



HAL
open science

Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna

Salah-Eddine Adami

► **To cite this version:**

Salah-Eddine Adami. Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 2013. Français. NNT : 2013ECDL0051 . tel-00967525

HAL Id: tel-00967525

<https://theses.hal.science/tel-00967525>

Submitted on 28 Mar 2014

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

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

Thèse de l'Université de Lyon

Délivrée par l'Ecole Centrale de Lyon

Spécialité : Génie Electrique

Soutenue publiquement le 12 Décembre 2013

Par

Salah-Eddine Adami

Ingénieur INSA de Lyon

Préparée au Laboratoire Ampère

**Optimisation de la récupération d'énergie
dans les applications de rectenna**

Ecole Doctorale

Electronique, Electrotechnique, Automatique

Jury

Rapporteur	Fabien Ndagijimana	Professeur (INP Grenoble)
Rapporteur	Thierry Meynard	Directeur de Recherche (Univ. Toulouse)
Examineur	François Forest	Professeur (Univ. Montpellier 2)
Directeur de thèse	Christian Voltaire	Professeur (Ecole Centrale de Lyon)
Co-directeur de thèse	François Costa	Professeur (ENS Cachan)
Encadrant	Bruno Allard	Professeur (INSA de Lyon)
Invité	Huib Visser	Senior Researcher (IMEC, Pays-Bas)

Résumé

Les progrès réalisés durant ces dernières années dans le domaine de la microélectronique et notamment vis-à-vis de l'augmentation exponentielle de la densité d'intégration des composants et des systèmes a participé activement à l'apparition et au développement de systèmes portables communicants de plus en plus performants et polyvalents. La R&D dans les technologies de stockage d'énergie n'a pas suivi cette tendance d'évolution très rapide ; ce qui constitue un handicap majeur dans les évolutions futures des systèmes portables.

La transmission d'énergie sans fils sur des distances considérables (plusieurs dizaines de mètres) grâce aux microondes constitue une solution très prometteuse pour pallier aux problèmes d'autonomie dans le cas des systèmes sans fils communicants. De plus, du fait de l'omniprésence des ondes électromagnétiques dans notre environnement avec des niveaux plus ou moins importants, la récupération et l'exploitation de cette énergie libre est également possible.

La rectenna (Rectifying Antenna) est le dispositif permettant de capter et de convertir une onde électromagnétique en une tension continue. Plusieurs travaux de thèse axés sur l'étude et l'optimisation de la rectenna ont été réalisés au sein du laboratoire.

Ces travaux avaient montré que pour des faibles niveaux de champs les tensions délivrées par la rectenna sont généralement très faibles et inexploitable. Aussi, comme la majorité des micro-sources d'énergie et à cause de son impédance interne, les performances de la rectenna dépendent fortement de sa charge de sortie. Ainsi, le développement d'un système d'interfaçage de la rectenna est nécessaire afin de pallier ces manquements inhérents du convertisseur RF/DC.

Ce genre de système d'interfaçage est généralement absent dans la littérature à cause des faibles niveaux de puissance exploités. Par conséquent, la rectenna est très souvent utilisée tel quelle ; ce qui limite fortement le champ applicatif.

Dans ce projet de recherche, un système de gestion énergétique de la rectenna complètement autonome a été conçu, développé et optimisé afin de garantir les performances optimales de la rectenna quelques soient les fluctuations de la puissance d'entrée et celles de la charge de sortie. Le circuit d'interfaçage permet également de fournir à la charge des niveaux de tension utilisables.

Le système réalisé est basé tout d'abord sur l'utilisation d'un convertisseur DC/DC résonant pouvant fonctionner d'une manière complètement autonome à partir de niveaux très bas de la tension et de la puissance de la source. Ce convertisseur permet donc de garantir l'autonomie du système en éliminant la nécessité d'une source d'énergie auxiliaire. A cause de ses faibles performances énergétiques, ce convertisseur ne sera utilisé que durant la phase de démarrage.

L'efficacité du système en termes de rendement énergétique et d'adaptation d'impédance est garantie grâce à l'utilisation d'un convertisseur Flyback fonctionnant dans son régime de conduction discontinu. Ainsi, une adaptation d'impédance très efficace est réalisée entre la rectenna et la charge de sortie. Ce convertisseur principal fonctionnera durant le régime permanent.

Les deux convertisseurs ont été optimisés pour des niveaux de tension et de puissance aussi bas que quelques centaines de mV et quelques μ W respectivement.

Des mesures expérimentales réalisées sur plusieurs prototypes ont démontré le bon fonctionnement et les excellentes performances prédites par la procédure de conception ; ce qui nous permet de valider notre approche. De plus, les performances obtenues se distinguent parfaitement vis-à-vis de l'état de l'art.

Enfin, en fonction de l'application désirée, plusieurs synoptiques d'association des deux structures sont proposés. Ceci inclut également la gestion énergétique de la charge de sortie.

Mots-Clés: convertisseur DC/DC, flyback, résonant, RF, grappillage d'énergie, transmission énergie sans fils, faible tension, faible puissance.

Abstract

Latest advancements in microelectronic technologies and especially with the exponential increase of components and devices integration density have yield novel high technology and polyvalent portable systems. Such polyvalent communication devices need more and more available energy. Nonetheless, research in energy storage technology did not evolve with a similar speed. This constitutes a substantial handicap for the future evolution of portable devices.

Wireless energy transfer through large distances such as tens of meters using microwaves is a very promising solution in order to deal with the autonomy problem in portable devices. In addition, since electromagnetic waves are ubiquitous in our environment, harvesting and using this free and available energy is also possible.

Rectenna (Rectifying Antenna) is the device that allows to collect and to convert an electromagnetic wave into DC power. Several thesis research projects focusing on studying and optimizing the rectenna was carried-out into the Ampere laboratory.

It has been shown that for a low level of the electromagnetic field the voltage provided by the rectenna is ultra-low and thus impractical. Further, as it is the case for the majority of energy harvesting micro-sources, the performances of the rectenna depend highly with the loading conditions. So, the development of an interfacing circuit for the rectenna is a necessary task in order to relieve the RF/DC converter inherent flaws.

As it is pointed out into the literature, such power management circuit is in most cases absent due to the ultra-low power levels. In most cases, the rectenna is used as it; which reduces strongly the applications area.

Within this research project, an ultra-low power and fully-autonomous power management system dedicated to rectennas was developed and optimized. It allows to guarantee highest performances of the rectenna whatever are the fluctuation of the input power level and the output load conditions. In addition, this power management system allows to provide a conventional voltage level to the load.

The first part of the developed system is composed by a resonant DC/DC converter which plays the role of start-up circuit. In this case, no external energy source is required even with low voltage and ultra-low power source conditions. Because of its general poor energetic performances, this resonant converter will be used only during the start-up phase.

The second part of the developed system is composed by a Flyback converter operating in its discontinuous conduction mode. Using this mode, the converter realizes static and very effective impedance matching with the rectenna in order to extract the maximum available power whatever are the input and the output conditions. Furthermore, thanks to the optimization procedure, the converter shows excellent efficiency performances even for μW power levels based on a discrete demonstrator.

Finally, the converter provides conventional voltage levels allowing to power standard electronics.

Experimental tests based on discrete prototypes for the both converters show distinguish results for the start-up voltage, the impedance matching effectiveness and the efficiency as regard to the state of the art.

Key-words: DC/DC converter, flyback, resonant, RF, energy harvesting, wireless energy transfer, low voltage, ultra-low power.

Avant-propos

De nos jours, les réseaux de capteurs sans fils sont de plus en plus utilisés dans un large domaine d'applications : industrie, surveillance et suivi des personnes et des objets, logistique, domotique, recherche scientifique, etc. Cette expansion rapide de l'utilisation de systèmes sans fils est due entre-autres raisons aux développements et avancées considérables réalisées dans le domaine de la microélectronique. En effet, ces avancées ont permis l'intégration de plus en plus de fonctionnalités dans un volume de plus en plus petit.

Malheureusement, la recherche et le développement dans les technologies de stockage d'énergie n'a pas suivi la même tendance d'évolution très rapide. Par conséquent, les systèmes portables communicants se retrouvent de plus en plus pénalisés vis-à-vis de l'autonomie.

La transmission d'énergie sans fils par onde RF ainsi que la récupération de l'énergie RF ambiante constituent des solutions très prometteuses pour l'alimentation durable des systèmes portables communicants.

Bien que les densités d'énergies exploitées dans ce cas soient relativement faibles par rapport aux autres micro-sources, l'énergie RF offre des performances supérieures en termes de mobilité, de flexibilité et de facilité de déploiement, ce qui ouvre ainsi les portes à un panel applicatif très large.

La récupération et la conversion de l'énergie RF en tension continue est possible grâce à l'utilisation de la rectenna (Rectifying Antenna). Plusieurs projets de recherche axés sur l'étude et l'optimisation de rectennas ont été entrepris par le laboratoire Ampère et ses partenaires : le laboratoire SATIE de l'ENS Cachan et le laboratoire Esycom de l'université Marne-la-Vallée.

Ainsi, dans le cadre des projets collaboratifs (FRAE « WAVE SUPPLY » puis ANR « REC-EM »), l'étude et le développement de rectennas pour des puissances comprises entre 1 mW et 1 W ont été initiés à partir de l'année 2007 par Hakim Takhedmit et Boubekour Merabet. H. Takhedmit avait optimisé des structures de rectennas en se basant essentiellement sur l'utilisation de modèles à constantes réparties. De son côté, le travail de B. Merabet était plus axé sur l'utilisation de modèles à constantes localisées et à l'association de rectennas.

En 2009, Vlad Marian entama l'étude et l'optimisation de circuits de rectennas pour une application de réveil à distance d'un circuit à zéro-consommation en mode veille. Dans ce contexte, il était question de travailler sur des niveaux de la puissance RF entre quelques μW et quelques mW.

Enfin, au sein du projet ANR REC-EM, deux thèses ont été financées et ont démarré en 2010, dont la présente. Elles sont axées sur le développement de systèmes de grappillage de l'énergie électromagnétique ambiante basés sur l'usage de rectennas compactes et multi-bandes associées à des dispositifs de conversion DC-DC à très faible consommation. Dans ce contexte, Walid Haboubi optimise et développe différentes structures d'antennes et de rectennas en mettant l'accent sur la compacité et les performances énergétiques.

L'utilisation de la rectenna telle quelle pour l'alimentation des systèmes portables présente plusieurs limitations. Ainsi, les niveaux de tension délivrés par la rectenna sont relativement faibles et insuffisants dans le cas où la puissance RF est proche du niveau ambiant. Aussi, les performances énergétiques de la rectenna ne dépendent pas uniquement de sa conception interne mais également des conditions extérieures de charge.

L'objectif de ce travail est de concevoir un système complet d'interfaçage DC-DC de la rectenna qui va assurer d'une part qu'elle puisse fonctionner à ses performances optimales quelques soient les variations de la puissance RF et celles de la charge de sortie, et d'autre part une gestion optimale de l'alimentation de la charge de sortie.

Les projets successifs autour de ces thématiques ont permis aux différents laboratoires du consortium d'atteindre un haut niveau de compréhension et de maîtrise de ces dispositifs.

Le dispositif est pensé autour de deux notions principales : l'autonomie et l'efficacité énergétique. La première notion signifie que le système ne nécessite aucune source d'énergie auxiliaire ni aide extérieure au démarrage. Cette notion signifie également qu'il doit fonctionner durant son régime permanent sans aucune intervention extérieure. La deuxième notion relative à l'efficacité énergétique signifie qu'il doit réaliser un transfert d'énergie entre la source et la charge avec le meilleur rendement possible en plus d'assurer que la source fonctionne à son point optimal.

Dans le premier chapitre, nous commencerons par introduire la rectenna, expliquer son principe de fonctionnement et présenter les différentes topologies utilisées dans la littérature. Un modèle DC simple de la rectenna sera présenté et analysé en détails. Par la suite, une large partie du chapitre sera dédiée à l'énergie RF ambiante ; il sera question de présenter quelques résultats de mesure de champs électromagnétiques ambiants ainsi que les limites d'émission autorisées par la réglementation. Nous nous attarderons en fin de chapitre sur une présentation détaillée du contexte et des objectifs de ce travail. Enfin, un synoptique du système d'interfaçage répondant aux objectifs sera proposé.

Le chapitre II traitera la problématique de l'autonomie. Une étude bibliographique globale des différentes techniques de démarrage utilisées dans les systèmes de grappillage d'énergie sera présentée en début de chapitre. Ceci nous permettra de justifier notre approche basée sur l'utilisation d'un convertisseur résonant autonome pour le système de démarrage. Plusieurs topologies seront étudiées afin de sélectionner la mieux adaptée à notre application. La structure retenue sera ensuite étudiée par un modèle analytique afin d'établir les équations reliant les paramètres du système à ses performances. Le convertisseur sera ensuite étudié par simulation « circuit » afin de réaliser des structures optimisées en tenant compte des caractéristiques de la source.

Des réalisations expérimentales seront présentées afin de confirmer le bon fonctionnement du système de démarrage. Elles permettront également de vérifier la cohérence des performances réelles mesurées au regard de celles issues des calculs théoriques et des simulations « circuit » et de valider notre démarche de conception. Une comparaison des performances de notre système par rapport à l'état de l'art issu de la littérature sera présentée à la fin de ce chapitre.

Dans le chapitre III nous discuterons des différentes techniques MPPT utilisées dans la littérature. A partir de l'étude bibliographique et des caractéristiques de la source, une structure de convertisseur Flyback fonctionnant en régime de conduction discontinue sera retenue. Cette topologie a l'avantage de réaliser une adaptation d'impédance statique très efficace à très faible consommation.

Une étude théorique de modélisation basée sur la quantification des pertes dans le système sera présentée en vue de l'optimisation du rendement. Les résultats issus de cette optimisation serviront à sélectionner les composants et les paramètres de contrôle optimaux du convertisseur. Une étude par la simulation « circuit » viendra affiner la conception du prototype final.

Des résultats de mesures expérimentales seront ensuite présentés pour valider le bon fonctionnement du système et quantifier ses performances réelles. Enfin, une application typique du convertisseur Flyback développé sera présentée. Elle consistera à alimenter sans fils un capteur de température à faible consommation.

L'association du système de démarrage et du convertisseur principal sera présentée au chapitre IV. Plusieurs circuits de couplage à très faible consommation seront présentés et analysés. Aussi, la comparaison des différentes structures proposées sera faite en se basant sur une analyse structurelle, des simulations « circuit » et des tests expérimentaux.

Dans la conclusion (chapitre V) nous résumerons les performances et les résultats obtenus avec le système de gestion énergétique. Nous nous attardons également sur un point important qui est la contribution scientifique et technique apportée par ce projet de recherche vis-à-vis de l'état de l'art.

En guise de perspectives, nous évoquerons les possibilités d'amélioration du système ainsi que les points qui n'ont pas été traités durant ces trois années de thèse.

