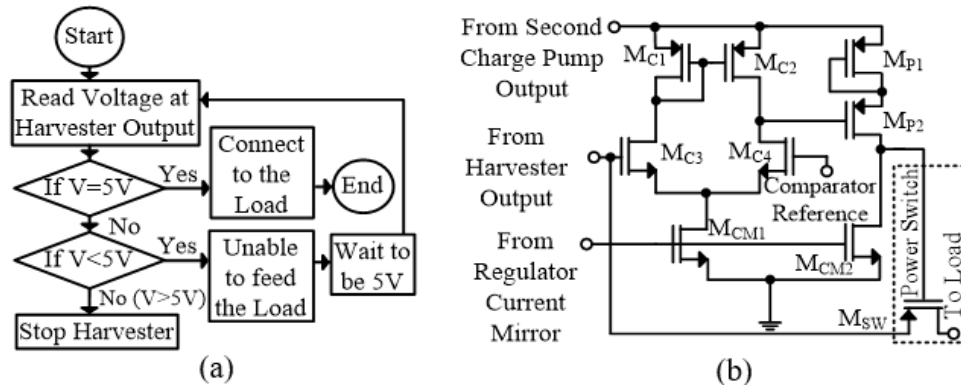


Figure 3.10: Power management unit: (a) Organigram, (b) Corresponding circuit composed of a comparator and a power switch.

generated by non-overlapping clocks are the most important parameters of the charge pump [54]. Consequently, to improve the power efficiency, first, the charge pump circuit was simulated for different values of the charge pump (50 nF to 500 nF) capacitors and clock frequencies (10 kHz to 100 kHz). These simulations were conducted using $V_{in} = V_{clk} = 2.5$ V while, two output capacitors (called capacitor banks) of 470 nF were used after each stage to store charges and to smooth output ripples. The resulting voltage and its settling time, measured at the output of the second stage are depicted in Figure 3.11 that also shows the overall efficiency of the two-stage step-up DC/DC converter.

The amount of charge stored in each stage that is pumped to the subsequent block depends on the switching clock frequency. Thus as shown in Figure 3.11 (a) and Figure 3.11 (b), by increasing the clock frequency, the output voltage increases and its settling time decreases. However, higher clock frequencies are associated with increased switching losses that degrade the efficiency. As presented in Figure 3.11 (c), for all types of capacitors, the peak efficiency of the converter is obtained with a switching frequency of 42 kHz. For higher frequencies, since the charge/discharge of the charge pump capacitors are not performed completely, the power efficiency decreases. This complies with the findings of [54]. Hence, the ring oscillator circuit was set to provide pulses at 42 kHz to the voltage converters. The results reported in Figure 3.11 comply with expectations and show that increasing the capacitive load improves the output voltage and the efficiency of the converter. Indeed, large capacitances provide more charge storage capacity and facilitate the load current handling by the converter. Given that in sub-micron CMOS technologies, internal capacitances larger than 20 pF are considered large, and according to Figure 3.11, optimal

performance of the converter occurs at much larger capacitances. Thus in this study, we used external charge storage capacitors. This is beneficial as external capacitors are associated with a very low stray resistance and therefore, they allow using a low clock frequency that results in reduced switching losses as discussed above [25]. As shown in Figure 3.11 (b), although using large charge pump capacitors improves the load current handling capability of the converter, it increases the settling time of the stage and therefore makes the system slower. According to Figure 3.11, by increasing the capacitance from 100 nF to 500 nF, the efficiency is enhanced only by 1.4% while the settling time is increased by 33.3%. Accordingly, we found that a charge capacitance of 100 nF is sufficient to obtain adequate converter performance

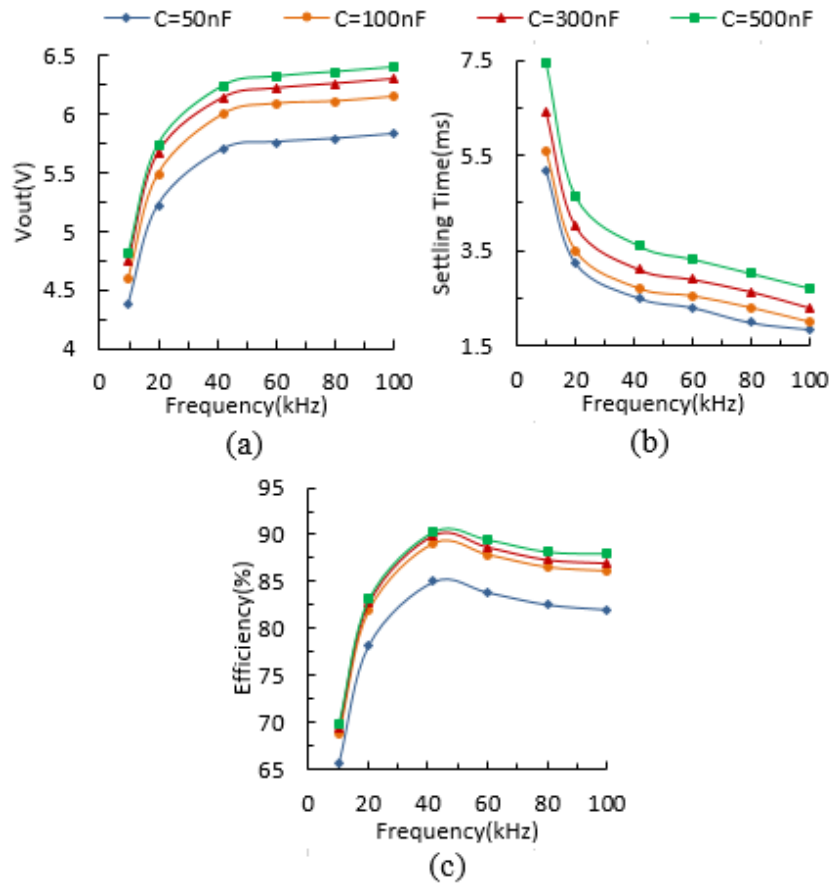


Figure 3.11: Impact of the charge capacitance and switching frequency: (a) Output voltage, (b) Settling time, and (c) Efficiency of the converter measured at the output of the second stage

As discussed earlier, the CAN bus data transmission frequency and the energy storage capacitance are the main determinants of the output voltage (V_{out}) and efficiency of the harvesting system. Moreover, they directly influence the settling time (t_s), and ripple (V_{ripple}) of the output voltage. According to Table 3.1, message data transmission cycles over the CAN bus occur only at specific frequencies including 52.7 Hz, 22.6 Hz, 9.98 Hz, 3.69 Hz and 2.20 Hz (note that the data rate is much higher as explained later). In order to optimize the performance of the proposed power harvesting system, for each data transmission frequency of the CAN bus, we have conducted simulations for different charge reservoir sizes. As illustrated in Figure 3.12, for an identical reservoir size, enhancing the bus data transmission frequency led to an increase in the power efficiency and output voltage level of the harvesting circuit. Moreover, the settling time, and ripple of the output voltage were lowered by increasing this data transmission frequency. Thus in this study, we have considered an ARINC 825 bus that operates at a data rate of 1 Mbit/s with a message length payload of 8 bytes and total length of 158 bits. According to Table 3.1, the duration of the transmitted message at this rate is 18.96 ms that corresponds to a switching frequency of 52.7 Hz. Furthermore, as shown in Figure 3.12, at small storage capacitances of the reservoir, the system was unable to generate the desired 5 V output. This confirms that an off-chip large capacitor is required. Given that the change in the efficiency and output voltage of the harvester obtained by increasing the capacitance from 500 μ F to 1000 μ F was below 4.8% and for space saving purposes, we found that using storage capacitance of 500 μ F was adequate for maintaining the harvesting system useful and supporting the intended loads. In this case, the simulation yields an output voltage of 5.2 V with a settling time of 1.7 ms, and a ripple on the load of 0.1 V. The total power efficiency of 62.05% was calculated in this condition for the proposed interface.

3.2.4.2 Measurement results

The chip layout and the microphotograph of the fabricated chip are illustrated in Figure 3.13, where each module is identified. Furthermore, Figure 3.14 shows the off-chip connections of the integrated chip to the surface mount components. Based on the simulation results, the frequency of the pulse generated by non-overlapping clocks and CAN transmission frequency were set to 42 kHz and 52.7 Hz, respectively. The total active area including I/O pads is 1.3mm x 1.3 mm that was fabricated on the CMOS 0.35 μ m AMS 2-poly 4-metal process.

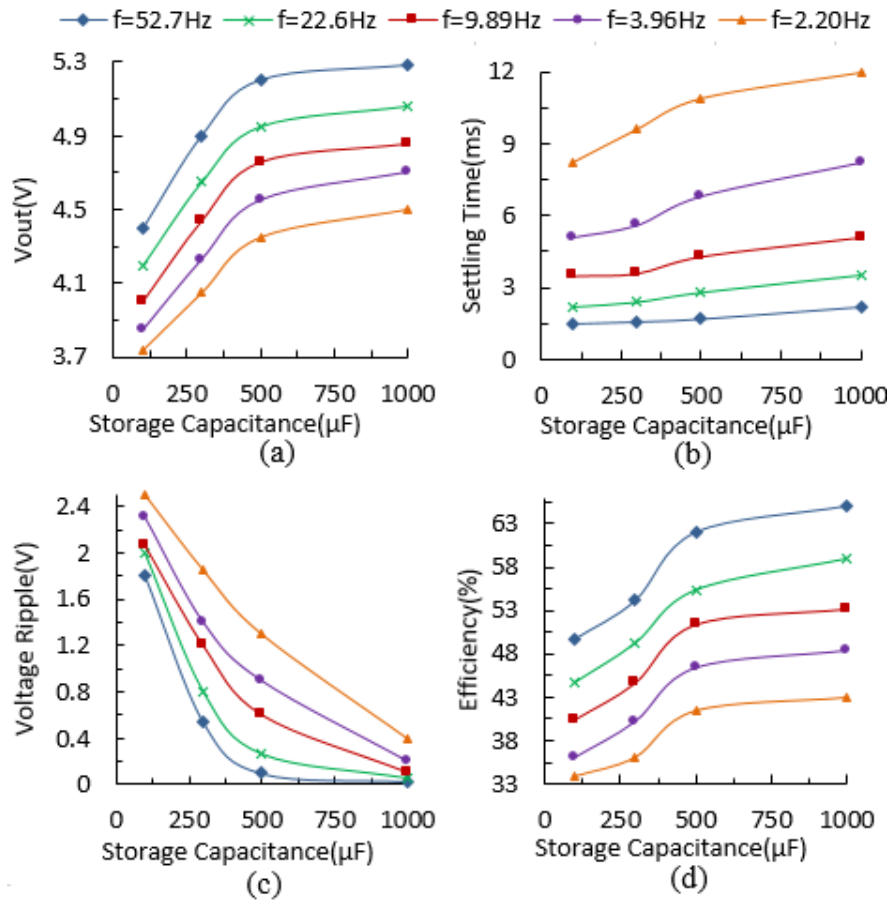


Figure 3.12: Impact of the storage capacitance and data transmission frequency on the performance of the harvesting system: (a) Output voltage, (b) Settling time, (c) Voltage ripple, and (d) Efficiency

Conducting experimental tests on five samples of the fabricated microchip promised consistency of the results. Figure 3.15 shows the measured voltage at various stages of the harvester. The latter yielded an output voltage of 5.02 V with ripple and settling time of 0.2 V and 3.6 ms, respectively. The overall efficiency of 60% was achieved and the power obtained from the bus was 10.08 mW. Table 3.2 summarizes the experimental results and specifications of the proposed harvesting system. In addition, it compares these values with post layout simulation results.

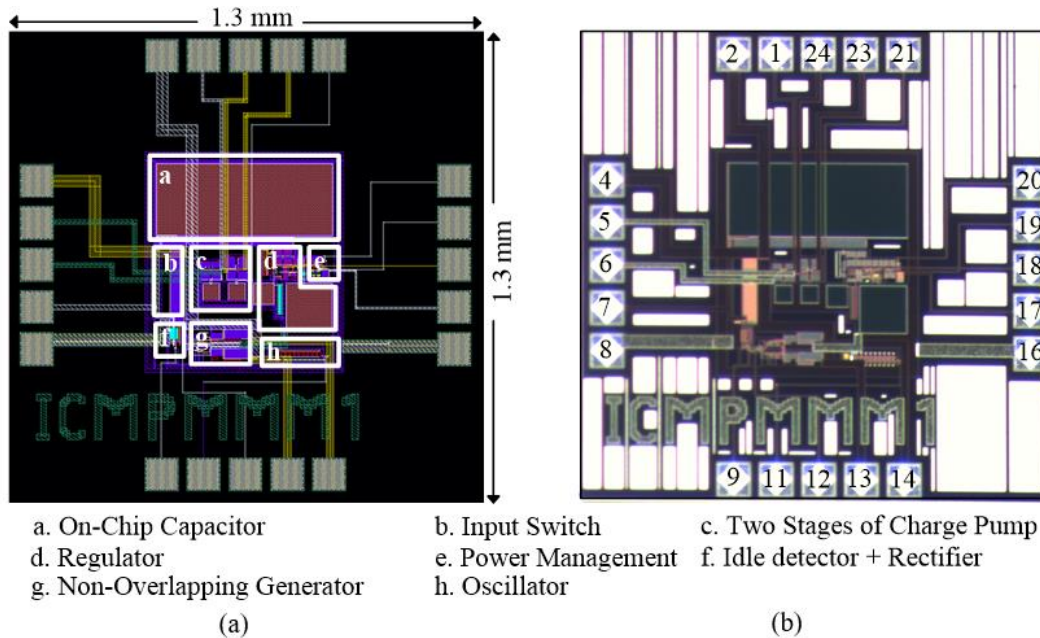


Figure 3.13: The proposed energy harvesting device: (a) Layout of integrated chip, (b) A microphotograph of the fabricated chip. It is implemented with the AMS CMOS 0.35 μm 2-poly 4-metal process and has a total area of 1.69 mm^2 (1.3mm x 1.3 mm)

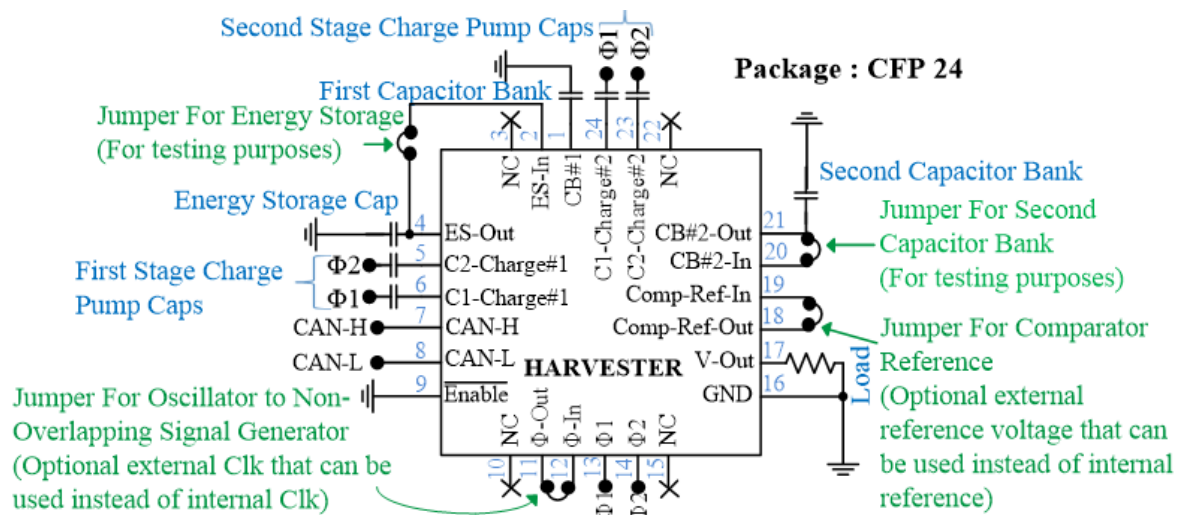


Figure 3.14: Off-chip connections of the integrated chip to the surface mount components.