Table des matières

I.	Etat de l'Art des Rectennas et Présentation du Sujet de Recherche	19
A.	Introduction	21
B.	Etat de l'art des rectennas	21
1.	Présentation et principe de fonctionnement.....	21
2.	Les différentes topologies des redresseurs à diodes	22
3.	Caractéristiques de la rectenna	26
4.	Modélisation de la rectenna vis-à-vis de sa sortie DC.....	30
C.	L'énergie RF ambiante.....	35
1.	Niveaux limites d'émission RF	35
2.	Niveaux d'énergie RF ambiants.....	38
3.	Conclusion vis-à-vis du champ EM ambiant.....	45
D.	Présentation du sujet de recherche	46
1.	Contexte	46
2.	Objectifs	47
3.	Synoptique général du système de gestion énergétique de la rectenna.....	49
E.	Conclusion générale du Chapitre I	50
II.	Autonomie. Convertisseur DC/DC Résonant de Démarrage.....	51
A.	Introduction	53
B.	Contexte	53
C.	Etat de l'art des solutions de démarrage	56
1.	Aide extérieure au démarrage	57
2.	Convertisseurs DC-DC autonomes faible tension	60
3.	Conclusion de l'étude bibliographique	68
D.	Convertisseur DC-DC résonant à base de l'oscillateur d'Armstrong.....	70
1.	Principe de fonctionnement	70
2.	Modélisation du convertisseur résonant	71
3.	Etude expérimentale du convertisseur résonant.....	81
E.	Conclusion générale du chapitre.....	95
III.	Efficacité Energétique. Convertisseur Flyback à Adaptation d'Impédance	97
A.	Introduction	99
B.	Etat de l'art des méthodes MPPT.....	99
1.	Méthodes MPPT directes	99

2.	Méthodes MPPT indirectes	102
3.	Conclusion de l'étude bibliographique.....	104
C.	Convertisseur Flyback à adaptation d'impédance	105
1.	Choix de la structure de convertisseur.....	105
2.	Convertisseur Flyback en DCM.....	106
D.	Conception du Convertisseur Flyback	115
1.	Sélection des composants actifs	115
2.	Circuit de Contrôle	116
3.	Conception et réalisation des inductances couplées.....	122
E.	Etude expérimentale du convertisseur Flyback	126
1.	Tests en utilisant un émulateur de la rectenna.....	126
2.	Tests Rayonnés avec rectenna	129
3.	Alimentation sans fils d'un capteur de température	132
F.	Conclusion générale du chapitre III.....	135
IV.	Système Final et Applications.....	137
A.	Introduction.....	139
B.	Présentation de quelques circuits auxiliaires.....	139
1.	Under Voltage Lock-out circuit (UVLO)	139
2.	Circuit de désactivation du convertisseur de démarrage	144
C.	Association des convertisseurs résonant et Flyback.....	146
1.	Mutualisation des inductances	146
2.	Structures indépendantes	148
3.	Structures semi-indépendantes	149
4.	Structure avec régulation de la tension de sortie (Perspective)	151
D.	Conclusion générale du Chapitre IV	154
V.	Conclusion générale et perspectives.....	155
A.	Conclusion générale	157
B.	Perspectives.....	159
VII.	Bibliographie.....	161

Liste des tables

TABLE I.1. COMPARAISON DES DIFFERENTES STRUCTURES DE RECTENNAS	23
TABLE I.2. NIVEAUX DE REFERENCE POUR LES EMISSIONS RF DEFINIS PAR L'AFRF [7]	36
TABLE I.3 RESULTATS DE MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE AMBIANT A 28 M D'UNE ANTENNE RELAIS GSM/UMTS [8].....	43
TABLE II.1 EQUATIONS DE MODELISATION DU REGIME PERMANENT.....	77
TABLE II.2 PARAMETRES DE MODELISATION DU CIRCUIT EN REGIME PERMANENT	80
TABLE II.3 COMPARAISON ENTRE LES RESULTATS DE MODELISATION THEORIQUE ET LES SIMULATIONS CIRCUIT	80
TABLE II.4 PARAMETRES DU PROTOTYPE DU CONVERTISSEUR RESONANT	83
TABLE II.5 COMPARAISON ENTRE LES RESULTATS THEORIQUE, DE SIMULATION ET EXPERIMENTALES.....	84
TABLE II.6 COMPARAISON DES PERFORMANCES REALISEES AVEC LA LITTERATURE	96
TABLE III.1. IMPEDANCE D'ENTREE DES DIFFERENTES STRUCTURES DE CONVERTISSEUR INDUCTIF [55]...	105
TABLE III.2 VALEURS MOYENNES, MAXIMALES ET EFFICACES DES COURANTS PRIMAIRE ET SECONDAIRE	111
TABLE III.3 BILAN DES PERTES DANS LE CONVERTISSEUR FLYBACK	114
TABLE III.4 PARAMETRES DU MOSFET FDV301N.....	115
TABLE III.5 PARAMETRES DE LA DIODE HSMS2822	116
TABLE III.6 PARAMETRES DU CIRCUIT MAGNETIQUE UTILISE	124
TABLE III.7 PARAMETRES DU PROTOTYPE REALISE	124
TABLE III.8 PARAMETRES DE DIMENSIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR.....	125
TABLE III.9 PARAMETRES PROTOTYPE FLYBACK 1	126
TABLE III.10 PARAMETRES PROTOTYPE FLYBACK 2.....	129
TABLE III.11 COMPARAISON DU CONVERTISSEUR FLYBACK AVEC LA LITTERATURE.....	135
TABLE IV.1. PARAMETRES TEST EXPERIMENTAL DU CIRCUIT UVLO.....	143
TABLE IV.2 PARAMETRES TEST EXPERIMENTAL DU CIRCUIT UVLO.....	145
TABLE IV.3 PARAMETRES TEST EXPERIMENTAL DU CIRCUIT UVLO.....	150

Liste des figures

FIGURE I.1. STRUCTURE D'UNE RECTENNA.....	22
FIGURE I.2 DIFFERENTES TOPOLOGIES DE REDRESSEURS A DIODES POUR RECTENNAS.....	23
FIGURE I.3 FIGURE DE MERITE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF POUR DIFFERENTES STRUCTURES [3]...	24
FIGURE I.4 CIRCUIT RECTENNA MONODIODE SHUNT [3].....	25
FIGURE I.5 CIRCUIT MONODIODE EN TECHNOLOGIE CMS [3].....	25
FIGURE I.6 CIRCUIT MONODIODE AVEC ELEMENTS DISTRIBUES [3].....	25
FIGURE I.7 CIRCUIT MONODIODE EN TECHNOLOGIE INTEGREE (UNE PARTIE DU CIRCUIT) [4].....	25
FIGURE I.8 CIRCUIT MONODIODE HYBRIDE (INTEGRE + CMS) [4].....	25
FIGURE I.9 PERFORMANCES DE LA RECTENNA EN FONCTION DES PARAMETRES D'ENTREE/SORTIE.....	26
FIGURE I.10 TENSION DE SORTIE D'UNE RECTENNA MONODIODE SERIE A -15DBM [3].....	27
FIGURE I.11 RENDEMENT ET TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA CHARGE RESISTIVE POUR UNE RECTENNA MONODIODE SERIE A -15 DBM ET A 2.45 GHZ.....	28
FIGURE I.12 RENDEMENT ET TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF POUR UNE RECTENNA MONODIODE SERIE A 2.45 GHZ.....	29
FIGURE I.13 CARACTERISTIQUES COURANT-TENSION D'UNE RECTENNA MONODIODE SERIE POUR PLUSIEURS VALEURS DE LA PUISSANCE RF.....	30
FIGURE I.14 CARACTERISTIQUES RENDEMENT-CHARGE D'UNE RECTENNA MONODIODE SERIE POUR PLUSIEURS VALEURS DE LA PUISSANCE RF.....	31
FIGURE I.15 MODELE D'EMULATION DE LA RECTENNA.....	31
FIGURE I.16 CARACTERISTIQUES RENDEMENT-CHARGE POUR 3 TYPES DE RECTENNA : SERIE, SHUNT ET PONT.....	32
FIGURE I.17 RENDEMENT ET PUISSANCE DE SORTIE NORMALISEE EN FONCTION DU RAPPORT $A=RC/RS$...	34
FIGURE I.18 NIVEAUX D'EMISSION MAXIMAUX DU CHAMP ELECTRIQUE E (V/M) DANS L'ESPACE PUBLIC ET PROFESSIONNEL.....	37
FIGURE I.19 NIVEAUX D'EMISSION MAXIMAUX EXPRIMES EN DENSITE DE PUISSANCE S ($\mu W/CM^2$) DANS L'ESPACE PUBLIC ET PROFESSIONNEL.....	37
FIGURE I.20 EVOLUTION TYPIQUE DU TRAFIC SUR 24H [7].....	39
FIGURE I.21 FLUCTUATIONS DE L'ONDE EM ENTRE EMETTEUR ET RECEPTEUR [7].....	39
FIGURE I.22 DECROISSANCE DU NIVEAU DU CHAMP ELECTRIQUE $E(V/M)$ A PARTIR DE L'EMETTEUR [8]	40
FIGURE I.23 PERTES DE PROPAGATION EN ESPACE LIBRE EN DB EN FONCTION DE LA DISTANCE EMETTEUR- RECEPTEUR.....	41
FIGURE I.24 POSITION DU POINT DE MESURE PAR RAPPORT A L'ANTENNE RELAI LA PLUS PROCHE [8].....	42
FIGURE I.25. NIVEAUX MESURES DU CHAMP ELECTRIQUE E (V/M) [8].....	44
FIGURE I.26 NIVEAUX MESURES RELATIFS DU CHAMP ELECTRIQUE E (V/M) PAR RAPPORT AUX LIMITES D'EMISSION MAXIMALES [8].....	44
FIGURE I.27 DENSITE DE PUISSANCE RELATIVE PAR RAPPORT AUX LIMITES D'EMISSION MAXIMALES [8] ...	45
FIGURE I.28 OBJECTIF DU SYSTEME DE GESTION ENERGETIQUE DE LA RECTENNA.....	48
FIGURE I.29 SYNOPTIQUE GENERAL DU SYSTEME DE GESTION ENERGETIQUE DE LA RECTENNA.....	49
FIGURE II.1 TENSIONS DE SORTIE DE DIFFERENTES STRUCTURES DE RECTENNAS EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF [3].....	54
FIGURE II.2 SCHEMA DU PRINCIPE DU REVEIL A DISTANCE POUR ELIMINER LA CONSOMMATION EN VEILLE DES APPAREILS TELECOMMANDES [3].....	54
FIGURE II.3 ETAT DE L'ART DES SOLUTIONS DE DEMARRAGE A PARTIR D'UNE MICRO-SOURCE D'ENERGIE	56
FIGURE II.4 DEMARRAGE DU CONVERTISSEUR BOOST GRACE A LA SOURCE DE VIBRATIONS [16].....	59
FIGURE II.5 STRUCTURE D'UN OSCILLATEUR EN ANNEAU AVEC N ETAGES [25].....	61

FIGURE II.6 <i>OSCILLATEUR EN ANNEAU</i> A 5 ETAGES : ILLUSTRATION DE LA RELATION ENTRE LE DELAI DE PROPAGATION ET LA FREQUENCE D'OSCILLATION [26].....	61
FIGURE II.7 CONVERTISSEUR A CAPACITE COMMUTEE COMMANDE PAR UN OSCILLATEUR EN ANNEAU AVEC UNE TENSION D'ALIMENTATION DE 120 MV [27].....	62
FIGURE II.8 ELEVATION DE LA TENSION DE COMMANDE EN UTILISANT UN CONVERTISSEUR BOOST INDUCTIF [18]	62
FIGURE II.9 STRUCTURE ORIGINALE D'ELEVATION DU SIGNAL DE COMMANDE GRACE A DEUX CONVERTISSEURS BOOST INDUCTIFS [28].....	63
FIGURE II.10 STRUCTURE D'UN <i>OSCILLATEUR EN ANNEAU</i> INDUCTIF [29].....	63
FIGURE II.11 UTILISATION DE L' <i>OSCILLATEUR EN ANNEAU</i> INDUCTIF POUR COMMANDER UN CONVERTISSEUR BOOST [29].....	63
FIGURE II.12 STRUCTURE DU VCO FAIBLE TENSION UTILISE [30].....	65
FIGURE II.13 STRUCTURE DU CONVERTISSEUR A BASE DE L'OSCILLATEUR HARMONIQUE PRESENTE DANS [30]	65
FIGURE II.14 STRUCTURE D'OSCILLATEUR LC FAIBLE TENSION [31]	65
FIGURE II.15 STRUCTURE DU CONVERTISSEUR A BASE DE L'OSCILLATEUR HARMONIQUE PRESENTE DANS [31]	65
FIGURE II.16. STRUCTURE DE BASE DE L'OSCILLATEUR D'ARMSTRONG	66
FIGURE II.17 CONVERTISSEUR DC/DC A BASE DE L'OSCILLATEUR DE ARMSTRONG [34].....	66
FIGURE II.18 VARIANTE DES CONVERTISSEURS DC/DC A BASE DE L'OSCILLATEUR D'ARMSTRONG : UTILISATION D'UNE SIMPLE DIODE DE REDRESSEMENT.	67
FIGURE II.19 VARIANTES DES CONVERTISSEURS DC/DC A BASE DE L'OSCILLATEUR D'ARMSTRONG : TROIS ENROULEMENTS [35].....	67
FIGURE II.20 STRUCTURE COUPLEE DE L'OA AVEC UN CONVERTISSEUR BOOST CONVENTIONNEL [36]	68
FIGURE II.21 STRUCTURE D'UN CONVERTISSEUR RESONANT A BASE DE L'OSCILLATEUR D'ARMSTRONG : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	70
FIGURE II.22 MODELE DU CONVERTISSEUR RESONANT AU DEMARRAGE.....	72
FIGURE II.23 FORMES D'ONDES ISSUES DE LA SIMULATION CIRCUIT DU MODELE DU REGIME PERMANENT	75
FIGURE II.24 MODELE REGIME PERMANENT : PHASE 1	75
FIGURE II.25 MODELE REGIME PERMANENT : PHASE 2	76
FIGURE II.26 MODELE REGIME PERMANENT : PHASE 3	77
FIGURE II.27 PROCEDURE DE CONCEPTION DU CONVERTISSEUR RESONANT.....	82
FIGURE II.28 PHOTOGRAPHIE D'UN PROTOTYPE DU CONVERTISSEUR RESONANT	82
FIGURE II.29 TEST EXPERIMENTAL DU CONVERTISSEUR RESONANT EN UTILISANT UN MODELE D'EMULATION DE LA RECTENNA	83
FIGURE II.30 TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE DU CONVERTISSEUR RESONANT	84
FIGURE II.31 RENDEMENT DU CONVERTISSEUR RESONANT.....	85
FIGURE II.32 TEST DU CONVERTISSEUR RESONANT AVEC UNE RECTENNA REELLE.....	85
FIGURE II.33 TEST DU CONVERTISSEUR RESONANT AVEC UNE RECTENNA REELLE : TENSIONS D'ENTREE ET DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF A L'ENTREE DE LA RECTENNA.....	86
FIGURE II.34 CIRCUIT DU CONVERTISSEUR RESONANT A TROIS ENROULEMENTS	87
FIGURE II.35 FORMES D'ONDE IMPORTANTES ISSUES DE LA SIMULATION DU CONVERTISSEUR A TROIS ENROULEMENTS.....	87
FIGURE II.36 MESURES EXPERIMENTALES DE LA TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE DU CONVERTISSEUR RESONANT A TROIS ENROULEMENTS	88
FIGURE II.37 RENDEMENT EXPERIMENTAL DU CONVERTISSEUR RESONANT A TROIS ENROULEMENTS	89