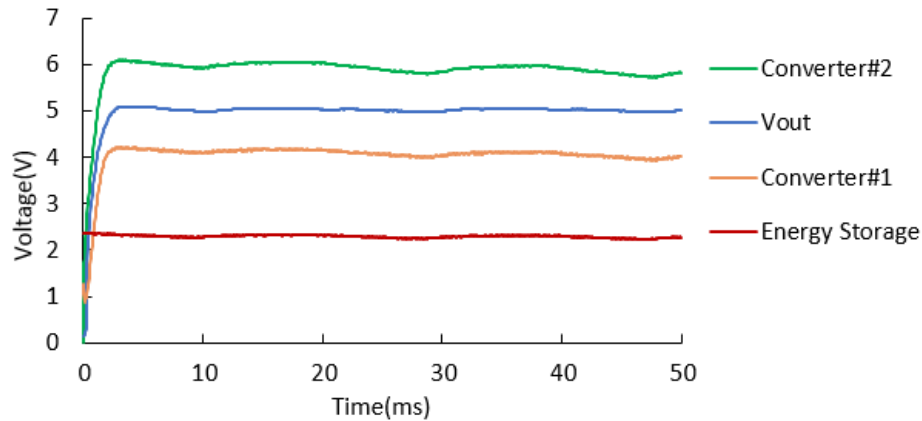


Figure 3.15 : Experimental measurement at various stages of the harvester

Tableau 3.2: Specifications and comparison of the achieved harvesting interface

	Measurement Results	Postlayout Simulation
Technology	CMOS 0.35 μm AMS	
Die Size	1.3 x 1.3 mm^2	
Switching Frequency	52.7 Hz	
Control Frequency of Converter	42 kHz	
V_{Out}	5.02 V	5.1 V
P_{Out}	10.08 mW	10.4 mW
Voltage Ripple	0.2 V	0.1 V
Settling Time	3.6 ms	2.7 ms
Total Efficiency	60%	60.99 %
Total power Consumption	6.7 mW	6.65 mW

3.2.5 Discussion

An integrated power harvesting interface to procure power required for avionic sensors was presented. This novel system features simple design of circuit components, short settling time and low-power consumption and it is implemented in CMOS 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V technology. The harvesting approach was based on a modified PoE technique and the power in the ARINC 825 field (data) bus during its idle operation zones was used as the source in the power conversion

chain. An error-free CAN bus was assumed and the latter half part of each data transmission cycle was used for energy harvesting as shown in Figure 3.3. The power is harvested from the CAN bus through the harvester that is composed of various modules (Figure 3.4). This harvesting process is developed according to ARINC 825 standard and the harvested power is directed to the power management block to supply various avionic sensors such as position sensors and the interfacing circuits. According to Figure 3.11 and Figure 3.12, the best performance of the harvesting system was observed for the CAN bus data transmission frequency of 52.7 Hz and the switching frequency of 42 kHz is used in the non-overlapping clocks. Furthermore, as expected, increasing the storage and charge pump capacitors improved the delivered output power. However, we found the storage capacitance of 500 μF and charge capacitance of 100 nF were adequate for supporting the interface circuits.

As depicted in Table 3.2, there was a strong agreement between the post-layout simulation and experimental results. The fabricated harvesting device provided 10.8 mW for powering up the end systems. Compared to the study by Zhang et al. [20], we conducted a transistor-level design and developed an integrated power harvesting device that is compatible with ARINC 825 standard and it can be connected to a CAN bus and power up the loads entirely.

3.2.6 Conclusion

This paper proposed a novel integrated power harvesting interface that can procure power to avionic sensors. The implemented power harvesting approach is inspired by power over Ethernet schemes in which power is drawn from an ARINC 825 field (data) bus during its idle times. A transistor-level design is carried out in CMOS 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V technology and the system performance is investigated under various conditions to improve its efficiency. From the experimental tests, an overall efficiency of 60% was achieved and the harvesting device provided an output power of 10.08 mW for feeding sensors. The experimental results proved that the proposed power recovery scheme could serve as a power recovery unit to supply embedded sensors.

Our results exhibited a two-fold and three-fold improvement in the system power efficiency and settling time in comparison to the study by Zhang et al. [20]. Reported experimental results confirm that the proposed power recovery system could harvest power for avionic sensors. Further work will explore means to maximize the energy efficiency and further simplifying the circuits.

3.2.7 Acknowledgments

Authors acknowledge financial support from the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada (NSERC) Strategic grant program, and thank Thales Canada for providing technical guidance and support. Thanks are also due to CMC Microsystems for providing design and simulation tools, as well as access to fabrication technology. Thanks are due to F. Hashemi & M. Ali, members of Polystim Neurotech Lab, for their input in this project.

CHAPITRE 4 IMPLÉMENTATION DES CIRCUITS DE RÉCOLTEUR

4.1 Introduction

Les divers circuits composant la puce fabriquée dans le but de valider les résultats obtenus en simulation sont décrits dans le chapitre précédent, sous forme d'un article de revue. Le présent chapitre vise à compléter le Chapitre 3 en décrivant divers circuits du système de la récolte en détails, ainsi que les résultats obtenus par simulation.

4.2 Schéma bloc du système de récolte d'énergie

Comme exposé sur la Figure 3.4, la puissance est récoltée à partir du bus CAN et le bloc de gestion de puissance fournit cette puissance disponible à la charge. Ce processus de récolte est développé selon la norme ARINC 825. Dans les sections suivantes, les différents blocs de la chaîne de récolte sont discutés en détail.

4.2.1 Le rectificateur demi-onde

Un circuit rectificateur demi-onde avec une diode connectée (PFET) est utilisé (Figure 3.5 (a)) qui convertit l'impulsion d'entrée de CAN-H en tension DC stable de 2.5 V sur un condensateur [70] pour alimenter quelques circuits de récolteur [71].

4.2.2 Le détecteur des états inoccupés

Le module détecteur des états inoccupés comprend un comparateur et un inverseur (Figure 3.5 (b)). La tâche principale de ce bloc de commande de démarrage est de détecter les états inoccupés sur le bus CAN en comparant les tensions CAN-H et CAN-L et commute sa sortie pour indiquer celle qui est de 2.5 V (état inoccupé). La sortie de ce bloc est une impulsion qui contrôle le commutateur à l'entrée du système et l'informe d'être ouvert lorsque le processus de récolte commence. Dans les applications de basse fréquence, semblable à cette étude, l'amplificateur opérationnel peut être utilisé comme un comparateur de tension à boucle ouverte principalement conçu sans rétroaction [48]. Ce type de comparateur est implanté dans le détecteur des états inoccupés en raison de ses composants de circuit simples et de sa faible consommation d'énergie [49, 56]. Le Tableau 4.1 présente les spécifications de ce circuit.

Tableau 4.1: Spécifications de circuit détecteur des états inoccupés

Paramètre	Valeur
Impulsion d'entrée de détecteur (CAN-H)	2.5V-3.5V
Impulsion d'entrée de détecteur (CAN-L)	1.5V-2.5V
Tension d'alimentation de détecteur (à partir de rectificateur)	2.5V
Impulsion de sortie de détecteur (à la porte OU)	0V-2.5V
Fréquence de CAN-H et CAN-L	52.7 Hz
Fréquence de sortie de détecteur	52.7 Hz
Consommation de puissance	40.8 μ W

4.2.3 Le commutateur avec la porte OU

Ce commutateur est contrôlé par le module de détecteur des états inoccupés. Un transistor PFET est utilisé en tant qu'un commutateur puisqu'il présente une faible résistance dynamique (Figure 4.1 (a)) [72]. Pour avoir un plot externe d' \overline{Enable} pour la puce, une porte OU est considérée dans l'architecture du système pour arrêter le récolteur si nécessaire. Ce circuit est présenté sur la Figure 4.1 (b). Le Tableau 4.2 présente les spécifications de ce circuit.

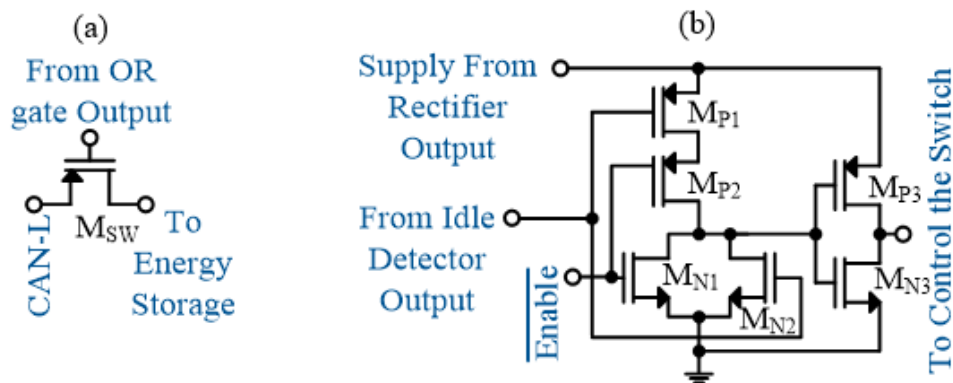


Figure 4.1: (a) Schéma de commutateur à l'entrée du système. (b) La porte OU

Tableau 4.2: Spécifications de circuit commutateur avec la porte OU

Paramètre	Valeur
Impulsion d'entrée de commutateur (CAN-L)	1.5 V-2.5 V
Tension de sortie de commutateur (au stockage d'énergie)	2.5 V
Tension d'alimentation de la porte OU (à partir de rectificateur)	2.5V
Impulsion d'entrée de la porte OU (à partir de détecteur)	0V-2.5V
\overline{Enable}	0V
Efficacité	94.44%
Consommation de puissance	131 μ W
Ondulation de tension de sortie de commutateur (au stockage d'énergie)	0.25 V
Temps de stabilisation de sortie de commutateur (au stockage d'énergie)	1 ms

4.2.4 Stockage d'énergie

Un réservoir de charge est utilisé pour le stockage d'énergie pendant le temps d'inactivité. Un grand condensateur "off-chip" est nécessaire pour fournir suffisamment de stockage pour l'énergie récoltée, maintenir le système de récolte utile et supporter les circuits d'interfaces (lignes pointillées sur la Figure 3.4). Le niveau de tension sur le stockage d'énergie, le temps de stabilisation (t_s) et l'ondulation de tension (V_{ripple}) dépendent de la taille de ce réservoir. Nous avons examiné différentes tailles de condensateurs et étudié leur impact sur la performance du système. En général, l'augmentation de la capacitance du réservoir donne une tension de sortie enlevée avec un temps de stabilisation plus long et une ondulation réduite [63].

4.2.5 Convertisseur DC-DC

Les convertisseurs DC-DC sont largement utilisés dans les applications industrielles et commerciales. La gamme de conversion de tension, la puissance de sortie maximale, l'efficacité de puissance, les nombres des composants, la densité de puissance sont les principales caractéristiques de ces convertisseurs. Il existe plusieurs méthodes pour obtenir une conversion de tension DC-DC. Chacune de ces méthodes a ses avantages et ses inconvénients spécifiques [50]. Le choix de la méthode de conversion DC-DC la plus appropriée dépend de ces caractères et des exigences du système de récolte. Dans notre projet, l'exigence de la tension d'alimentation pour les circuits d'interface de récolteur, la gestion de puissance et la charge qui est un capteur avionique

est tirée par le bus CAN externe qui n'est pas suffisamment élevée pour les alimenter. En plus, les capteurs avioniques (Charge) ont besoin parfois d'une tension d'alimentation quelques fois supérieure à la tension de CAN. Alors, un convertisseur élévateur est crucial afin d'augmenter le niveau de tension.

- **Types de circuit convertisseur élévateur**

Les deux classes de circuits conventionnels pour fournir des tensions supérieures à la tension d'entrée sont : un convertisseur inductif et un convertisseur capacitif. Ces circuits utilisent une commutation de fréquence pour réaliser une conversion de tension. La principale différence entre ces deux types de circuits est les éléments utilisés pour stocker de l'énergie lors de l'action de la commutation et de la conversion. Le convertisseur inductif utilise les inductances et les transformateurs "off-chip" comme des éléments de stockage d'énergie qui ne sont pas appropriés pour l'intégration sur puce, tandis que le convertisseur capacitif (pompe de charge) utilise des condensateurs qui ne sont pas de composants magnétiques et sont plus faciles à intégrer ou moins grand par rapport aux inducteurs [51, 73].

- **Types de convertisseur capacitif (pompe de charge)**

Pompe de charge "Cockcroft-Walton" : Dans le premier circuit multiplicateur de tension proposé par Cockcroft et Walton en 1932 (Figure 4.2), la tension de sortie, obtenue par l'équation 4.1, augmente en considérant les nombres d'étages et deux phases d'horloge. Par conséquent, ce circuit exige de gros condensateurs de couplage pour la conversion efficace et donc n'est pas approprié pour l'intégration sur puce [74].

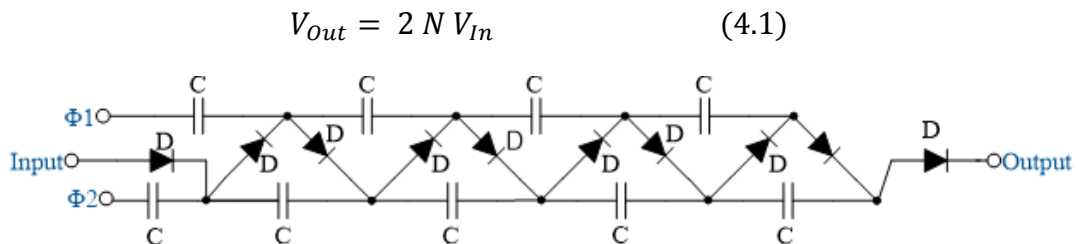


Figure 4.2: Pompe de charge "Cockcroft-Walton" [74]

Pompe de charge "Dickson" : Dickson a mis au point en 1976 un circuit (Figure 4.3) qui est adopté à l'intégration afin d'améliorer l'efficacité de conversion et l'impédance de sortie, mais, la chaîne de conversion est réalisée en utilisant des transistors NMOS connectés en diode en série et,

par conséquent, chaque étage présente une chute de tension déterminée par la tension de seuil modifiée par l'effet de substrat. En particulier, au niveau des nœuds à haute tension proches de la sortie, l'augmentation de la tension de seuil peut réduire le gain de pompage de tension de manière significative. La tension de sortie de ce circuit est déterminée par l'équation 4.2.

$$V_{Out} = V_{In} + N(V_{Clk} - V_{th}) - V_{th} \quad (4.2)$$

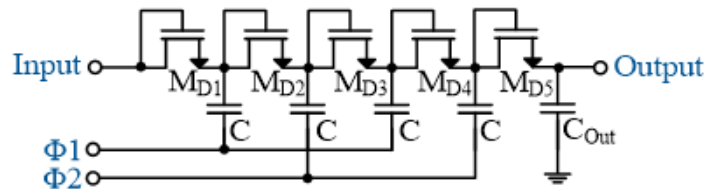


Figure 4.3: Pompe de charge "Dickson" à quatre étages [74]

Une mauvaise précision, une consommation d'énergie considérable et une dépendance de la tension de sortie aux paramètres du procédé sont les autres inconvénients importants de cette structure [74].

Pompe de charge "Static Charge Transfer Switch (CTS) " : Ce circuit (Figure 4.4) améliore le circuit de Dickson en utilisant des commutateurs MOS pour augmenter le gain de tension de pompage. Cette configuration a un problème d'une fuite de la charge dans le sens inverse de la CTS, ce qui entraîne une réduction du gain global de la tension de pompage [75].

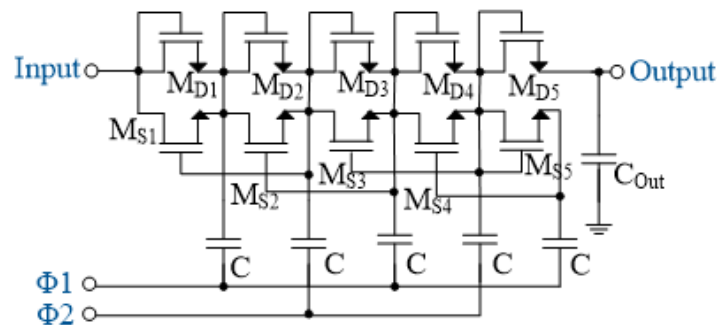


Figure 4.4: Pompe de charge "Static Charge Transfer Switch (CTS) " [75]

Pompe de charge "Dynamic charge transfer switch" : Dans ce circuit (Figure 4.5) chaque CTS est accompagné d'une paire de transistors auxiliaires de passage afin de faire d'éteindre le CTS complètement. Alors ils peuvent également être activés facilement par le signal de commande vers l'arrière. Mais ce circuit est complexe [75].

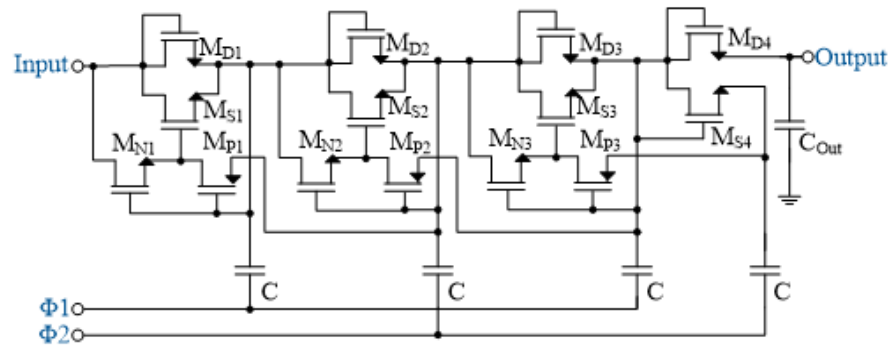


Figure 4.5: Pompe de charge "Dynamic charge transfer switch" [75]

Pompe de charge avancée : Ce circuit (Figure 4.6) se compose d'une pompe de charge, un générateur d'horloge, et un module de transfert de charge. Les charges stockées dans le module de pompe de charge sont pompées vers la sortie par un chemin unidirectionnel fourni par le module de transfert de charge [53, 54, 76].

1- Pompe de charge : Ce circuit est adopté à la technologie CMOS qui présente d'interconnexion d'une paire de transistors NMOS.

2- Générateur d'horloge : Le circuit comporte deux entrées d'horloge sans chevauchement où la seconde est dans la phase inverse de la première. Par le basculement de l'horloge, la somme de l'horloge et de la tension d'alimentation est induite dans la plaque de condensateur qui est connectée au module de transfert de charge.

3- Module de transfert de charge : Afin d'avoir un transfert de charge avec succès, il est essentiel de fournir un chemin unidirectionnel. Un module qui observe cette exigence est un module de transfert de charge constitué par les transistors NMOS connectés en diode.

Mode de fonctionnement

Lorsque ϕ_1 est au niveau bas, le transistor M_{N2} est ouvert. Au même moment, ϕ_2 est au niveau haut et ferme le transistor M_{N1} . Le condensateur C_1 commence à se charger par la tension d'entrée. Lorsque ϕ_1 est au niveau haut, il remonte la plaque haut de C_1 à deux fois de la tension d'entrée. À cet instant, le commutateur M_{S1} ferme et la tension de sortie est multipliée jusqu'à deux fois la tension d'entrée. Aussi dans cet instant M_{N2} ferme, le condensateur C_2 se met à charger comme l'a fait précédemment C_1 . Les rôles s'inversent et la tension de sortie devient toujours deux fois la tension d'entrée [77, 78].

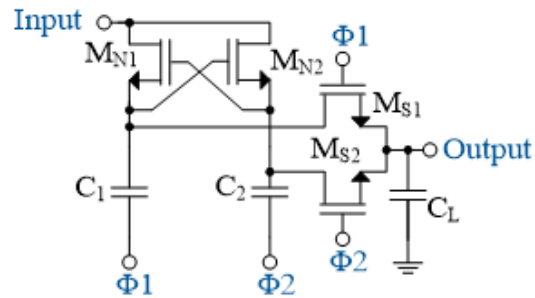


Figure 4.6: Pompe de charge avancée [54]

Bien que des transistors NMOS sont rapides, bénéficient d'une grande conductivité et de moins de capacité de grille mais leur tension de seuil les rend inappropriés. En effet, les commutateurs PMOS avec les grilles contrôlées comme les commutateurs en séries fabriqués dans des procédés de puits N sont souvent préférés car ils présentent une tension de seuil basse et d'interruption on/off précise et ne présentent pas une chute de tension significative. Mais leur problème est l'effet de substrat (Figure 4.7).

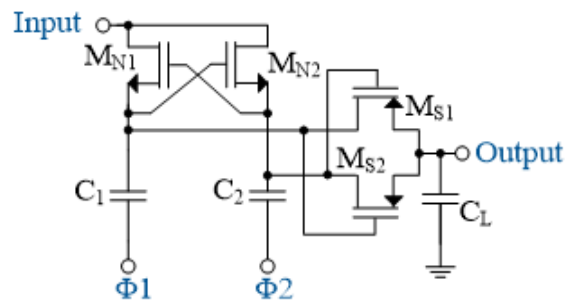


Figure 4.7: Doubleur de tension à un étage [54]

Afin de régler ce problème il faut utiliser la technique de commutation de substrat pour éliminer la fuite de charge par le substrat de transistors PMOS. La Figure 4.8 présente le schéma complet de ce circuit. Ce circuit a une amélioration des commutateurs en série. En plus, le courant de substrat est totalement supprimé par la technique de commutation de substrat. Le petit condensateur C_{B1} est nécessaire pour préserver le potentiel de substrat lors de la commutation.

tension et pour évaluer correctement leurs performances. Les résultats dépendent d'une multitude de paramètres incluant le procédé de fabrication utilisé, la tension d'alimentation, le nombre d'étages, la fréquence des horloges, les capacités de pompage et la capacité de sortie. Il est difficile de comparer les circuits distribués puisque chacun d'eux a été utilisé dans un contexte spécifique pour atteindre les objectifs visés. En outre, les mesures effectuées sur les prototypes sont incomplètes en considérant le fait que chaque auteur insiste sur les résultats qui lui importent. Il est essentiel de prendre en compte les différents paramètres et les résultats dans leur ensemble afin de faire le bon choix. Dans notre système, un convertisseur de tension illustré sur la Figure 4.8 est choisi. La réalisation d'un convertisseur de tension à un étage implique des éléments de circuit avec grande taille. Alors deux circuits à un étage en cascade dans une chaîne en série sont utilisés (Figure 3.6 et Figure 4.9). La tension de sortie de l'étage précédent sera la source d'alimentation du prochain. En utilisant deux étages de convertisseur de tension, une tension sélective, ce qui est essentielle pour avoir une puissance efficace est obtenue.

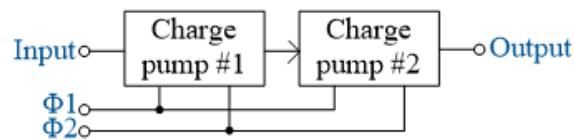


Figure 4.9: Pompe de charge à deux étages

4.2.6 Générateur d'horloge sans chevauchement

Comme expliqué dans la dernière section, afin d'augmenter le niveau de tension, nous avons choisi le convertisseur de tension pompe de charge pour notre système de récolteur. Ce circuit exige des signaux d'horloge sans chevauchement pour son bon fonctionnement.

Les signaux d'horloge sont importants pour le fonctionnement des systèmes numériques et analogiques. Idéalement, les signaux d'horloge doivent avoir des temps de montée et de descente nul et aussi, des "duty cycles" constants. En réalité, ce n'est pas le cas. Les circuits générateurs de signaux d'horloge sans chevauchement sont utilisés dans les circuits à capacités commutées. Alors, une paire d'horloges sans chevauchement est essentielle pour le circuit pompe de charge [56]. Ces horloges déterminent le moment où les transferts de charge se produisent et ils doivent être sans chevauchement pour ne pas perdre la charge. Ce terme de sans chevauchement se réfère à deux signaux logiques fonctionnant à la même fréquence et arrangés de telle façon que les signaux ne

soient pas au niveau haut simultanément [55]. Les signaux d'horloge sans chevauchement à fournir au circuit convertisseur sont présentés sur la Figure 3.7 (a).

Figure 4.10 présente un générateur de sans chevauchement à deux phases à partir d'un seul signal d'horloge. Ce circuit peut être construit à partir des portes NON-OU et des inverseurs comme des éléments de retard en cascade.

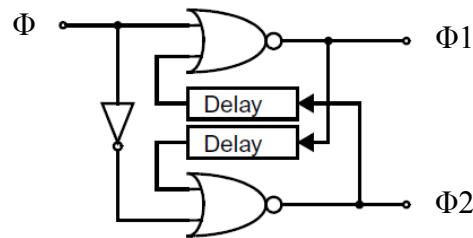


Figure 4.10: Circuit d'horloge sans chevauchement [55]

Lorsque les signaux de sortie du générateur de signaux d'horloge sans chevauchement commutent, il faut un déphasage pour éviter que les signaux soient au niveau haut simultanément. Cet écart de temps entre les signaux dépend du retard de propagation des signaux. Pour conduire les grandes charges capacitives à une vitesse acceptable, des tampons intermédiaires sont souvent utilisés. L'utilisation des inverseurs à une échelle appropriée pour la charge capacitive réduit le délai [57]. Alors, la conception d'un circuit d'horloge sans chevauchement pour conduire les grandes charges capacitives avec un retard minimal est important dans notre système. Une grande capacité de charge peut affecter considérablement sur le retard par un inverseur. Afin d'éviter cette situation, nous ajoutons des circuits tampons (une chaîne d'inverseurs) entre le circuit d'horloge sans chevauchement et les condensateurs des circuits de pompe de charge (Figure 4.11).

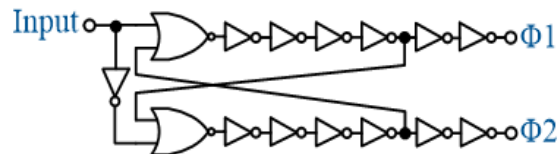


Figure 4.11: Circuit d'horloge sans chevauchement avec les inverseurs et les tampons

La chaîne d'inverseurs (tampons) conduit une capacité de charge. En déplaçant vers la charge (Les condensateurs de pompe de charge) dans une cascade de N inverseurs, chaque inverseur plus grand que la précédente par un facteur X (la largeur de chaque transistor MOS est multipliée par X), un délai minimal peut être obtenu à condition que X et N soient correctement choisis. En effet, la

capacité d'entrée de chaque inverseur est plus grande que la capacité d'entrée d'inverseur précédent. Ce circuit est illustré sur la Figure 4.12 [57].

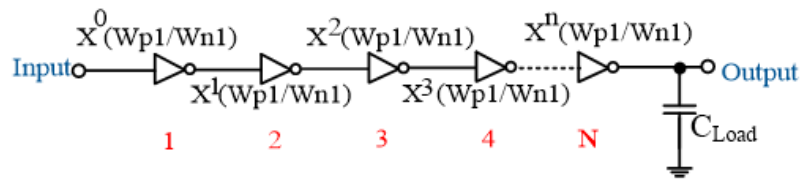


Figure 4.12: Inverseurs en cascade pour conduire une grande capacité de charge [56]

Afin de calculer X et N les équations 4.6 et 4.7 sont utilisées pour la conception de tampon pour conduire une grande capacité [57].

$$N = \ln \frac{C_{load}}{C_{in1}} \quad (4.6)$$

$$X = \left[\frac{C_{load}}{C_{in1}} \right]^{\frac{1}{N}} \quad (4.7)$$

où N est le numéro d'inverseurs utilisés, X est le facteur de multiplication, C_{load} est la capacité de charge et C_{in1} est la capacité d'entrée du premier inverseur.

Les commutateurs de ce circuit sur la Figure 4.13 sont commandés par le plot externe d' \overline{Enable} et arrêtent le fonctionnement du circuit une fois que le récolteur ne fonctionne pas. A fins d'optimisation, on a utilisé des transistors plus petits (3.3 V) pour la partie rouge sur la Figure 4.13. Le facteur de multiplication approprié pour ces inverseurs est de 3.

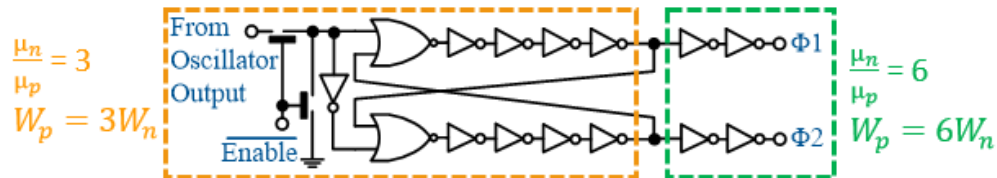


Figure 4.13: Circuit sans chevauchement

- **Le rapport de mobilité**

La différence entre les largeurs de transistors NFET et PFET dans un inverseur (Figure 4.14 (a)) est causée par la différence de la mobilité des électrons et des trous avec des trous étant un facteur de ~ 10 plus lent que les électrons dans la technologie CMOS 0.35 μm AMS en considérant l'équation 4.8.

$$\frac{\beta_n}{\beta_p} = \frac{\mu_n C_{oxn} \left(\frac{W}{L}\right)_n}{\mu_p C_{oxp} \left(\frac{W}{L}\right)_p} = \frac{\mu_n}{\mu_p} \quad (4.8)$$

Les tailles des transistors PMOS et NMOS sont mises de telle sorte que le seuil de commutation d'un inverseur, dans notre processus CMOS, situera au milieu entre les rails d'alimentation. L'effet de modifier le rapport W_p/W_n est de déplacer la région transitoire. En augmentant la largeur de PMOS ou de NMOS, la tension de seuil déplace vers VDD ou vers la masse, respectivement. Cette propriété peut être très utile, car dans certains modèles, les caractéristiques de transfert asymétriques sont appropriées [79]. La Courbe de transfert de tension pour l'inverseurs dans cette technologie avec $W_p/W_n = 10$ est montré sur la Figure 4.14 (b).

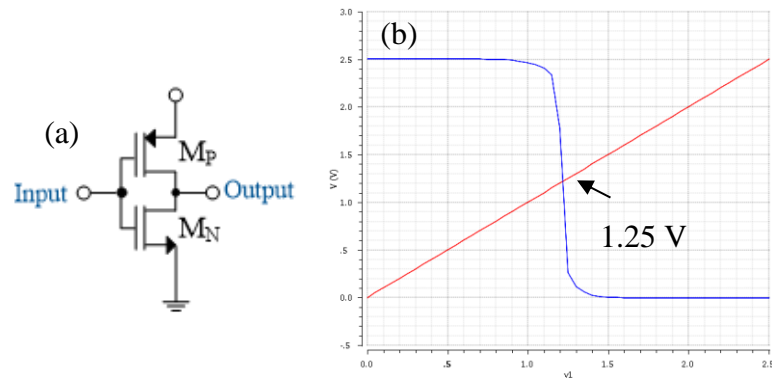


Figure 4.14: (a) Circuit d'inverseur. (b) Courbe de transfert de tension pour l'inverseur avec le facteur 10

La Figure 4.15 montre le circuit sans chevauchement au niveau de transistor.