FIGURE II.38 TEST DU CONVERTISSEUR RESONANT A 3 ENROULEMENTS AVEC UNE RECTENNA REELLE : TENSIONS D'ENTREE ET DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF A L'ENTREE DE LA RECTENNA	90
FIGURE II.39 PHOTOGRAPHIE DE LA BIOPILE FABRIQUEE PAR N. DEGRENNE	91
FIGURE II.40 CARACTERISTIQUE TENSION-COURANT DE LA BIOPILE	91
FIGURE II.41 CARACTERISTIQUE PUISSANCE-CHARGE DE LA BIOPILE	92
FIGURE II.42 TENSIONS D'ENTREE ET DE SORTIE DU CONVERTISSEUR RESONANT POUR LA BIOPILE	93
FIGURE II.43 RENDEMENT DU CONVERTISSEUR RESONANT POUR LA BIOPILE	93
FIGURE II.44 RENDEMENT DU CONVERTISSEUR RESONANT ASSOCIE A UNE BIOPILE	94
FIGURE III.1. FONCTIONNEMENT DE L'ALGORITHME MPPT P&O	100
FIGURE III.2 LES DIFFERENTS TYPES DE CHARGES [46]	101
FIGURE III.3 PRINCIPE DE L'EMULATION DE LA RESISTANCE A L'AIDE D'UN CONVERTISSEUR DC/DC	103
FIGURE III.4 STRUCTURE DU CONVERTISSEUR FLYBACK EN DCM	106
FIGURE III.5 FORMES D'ONDE DU CONVERTISSEUR FLYBACK EN DCM	107
FIGURE III.6 CONVERTISSEUR FLYBACK EN DCM : PHASE 1	108
FIGURE III.7 CONVERTISSEUR FLYBACK EN DCM : PHASE 2	108
FIGURE III.8 CONVERTISSEUR FLYBACK EN DCM : PHASE 3	109
FIGURE III.9 TRIANGLE DE PERTE LORS DE LA FERMETURE DU CANAL DU MOSFET	112
FIGURE III.10 OSCILLATEUR TS3001	116
FIGURE III.11 CONSOMMATION DE L'OSCILLATEUR TS3001 AVEC : $V_g = 1 V$ ET $C_{out} = 5 pF$ [57]	117
FIGURE III.12 CONSOMMATION DE L'OSCILLATEUR TS3001 AVEC : $V_g = 1 V$ ET $T = 40 \mu s$ [57]	117
FIGURE III.13 RENDEMENT GLOBAL η_{Fly_Glob} DU CONVERTISSEUR ET INDUCTANCE PRIMAIRE EN FONCTION DE LA FREQUENCE	119
FIGURE III.14 RENDEMENT GLOBAL η_{Fly_Glob} DU CONVERTISSEUR EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION DU CIRCUIT DE CONTROLE	120
FIGURE III.15 REGULATEUR LINEAIRE ENTRE LA SORTIE DU FLYBACK ET LE CIRCUIT DE CONTROLE	121
FIGURE III.16 RENDEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK INCLUANT LES PERTES DU REGULATEUR	122
FIGURE III.17 PROCEDURE DE CONCEPTION DE L'INDUCTANCE COUPLEE	123
FIGURE III.18 DIMENSIONS DU CIRCUIT MAGNETIQUE SELECTIONNE ET PHOTO DU PROTOTYPE REALISE	124
FIGURE III.19 PROCEDURE EXPERIMENTALE DE TEST DU FLYBACK AVEC UN MODELE DE LA RECTENNA	126
FIGURE III.20 TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE POUR 3 CHARGES RESISTIVES : $R_{Load} = 1 M\Omega ; 200 k\Omega$ et $50 k\Omega$	127
FIGURE III.21 RENDEMENT DU CONVERTISSEUR FLYBACK POUR 3 CHARGES RESISTIVES : $R_{Load} =$ $1 M\Omega ; 200 k\Omega$ et $50 k\Omega$	128
FIGURE III.22 EFFICACITE η_{Match} DE L'ADAPTATION D'IMPEDANCE DU CONVERTISSEUR FLYBACK	129
FIGURE III.23 PROCEDURE DE TESTS EXPERIMENTAUX RAYONNES	130
FIGURE III.24 TENSIONS DE SORTIES DE LA RECTENNA ET DU CONVERTISSEUR FLYBACK EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF REÇU P_{recv}	131
FIGURE III.25 RENDEMENTS EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF P_{recv}	132
FIGURE III.26 ALIMENTATION SANS FILS D'UN CAPTEUR DE TEMPERATURE : INTERIEUR DE LA CHAMBRE ANECHOÏDE	133
FIGURE III.27 ALIMENTATION SANS FILS D'UN CAPTEUR DE TEMPERATURE : EXTERIEUR DE LA CHAMBRE ANECHOÏDE	133
FIGURE III.28 BILAN DES PERTES AU NIVEAU DU RECEPTEUR	134
FIGURE IV.1. CIRCUIT UVLO A BASE DE DEUX COMPARATEURS A SEUIL [59]	140
FIGURE IV.2. CIRCUIT UVLO SIMPLE A BASE DE DEUX TRANSISTORS MOS	141
FIGURE IV.3. EXEMPLE DE SIMULATION DU CIRCUIT UVLO A TRANSISTORS	142
FIGURE IV.4 TEST EXPERIMENTAL DU CIRCUIT UVLO	143
FIGURE IV.5 MESURES EXPERIMENTALES DE L'EVOLUTION DES TENSIONS D'ENTREE ET DE SORTIE DU CIRCUIT UVLO	143

FIGURE IV.6. CIRCUIT DE DESACTIVATION DU CONVERTISSEUR RESONANT UTILISANT UN P-JFET NORMALLY-ON	144
FIGURE IV.7 TEST EXPERIMENTAL DU CIRCUIT DE DESACTIVATION	145
FIGURE IV.8 MESURES EXPERIMENTALES DE L'EVOLUTION DES TENSIONS D'ENTREE ET DE SORTIE DU CIRCUIT UVLO	146
FIGURE IV.9. CIRCUIT DE COUPLAGE AVEC MUTUALISATION D'INDUCTANCES	147
FIGURE IV.10. CIRCUIT DE COUPLAGE : STRUCTURES INDEPENDANTES.....	148
FIGURE IV.11. CIRCUIT DE COUPLAGE : STRUCTURE SEMI-INDEPENDANTE	149
FIGURE IV.12 TEST EXPERIMENTAL DU CIRCUIT DE COUPLAGE.....	150
FIGURE IV.13 MESURES EXPERIMENTALES DE L'EVOLUTION DE LA TENSION D'ENTREE DE L'UVLO ET DE LA TENSION FOURNIT PAR LE CONTROLEUR DU FLYBACK	151
FIGURE IV.14. SYSTEME COMPLET AVEC REGULATION DE LA TENSION DE SORTIE	152
FIGURE IV.15. CIRCUIT DU CONVERTISSEUR DC/DC COMMERCIAL TS3310 [61]	153
FIGURE IV.16. RENDEMENT DU CONVERTISSEUR DC/DC TS3310 AVEC : $V_{in} = 1,2 V$ ET $V_{out} = 3 V$ [61]	153

I. Etat de l'Art des Rectennas et Présentation du Sujet de Recherche

A. Introduction

Dans le cas de la transmission d'énergie sans fils et de la récupération de l'énergie EM ambiante, la rectenna se positionne au début du bloc récepteur. Etant positionnée ainsi, Les performances de la rectenna seront déterminantes et impactent considérablement les performances globales du récepteur. Une attention particulière doit être accordée à cet élément majeur de la chaîne de réception.

La première partie de ce chapitre sera consacrée à la rectenna : état de l'art et topologies existantes, les méthodes d'optimisation et de conception ainsi que les compromis existants. La modélisation de la rectenna sera également évoquée puisqu'elle permet de fournir les modèles essentiels pour le dimensionnement d'un système d'interfaçage optimal. Cette étude autour des rectennas sera plus axée autour des rectennas à faible niveau de puissance. De plus, les résultats présentés seront ceux des projets de recherche internes ou collaboratifs du laboratoire Ampère.

Ensuite, une partie sera consacrée à la définition des limites en terme de puissance de la transmission d'énergie sans fils et de la récupération de l'énergie EM ambiante. Dans le premier cas, il est question de définir les niveaux maximaux autorisés par la réglementation en vigueur. Dans le second cas, la discussion sera plus axée autour de la faisabilité de cette récupération de l'énergie ambiante, souvent conditionnée par la proximité du récepteur par rapport à un émetteur involontaire.

Un micro-générateur à base de rectenna nécessite l'utilisation d'un circuit d'interfaçage afin d'optimiser les performances globales. La nécessité d'un tel système ainsi que les difficultés relatives à son développement seront discutées en détail. Il s'en suit la construction d'un ensemble d'objectifs rassemblés autour d'un CdC.

Un synoptique global d'un micro-générateur à base de rectenna répondant aux contraintes évoquées dans le CdC sera finalement proposé et analysé.

B. Etat de l'art des rectennas

1. Présentation et principe de fonctionnement

La rectenna¹ est un système permettant la conversion d'une onde EM en une tension continue. Elle est composée d'une antenne associée à un circuit de redressement. L'antenne convertit l'onde EM en signal électrique HF en premier lieu. Par la suite, le circuit de redressement convertit le signal HF en tension continue [1].

Le circuit de redressement est généralement composé d'un filtre d'entrée HF, suivi par l'étage de redressement et enfin un filtre BF (Figure I.1).

¹ Rectenna : Rectifying Antenna

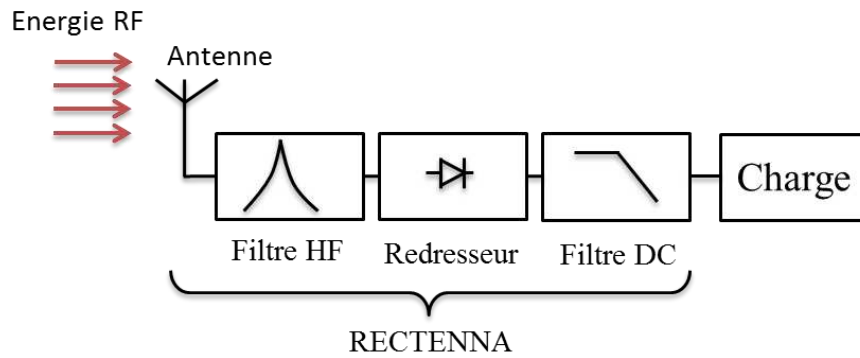


Figure I.1. Structure d'une rectenna

Le filtre d'entrée HF a pour rôle de:

- Réaliser l'adaptation entre l'antenne et le circuit de redressement à la fréquence de travail et pour une puissance RF nominale donnée.
- Bloquer les harmoniques en provenance du circuit de redressement

Le filtre de sortie BF a pour rôle :

- Réaliser l'adaptation entre le circuit de redressement et la charge pour une puissance DC nominale donnée.
- Filtrer les harmoniques HF et laisser uniquement la composante continue.

Le bloc redresseur réalise la conversion RF/DC. En fonction de l'application, plusieurs technologies sont possibles :

- Convertisseur à base de tubes à vide (Cyclotron Wave Converter, CWC) : pour de fortes puissances comme dans le cas de la transmission d'électricité sans fils [2].
- Convertisseur à base de transistors : pour les fréquences en dessous du GHz et pour les niveaux de puissance moyens.
- Convertisseur à base de diodes Schottky : pour les fréquences entre 800 MHz et plusieurs GHz et pour les faibles niveaux de puissance et de tension.

2. Les différentes topologies des redresseurs à diodes

a) Topologies

Dans le domaine des hyperfréquences, l'utilisation des diodes et plus particulièrement des diodes Schottky est très répandue au niveau du bloc redresseur. En effet, la tension de seuil d'une diode Schottky peut atteindre des niveaux très bas (150 mV par exemple) ce qui la rend très sensible aux faibles niveaux de tension délivrés par l'antenne. De plus, la diode Schottky présente un temps de commutation très rapide grâce à sa très faible capacité de jonction (inférieure au pF), ce qui justifie son utilisation très répandue dans les applications hyperfréquence. En fonction de l'application visée, plusieurs topologies de redresseurs à base de diode sont possibles (Figure I.2). Le

Table I.1 donne une comparaison vis-à-vis des performances et de l'utilisation typique de chaque structure.

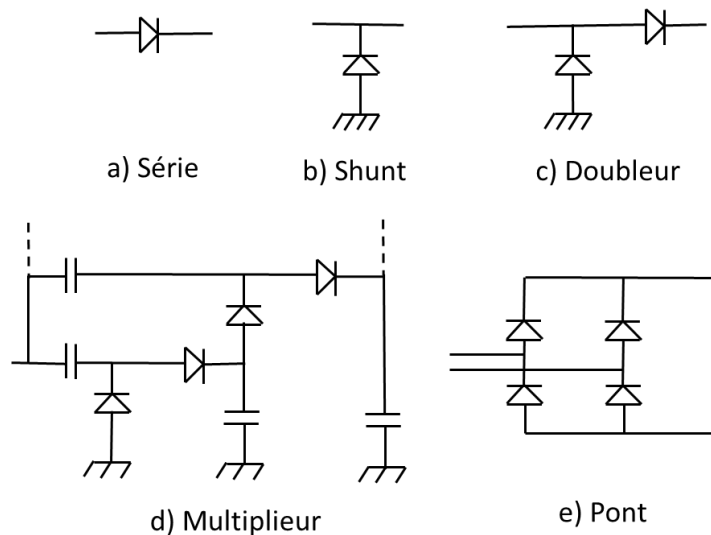


Figure I.2 Différentes topologies de redresseurs à diodes pour rectennas

Table I.1. Comparaison des différentes structures de rectennas

	Description	Avantages	Inconvénients	Application
Monodiode série	La plus simple, elle utilise une simple diode pour redresser le signal RF. Très utilisée dans les applications de très faible puissance	Adaptée aux très faibles puissances	Tension de sortie faible	Récupération énergie ambiante
Monodiode shunt	Cette topologie est semblable à la topologie série, les performances sont similaires. En effet, ce circuit permet de redresser l'alternance négative.	Adaptée aux très faibles puissances	Tension de sortie faible	Récupération énergie ambiante
Doubleur	Cette structure est une structure qui redresse les deux alternances.	Double alternance ; tension de sortie plus élevée	Rendement moins bon que la structure simple diode	Récupération / Transfert d'énergie sans fils
Multiplieur	Ce circuit permet d'obtenir une tension de sortie élevée.	Tension de sortie plus élevée	Pertes dans les diodes, rendement dégradé	Récupération / Transfert d'énergie sans fils
Pont	Cette structure utilise Le pont de Graëtz généralement utilisé en électronique de puissance BF. Destinée aux fortes puissances RF	Bon rendement à forte puissance	Pas sensible aux petites tensions.	Transfert d'énergie sans fils

Les structures monodiode, doubleur et multiplieur trouvent très souvent leurs application dans les systèmes à très faible niveau de puissance ; c.-à-d. de grappillage de l'énergie ambiante. La structure multiplieur est particulièrement utilisée lorsque l'on cherche à avoir un niveau de tension élevé au niveau de la sortie de la rectenna.

L'utilisation de la structure en pont est plutôt réservée aux applications qui font intervenir des forts niveaux de la puissance RF ; c.-à-d. les applications de transmission de l'énergie sans fils.

La figure de mérite est un paramètre très utile pour le choix final d'une topologie donnée. En fait, c'est le produit normalisé de la tension de sortie de la rectenna par le rendement énergétique de celle-ci. La Figure I.3 présente la figure de mérite en fonction du niveau de la puissance RF en entrée de la rectenna pour différentes structures.

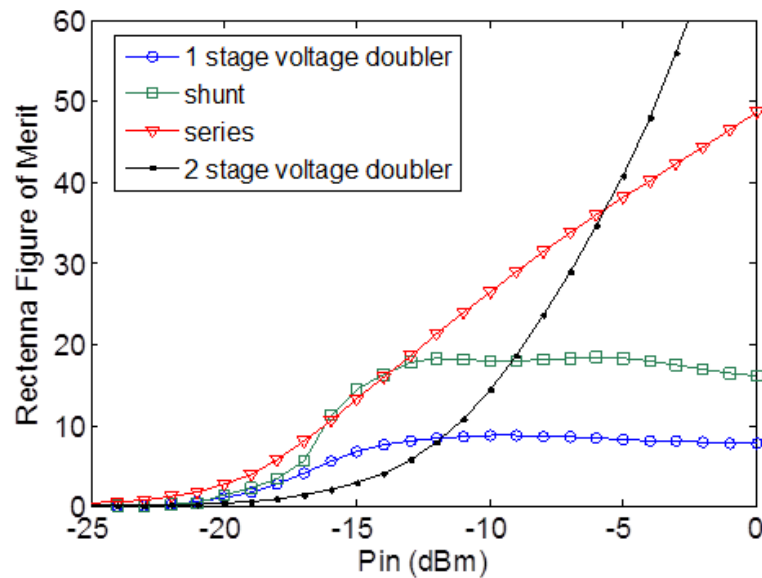


Figure I.3 Figure de mérite en fonction de la puissance RF pour différentes structures [3]

On constate d'après la Figure I.3 que parmi les structures développées dans [3], c'est la monodiode série qui présente le meilleur compromis entre la tension de sortie et le rendement énergétique sur la gamme des faibles niveaux de puissance.

b) Exemples de réalisation

La conception l'optimisation des structures de rectenna se fait généralement en utilisant un logiciel de simulation tel que Agilent ADS². Ce dernier est un outil qui permet de réaliser différents types de simulations dédiées aux circuits RF tels que : Harmonic Balance, SParameter et LSSP³. ADS inclut également un simulateur électromagnétique (Momentum) qui permet de réaliser des co-simulations électrique-électromagnétique afin d'obtenir des résultats plus proches de la réalité.

La Figure I.4 est une capture d'écran ADS avec la structure monodiode.

² ADS : Advanced Design Systems

³ LSSP : Large Signal S Parameters

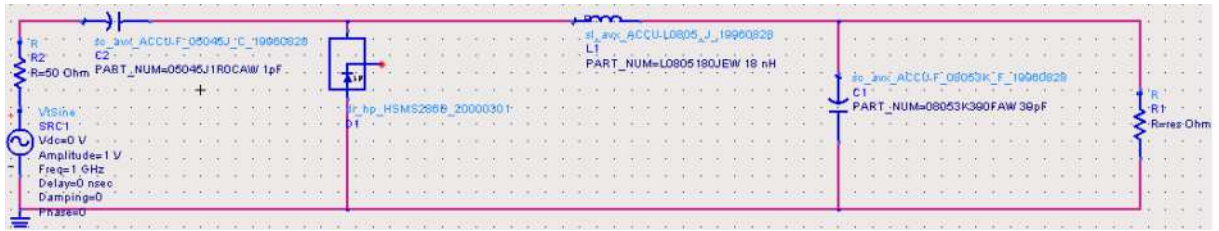


Figure I.4 Circuit rectenna monodiode shunt [3]

La réalisation expérimentale de prototypes de rectenna se fait généralement de plusieurs façons. La plus simple consiste à utiliser directement des composants discrets du commerce (Figure I.5). Il est également possible de réaliser la rectenna en utilisant des composants distribués afin de s'affranchir, dans certains cas, des vias entre la partie supérieure du circuit et le plan de masse (Figure I.6).

Enfin, la réalisation de la rectenna peut également se faire entièrement ou bien en partie grâce à l'intégration (Figure I.7 et Figure I.8). Ceci permet d'avoir plus de liberté vis-à-vis des paramètres des composants.

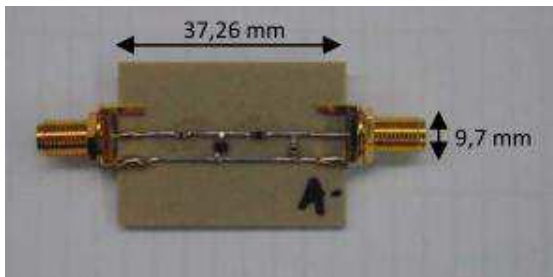


Figure I.5 Circuit Monodiode en technologie CMS [3]

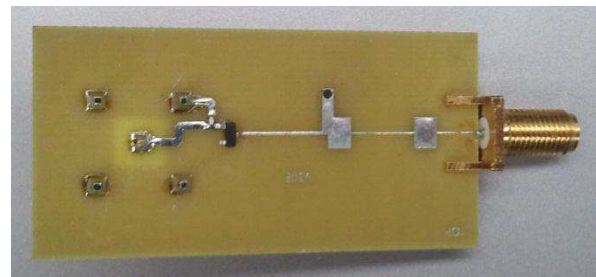


Figure I.6 Circuit monodiode avec éléments distribués [3]

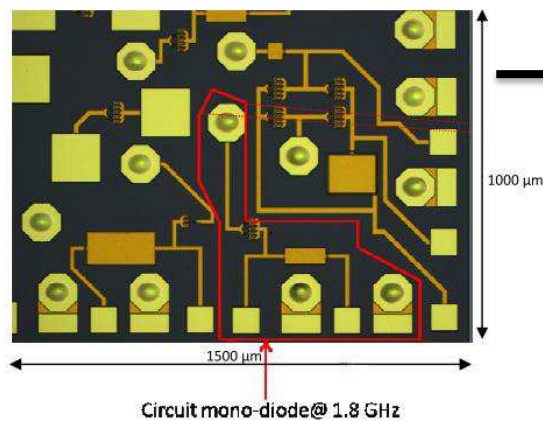


Figure I.7 Circuit monodiode en technologie intégrée (une partie du circuit) [4]

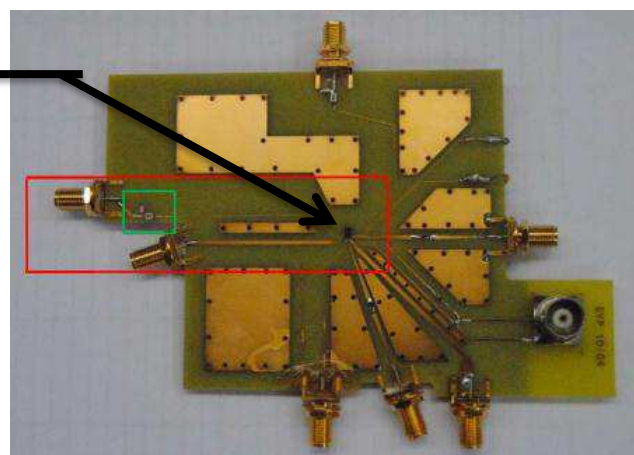


Figure I.8 Circuit Monodiode hybride (intégré + CMS) [4]

3. Caractéristiques de la rectenna

Les performances de la rectenna sont généralement évaluées en utilisant deux grandeurs : le niveau de sa tension de sortie (V_{rec}) et son rendement de conversion RF/DC (η_{rec}). C'est d'ailleurs ces deux grandeurs qui sont le plus souvent utilisées comme objectif dans l'optimisation de la rectenna. Nous trouvons donc des rectennas qui sont optimisées pour avoir plus de tension de sortie et d'autres pour avoir un meilleur rendement. Aussi, une rectenna peut être optimisée afin d'avoir un équilibre entre tension de sortie et rendement.

Pour une rectenna donnée, les deux performances V_{rec} et η_{rec} dépendent des grandeurs d'entrée (Figure I.9): Le niveau de la puissance RF (P_{RF}) et la fréquence du signal (f_{RF}), ainsi que du paramètre de sortie qui est la charge (R_L).

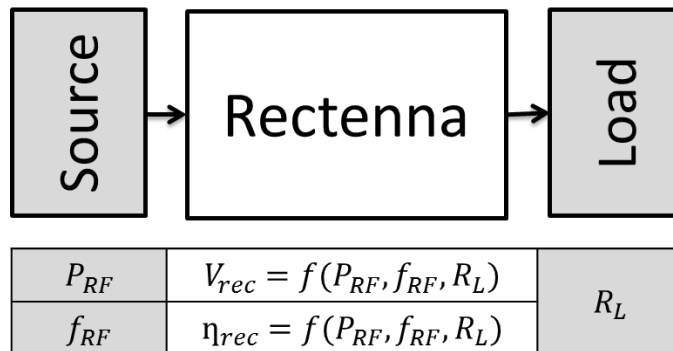


Figure I.9 Performances de la rectenna en fonction des paramètres d'entrée/sortie

Nous allons dans la suite présenter quelques résultats montrant l'influence des 3 paramètres d'entrée/sortie de la rectenna sur les performances de celle-ci afin d'analyser les compromis existants.

a) Influence de la fréquence

Le premier paramètre est la fréquence. En effet, une rectenna peut être conçue pour fonctionner à une seule fréquence, sur plusieurs fréquences ou bien sur une large gamme de fréquence ; tout dépend de l'application⁴.

La Figure I.10 présente la tension de sortie à -15dBm d'une rectenna monodiode série à 2.45GHz en fonction de la fréquence. Comme la puissance d'entrée ainsi que la charge de sortie sont constantes, les variations de la tension de sortie sont la conséquence de la variation du rendement de la rectenna. On constate que la tension de sortie se dégrade fortement si la fréquence de la source s'éloigne de la valeur optimale.

⁴ Bien que la tendance générale soit orientée vers les systèmes mono ou double fréquence, des systèmes large-bande peuvent exister.

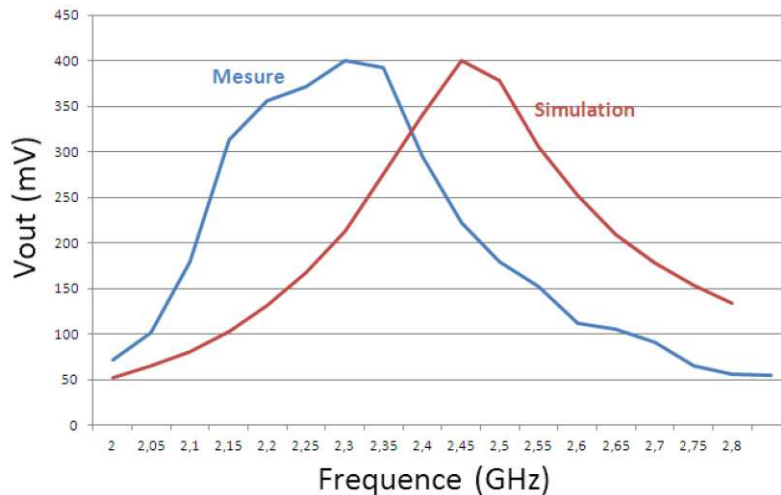


Figure I.10 Tension de sortie d'une Rectenna monodiode série à -15dBm [3]

Ceci étant dû au fait qu'afin de garantir des performances optimales aux fréquences de travail, l'antenne réceptrice a été conçue de façon à avoir des bonnes performances à cette fréquence. Aussi, l'adaptation antenne-redresseur⁵ est optimale pour la fréquence de travail et se dégrade fortement en dehors de celle-ci.

La désadaptation due au changement de la fréquence de travail serait donc la cause principale de la dégradation des performances. En effet, la puissance reçue par le bloc redresseur ne représente qu'une petite fraction de la puissance disponible au niveau de la source. En plus de la chute du rendement due au fait que le redresseur travaille donc à un niveau très bas par rapport au niveau nominal, la puissance disponible au niveau de la charge ainsi que la tension de sortie seraient très dégradées.

La rectenna présentée ici a été initialement développée pour une fréquence de 2.45 GHz. Les mesures expérimentales montrent une fréquence optimale d'environ 2.27 GHz ; soit un écart de 180 MHz ce qui est considérable dans ce cas. En effet, si cette rectenna est amenée à fonctionner à 2.45 GHz la tension qu'elle va délivrer ne serait que 200 mV au lieu de 400 mV.

Ces résultats nous montrent que la rectenna est très sensible aux variations de la fréquence de la source. Une grande attention doit être portée au dimensionnement du filtre HF en amont du redresseur. Aussi, des variations importantes peuvent être observées sur plusieurs prototypes supposés identiques. En effet, cela est dû à plusieurs facteurs :

- L'incertitude sur les valeurs des composants discrets qui est entre 5 et 10% en général.
- Les machines de gravure ont une précision de 50 μm ce qui pourrait contribuer à des changements au niveau des composants répartis.
- Les fabricants des composants CMS préconisent des températures maximales de soudure de 300°C. Or, si nous considérons un soudage direct à la main, la tête du fer en contact avec le composant dépasse généralement cette valeur limite, ce qui

⁵ Adaptation réalisée en utilisant un filtre HF ou bien sans filtre en utilisant, par exemple, une antenne avec une impédance de sortie conjuguée de celle de l'impédance d'entrée du redresseur et vice-versa.

contribue à la dégradation des performances du composant et par conséquence celles de la rectenna.

- Les soudures faites à la main rajoutent également des perturbations et des parasites non pris en compte dans la simulation.

Un soin considérable doit être porté au processus de réalisation des prototypes de rectennas afin que les performances réelles de celles-ci soient en accord avec les prédictions issues de la simulation et les objectifs fixés par le CdC de départ.

b) Influence de la charge de sortie

Les performances de la rectenna vont également dépendre de la valeur de la charge de sortie. Le rendement ainsi que la tension de sortie ne seraient pas affectés de la même façon.

La Figure I.11 présente le rendement expérimental en fonction de la charge résistive de sortie pour une structure de rectenna monodiode série. On peut en déduire que le rendement de la rectenna est optimal pour une valeur de charge donnée ; qui est dans ce cas aux alentours de 6 k Ω . Cette valeur de charge optimale qui maximise le rendement du convertisseur n'est pas connue au préalable. C'est donc une conséquence de la méthodologie suivie lors de l'optimisation et de la conception de la rectenna. Une rectenna optimisée en tension a tendance à avoir une charge optimale importante par rapport à une rectenna optimisée en rendement. Aussi, plus le niveau de puissance de la rectenna est bas plus cette valeur d'impédance est grande.

La tension de sortie de la rectenna quant à elle augmente avec la charge (Figure I.11). Cependant, lorsque la charge atteint des valeurs importantes, la tension de sortie commence à saturer. Ceci est dû au fait que la puissance au niveau de la charge baisse considérablement à cause de la chute du rendement à ces valeurs extrêmes de charge.