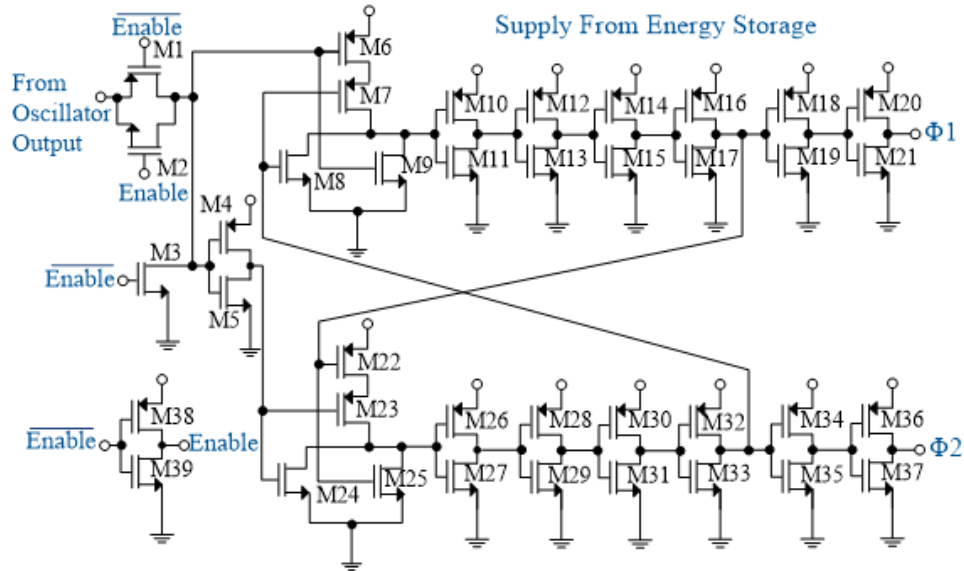


Figure 4.15: Circuit sans chevauchement au niveau de transistor

La Tableau 4.3 présente les spécifications du circuit convertisseur avec le circuit sans chevauchement

Tableau 4.3: Les spécifications du circuit convertisseur avec le circuit sans chevauchement

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée de première pompe de charge (à partir d'stockage d'énergie)	2.5 V
Tension de sortie de première pompe de charge (à la deuxième pompe de charge)	4.4 V
Tension de sortie de deuxième étage (au régulateur)	6 V
Fréquence de ϕ (l'entrée de circuit sans chevauchement à partir d'oscillateur)	42 kHz
Fréquence de $\phi 1$ et $\phi 2$	42 kHz
Impulsion d'entrée de circuit sans chevauchement (ϕ)	0V-2.5V
Impulsion de sortie de circuit sans chevauchement ($\phi 1$ et $\phi 2$)	0V-2.5V
Efficacité avec circuit sans chevauchement	80.62%
Consommation de puissance	3.1 mW
Ondulation de tension de sortie de première pompe de charge	0.19 V
Ondulation de tension de sortie de deuxième pompe de charge	0.23 V
Temps de stabilisation de sortie de première pompe de charge	2.7 ms
Temps de stabilisation de sortie de deuxième pompe de charge	2.8 ms

4.2.7 Oscillateur

Afin d'avoir le signal d'horloge pour appliquer au circuit sans chevauchement, un oscillateur est requis. Un oscillateur électronique est un circuit électronique qui produit un signal électronique répétitif comme une onde sinusoïdale ou une onde carrée de très basses fréquences à très hautes fréquences avec une fréquence et une amplitude désirées sans nécessiter d'entrée sauf une alimentation [80, 81].

- **Types d'oscillateur électronique**

Il existe deux principaux types d'oscillateurs électroniques :

1- L'oscillateur harmonique : L'oscillateur harmonique produit une sortie sinusoïdale qui sont généralement réalisés en utilisant une sorte de fréquence sélective ou circuit accordé dans une configuration de rétroaction [82].

Oscillateur LC : Cet oscillateur comme l'oscillateur Hartley, l'oscillateur Colpitts et l'oscillateur Clapp utilise un circuit accordé composé de condensateurs et d'inductances et est utilisé pour générer des signaux haute fréquence.

Oscillateur RC : Cet oscillateur comme l'oscillateur à déphasage et l'oscillateur Wien bridge utilise des résistances et des condensateurs et est utilisé pour générer des signaux basse fréquence.

Oscillateur à cristal : Cet oscillateur comme l'oscillateur Pierce utilise le cristal de quartz et est utilisé pour générer un signal de sortie hautement stabilisé.

Oscillateur à résistance négative : Cet oscillateur comme l'oscillateur de diode accordée utilise la caractéristique de résistance négative des dispositifs tels que des diodes tunnel.

2- L'oscillateur de relaxation : L'oscillateur de relaxation est utilisé pour produire une sortie non sinusoïdale carré, rectangulaire ou dents de scie qui sont généralement réalisés en utilisant un circuit de rétroaction non-linéaire [55].

Oscillateur en anneaux : Cet oscillateur est un circuit composé d'un nombre impair d'inverseurs dans un anneau afin de fournir un signal carré sur sa sortie. Afin d'avoir une fréquence d'oscillation basse il faut augmenter le nombre d'inverseurs.

Multivibrateur : Les circuits multivibrateurs sont des circuits qui utilisent une rétroaction positive. Le circuit astable est l'un de ces circuits qui utilise comme un oscillateur sans aucune

excitation externe et sans l'état stable mais seulement deux états quasi-stables entre lesquels il continue à osciller sans discontinuité.

Oscillateur à ligne retardée : Cet oscillateur utilise une ligne à retard comme son élément principal de synchronisation.

Oscillateur Royer : Cet oscillateur ayant un circuit simplicité utilise un transformateur à noyau saturable qui fournit un signal rectangulaire sur sa sortie

Oscillateur de balayage : Cet oscillateur comme l'oscillateur Pearson-Anson utilise une ampoule au néon connectée à travers un condensateur qui est utilisé dans les applications à basse fréquence pour fournir un signal dents de scie.

Pour le système de récolte de puissance proposé, un oscillateur de relaxation qui fournit une onde carrée comme signal d'horloge est nécessaire pour le fonctionnement du générateur de signaux d'horloge non chevauchants. Dans cette étude, pour intégrer le signal d'horloge sur la puce occupant une petite pièce, nous avons implémenté un circuit oscillateur en anneau qui est fréquemment utilisé dans des applications similaires [55]. Le circuit contient un nombre impair (N) d'inverseur qui sont connectés dans une chaîne. La sortie du dernier onduleur est rappelée à l'entrée du premier, ce qui fait osciller le système (Figure 4.16).



Figure 4.16: Circuit oscillateur en anneau

L'équation 4.9 donne la période d'oscillation T_{osc} [58, 59]:

$$T_{osc} = 2 * N * \tau \quad (4.9)$$

où N est le nombre d'étages d'inverseurs dans l'anneau et τ est le délai de l'inverseur.

Le retard causé par chaque onduleur, τ , peut être calculé à partir de (4.10) [83] :

$$\tau = \frac{V_{osc} C_g}{I_{ctrl}} \quad (4.10)$$

où V_{osc} est l'amplitude d'oscillation, C_g est la capacité parasite des transistors NMOS et PMOS, et I_{ctrl} est le courant de commande.

Pour un bon fonctionnement du système de récolte proposé, la fréquence d'oscillation doit être contrôlable. Comme présenté en l'équation 4.10, les seuls paramètres qui affectent la fréquence sont le nombre d'étages (N), et le retard de chaque étape (τ). Puisque l'implémenter d'un circuit oscillateur en anneau intégré avec un nombre variable d'étages est impossible, τ doit être variable. Nous avons utilisé les inverseurs "current starved" qui vise à contrôler la fréquence en ajustant le courant disponible pour charger ou décharger la charge capacitive à chaque étape. Les transistors PMOS sont pour contrôler le courant de côté supérieur et Les transistors NMOS sont pour contrôler le côté inférieur. De tels inverseurs diminuent également la consommation d'énergie du système [61], [62]. Pour générer une impulsion avec une fréquence de 42 KHz nécessaire pour conduire le générateur sans chevauchement, nous avons utilisé le circuit illustré sur la Figure 4.17. Ce circuit contient neuf étages de l'inverseur "current starved". Les deux inverseurs (tampon) à la fin de la chaîne sont de générer des impulsions carrées pointues et claire avec une amplitude de 2.5 V.

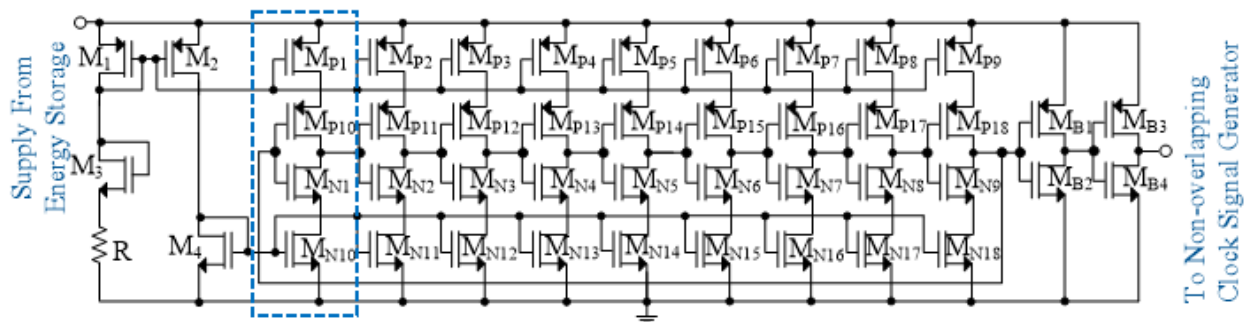


Figure 4.17: Circuit oscillateur en anneau avec l'inverseur "current starved"

La Tableau 4.4 présente les spécifications du circuit oscillateur :

Tableau 4.4: Spécifications du circuit oscillateur

Paramètre	Valeur
Fréquence de sortie d'oscillateur (au circuit sans chevauchement)	42 KHz
Impulsion de sortie d'oscillateur (au circuit sans chevauchement)	0V-2.5V
Tension d'alimentation d'oscillateur (à partir d'stockage d'énergie)	2.5 V
Consommation	8.2 μ W

4.2.8 Banques de condensateurs

Les systèmes de récolte d'énergie nécessitent généralement des composants de stockage d'énergie. L'énergie stockée peut être utilisée lorsque la source d'énergie est passive pour maintenir le fonctionnement des charges désignées. Comme le montre la Figure 3.4, nous avons utilisé deux banques de condensateurs "off-chip" qui se trouvent après les circuits de pompe de charge. En plus de stocker l'énergie récoltée, ces condensateurs aident également à réduire l'ondulation du courant dirigé vers la charge [63].

4.2.9 Régulateur

Pour maintenir le niveau de tension récolté constant, un régulateur est utilisé avant de diriger l'alimentation vers le bloc de gestion de puissance. Il existe différents types de régulateurs de tension dans la littérature tels que le régulateur de tension LDO, le régulateur linéaire, le régulateur de commutation et le régulateur de condensateurs commutés. Chacun de ces régulateurs a ses propres caractéristiques et applications préférées. Dans cette étude, un régulateur de tension à faible chute est utilisé en raison de sa capacité à fournir une tension de sortie fixe et stable, indépendamment des variations de la tension d'entrée. Les circuits LDO adoptés, comme illustré sur la Figure 3.8 (a), contiennent une référence de tension d'entrée, un amplificateur d'erreur, une résistance d'échantillonnage et un élément de passage en série. Le fonctionnement du LDO est basé sur la rétroaction de signal d'erreur de l'amplificateur pour contrôler le flux de courant de sortie du transistor de puissance conduisant la charge. Comme présenté en (4.11), la tension de sortie est réglée à un niveau stable par R_1 , R_2 et la tension de référence. Lorsqu'une variation se produit sur la tension de sortie, une tension de retour divisée par R_1 et R_2 et par la différence de tension de référence force l'amplificateur d'erreur à ajuster le flux de courant à travers de transistor PMOS. Par conséquent, un niveau de tension régulé et stable est fourni. La tension à faible chute est la tension différentielle minimale entre l'entrée et la sortie lorsque le circuit s'arrête de réguler. Le LDO adopté est représenté sur la Figure 3.8 (b) [67, 84].

$$V_{Out} = V_{Ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (4.11)$$

Dans ce circuit, pour réduire les ondulations sur la tension de sortie et abaisser également la consommation d'énergie, on utilise un miroir de courant "supply independent biasing" avec "high

swing" et une résistance de "self biasing". En outre, la stabilisation de ce circuit et la réponse fréquentielle sont ajustées en ajoutant C_C .

C_F est inclus dans ce circuit pour filtrer le signal de tension (en tant qu'une référence) afin de le rendre plus stable avec des ondulations réduites avant transmission au circuit comparateur dans le bloc de gestion de puissance.

La Tableau 4.5 présente les spécifications du circuit régulateur :

Tableau 4.5: Spécifications du circuit régulateur

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée (à partir de deuxième pompe de charge)	6 V
Tension de sortie (au comparateur et au commutateur de puissance)	5.27 V
Efficacité	80.82%
Consommation	2.57 mW
Ondulation de tension de sortie de régulateur	0.09 V
Temps de stabilisation de sortie de régulateur	1.65 ms

4.2.10 Gestion de puissance

Le bloc de gestion de puissance intégré joue un rôle important dans le système de récolte d'énergie optimale pour atteindre au meilleur l'efficacité de la conception du système miniaturisé [68]. La gestion de puissance détermine quand et comment le récolteur fournit une puissance suffisante pour activer le capteur (la charge). L'énergie récoltée à partir du système de récolte de l'énergie doit être conditionnée par une certaine forme de circuit de conditionnement de puissance avant de la fournir à la charge [85]. L'objectif principal est de traiter et de contrôler le flux d'énergie électrique de la source à la charge de telle sorte que l'énergie est utilisée de manière efficace. Ce processus est une étape cruciale pour assurer que la puissance maximale est transférée de la source à la charge [63]. L'intégration d'un système de récolte d'énergie sur le même dé de silicium peut éviter de nombreux chemins de perte inutile d'énergie tout en conservant l'énergie disponible. Il est essentiel de concevoir en utilisant des techniques de conception de faible puissance à tous les niveaux de l'abstraction tout en maximisant la récolte d'énergie et l'efficacité de la gestion [86]. Bloc de gestion de puissance maximise, contrôle et protège l'énergie récoltée. Pour ce bloc, les tâches suivante doit être définie.

1- Contrôler la tension maximale et minimale contre les niveaux de sous-tension (UV) et sur-tension (OV). En cas de sous-tension, la puissance récoltée est incapable d'alimenter le capteur et il faut attendre pour arriver au niveau approprié, tandis que pour le niveau de sur-tension, le processus de récolte doit être arrêté.

2- Si l'énergie récoltée est suffisante, elle peut utiliser pour alimenter le capteur désiré (la charge).

3- Contrôler continuellement la quantité de puissance disponible sur la sortie du régulateur.

Afin de concevoir les circuits appropriés pour ces tâches, il faut considérer l'algorithme présenté sur la Figure 3.9 (a). Il faut avoir un comparateur qui compare la tension récoltée sur la sortie du régulateur avec une tension de référence ($\sim 5V$) et un commutateur de puissance.

- **Comparateur**

Les comparateurs sont largement utilisés dans les systèmes électroniques [87]. Le comparateur est un circuit qui compare deux tensions ou deux courants analogiques et commute sa sortie pour indiquer celle qui est plus grande [48]. La tension de sortie de comparateur est donnée par l'équation 4.13 :

$$V_{out} = A(V_+ - V_-) \quad (4.13)$$

où V_+ et V_- correspondent respectivement aux tensions des terminaux non inversant et inversant et A est le gain.

Les caractéristiques statiques d'un comparateur sont : le gain, la tension de décalage, la résolution d'entrée, le bruit et le taux en mode commun de l'entrée (ICMR).

Les caractéristiques dynamiques d'un comparateur sont : le délai de propagation, la pente limite (slow rate) et la vitesse [48].

Fondamentalement, les comparateurs peuvent être divisés en :

1. Comparateurs en boucle ouverte : Les amplificateurs opérationnels de base peuvent être utilisés comme comparateur de tension. L'amplificateur opérationnel (ampli-op) est un élément fondamental dans la conception de circuit intégré analogique. Le premier étage d'un ampli-op est un amplificateur différentiel. Ceci est suivi par un autre étage de gain, tel qu'un étage de source commune, et finalement par un tampon de sortie. Si l'ampli-op est destiné à conduire une petite charge purement capacitive, ce qui est le cas dans de nombreuses applications de conversion de

condensateur ou de conversion de données, le tampon de sortie n'est pas utilisé. Si l'ampli-op est utilisé pour conduire une charge résistive ou une grande charge capacitive (ou une combinaison des deux), le tampon de sortie est utilisé [49, 56].

2. Schmitt trigger : Les Schmitt Trigger sont les comparateurs électroniques qui sont largement utilisés pour améliorer l'immunité des circuits au bruit et aux perturbations et sont les constituants intrinsèques des diverses applications émergentes [88]. Un comparateur normal aura sa sortie en fonction de l'entrée par rapport à un point défini fixé. Dans un Schmitt Trigger l'entrée oscille autour du point fixé en ajoutant l'hystérésis. L'hystérésis utilise deux tensions de seuil différentes pour éviter les transitions multiples. Une rétroaction positive interne est utilisée dans le circuit interne pour augmenter le seuil lorsque l'entrée est faible et l'abaisser lorsque l'entrée est élevée [89].

3. Comparateurs régénératifs : Les comparateurs conventionnels de verrouillage (latch) utilisent un mécanisme de rétroaction positive avec une paire d'inverseurs qui sont connectés "back-to-back". Cette méthode est une amélioration pour la conception du comparateur CMOS basé sur un circuit de préamplificateur- verrouillage qui combine un amplificateur et un comparateur de verrouillage. Ce circuit est dérivé par une horloge. Ce type de comparateur est classé par un comparateur verrouillé statique, un comparateur verrouillé classe AB et un comparateur verrouillé dynamique (comparateur à horloge). La consommation d'énergie statique, le processus de régénération lente et le bruit de recul (kickback noise) ne les rendent pas attrayants. Les comparateurs les plus rapides et les plus efficaces produisent plus de bruit de rebond [90-92].

Bien que l'amplificateurs opérationnel de base puissent est utilisé comme un comparateur de tension, dans certaines applications de basse fréquence, dans notre travail, nous pouvons l'utiliser en raison de son circuit simple, sa vitesse assez élevée et sa consommation d'énergie basse.

La tension sur la sortie du récolteur est contrôlée par le bloc de gestion de la puissance qui se compose d'un comparateur et d'un commutateur. Pour ce bloc nous avons utilisé le circuit présenté sur la Figure 3.9 (b). Ce comparateur, qui contrôle le commutateur de puissance de sortie, compare la tension sur la sortie du régulateur (la sortie de récolteur) avec une tension de référence pour la connexion et la déconnexion à la charge. En raison de l'utilisation de miroir de courant de "supply independent biasing", la tension à la sortie ne dépasse jamais de 5V. Le Tableau 4.6 présente les spécifications de ce bloc :

Tableau 4.6: Spécifications du circuit gestion de puissance

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée (à partir de régulateur)	5.27 V
Tension de référence (à partir de régulateur)	5.04 V
Tension de sortie de gestion de puissance (plus de 5.04 V)	5.26 V
Tension de sortie de gestion de puissance (moins de 5.04 V)	0 V
Efficacité	94.54%
Consommation	0.52 mW
Ondulation de tension de sortie de gestion de puissance	0.1 V
Temps de stabilisation de sortie de gestion de puissance	1.7 ms

4.3 Conclusion

Ce chapitre représente un complément à l'article présenté au Chapitre 3. Nous avons fourni les détails concernant l'implémentation de chaque bloc faisant partie du récolteur d'énergie proposé, ainsi que les résultats de simulation correspondants ont été présentés. Une revue sommaire de la littérature a été effectuée pour les blocs importants dans le chemin de récolte.

CHAPITRE 5 DISCUSSION GÉNÉRALE

5.1 Introduction

Dans ce chapitre une discussion tissant des liens entre les différents chapitres de ce mémoire est brièvement effectuée. Ensuite, les résultats de simulation, post simulation et expérimentaux ont été présentés.

5.2 Discussion sur l'ensemble de l'ouvrage

Le but de ce mémoire est l'implémentation d'un système de la récolte d'énergie qui vise à procurer la puissance requise pour les capteurs avioniques et les circuits d'interface. Ce procédé de récolte est développé selon la norme ARINC 825. Les circuits réalisés pour le produire ont été conçus suite à une revue critique de la littérature. Le système de la récolte a par la suite été intégré dans une puce. La conception du circuit et le dessin masque des circuits intégrés ont été validées à l'aide du simulateur Spectre (outils Cadence avec la technologie CMOSP 0.35 μm (AMS).

5.3 Les résultats de la simulation

Comme présentés dans le Chapitre 3, dans un premier temps, l'impact de la capacité de charge et de la fréquence de contrôle du convertisseur sur la tension de sortie, le temps de stabilisation et l'efficacité du convertisseur mesurée en sortie du deuxième étage ont été étudiés. Les simulations ont été réalisées en utilisant deux condensateurs de sortie (appelés banques de condensateurs) de 470 nF pour stocker la charge disponible après chaque étage et également pour lisser les ondulations de sortie. Par conséquent, le circuit oscillateur en anneau a été réglé pour fournir une impulsion de 42 kHz aux convertisseurs de tension et les condensateurs de charges ont été mis de 100 nF. Par la suite, l'impact de la capacité de stockage et de la fréquence de commutation des données du bus sur les performances du système de récolte ont été vérifiés. Dans cette étude, un bus d'ARINC 825 qui fonctionne à un débit de données de 1 Mbit/s avec une charge utile de message de 8 octets et une longueur de 158 bits est considéré. La durée du message transmis à ce débit est de 18.96 ms correspond à une fréquence de commutation de 52.7 Hz. De plus, la capacité de stockage de 500 μF est adéquate pour maintenir le système de récolte utile et supporter les circuits d'interface.

En considérant tous les valeurs obtenues, les résultats de la simulation avec tous les circuits conçus sont illustrés sur la Figure 5.1.

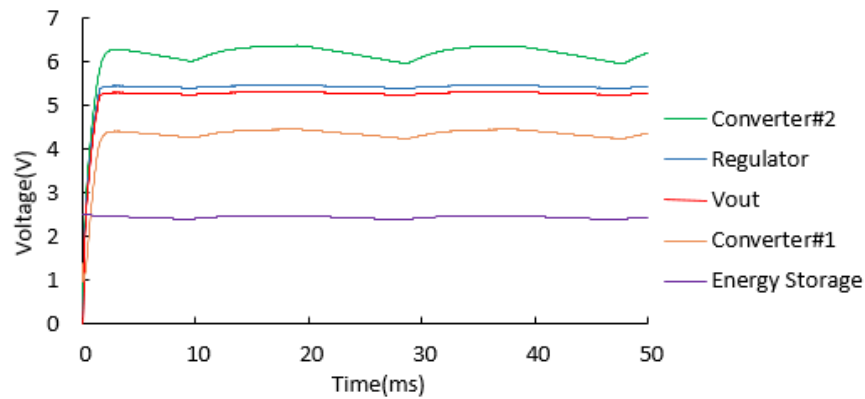


Figure 5.1: Résultats de la simulation à différents étages du système

La tension de chaque module : le réservoir, les convertisseurs, le régulateur et la sortie finale après le comparateur sont tracées sur une durée de 50 ms. Ce graphique montre que la tension de sortie est de 5.2 V avec une tension d'ondulation de 0.1 V et un temps de stabilisation de 1.7 ms. Le Tableau 5.1 présente le résumé des performances et des spécifications pour la partie de simulation.

Tableau 5.1: Résumé des performances et des spécifications pour la partie de simulation

Paramètre	Valeur
Impulsion d'entrée du récolteur (CAN-H)	2.5V-3.5V
Impulsion d'entrée du récolteur (CAN-L)	1.5V-2.5V
Courant d'entrée (tiré par système)	8.71 mA
Puissance d'entrée (tiré par système)	17.43 mW
Tension de sortie	5.2 V
Courant de sortie	2.08 mA
Puissance de sortie	10.82 mW
Fréquence de commutation	52.7 Hz
Dissipation de puissance	6.61 mW
Efficacité d'énergie	62.05%
Ondulation de tension	0.1 V
Temps de stabilisation	1.7 ms

L'efficacité globale du système de récupération d'énergie est d'environ 62.05%. Comme mentionné ci-dessus, le niveau de tension du bus CAN est de 2.5 V pendant l'état inoccupé. En utilisant la seconde moitié de chaque période du signal T pour récolter de l'énergie, la puissance de sortie maximale est de 10.82 mW.

5.4 Les résultats de la post simulation

Les tensions de chaque module : le réservoir, les convertisseurs, le régulateur et la sortie finale après le comparateur sont tracées sur une durée de 50 ms sont présentées sur la Figure 5.2.

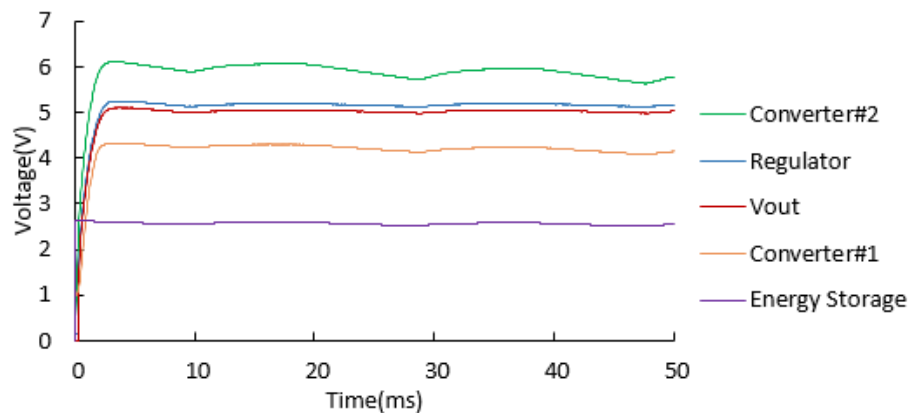


Figure 5.2: Résultats de la post simulation à différents étages du système

La tension de sortie est de 5.1 V avec une tension d'ondulation de 0.1 V et un temps de stabilisation de 2.7 ms. L'efficacité globale du système de récupération d'énergie est d'environ 60.99%. Le Tableau 5.2 présente le résumé des performances et des spécifications pour la partie de post simulation.

Tableau 5.2: Résumé des performances et des spécifications pour la partie de post simulation

Paramètre	Valeur
Taille de dé	1.3mm x 1.3mm
Impulsion d'entrée du récolteur (CAN-H)	2.5V-3.5V
Impulsion d'entrée du récolteur (CAN-L)	1.5V-2.5V
Courant d'entrée (tiré par système)	8.52 mA
Puissance d'entrée (tiré par système)	17.05 mW
Tension de sortie	5.1 V
Courant de sortie	2.04 mA
Puissance de sortie	10.4 mW
Fréquence de commutation	52.7 Hz
Dissipation de puissance	6.65 mW
Efficacité d'énergie	60.99%
Ondulation de tension	0.08 V
Temps de stabilisation	2.7 ms

5.5 Les résultats expérimentaux

La surface totale de silicium (le dé), y compris les plots I/O est de 1.3 x 1.3 mm². Le système a été conçu et a été implémenté avec l'environnement IC personnalisé Cadence (Cadence custom IC environment) avec la technologie CMOS 0.35 µm AMS. Le procédé AMS CMOS de 0.35 µm a puits-n, transistors d'oxyde mince et épais, deux couche de poly et quatre couches de métal. Cette technologie permet des circuits qui peuvent être exploités sur deux alimentations, 3.3 V et 5 V pour les dispositifs d'oxyde mince et épais, respectivement. La taille de cavité est de 3.55 x 5.58 mm². Le récolteur de l'énergie a été testé à l'aide d'une micro-puce et les composants "off-chip" nécessaires dans un PCB de 52.32 x 33.27 mm². Les Figure 5.5 présente le système sous teste incluant la puce fabriquée sur le PCB (Figure 5.4), l'oscilloscope, les sondes, deux générateurs des signaux, les fils et les connecteurs

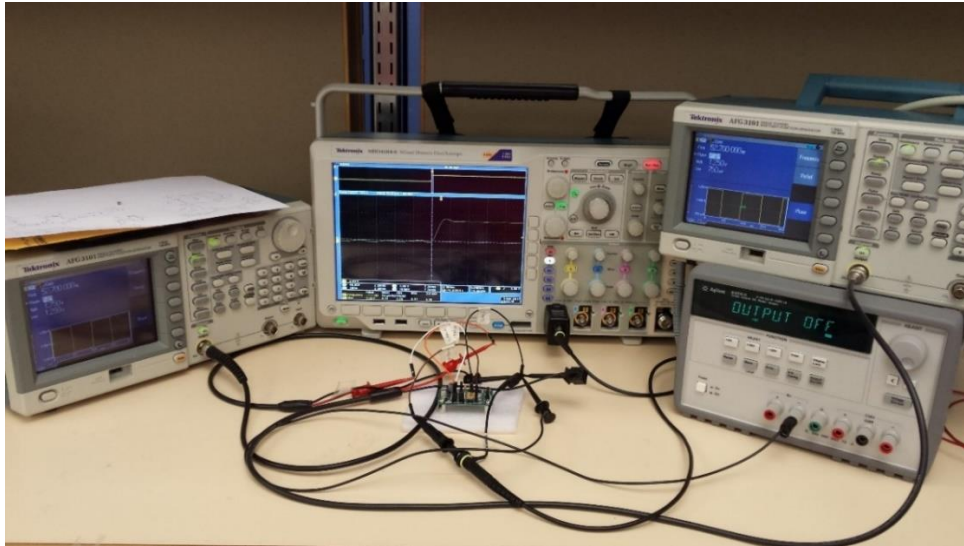


Figure 5.3: Système sous test



Figure 5.4: Système soudé

Le résultat expérimental du système est démontré sur la Figure 5.5.

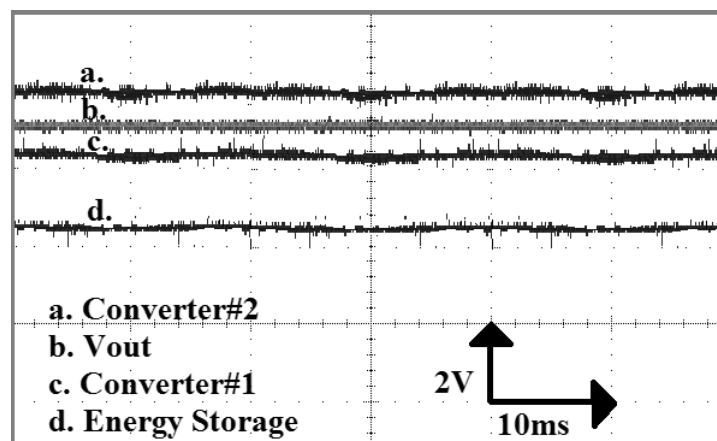


Figure 5.5: Ondes de tension obtenues à partir de test expérimentale

La tension expérimentale à la sortie du système montrant le temps de stabilisation et les ondulations de tension est présenté sur la Figure 5.6.