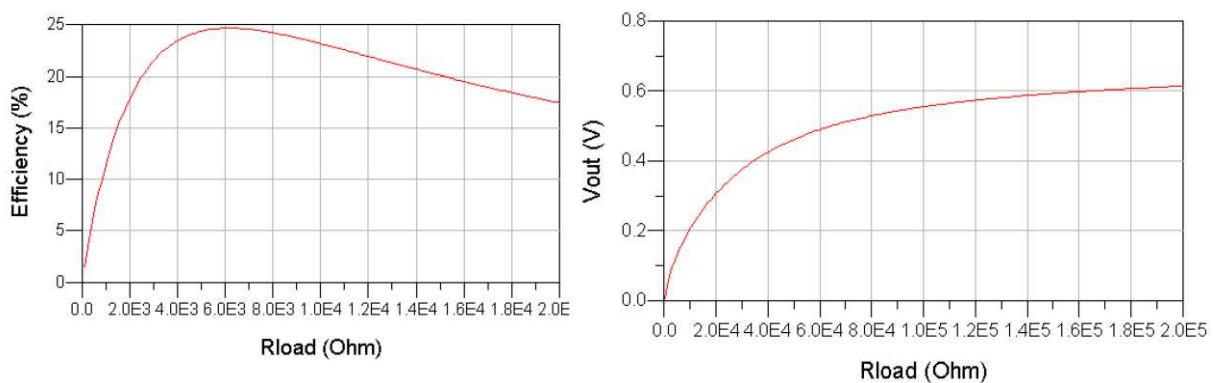


Figure I.11 Rendement et tension de sortie en fonction de la charge résistive pour une rectenna monodiode série à -15 dBm et à 2.45 GHz

Il paraît donc nécessaire que la charge de sortie ne soit pas trop éloignée de la valeur de la charge optimale afin de garantir un niveau de rendement optimal⁶.

⁶ Plus de détails concernant ce point important qui constitue le cœur de ce travail de thèse seront donnés plus tard.

c) Influence de la puissance d'entrée

Bien qu'une rectenna soit, dans la plus part des cas, optimisée autour d'une certaine valeur ou dans une certaine gamme de la puissance RF d'entrée, elle est généralement amenée à fonctionner sur une gamme de puissance plus large⁷.

La Figure I.12 présente les résultats de simulation et de mesures du rendement RF/DC et de la tension de sortie pour une structure monodiode série. Cette structure série atteint un rendement optimal d'environ 50 % autour d'une puissance de 0 dBm. Le rendement diminue de façon remarquable lorsqu'on s'éloigne des niveaux de puissance optimaux.

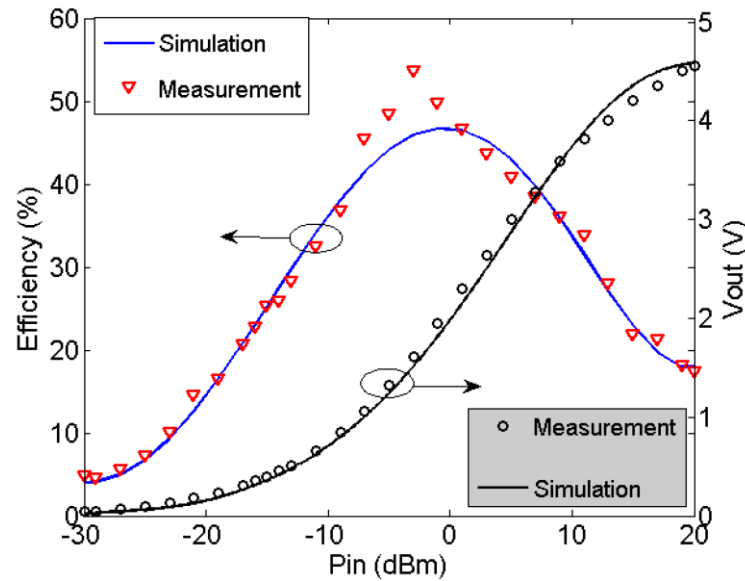


Figure I.12 Rendement et tension de sortie en fonction de la puissance RF pour une rectenna monodiode série à 2.45 GHz

La rectenna peut aussi être optimisée sur une large gamme de la puissance d'entrée. Cependant, ceci se fera au détriment des performances, notamment le rendement, qui sera plus faible sur une large gamme de puissance.

La tension de sortie de la rectenna augmente avec la puissance RF. Ceci est dû au fait qu'à charge constante le niveau de tension augmente lorsque la puissance augmente. Après le point optimal, le rendement commence à baisser, ce qui conduit à diminuer la vitesse d'accroissement de la tension. La tension tend finalement vers une valeur limite où même si la puissance d'entrée augmente, les pertes⁸ sont importantes. Le même phénomène est observé à très faible niveau de puissance, là où le niveau du rendement est très faible.

⁷ Même dans le cas où la puissance de la source est supposée connue au préalable. Il est important de considérer les fluctuations de celle-ci durant le fonctionnement réel. En effet, le seul désalignement des deux antennes émettrice et réceptrice, par exemple, pourrait provoquer une chute considérable du niveau de la puissance captée.

⁸ Les pertes joule deviennent prépondérantes aux fortes puissances.

4. Modélisation de la rectenna vis-à-vis de sa sortie DC

La construction d'un modèle de la rectenna est une étape nécessaire afin de fournir des éléments de départ pour la conception optimale du système d'interfaçage. Pour cela, nous étudions dans cette partie les caractéristiques courant-tension et rendement-charge d'une rectenna monodiode série. Cette structure a été très utilisée au cours de ce travail car elle dispose du meilleur compromis entre la tension de sortie et le rendement.

a) *Caractéristiques et construction du modèle de la rectenna*

Le modèle vu au niveau de la sortie de la rectenna sera obtenu grâce aux caractéristiques de sortie de celle-ci. Les caractéristiques Courant-Tension (I-V) sont obtenues expérimentalement en chargeant la rectenna avec différentes valeurs de charge et en relevant la tension de sortie ; les valeurs du courant de sortie sont ensuite calculées. Cette opération est réalisée sur une large plage de la puissance RF d'entrée. Ensuite le rendement de la rectenna est calculé numériquement comme étant le rapport entre la puissance au niveau de la charge de sortie et la puissance RF à l'entrée du filtre HF⁹.

La Figure I.13 et la Figure I.14 présentent les caractéristiques Courant-Tension (I-V) et Rendement-Charge (η -R) d'une rectenna monodiode série pour des valeurs de la puissance RF entre -25 dBm et 0 dBm. On constate que les caractéristiques I-V sont quasiment des droites parallèles. Ceci nous suggère de proposer un modèle simple de la rectenna au niveau de la sortie basé sur une source de tension en série avec une résistance interne (Figure I.15).

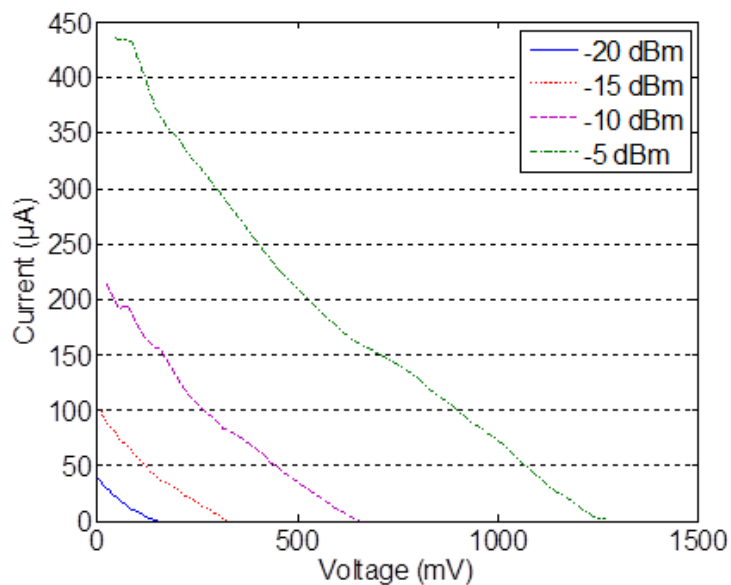


Figure I.13 Caractéristiques Courant-Tension d'une rectenna monodiode série pour plusieurs valeurs de la puissance RF

⁹ Dans le cas de mesures conduites où une source RF est branchée directement à l'entrée du redresseur, la valeur de la puissance RF est connue précisément. Dans le cas de mesures rayonnées avec une antenne réceptrice, la puissance à l'entrée du redresseur est soit évaluée grâce à l'équation de Friis, soit mesurée à l'aide d'un coupleur RF ou bien évaluée grâce à une mesure du niveau du champ électrique E au niveau de l'antenne de réception.

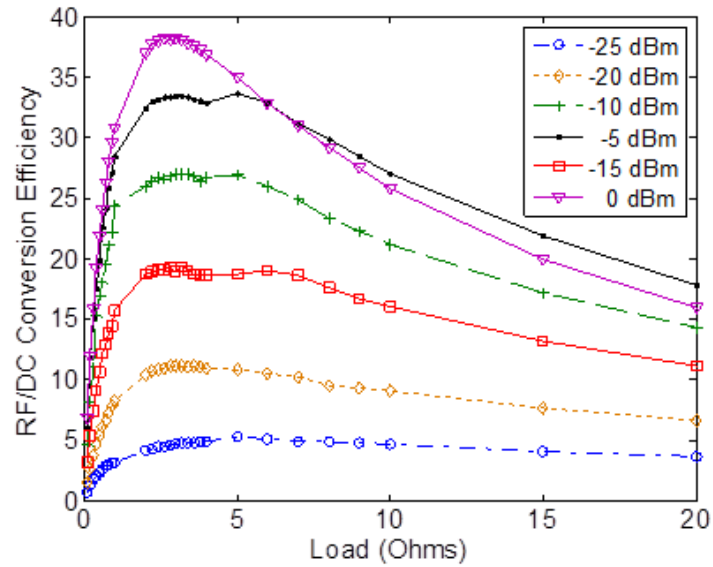


Figure I.14 Caractéristiques Rendement-Charge d'une rectenna monodiode série pour plusieurs valeurs de la puissance RF

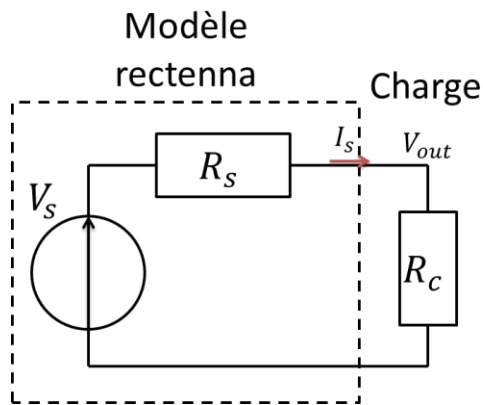


Figure I.15 Modèle d'émulation de la rectenna

D'après le modèle de la Figure I.15, l'expression de la tension de sortie de la rectenna est donnée par:

$$V_{out} = V_s - R_s I_s \quad (I.1)$$

Ainsi, l'équation des courbes I-V peut être déduite et est donnée par :

$$I_s = \frac{V_s - V_{out}}{R_s} = \frac{V_s}{R_s} - \left(\frac{1}{R_s}\right)V_{out} \quad (I.2)$$

Cette expression montre que le coefficient directeur des courbes I-V correspond à l'inverse de l'impédance interne de la rectenna. Le fait que les courbes soient parallèles prouve que cette impédance interne est relativement constante quelques soient les variations de la puissance RF d'entrée. D'un autre côté, la tension V_s est un paramètre dépendant du niveau de la puissance RF ; il correspond à la tension de sortie de la rectenna en circuit ouvert.

Ce modèle est également confirmé par les caractéristiques η -R. En fait, le rendement de la rectenna est maximal pour la même valeur de la charge de sortie qui vaut pour cette rectenna monodiode série 2.4 k Ω . Nous constatons également que cette valeur de charge correspond exactement à l'inverse de la pente des caractéristiques I-V.

Des caractéristiques similaires peuvent être observées avec les autres topologies de rectenna comme le montre la Figure I.16. Les impédances internes des rectennas sont 2.4 k Ω , 750 Ω et 250 Ω pour les topologies série, shunt et pont respectivement.

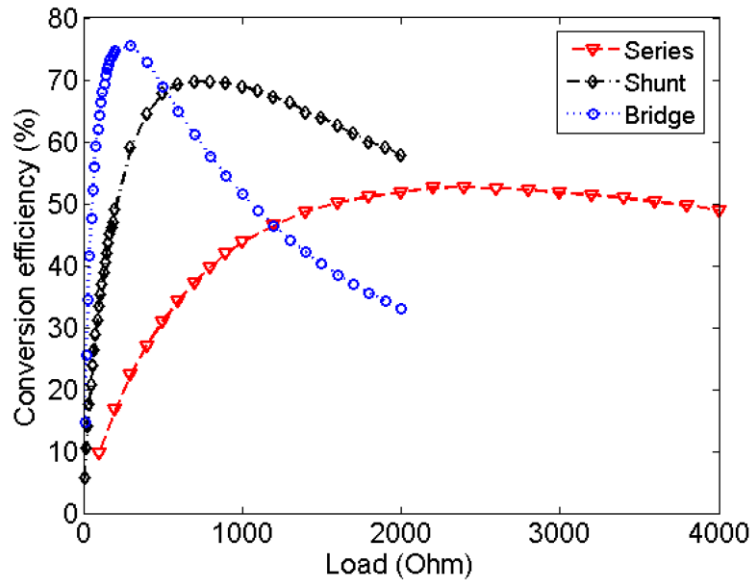


Figure I.16 Caractéristiques Rendement-Charge pour 3 types de rectenna : Série, Shunt et Pont

Nous constatons également que plus la rectenna est optimisée pour les faibles niveaux de puissance, plus son impédance interne est importante.

b) Adaptation d'impédance

A partir du modèle proposé dans la Figure I.15 nous pouvons calculer la puissance consommée par la charge de sortie R_c ainsi que celle délivrée par la source :

$$P_{source} = \frac{V_s^2}{R_s + R_c} \quad (1.3)$$

$$P_{charge} = \frac{\left(\frac{R_c}{R_s + R_c} V_s\right)^2}{R_c} \quad (1.4)$$

Le calcul du rendement correspondant au rapport entre la puissance au niveau de la charge R_c et la puissance délivrée par la source V_s nous donne :

$$\eta = \frac{P_{charge}}{P_{source}} = \frac{\left(\frac{R_c}{R_s + R_c} V_s\right)^2 / R_c}{\frac{V_s^2}{R_s + R_c}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_c/R_s}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha}} ; \alpha = R_c/R_s \quad (1.5)$$

Un rendement maximal est obtenu lorsque $R_c \gg R_s$, c-à-d une résistance de charge très grande par rapport à l'impédance de la source, ou bien, une désadaptation maximale. Ce cas ne correspond pas au cas optimal de fonctionnement de la rectenna. En fait, cette condition impliquerait d'après (I.4) un niveau de la puissance de sortie très faible.