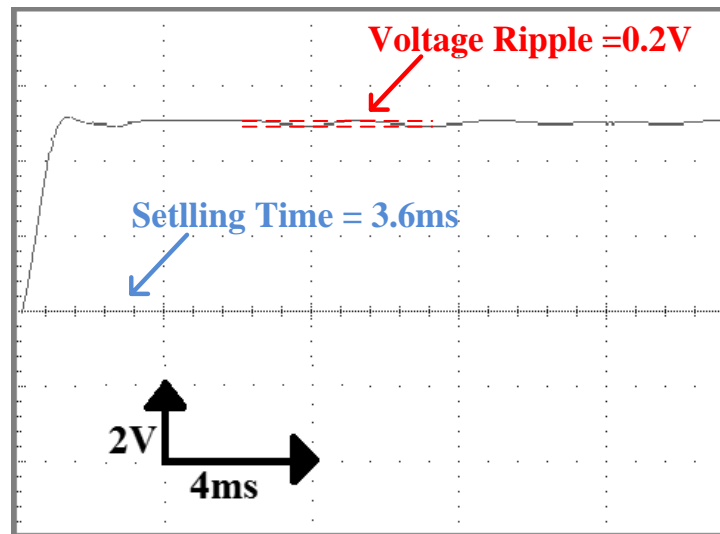


Figure 5.6: Tension expérimentale à la sortie du système montrant le temps de stabilisation et les ondulations de tension

La Figure 5.7 illustre l'impulsion à partir de circuit oscillateur. Comme présenté sur la figure une impulsion carrée (0V-2.5V) avec une fréquence de 42 kHz est obtenue.

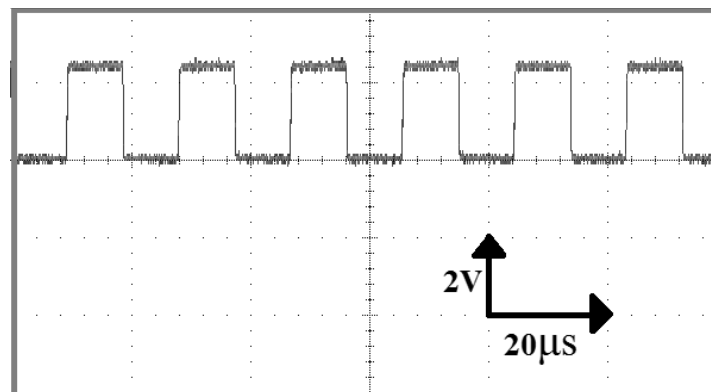


Figure 5.7: Impulsion expérimentale obtenue pour le circuit oscillateur

Le Tableau 5.3 résume les caractéristiques mesurées du récolteur proposée pour la partie expérimentale.

Tableau 5.3 : Résumé des performances et des spécifications pour la partie expérimentale

Paramètre	Valeur
Taille de la cavité	3.55mm x 5.58mm
Impulsion d'entrée du récolteur (CAN-H)	2.5V-3.5V
Impulsion d'entrée du récolteur (CAN-L)	1.5V-2.5V
Courant d'entrée (tiré par système)	8.4 mA
Puissance d'entrée (tiré par système)	16.8
Tension de sortie	5.02 V
Courant de sortie	2.01 mA
Puissance de sortie	10.08 mW
Fréquence de commutation	52.7 Hz
Dissipation de puissance	6.7
Efficacité d'énergie	60%
Ondulation de tension	0.2 V
Temps de stabilisation	3.6 ms

Comme présenté dans le Tableau 5.3, le système de récolte fabriqué fournit 10.08 mW suffisant pour alimenter plusieurs systèmes terminaux tels que le système de surveillance de la santé structurelle de l'aéronef et les instruments de mesure inertielle tels que montrés dans le Tableau 5.4.

Tableau 5.4 : Exemples de capteurs alimentés

Capteur	Tension alimentation (V)	Consommation de puissance (mW)
Plate-forme de surveillance de la santé structurelle [93-95]	3-10	2.9
Commutateur interrupteur scellé (Innovista Sensors)	5±0.2	5

- **Les défauts**

Lors de la validation de la puce en laboratoire, certains défauts ont pu être observés sans toutefois compromettre le bon fonctionnement du récolteur et l'obtention des résultats.

Cinq échantillons de la micro-puce fabriquée ont été utilisés pour les mesures et les essais expérimentaux.

Trois puces mesurées ont promis la cohérence des résultats des tests en montrant les fonctionnements similaires.

Deux autres puces sur les cinq puces mesurées ont un problème sur le fonctionnement de circuit régulateur puisque ce dernier tire le courant. Malgré ce problème, en appliquant une tension de 2.5 V au plot (Jumper) de stockage d'énergie, ces puces fonctionnent correctement.

5.6 Conclusion

Pour compléter l'article présenté au Chapitre 3, dans ce chapitre, les résultats de simulation, post simulation et expérimentaux ont été présentés.

CHAPITRE 6 CONCLUSION, RECOMMANDATIONS ET TRAVAUX FUTURS

Un système de récolte d'énergie intégré pour obtenir la puissance requise pour les capteurs avioniques et les circuits d'interface a été présenté. Ce système comprend une conception des composants du circuit simple, un temps de stabilisation court et une consommation d'énergie faible et il est implémenté dans la technologie CMOSP 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V. Les résultats expérimentaux montrent que le système de récupération de puissance proposé pourrait servir comme une unité d'alimentation pour fournir la quantité requise de puissance aux capteurs avioniques faisant une structure auto-alimentée.

Tous les objectifs définis au début de cette étude sont abordés. Les contributions originales obtenues sont résumées comme suit :

- Une nouvelle technique de récolte de puissance pour obtenir la puissance requise pour les capteurs avioniques et les circuits d'interface a été développée.
- Selon la norme ARINC 825, une conception au niveau transistor a été réalisée et les performances du système de récolte, en particulier l'efficacité énergétique a été améliorée.

Les tests expérimentaux sur les échantillons de micro-puces fabriqués ont correspondu aux simulations post extraction et ont confirmé la performance de la micro-puce conçue.

Les travaux futurs et les recommandations pour la suite du projet basés sur nos études et expériences dans ce mémoire peuvent s'orienter comme suit :

1. D'autres travaux exploreront les moyens de maximiser l'efficacité énergétique et la simplicité des circuits.
2. La technologie CMOSP 0.35 μm (AMS) 3.3 V/5 V peut être remplacée par la technologie CMOSP 0.35 μm HV (AMS) 3.3 V/5 V/50 V, car cette technologie est en mesure de supporter les tensions plus hautes afin d'avoir une tension de sortie plus élevée pour alimenter les capteurs avec une alimentation élevée.
3. Dans la conception du système proposé, plusieurs points de test sont utilisés pour vérifier la performance de différents blocs. Cela a permis d'utiliser une plus grande surface de

silicium pour concevoir la puce intégrée. Il est possible de réduire le nombre de points de test et de minimiser la taille de l'appareil.

4. Dans le dessin des masques du récolteur, les plots sont utilisés en tant que bornes, mais ces plots ne fournissent pas de protection contre les décharges électrostatiques. Il est suggéré d'inclure de tels mécanismes de protection et de contrôle pour répondre aux exigences de l'industrie électronique.

RÉFÉRENCES

- [1] H. Zhang, C. Saudemont, B. Robyns, and M. Petit, "Comparison of technical features between a more electric aircraft and a hybrid electric vehicle," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08. IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [2] E. PALLETT, "Aircraft electrical systems((Book))," *Harlow, England/New York, Longman Scientific and Technical/John Wiley and Sons, Inc., 1987, 239, 1987.*
- [3] J. E. Ayers, *Digital integrated circuits: analysis and design*: CRC Press, Inc., 2009.
- [4] A. Boglietti, A. Cavagnino, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "The safety critical electric machines and drives in the more electric aircraft: A survey," in *Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE*, 2009, pp. 2587-2594.
- [5] R. K. Yedavalli and R. K. Belapurkar, "Application of wireless sensor networks to aircraft control and health management systems," *Journal of Control Theory and Applications*, vol. 9, pp. 28-33, 2011.
- [6] J. Collins, "The challenges facing US navy aircraft electrical wiring systems," in *Proceedings of the 9th Annual Aging Aircraft Conference*, 2006.
- [7] A. Specification, "825-2, General Standardization of CAN (Controller Area Network) Bus Protocol for Airborne Use," ed: ARINC, July, 2011.
- [8] L. Mateu and F. Moll, "Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics (Keynote Address)," in *Microtechnologies for the New Millennium 2005*, 2005, pp. 359-373.
- [9] S. Priya and D. J. Inman, *Energy harvesting technologies* vol. 21: Springer, 2009.
- [10] A. Paraskevas and E. Koutroulis, "A simple maximum power point tracker for thermoelectric generators," *Energy Conversion and Management*, vol. 108, pp. 355-365, 2016.
- [11] P. R. Bhaskaran, J. D. Rathnam, S. Koilmani, and K. Subramanian, "Multiresonant Frequency Piezoelectric Energy Harvesters Integrated with High Sensitivity Piezoelectric Accelerometer for Bridge Health Monitoring Applications," *Smart Materials Research*, vol. 2017, 2017.
- [12] M. K. Stojčev, M. R. Kosanović, and L. R. Golubović, "Power management and energy harvesting techniques for wireless sensor nodes," in *2009 9th International Conference on*

- Telecommunication in Modern Satellite, Cable, and Broadcasting Services*, 2009, pp. 65-72.
- [13] H. A. Sodano, D. J. Inman, and G. Park, "A review of power harvesting from vibration using piezoelectric materials," *Shock and Vibration Digest*, vol. 36, pp. 197-206, 2004.
- [14] Y. K. Tan and S. K. Panda, "Energy harvesting from hybrid indoor ambient light and thermal energy sources for enhanced performance of wireless sensor nodes," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 4424-4435, 2011.
- [15] A. Hande, T. Polk, W. Walker, and D. Bhatia, "Indoor solar energy harvesting for sensor network router nodes," *Microprocessors and Microsystems*, vol. 31, pp. 420-432, 2007.
- [16] C. Sauer, M. Stanacevic, G. Cauwenberghs, and N. Thakor, "Power harvesting and telemetry in CMOS for implanted devices," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, pp. 2605-2613, 2005.
- [17] M. A. Weimer, T. S. Paing, and R. A. Zane, "Remote area wind energy harvesting for low-power autonomous sensors," *system*, vol. 2, p. 2, 2006.
- [18] J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso, and N. Gershenfeld, "Parasitic power harvesting in shoes," in *Wearable Computers, 1998. Digest of Papers. Second International Symposium on*, 1998, pp. 132-139.
- [19] M. Heinen, "The A380 program," in *Global Investor Forum 2006*, 2006.
- [20] J. Zhang, S. Hashemi, M. Karimian, Z. Koubaa, and M. Sawan, "A novel power harvesting scheme for sensor networks in advanced Avionic applications," in *Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 2013 IEEE 20th International Conference on*, 2013, pp. 921-924.
- [21] R. P. G. Collinson, "Introduction to avionics systems," 2011.
- [22] W. Lawrenz, "CAN system engineering," *From theory to practical applications*, New York, 1997.
- [23] R. Bosch, "CAN specification version 2.0," ed: Stuttgart, 1991.
- [24] R. Knueppel, "Standardization of CAN networks for airborne use through ARINC 825," *Airbus Operations GmbH*, 2012.
- [25] S. Chalasani and J. M. Conrad, "A survey of energy harvesting sources for embedded systems," in *Southeastcon, 2008. IEEE*, 2008, pp. 442-447.

- [26] M. Marzencki, Y. Ammar, and S. Basrou, "Integrated power harvesting system including a MEMS generator and a power management circuit," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145, pp. 363-370, 2008.
- [27] Y. Rao and D. P. Arnold, "Input-powered energy harvesting interface circuits with zero standby power," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, pp. 1992-1999.
- [28] K. Gharehbaghi, H. Ulasan, Ö. Zorlu, A. Muhtaroglu, and H. Külah, "A fully integrated power management circuit for electromagnetic energy harvesting applications," in *Energy Aware Computing, 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-5.
- [29] J. Liu, I. Demirkiran, T. Yang, and A. Helfrick, "Communication schemes for aerospace wireless sensors," in *Digital Avionics Systems Conference, 2008. DASC 2008. IEEE/AIAA 27th*, 2008, pp. 5. D. 4-1-5. D. 4-9.
- [30] C. S. Raghavendra, K. M. Sivalingam, and T. Znati, *Wireless sensor networks*: Springer, 2006.
- [31] K. Kiefer, "Real-world experience in wireless instrumentation and control systems," in *CANEUS "Fly-by-Wireless" Workshop*, 2007.
- [32] J. Zhang, S. Hashemi, M. Karimian, Z. Koubaa, and M. Sawan, "Power recovery from data line in avionic applications," in *Microelectronics (ICM), 2012 24th International Conference on*, 2012, pp. 1-4.
- [33] W. Wilson and G. Atkinson, "Wireless sensing opportunities for aerospace applications," 2007.
- [34] C. H. Jones, "Communications over aircraft power lines," in *Power Line Communications and Its Applications, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, pp. 149-154.
- [35] K. Kilani, V. Degardin, P. Laly, and M. Lienard, "Transmission on aircraft power line between an inverter and a motor: Impulsive noise characterization," in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011, pp. 301-304.
- [36] M. Gotz, M. Rapp, and K. Dostert, "Power line channel characteristics and their effect on communication system design," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, pp. 78-86, 2004.

- [37] H. Shoki, "Issues and initiatives for practical deployment of wireless power transfer technologies in Japan," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, pp. 1312-1320, 2013.
- [38] M. Hanazawa and T. Ohira, "Power transfer for a running automobile," in *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, pp. 77-80.
- [39] C. R. Spitzer and C. Spitzer, *Digital Avionics Handbook*: CRC press, 2000.
- [40] C. Heller, E. Heidinger, S. Schneele, W. Fischer, and P. Klose, "Power-over-Ethernet for avionic networks," in *Digital Avionics Systems Conference (DASC), 2010 IEEE/AIAA 29th*, 2010, pp. 5. A. 2-1-5. A. 2-11.
- [41] "IEEE 802.3 'Standard for Ethernet' Marks 30 Years of Innovation and Global Market Growth," ed: IEEE, June 24, 2013.
- [42] E. MATZOL, "Ethernet in Automotive Networks," 2011.
- [43] in *664P2-2 Aircraft Data Network, Part 2-Ethernet Physical and Data Link Layer Specification, Aeronautical Radio Incorporated (ARINC)*, ed. Annapolis: Aeronautical Radio Incorporated (ARINC), 2009.
- [44] B. Q. Zhang, L. M. Zhang, K. Liu, and Y. Ma, "Aircraft cockpit distributed simulation based on embedded Ethernet and PoE," in *Applied Mechanics and Materials*, 2011, pp. 1402-1407.
- [45] R. Seifert, *Gigabit Ethernet: technology and applications for high-speed LANs*: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1998.
- [46] "664P2-2 Aircraft Data Network, Part 2 - Ethernet Physical and Data Link Layer Specification," ed. Annapolis: Aeronautical Radio, Inc, 2009.
- [47] M. Mohajertehrani, U. Shafique, Y. Savaria, and M. Sawan, "Harvesting energy from data lines for avionics applications: Power conversion chain architecture," in *Microelectronics (ICM), 2015 27th International Conference on*, 2015, pp. 55-58.
- [48] L. M. Dhal, "Study and analysis of different types of comparators," Department of Electronics and Communication Engineering, National Institute of Technology, Rourkela, 2013.
- [49] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, reprint ed.: Tata McGraw-Hill, 2002.

- [50] M. Wens and M. Steyaert, *Design and implementation of fully-integrated inductive DC-DC converters in standard CMOS*: Springer Science & Business Media, 2011.
- [51] T. v. Breussegem and M. Steyaert, "CMOS integrated capacitive DC-DC converters," *Analog Circuits and Signal Processing*, 2013.
- [52] K. A. Corzine, S. D. Sudhoff, and C. A. Whitcomb, "Performance characteristics of a cascaded two-level converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 433-439, 1999.
- [53] P. Favrat, P. Deval, and M. J. Declercq, "A new high efficiency CMOS voltage doubler," in *IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, Hong Kong, 1997*, IEEE, 1997, pp. 249-252.
- [54] P. Favrat, P. Deval, and M. J. Declercq, "A high-efficiency CMOS voltage doubler," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 33, pp. 410-416, 1998.
- [55] T. C. Carusone, A. David, D. A. J. Tony Chan Carusone, W. M. Kenneth, J. M. K. Cohn, A. L. Fiels, *et al.*, "Analog integrated circuit design," Columbia Law Review Association Harvard Law Review Association 0470770104, 2012.
- [56] R. J. Baker, *CMOS: circuit design, layout, and simulation* vol. 1: John Wiley & Sons, 2008.
- [57] C. Toumazou, G. S. Moschytz, and B. Gilbert, *Trade-offs in analog circuit design: the designer's companion*: Springer Science & Business Media, 2004.
- [58] O. El Issati, "Oscillateurs Asynchrones en Anneau: de la Théorie à la Pratique," Grenoble, 2011.
- [59] M. Terosiet, "Conception d'un oscillateur robuste contrôlé numériquement pour l'horlogerie des SoCs," Université Pierre et Marie Curie-Paris VI, 2012.
- [60] X. Zhao, R. Chebli, and M. Sawan, "A wide tuning range voltage-controlled ring oscillator dedicated to ultrasound transmitter," in *Proceedings. The 16th International Conference on Microelectronics, 2004. ICM 2004.*, 2004, pp. 313-316.
- [61] S. Docking and M. Sachdev, "A method to derive an equation for the oscillation frequency of a ring oscillator," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 50, pp. 259-264, 2003.
- [62] G. Jovanovic, M. Stojcev, and Z. Stamenkovic, "A CMOS voltage controlled ring oscillator with improved frequency stability," *Scientific Publications of the State*

- University of Novi Pazar, Series A: Applied Mathematics, Informatics and mechanics*, vol. 2, pp. 1-9, 2010.
- [63] Y. K. Tan, Y. Zheng, and H. C. Foong, "Ultralow power management circuit for optimal energy harvesting in wireless body area network," *Advanced Circuits for Emerging Technologies*, pp. 147-173, 2012.
- [64] R. J. Milliken, J. Silva-Martinez, and E. Sanchez-Sinencio, "Full On-Chip CMOS Low-Dropout Voltage Regulator," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, pp. 1879-1890, 2007.
- [65] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic circuits* vol. 1: New York: Oxford University Press, 1998.
- [66] Z. Wu, Y. Wen, and P. Li, "A Power Supply of Self-Powered Online Monitoring Systems for Power Cords," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, pp. 921-928, 2013.
- [67] J. Torres, M. El-Nozahi, A. Amer, S. Gopalraju, R. Abdullah, K. Entesari, *et al.*, "Low drop-out voltage regulators: Capacitor-less architecture comparison," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 14, pp. 6-26, 2014.
- [68] S. Henzler, *Power management of digital circuits in deep sub-micron CMOS technologies* vol. 25: Springer Science & Business Media, 2006.
- [69] S. Carreon-Bautista, C. Erbay, A. Han, and E. Sánchez-Sinencio, "Power Management System With Integrated Maximum Power Extraction Algorithm for Microbial Fuel Cells," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, pp. 262-272, 2015.
- [70] A. Fayed and M. Ismail, "On-Chip Resistors and Capacitors," *Adaptive Techniques for Mixed Signal System on Chip*, pp. 67-94, 2006.
- [71] V. Mehta, *Principles of Electronics*: S. Chand, 2008.
- [72] P. E. Allen and D. R. Holberg, *CMOS analog circuit design*: Oxford Univ. Press, 2002.
- [73] M. Steyaert, T. Van Breussegem, H. Meyvaert, P. Callemeyn, and M. Wens, "DC-DC converters: From discrete towards fully integrated CMOS," in *ESSCIRC (ESSCIRC), 2011 Proceedings of the*, 2011, pp. 42-49.
- [74] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 11, pp. 374-378, 1976.

- [75] J.-T. Wu and K.-L. Chang, "MOS charge pumps for low-voltage operation," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 33, pp. 592-597, 1998.
- [76] P. Favrat, P. Deval, and M. J. Declercq, "An improved voltage doubler in a standard CMOS technology," in *Circuits and Systems, 1997. ISCAS'97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on*, 1997, pp. 249-252.
- [77] V. Peluso, M. Steyaert, and W. Sansen, *design of low-voltage low-power CMOS delta-sigma A/D converters* vol. 493: Springer Science & Business Media, 2013.
- [78] M. M. Liu, *Demystifying switched capacitor circuits*: Newnes, 2006.
- [79] J. M. Rabaey, A. P. Chandrakasan, and B. Nikolic, *Digital integrated circuits* vol. 2: Prentice hall Englewood Cliffs, 2002.
- [80] B. Parzen, *Design of crystal and other harmonic oscillators*: John Wiley & Sons Inc, 1983.
- [81] G. Gonzalez, *Foundations of oscillator circuit design*: Artech House, 2007.
- [82] T. C. Carusone, D. A. Johns, and K. W. Martin, "Integrated-Circuit Devices and Modelling," *Analog Integrated Circuit Design, 2nd ed., United States: John Wiley & Sons*, pp. 42-44, 2012.
- [83] X. Zhao, R. Chebli, and M. Sawan, "A wide tuning range voltage-controlled ring oscillator dedicated to ultrasound transmitter," in *Microelectronics, 2004. ICM 2004 Proceedings. The 16th International Conference on*, 2004, pp. 313-316.
- [84] A. P. Burke, A. Farb, A. Tang, J. Smialek, and R. Virmani, "Fibromuscular dysplasia of small coronary arteries and fibrosis in the basilar ventricular septum in mitral valve prolapse," *Am Heart J*, vol. 134, pp. 282-91, Aug 1997.
- [85] W. Nebel and J. Mermet, *Low power design in deep submicron electronics* vol. 337: Springer Science & Business Media, 2013.
- [86] F. Tang, Y. Cao, and A. Bermak, "An ultra-low power current-mode CMOS image sensor with energy harvesting capability," in *2010 Proceedings of ESSCIRC*, 2010, pp. 126-129.
- [87] R. Gregorian, *Introduction to CMOS OP-AMPs and comparators*: J Wiley & Sons, 1999.
- [88] W. M. Kader, H. Rashid, M. Mamun, and M. A. S. Bhuiyan, "Advancement of CMOS Schmitt trigger circuits," *Modern Applied Science*, vol. 6, p. 51, 2012.
- [89] *Advanced Electrical and Electronics Engineering* vol. 2. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011.

- [90] S. Yewale and R. Gamad, "Design of low power and high speed CMOS comparator for A/D converter application," 2012.
- [91] P. M. Figueiredo and J. C. Vital, "Low kickback noise techniques for CMOS latched comparators," in *Circuits and Systems, 2004. ISCAS'04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, 2004, pp. I-537.
- [92] P. M. Figueiredo and J. C. Vital, "Kickback noise reduction techniques for CMOS latched comparators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 53, pp. 541-545, 2006.
- [93] T. Becker, M. Kluge, J. Schalk, K. Tiplady, C. Paget, U. Hilleringmann, *et al.*, "Autonomous Sensor Nodes for Aircraft Structural Health Monitoring," *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, pp. 1589-1595, 2009.
- [94] C. Mo and J. Davidson, "Energy harvesting technologies for structural health monitoring applications," in *2013 1st IEEE Conference on Technologies for Sustainability (SusTech)*, 2013, pp. 192-198.
- [95] W. Staszewski, C. Boller, and G. R. Tomlinson, *Health monitoring of aerospace structures: smart sensor technologies and signal processing*: John Wiley & Sons, 2004.

ANNEXE A - DESSIN DE MASQUE DES CIRCUITS DU SYSTEME DE RÉCOLTE D'ÉNERGIE

A.1 Vue d'ensemble de la puce

La Figure A.1 montre le dessin masque de la puce qui a été implémenté sous la technologie CMOSF 0.35 μm AMS. Voici les spécifications de la puce :

- La taille de dé : 1.3 mm \times 1.3 mm
- Le nombre des couches métalliques : 4
- Le nombre des couches polys : 2
- Le nombre des plots : 20

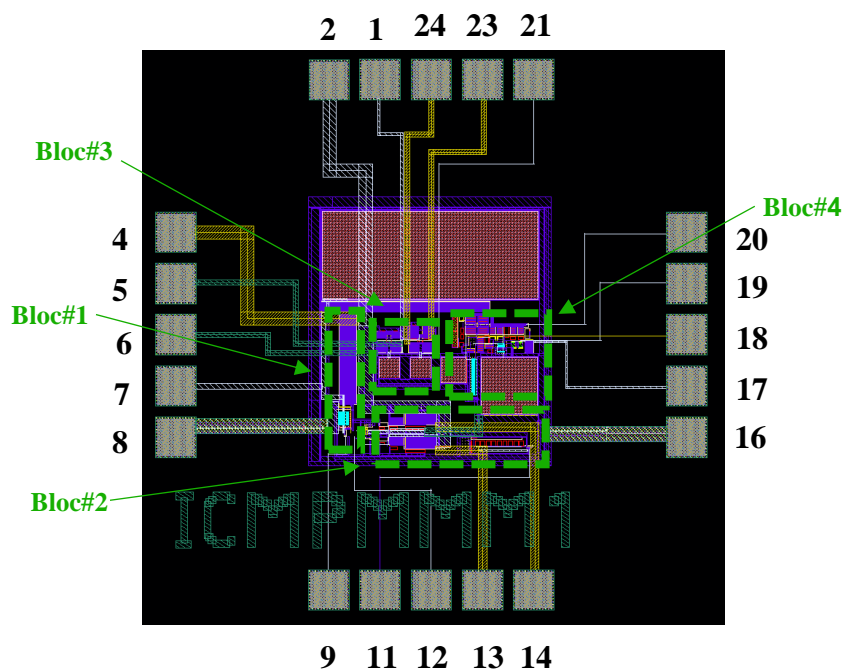


Figure A.1: Dessin des masques du récolteur d'énergie

Tableau A.1: Assignation des broches d'entrée et sortie de la puce ICMPMMM1

Broche	Type	Signal	Broche	Type	Signal
1	entrée	Première banque externe	13	sortie	$\phi 1$
2	entrée	Stockage d'énergie externe	14	sortie	$\phi 2$
3	NC	Non-connexion	15	NC	Non-connexion
4	sortie	Stockage d'énergie externe	16	GND	GND (0V)
5	entrée	Condensateur externe	17	sortie	V_{out} (à la charge)
6	entrée	Condensateur externe	18	sortie	Reference de comp
7	entrée	CAN-H	19	entrée	Reference de comp
8	entrée	CAN-L	20	entrée	Deuxième banque externe
9	entrée	\overline{Enable}	21	sortie	Deuxième banque externe
10	NC	Non-connexion	22	NC	Non-connexion
11	sortie	Clk de commutation	23	entrée	Condensateur externe
12	entrée	Clk de commutation	24	entrée	Condensateur externe

A.1.1 Premier bloc

Ce bloc présente l'rectificateur demi-onde, le détecteur des états inoccupés, le commutateur d'entrée et l'stockage de charge. La figure A.2 montre ce bloc.

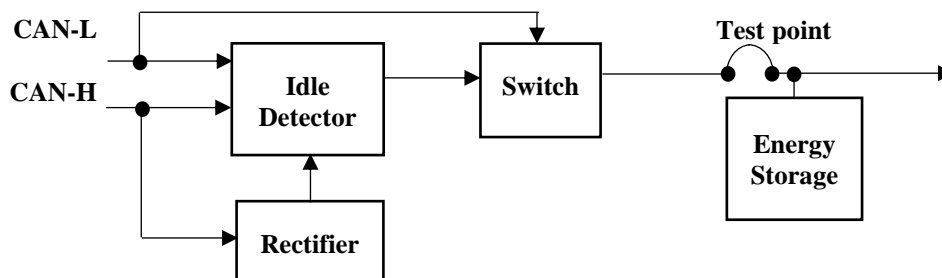


Figure A.2 : Premier bloc

Les signaux à appliquer :

- 1- L'impulsion du CAN-H (52.7 Hz, 2.5V-3.5 V)
- 2- L'impulsion du CAN-L (52.7 Hz, 2.5V-1.5 V)
- 3- Le signal d' \overline{En} (0 V)
- 4- GND (0 V)

Le signal à mesurer :

1- La tension sur le stockage de charge dans le domaine du temps (~ 2.5 V)

A.1.2 Deuxième bloc

Ce bloc présente l'oscillateur en anneau et le générateur d'horloge sans chevauchement comme illustré sur la figure A.3.

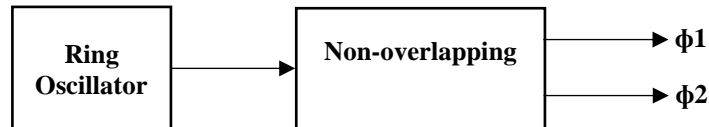


Figure A.3 : Deuxième bloc

Les signaux à mesurer :

1- L'impulsion sur la sortie d'oscillateur (42 KHz, 0V-2.5 V)

2- Les deux signaux sans chevauchement (42 KHz, 0V-2.5 V)

A.1.3 Troisième bloc

Ce bloc présente deux étages de circuit pompe de charge et deux banques de condensateurs comme présenté sur la figure A.4.

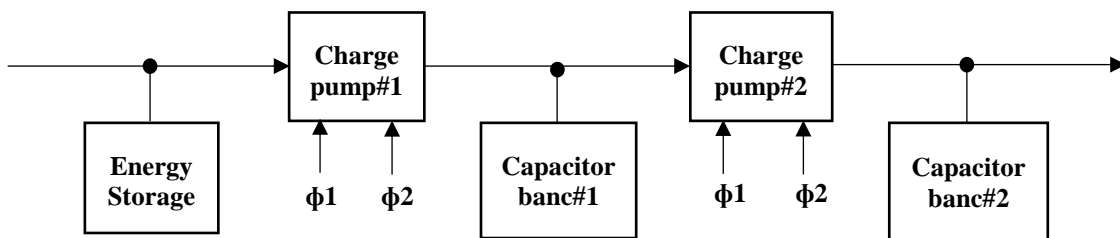


Figure A.4 : Troisième bloc

Les signaux à appliquer :

1- La tension sur le stockage de charge (~ 2.5 V)

2- Les deux signaux sans chevauchement (42 KHz, 0 V-2.5 V)

3- GND (0 V)

Le signal à mesurer :

1- La tension sur les banques de condensateurs dans le domaine du temps (~ 4 V et ~ 6 V)

A.1.4 Quatrième bloc

Ce bloc présente le régulateur et le bloc de gestion de puissance qui est présenté sur la figure A.5.