Dans le cas du grappillage d'énergie où des micro-générateurs sont utilisés, l'approche est différente. En fait, l'objectif étant de faire fonctionner la source à son régime optimal permettant d'extraire le niveau de puissance maximale. Cela se fait en utilisant une charge de valeur égale à l'impédance interne de la source. Afin de justifier cette condition et de calculer la valeur de cette puissance maximale nous allons dériver l'expression de la puissance au niveau de la charge :

$$\frac{dP_c(R_c)}{dR_c} = \frac{(R_s + R_c)^2 - 2R_c(R_s + R_c)}{(R_s + R_c)^4} \quad (1.6)$$

L'annulation de la dérivée de P_c conduirait à obtenir la condition de maximisation de la puissance au niveau de la charge :

$$R_c = R_s \quad (1.7)$$

Cette condition nous donne une puissance maximale au niveau de la charge égale à :

$$P_{c(\max)} = \frac{V_s^2}{4R_s} \quad (1.8)$$

Nous allons maintenant calculer la puissance de sortie normalisée correspondant au rapport entre la puissance au niveau de la charge et la puissance maximale possible :

$$P_{c(\text{normalisé})} = \frac{P_c}{P_{c(\max)}} = \frac{\left(\frac{R_c}{R_s + R_c} V_s\right)^2 / R_c}{\frac{V_s^2}{4R_s}} = \frac{4 \frac{R_c}{R_s}}{\left(1 + \frac{R_c}{R_s}\right)^2} = \frac{4\alpha}{(1 + \alpha)^2} \quad (1.9)$$

La Figure I.17 montre l'évolution du rendement, ainsi que la puissance de sortie normalisée en fonction du rapport $\alpha = R_c/R_s$. Les deux courbes résumant et schématisent les résultats annoncés précédemment. En fait, un rapport de 1 permet de maximiser le transfert de puissance, cependant, le rendement maximal n'est qu'à 50%. Si le rapport augmente le rendement augmente, par contre, la part de la puissance transmise à la charge diminue à cause de la désadaptation.

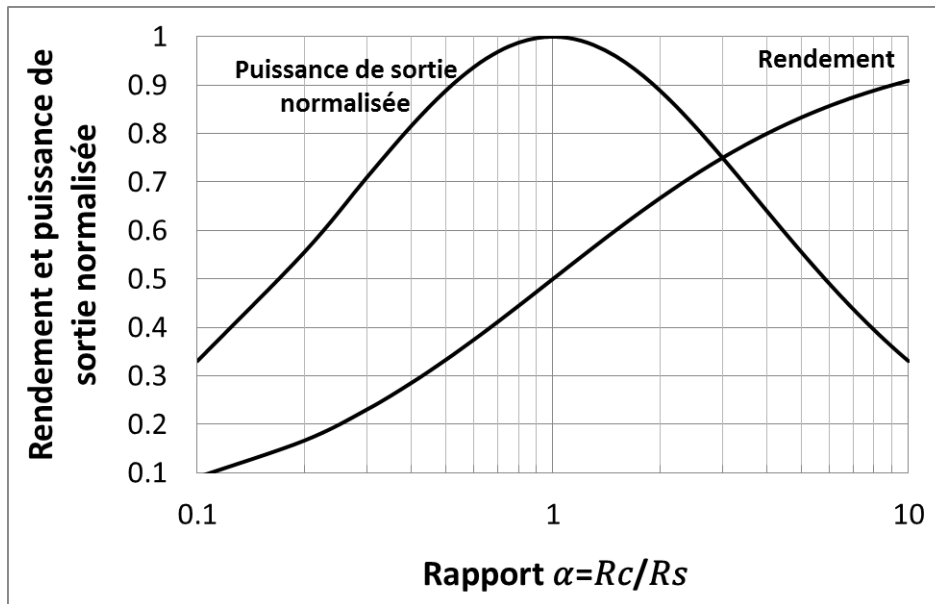


Figure I.17 Rendement et puissance de sortie normalisée en fonction du rapport $\alpha = R_c/R_s$

Un autre point important que nous pouvons évoquer est celui relatif à la vitesse de variation de la puissance de sortie normalisée. En fait, nous constatons par exemple que 90 % de la puissance maximale est transmise à la charge avec une charge 2 fois plus grande ou 2 fois moins grande que l'impédance interne de la source. La moitié de la puissance maximale disponible est transmise à la charge pour un rapport α égale à 6 ou bien à 0,17. Ceci nous montre que l'adaptation d'impédance n'a pas besoin d'avoir beaucoup de précision ; ce qui va dans le sens de simplifier le système d'adaptation afin de diminuer la consommation et donc les pertes.

Afin de justifier cette approche relative à l'adaptation d'impédance d'une façon qualitative, nous allons faire la comparaison entre une source d'énergie standard telle qu'une batterie et un micro-générateur telle qu'une rectenna par exemple. L'impédance interne d'une batterie correspond à une vraie résistance dans laquelle une partie de la puissance délivrée à la charge est perdue par effet joule. Dans ce cas, il faudra considérer une charge avec une valeur très grande par rapport à l'impédance interne de la batterie afin de minimiser les pertes et maximiser ainsi le rendement.

Dans le cas d'une rectenna, l'impédance interne n'est pas une impédance réelle ; elle est issue d'un modèle obtenu à partir de simulations et de mesures expérimentales [4], [5]. En effet, utiliser une charge adaptée ne signifie pas qu'au minimum 50 % de l'énergie délivrée à la rectenna est perdue dans celle-ci et qu'au maximum la charge récupère 50 %. Des rendements de conversions approchant les 80% peuvent être atteints pour les fortes valeurs de puissance.

Ce cas pourrait schématiquement être comparé au cas d'une source alimentant une charge via une ligne de transmission. Dans ce cas, il nous paraît évident que la valeur de la charge doit être égale à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission afin de garantir une efficacité maximale et d'éviter les réflexions. Cette adaptation d'impédance ne signifie pas pour autant que 50 % de l'énergie est perdue dans la ligne de transmission.

Finalement nous pouvons dire que l'approche d'adaptation d'impédance permet de maximiser le transfert de puissance entre la source et la charge. Elle s'applique dans les systèmes où

l'impédance interne de la source n'est pas réelle ; autrement dit, elle provient simplement d'un modèle issu de calculs analytiques ou de simulations. Cependant dans le cas de système où cette impédance de source est réelle, l'approche est différente ; il faudrait maximiser la désadaptation afin de limiter les pertes au niveau de la source et augmenter donc le rendement.

C. L'énergie RF ambiante

Dans cette partie nous allons présenter les limites des émissions RF définies par la réglementation. Nous allons également présenter quelques résultats de mesures du champ EM ambiant sur la gamme 100 kHz – 3 GHz. Enfin, nous concluons sur les possibilités éventuelles de l'exploitation de l'énergie EM ambiante.

L'annexe 1 rappelle quelques notions de base et contient plus de détails concernant la répartition du spectre RF.

1. Niveaux limites d'émission RF

Dans chaque pays des normes fixant les limites des émissions électromagnétiques dans l'espace public et professionnel sont définies. Ces normes sont très souvent inspirées des recommandations données par la CIPRNI (Commission Internationale de Protection contre les Rayonnements Non-Ionisants). La CIPRNI est une organisation non-gouvernementale reconnue officiellement par l'OMS¹⁰. Au niveau européen les recommandations sont données par l'ECC (European Communication Committee).

Au niveau national c'est l'ANRF (Agence Nationale des RadioFréquences) qui se charge de réguler et de contrôler l'utilisation des bandes fréquentielles.

Les recommandations données par La CIPRNI sont basées sur des résultats scientifiques du monde entier et reflètent en conséquence l'état des connaissances actuelles dans le domaine. De plus, des mises à jour sont réalisées périodiquement au niveau des bandes fréquentielles ainsi qu'au niveau des limites maximales recommandées en fonction des évolutions technologiques et des avancées des recherches scientifiques dans le domaine.

a) Définitions des limitations

Les limites d'exposition maximale recommandées par les commissions de régulation ne constituent pas des valeurs seuils vis-à-vis du danger. Autrement-dit, une exposition à un niveau supérieur à la limite définie dans les normes ne signifie pas pour autant qu'il y ait danger. De même une exposition humaine à un niveau inférieur à la limite n'est pas une assurance qu'il y ait un risque nul. En fait, les limites sont définies en se basant sur l'état actuel des connaissances dans le domaine [6].

La détermination de ces limites d'exposition repose sur des tests expérimentaux réalisés sur des animaux. En effet, le sujet est exposé à un champ magnétique que l'on augmente graduellement. Le seuil est pris lorsque l'on détecte un changement comportemental subtil de l'animal. Par la suite, la CIPRNI applique un facteur de sécurité de 10 vis-à-vis de la densité de puissance dans le cas des expositions professionnelles et un facteur 50 dans le cas des expositions publiques. Ce

¹⁰ OMS : Organisation mondiale de la santé

facteur constitue donc une marge de sécurité très confortable pour les utilisateurs et pour le grand public [6].

La Table I.2 donne les bandes fréquentielles exploitées sur la gamme 9 kHz – 3000 MHz ainsi que les niveaux d'émission maximaux appelés aussi niveaux de référence issues du décret 2002-775 du 3 mai 2002 [7]. Ces valeurs limites définies par l'AFRF correspondent à une exposition maximale d'une durée 6 mn et sont issues des recommandations de l'OMS.

Table I.2. Niveaux de référence pour les émissions RF définis par l'AFRF [7]

Bande	Service	Champ électrique E (V/m)		Densité de puissance S ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$)	
		Public	Professionnel	Public	Professionnel
9 kHz – 30 MHz	Services HF	28	63	208	1040
30 MHz – 87.5 MHz	PMR	28	63	208	1040
87.5 MHz – 108 MHz	FM	28	63	208	1040
108 MHz – 880 MHz	PMR – Balises	28	63	208	1040
47 - 68 MHz ; 174 – 223 MHz ; 470 – 830 MHz	TV	28	63	208	1040
880 MHz -960 MHz	GSM 900	40.4	90.3	433	2165
960 MHz – 1710 MHz	Radars –DAB	42.6	95	481	2407
1710 MHz - 1880 MHz	GSM 1800	56.8	127	856	4280
1880 MHz – 1900 MHz	DECT	59.6	133	942	4711
1900 MHz – 2200 MHz	UMTS	59.9	134	952	4760
2200 MHz – 3000 MHz	Radars – BLR -FH	61	136	987	4935

La Figure I.18 et la Figure I.19 présentent les valeurs du Table I.2 sous un format graphique.

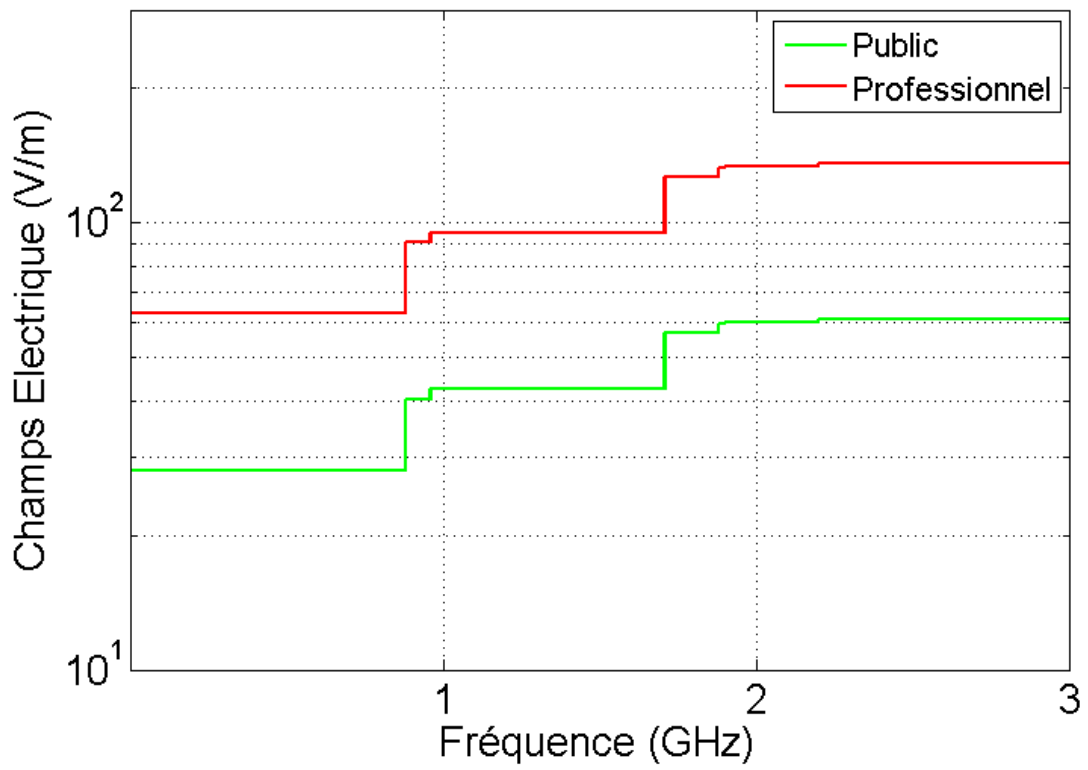


Figure I.18 Niveaux d'émission maximaux du champ électrique E (V/m) dans l'espace public et professionnel

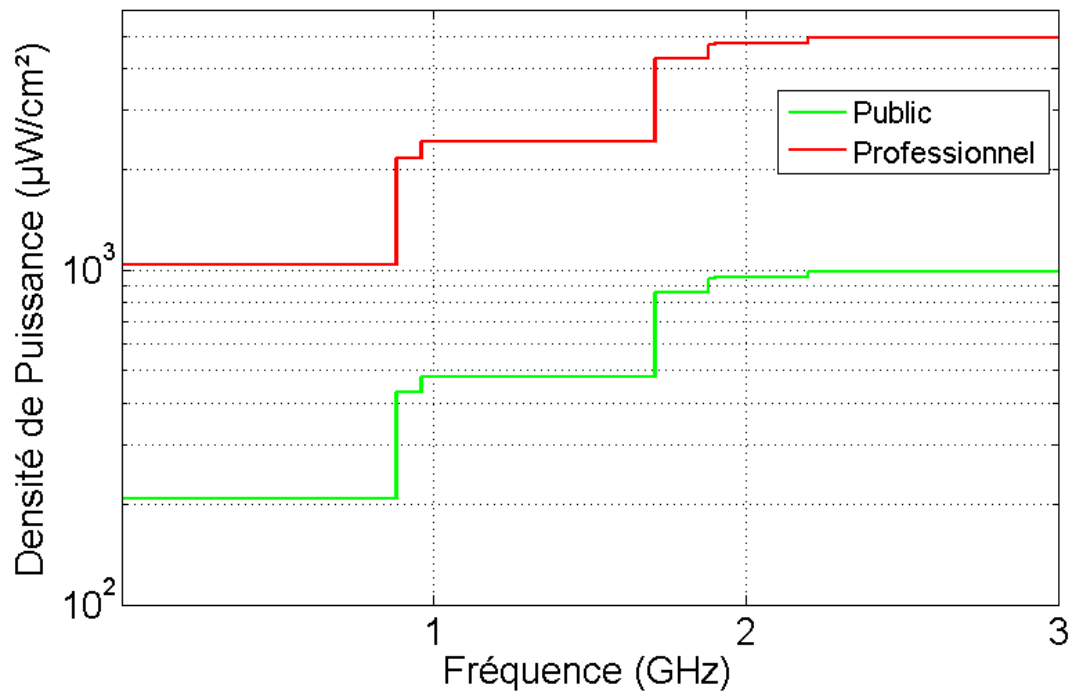


Figure I.19 Niveaux d'émission maximaux exprimés en densité de puissance S ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$) dans l'espace public et professionnel

b) Autres aspects non-pris en compte par les normes

A ce jour, aucune étude scientifique ne prouve l'existence d'effets néfastes sur la santé de l'exposition à long terme aux ondes EM.