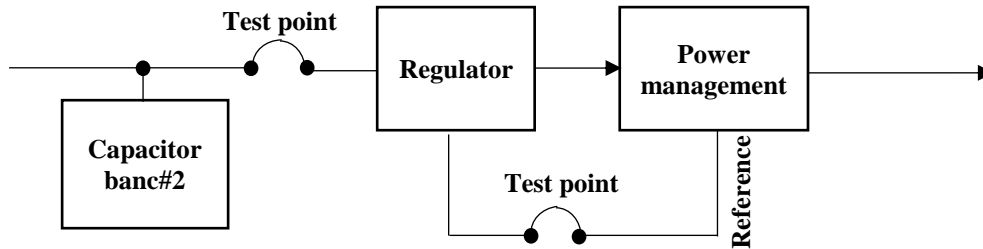


Figure A.5 : Quatrième bloc

Les signaux à appliquer :

- 1- La tension sur la deuxième banque de condensateur (~6 V)
- 2- GND (0 V)

Le signal à mesurer :

- 1- Le signal tension sur la sortie du bloc de gestion de puissance dans le domaine du temps. (Le niveau de tension, Le temps de stabilisation et les ondulations de tension) (~5 V, 3.6 ms et 0.2V)

A.2 "Packaging"

CFP (Ceramic Flat Pack) avec 40 broches a été choisi en raison de sa petite taille et le nombre de ces broches. La figure A.6 représente les dimensions de l'emballage sélectionné.

- Type de "Package": CFP (Ceramic Flat Pack)
- Le nombre des broches : 24
- Le type de broche : "Surface-mount", "gull-wing leads"
- La taille de la cavité : 3.55 mm x 5.58 mm

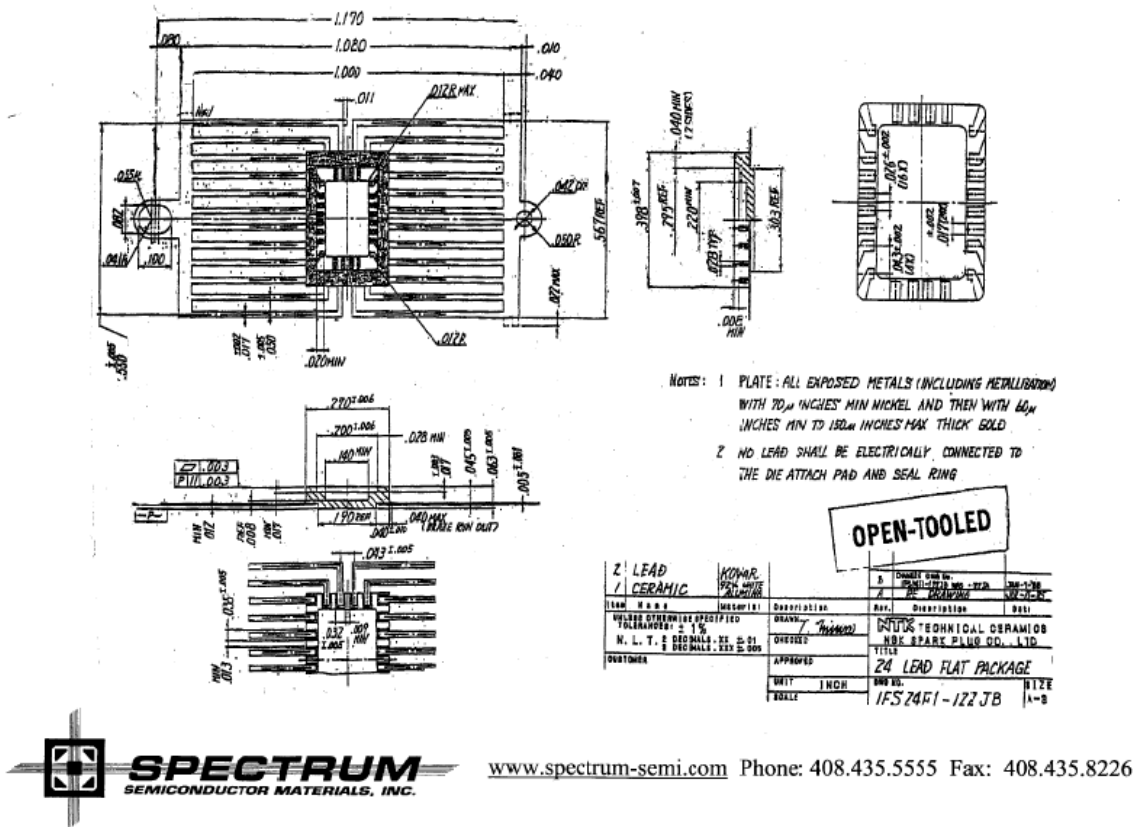


Figure A.6 : Description de "Package"

A.3 "Bonding"

Le "bonding" est présenté sur la figure A.7.

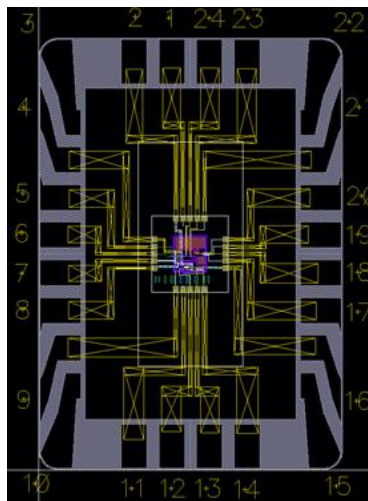


Figure A.7 : Schéma de "bonding"

ANNEXE B- SCHÉMAS ET DESSINS DES CIRCUITS IMPRIMÉS (PCB)

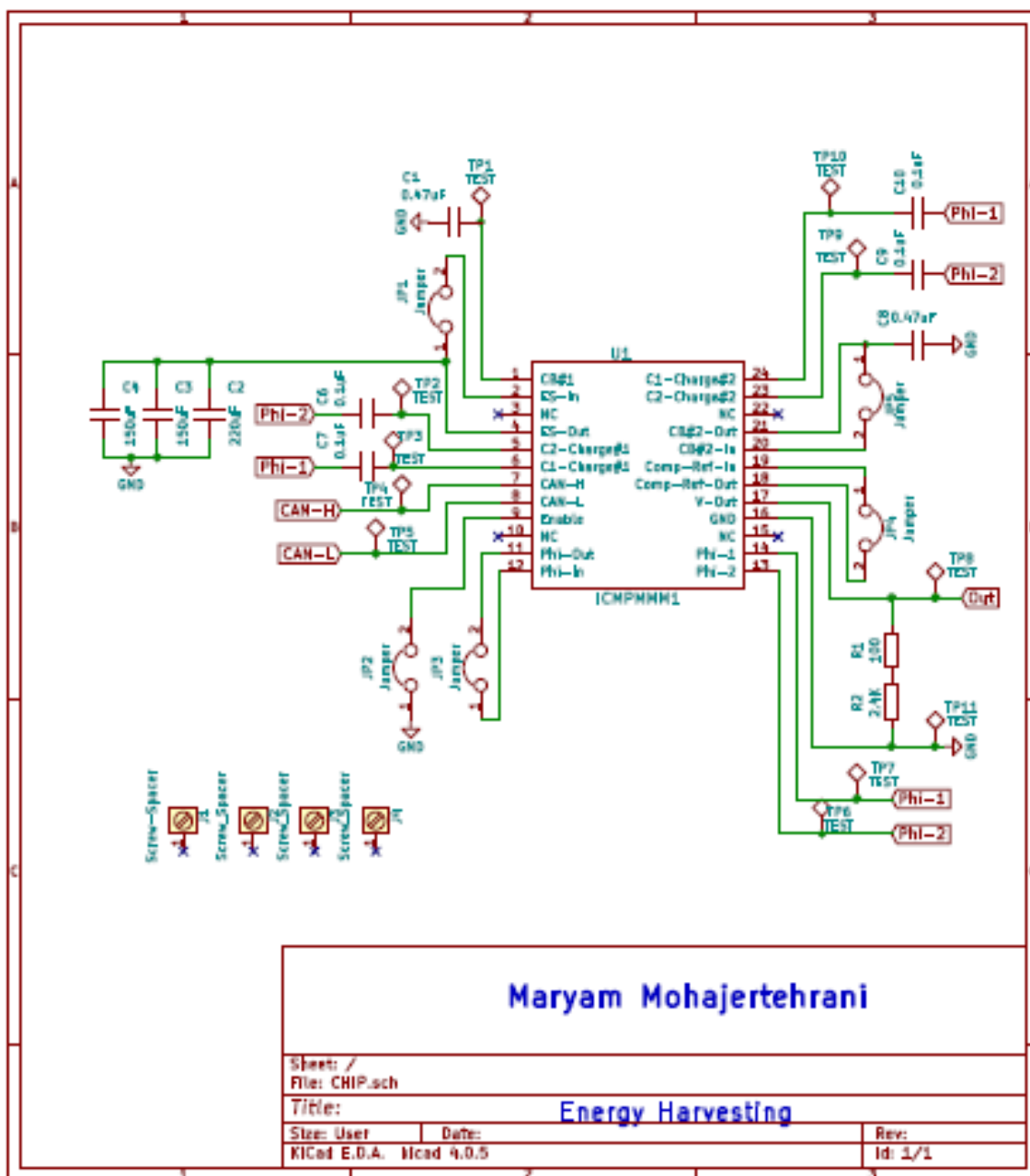


Figure B.1 : Schéma électrique du récolteur d'énergie

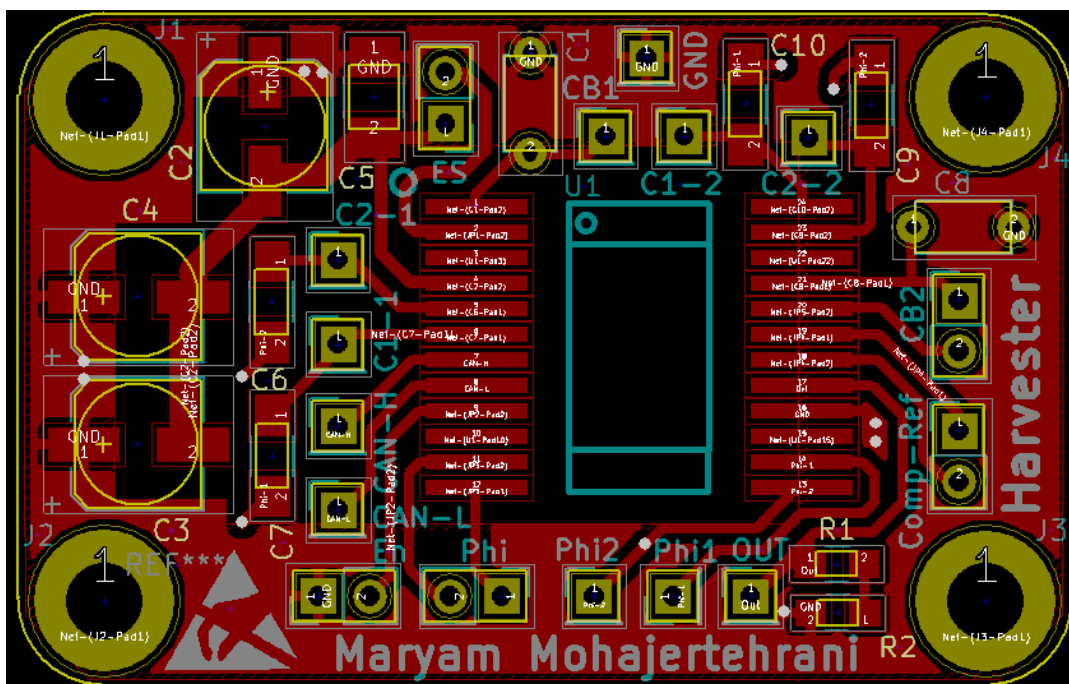


Figure B.2 : Dessin des circuits imprimés de la couche supérieure du circuit imprimé

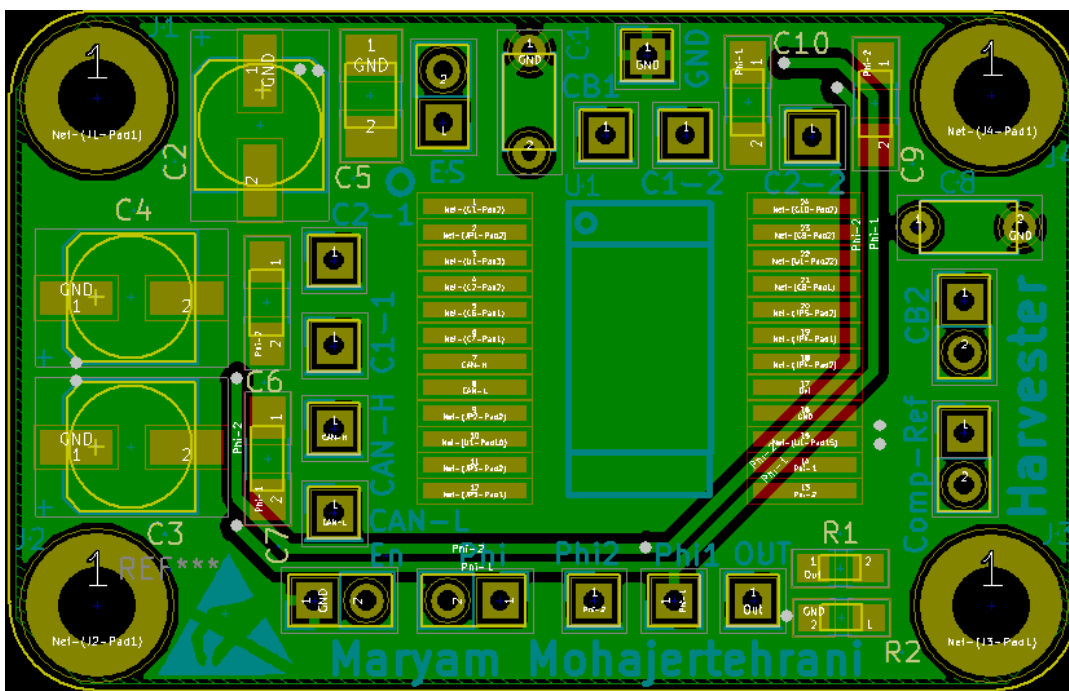


Figure B.3 : Dessin des circuits imprimés de la couche inférieure du circuit imprimé

ANNEXE C- ACCUSÉ DE RÉCEPTION DE L'ARTICLE SOUMIS

7/23/2017

ScholarOne Manuscripts

IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers

Preview

From: testa.l@ieee.org
To: maryam.mohajertehrani@polymtl.ca
CC: maryam.mohajertehrani@polymtl.ca, yvon.savaria@polymtl.ca, mohamad.sawan@polymtl.ca, testa.l@ieee.org
Subject: Manuscript Submitted - TCAS-I-02056-2017, Harvesting Energy from Aviation Data Lines: Implementadon and Experimental Results
Body: Dear Ms. Mohajertehrani:

Thank you for submitting the above referenced manuscript to the IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers for possible publication. The tracking number assigned to your manuscript appears above; all correspondence or other inquiries regarding this manuscript should have the tracking number in the subject line.

The IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers has dedicated itself to providing the best possible publication opportunity. To that end, all individuals connected with the review and publication process have been requested to do their utmost to maintain the quality of the journal. We appreciate you selecting the IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers.

Please mention the above manuscript ID in all future correspondence or when contacting the IEEE CASS society for questions. If there are any changes in your account information or e-mail address, please log in to ScholarOne Manuscripts at <https://mc.manuscriptcentral.com/tcas1> and edit your user information as appropriate.


You can also view the status of your manuscript at any time by checking your Author Center after logging in to <https://mc.manuscriptcentral.com/tcas1>.

NOTE: The review process will not begin until all the required items are provided. If they were not provided, you will be notified, and they can be sent to Leigh Ann Testa at testa.l@ieee.org or your manuscript will be unsubmitted.

Sincerely,

Leigh Ann Testa
testa.l@ieee.org

Date Sent: 14-Jul-2017

 Close Window