Aussi, vu les marges de sécurités très confortables considérées par les normes, une exposition supérieure aux limites ne constitue pas systématiquement un danger certain pour la santé. D'un autre côté, une exposition, surtout prolongée, à un niveau inférieur aux limitations des normes ne constitue pas la garantie d'un nul danger.

De plus, comme ces normes sont définies en général pour le grand public, il ne considère pas le cas des personnes qui présentent une sensibilité plus prononcée aux ondes EM que d'autres. En effet, les personnes porteuses de prothèses électroniques, par exemple, doivent consulter le fabricant du dispositif ou le médecin afin de connaître les sensibilités éventuelles du système aux ondes EM ainsi que les niveaux maximaux de champ à ne pas dépasser.

2. Niveaux d'énergie RF ambiants

a) Protocoles de mesure et normes

L'évaluation du niveau de l'énergie EM est un processus délicat à cause des fluctuations temporelles et spatiales de celle-ci dans les environnements non-contrôlés. Des normes établies par l'AFRF définissent des procédures de mesure du niveau du champ EM ambiant dans des environnements indoor¹¹ ou outdoor¹². Ceci permettra d'obtenir des résultats cohérents et exploitables afin de pouvoir comparer les niveaux de champs obtenus avec les limites fixées par la réglementation.

L'AFRF réalise périodiquement des mesures du champ EM ambiant afin de vérifier que la réglementation est bien respectée par les opérateurs de téléphonie mobile. Ces derniers réalisent également ce type de mesure afin d'optimiser le réseau et la couverture.

Le maire d'une ville par exemple ou bien un particulier qui habite à proximité d'une antenne relais peuvent faire une demande de mesure via des spécialistes indépendants agréés par l'AFRF.

En plus de la marge de sécurité imposée vis-à-vis des limites maximales d'exposition, le protocole de mesure définit par l'AFRF considère toujours une puissance maximale de l'émetteur. En fait, la puissance des antennes relais dépend de l'état du trafic dont la tendance générale est donnée dans la Figure I.20. Ceci permettra d'appliquer un facteur multiplicatif sur la mesure réalisée afin de considérer toujours la puissance maximale possible au niveau du point considéré.

¹¹ Indoor : en intérieur

¹² Outdoor : en extérieur

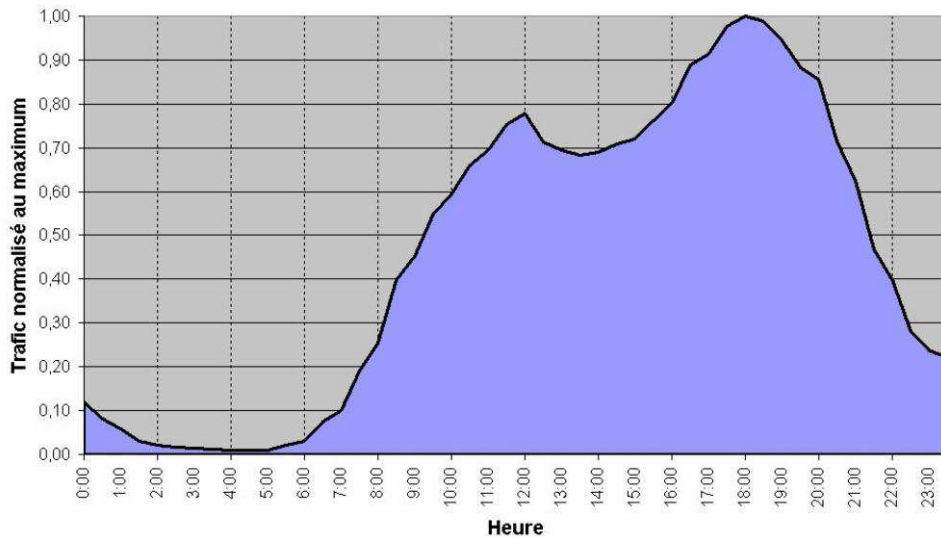


Figure I.20 Evolution typique du trafic sur 24h [7]

b) Propagation des ondes EM

(1) Aléas de propagation

Le niveau du champ EM ambiant est très fluctuant (Figure I.21) et dépend de plusieurs paramètres :

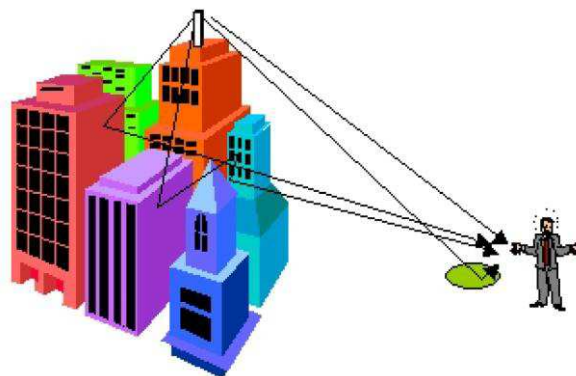


Figure I.21 Fluctuations de l'onde EM entre émetteur et récepteur [7]

- La puissance de l'émetteur
- La position du point de mesure
- Le niveau du trafic
- Les trajets multiples
- L'environnement de propagation de l'onde et les pertes des différents milieux traversés.

Un schéma symbolisant l'évolution du niveau du champ électrique de l'émetteur jusqu'aux récepteurs est donné à la Figure I.22.

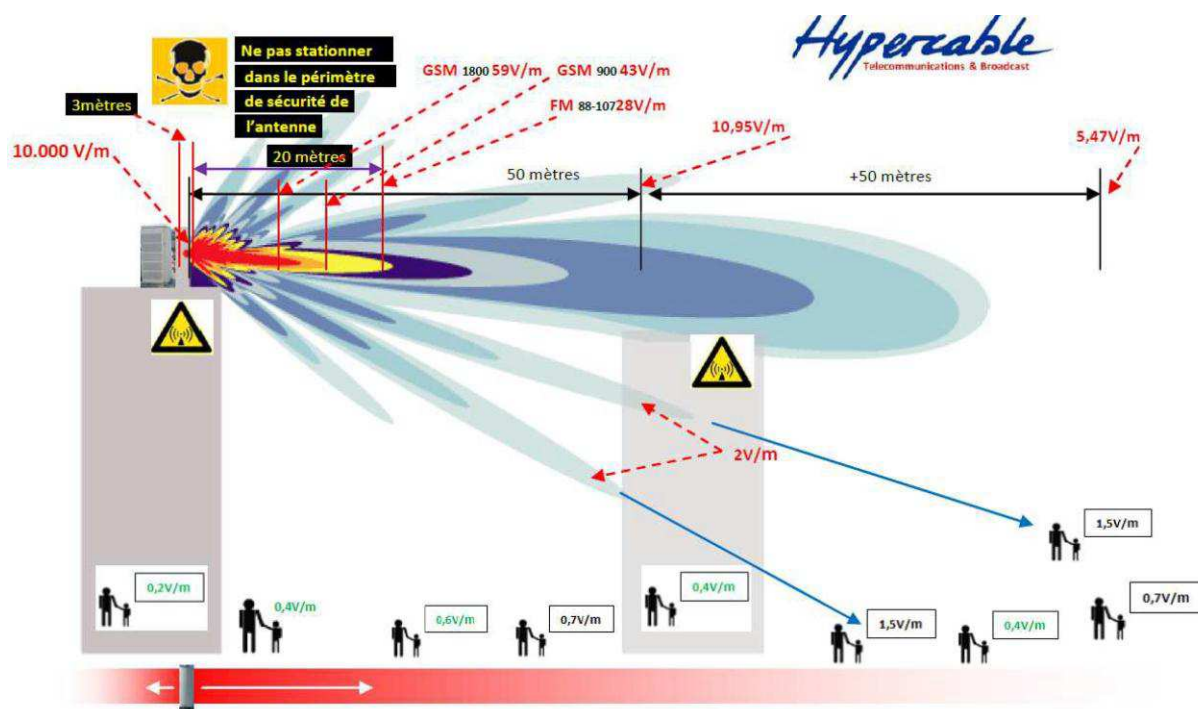


Figure I.22 Décroissance du niveau du champ électrique E(V/m) à partir de l'émetteur [8]

La puissance émise par l'antenne est composée d'un lobe principal entouré de lobes secondaires. Comme il est montré par le diagramme de rayonnement de la Figure I.22, le lobe principal correspond à la puissance d'émission maximale et correspond donc au niveau maximal du champ E. Le lobe principal est plus ou moins rabattu vers le bas en fonction de la surface de couverture souhaitée.

Le lobe principal de forte puissance couvre les zones éloignées et les lobes secondaires de puissance moyenne et faible couvrent ceux qui sont proches de l'antenne d'émission. Ceci conduira donc à harmoniser les niveaux du champ sur la zone de couverture.

(2) Pertes de propagation en espace libre

La décroissance de la puissance d'une onde EM dans l'espace libre en champ lointain est proportionnelle au carré de la fréquence et au carré de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Ce type de perte est généralement appelé : pertes de propagation en espace libre ou *path loss* en Anglais ; il est donné par l'équation (I.10).

$$P_{path_loss}(dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{4\pi df}{c} \right) \quad (I.10)$$

Avec :

- d : distance émetteur-récepteur en m
- f : fréquence de l'onde en Hz
- c : célérité de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s

La Figure I.23 montre l'évolution de P_{path_loss} en fonction de la distance émetteur-récepteur pour différentes valeurs de la fréquence de l'onde EM (900 MHz, 1,8 GHz et 2.45 GHz).

Les pertes augmentent avec une pente de 20 dB par décade de la distance d . Autrement dit, le niveau de puissance est divisé par 100 lorsque la distance est décuplée.

De même, comme il est montré par (I.10), plus la fréquence de l'onde EM est grande, plus les pertes en espace libre sont importantes.

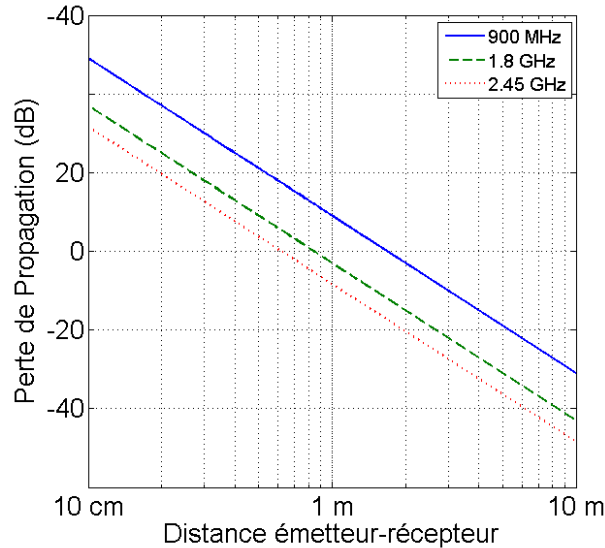


Figure I.23 Pertes de propagation en espace libre en dB en fonction de la distance émetteur-récepteur

(3) Bilan de liaison

L'évaluation du niveau de la puissance EM reçue à une certaine distance d de l'émetteur en utilisant une antenne réceptrice est donné par l'équation de Friis [9]. Cette équation, en plus de tenir compte des pertes de propagation en espace libre, prend en compte les gains respectifs des antennes émettrice et réceptrice. La différence entre la puissance de l'émetteur et celle au niveau du récepteur est donnée par l'expression (I.11).

$$P_{RF_loss} = P_{emit} - P_{recv} = 20 \log\left(\frac{4\pi df}{c}\right) - G_{emit}(dBi) - G_{recv}(dBi) \quad (I.11)$$

Avec:

- G_{emit} le gain de l'antenne émettrice en dBi
- G_{recv} le gain de l'antenne réceptrice en dBi

Cette expression de l'équation de Friis suppose :

- Alignement parfait des antennes émettrice et réceptrice
- Antennes parfaitement adaptées avec l'émetteur et le récepteur respectivement
- Propagation directe entre l'émetteur et le récepteur (pas de chemins multiples)

L'équation de Friis est très utilisée en pratique pour le calcul de la puissance reçue à une certaine distance d de l'émetteur car elle donne des résultats très proches de la réalité. Autrement dit, les approximations et hypothèses prises sont parfaitement valables dans le cas où les mesures sont réalisées soigneusement dans une chambre anéchoïque.

c) Exemple de résultats de mesure

Dans cette partie nous allons présenter quelques résultats de mesures typiques de l'énergie EM ambiante. Les résultats qui seront présentés ici sont issus d'un rapport de mesure de l'ANRF réalisé par Narda Safety Test Solutions [8]. Les mesures ont été réalisées à la ville de Neuville-sur-Saône (69) en 2009.

Le point de mesure est situé à 28m d'une antenne relais GSM, comme il est montré par la Figure I.24. De plus, la mesure a été réalisée dans un environnement indoor.

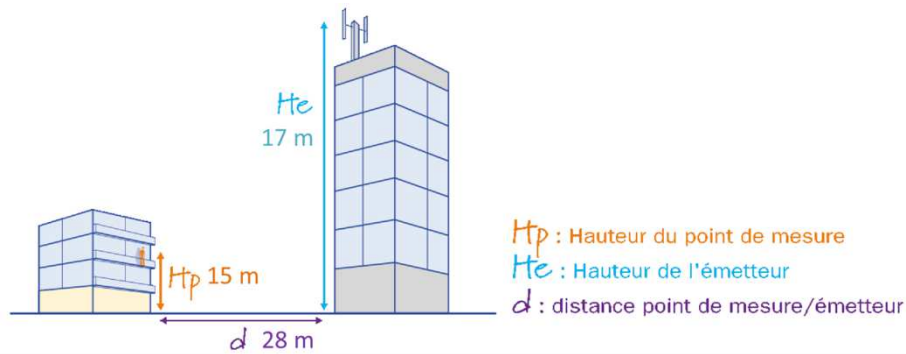


Figure I.24 Position du point de mesure par rapport à l'antenne relais la plus proche [8]

Les mesures sont réalisées à l'analyseur de spectre sur toutes les gammes fréquentielles utilisées par les systèmes de télécommunication. Les résultats de mesure détaillés sont donnés dans la Table I.3. La Figure I.25 présente les niveaux du champ E pour les bandes fréquentielles à fort niveau d'émission. La Figure I.26 quant à elle présente les niveaux de champ relatifs aux niveaux maximaux d'émission donnés dans le Table I.3. Enfin, la Figure I.27 présente les densités de puissance relatives aux niveaux d'émission maximaux.

Table I.3 Résultats de mesure du champ électrique ambiant à 28 m d'une antenne relais GSM/UMTS [8]

Fréquence (en MHz)	Service	E _i = Champ électrique efficace moyen (en V/m)	Valeur limite (en V/m)	Niveau du Champ Electrique mesuré par rapport à la valeur limite fixée par le décret du 3 mai 2002
0,1000	HF	0,0877	87,00	992 fois inférieur
0,6000	HF	0,5572	87,00	156 fois inférieur
32,8000	PMR	0,0826	28,00	339 fois inférieur
37,5000	PMR	0,0715	28,00	391 fois inférieur
59,8000	TV	0,0648	28,00	432 fois inférieur
65,5000	TV	0,0659	28,00	425 fois inférieur
95,3000	FM	0,0364	28,00	769 fois inférieur
103,0000	FM	0,0376	28,00	744 fois inférieur
110,2000	PMR Balises	0,0127	28,00	2201 fois inférieur
427,3000	PMR Balises	0,0199	28,42	1428 fois inférieur
932,2000	GSM 900	0,2736	41,98	153 fois inférieur
936,6000	GSM 900	3,8642	42,08	11 fois inférieur
1681,0000	Radars DAB	0,0333	56,38	1693 fois inférieur
1691,0000	Radars DAB	0,0312	56,54	1815 fois inférieur
1831,6000	GSM 1800	2,1655	58,85	27 fois inférieur
1875,4000	GSM 1800	0,1583	59,55	376 fois inférieur
1881,1000	DECT	0,0152	59,64	3917 fois inférieur
1893,8000	DECT	0,0155	59,84	3863 fois inférieur
2157,2000	UMTS	8,8314	61,00	7 fois inférieur
2162,2000	UMTS	8,2746	61,00	7 fois inférieur
2966,0000	Radars BLR-FH	0,0991	61,00	616 fois inférieur
2996,0000	Radars BLR-FH	0,0827	61,00	738 fois inférieur
Champ Electrique total du site				
$E_{\text{Total}} = \sqrt{\sum E_i^2} =$		12,9052V/m	28,00V/m	est la valeur limite la plus faible fixée par le décret du 3 mai 2002

Ces résultats de mesures montrent des pics du niveau du champ électrique E pour certaines bandes très particulières. Il s'agit, en fait, du GSM 900, GSM 1800 et de l'UMTS avec des niveaux de champ de 3,87 V/m, 2,17 V/m et 12,1 V/m respectivement. Les niveaux de champ assez élevés mesurés ici sont dus au fait de la proximité du point de mesure de l'antenne relais.

Des niveaux de champ plus bas ont été mesurés pour les autres gammes fréquentielles avec 0,5 V/m pour la bande HF, 0,11 V/m pour la PMR, 0,09 V/m pour la TV et 0,13 V/m pour la BLR-FH.

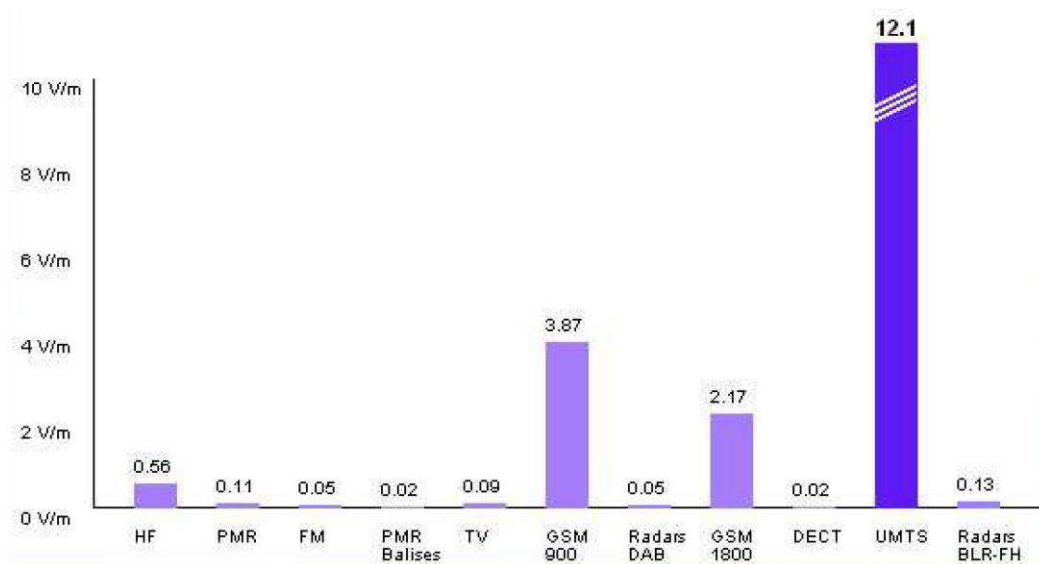


Figure I.25. Niveaux mesurés du champ électrique E (V/m) [8]

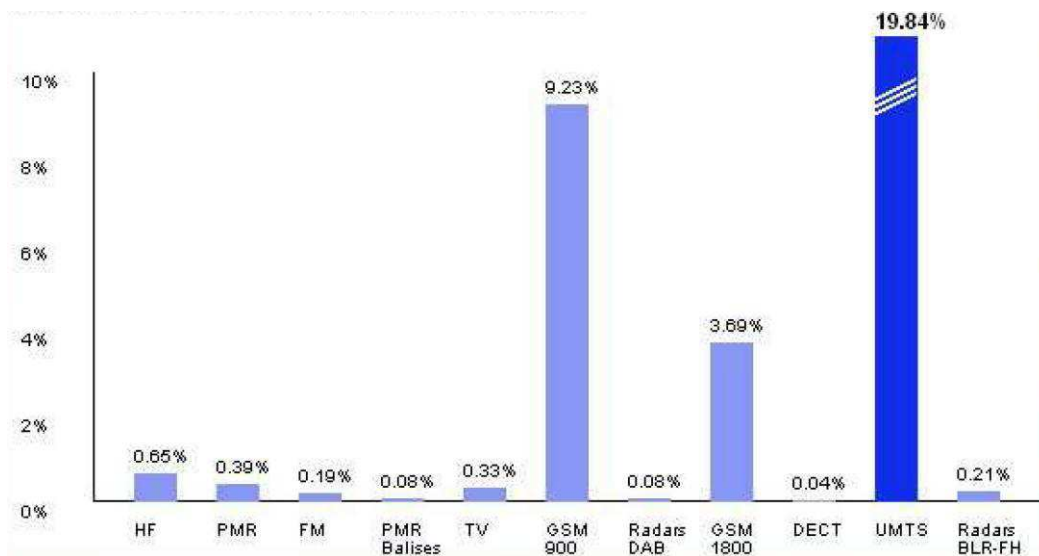


Figure I.26 Niveaux mesurés relatifs du champ électrique E (V/m) par rapport aux limites d'émission maximales [8]

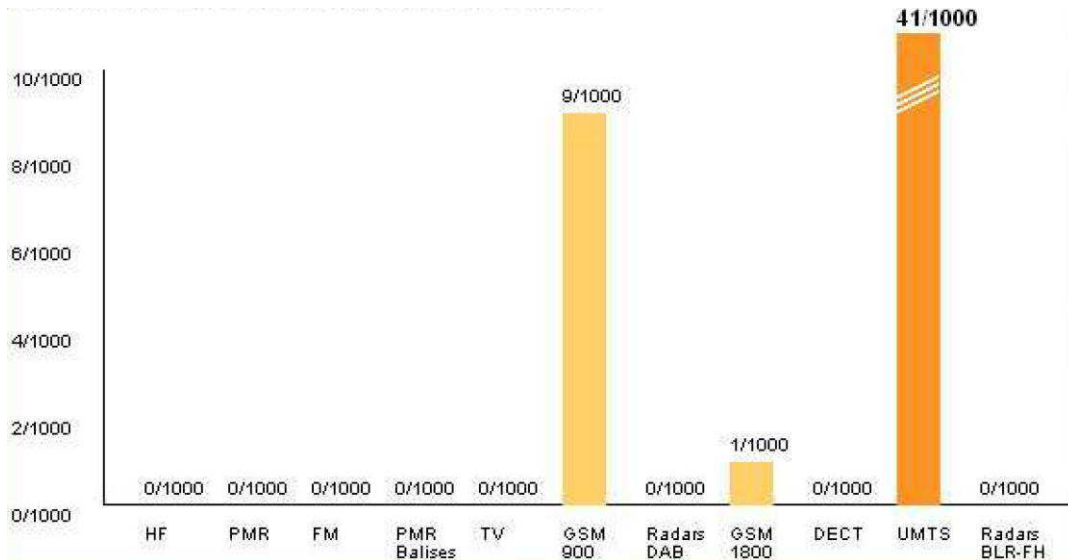


Figure I.27 Densité de puissance relative par rapport aux limites d'émission maximales [8]

Bien que les niveaux mesurés sur ce site soient assez élevés à cause de la proximité de l'antenne relais, ils restent inférieurs à la limitation règlementaire fixée par l'AFRF. Toutefois, le niveau du champ total s'élève à environ 12,9 V/m ($44 \mu\text{W}/\text{cm}^2$) ce qui représente un niveau 2,2 fois inférieur au seuil de 28 V/m ($208 \mu\text{W}/\text{cm}^2$).

3. Conclusion vis-à-vis du champ EM ambiant

Le niveau du champ EM ambiant est très fluctuant temporellement et spatialement. Ceci est également le cas pour la plupart des microsources de grappillage d'énergie. De plus, à cause de la généralisation des systèmes de télécommunication, les niveaux du champ EM sont en augmentation continue et la bande fréquentielle en élargissement. Ainsi, la récupération de l'énergie EM ambiante est de plus en plus prometteuse.

Ceci étant encore plus vrai dans le cas où les émetteurs RF sont très répandus dans l'environnement en question ; c.-à-d. tous les environnements indoor pour lesquelles le niveau du champ peut être plus ou moins maîtrisé.

Enfin, une marge très confortable est offerte par les normes vis-à-vis des niveaux maximaux d'émission. Ainsi, l'utilisation d'émetteurs volontaires peut également être envisagée afin de garantir un niveau de champ minimal pour l'alimentation des systèmes sans fils en question. Ceci devra se faire tout en accordant le plus grand soin au bien-être et à la santé des personnes.

D. Présentation du sujet de recherche

L'exploitation de la rectenna comme un micro-générateur d'une façon optimale nécessite l'utilisation d'un système d'interfaçage. Le système d'interfaçage se place entre la rectenna et la charge de sortie à alimenter. Il permettra, entre autre, de garantir des performances optimales quelques soient les fluctuations de la puissance RF et celles de la charge de sortie.

1. Contexte

L'utilisation de la rectenna comme telle, c.-à-d. sans circuit d'interfaçage, est une pratique très répandue dans la littérature ; c'est plutôt la tendance générale à l'heure actuelle. Ceci étant dû tout d'abord au fait que le niveau des puissances exploitées pour ce type de source reste très bas. En effet, le niveau de la puissance captée par la rectenna est faible à cause de la limitation réglementaire vis-à-vis des niveaux des puissances RF émises et surtout à cause de la forte atténuation et la dispersion de l'énergie RF sur le chemin émetteur-récepteur. De plus, la rectenna fonctionnant à faible niveau de la puissance RF présente généralement un faible rendement. Ceci étant dû au fait que la tension au niveau des diodes de rectification de la rectenna est proche voire inférieur à la tension de seuil des diodes. Il en résulte, donc, que le rendement global de la chaîne de transmission d'énergie reste très faible. L'utilisation de la rectenna à très faible niveau de puissance est donc limitée dans la plupart des cas à une utilisation avec une charge très grande telle que la grille d'un transistor MOS par exemple. L'exemple typique de ce genre d'application est le projet RWU¹³ pour lequel il est question d'obtenir un niveau de tension suffisant au niveau de la sortie de la rectenna afin de fermer un transistor MOS à faible tension de seuil.

L'exploitation de la rectenna à faible niveau de puissance, c.-à-d., à partir de quelques microwatts, comme un micro générateur autonome n'a jamais été présentée dans la littérature¹⁴. En fait, quelques articles récents [10], [11] présentent ce genre de système avec une approche différente ; l'utilisation d'une batterie rechargeable est indispensable afin de faire fonctionner le système. L'utilisation d'une batterie dans ce genre de système supposé complètement autonome présente plusieurs limitations relatives à son application :

- La possibilité de décharge complète,
- La durée de vie limitée,
- L'encombrement,
- La consommation additionnelle relative au système de charge éventuel,
- Batterie non opérationnelle dans des conditions environnementales exceptionnelles : température extrême par exemple,
- Danger pour l'environnement dans le cas d'une application de capteurs éparpillés dans la nature et/ou de capteurs en grand nombre,
- Coûts relatif important d'une batterie rechargeable,

¹³ RWU : Remote Wak-up, thèse de Vlad Marian, Laboratoire Ampère, 2012.

¹⁴ A la connaissance de l'auteur et à la date de rédaction de ce manuscrit

Nous trouvons également dans la littérature le cas où il n'y a pas de batterie, cependant, il est nécessaire de recharger la capacité de sortie à une tension suffisante afin de pouvoir alimenter le système. Cette approche n'est pas complètement autonome puisque il faudra intervenir sur le système si jamais la capacité de sortie se décharge.

Il serait donc très judicieux d'envisager un système à base de rectenna qui soit complètement autonome. A moyen et à fort niveau de la puissance RF (à partir de que quelques mW), la question de l'autonomie ne pose pas un grand problème à cause des niveaux de tension suffisamment élevés délivrés par la rectenna à ces niveaux de puissance. Par contre, la difficulté est présente lorsque la puissance RF frôle le niveau ambiant. Dans ce cas, le niveau de la tension délivrée par la rectenna n'est pas du tout utilisable.

Cependant, bien que les niveaux ambiants soient très faibles, ils peuvent, dans certains environnements maîtrisés, être exploités et utilisés d'une façon optimale afin de créer des micro-générateurs autonomes et flexibles. Cette approche est la plus délicate à cause, d'une part, des conditions extrêmes de puissance et de tension et d'autre part, des performances finales visées. De plus, ce genre d'approche pour la rectenna n'a jamais été entrepris dans la littérature, ce qui nous permettra d'explorer une voie nouvelle et de proposer une approche innovante.

2. Objectifs

Afin d'exploiter pleinement l'énergie délivrée par la rectenna dans les meilleures conditions, le système de gestion énergétique de la rectenna devrait satisfaire aux exigences suivantes (Figure I.28) :

- **Autonomie** : Le système d'interfaçage de la rectenna devrait être capable de fonctionner sans une intervention extérieure et également sans aucune source d'énergie additionnelle. En effet, la seule source d'énergie disponible étant la rectenna elle-même. Ce critère d'autonomie étant le point crucial et le plus difficile à garantir à cause des faibles niveaux de tension et de puissance délivrés par la rectenna. Il faudrait trouver une technique permettant d'assurer un démarrage autonome du système même avec des conditions extrêmes de tension et de puissance.
- **Efficacité énergétique** : grâce à l'adaptation d'impédance ou MPPT¹⁵. L'étude bibliographique précédente avait montré que la rectenna se comporte en sortie comme une source de tension en série avec son impédance interne. Dans la majorité des cas, la charge de sortie de la rectenna n'est pas égale à l'impédance interne de celle-ci. Par conséquent, une adaptation d'impédance entre la rectenna et la charge de sortie est indispensable afin de maximiser le transfert de puissance et donc les performances du système.

¹⁵ MPPT : Maximum-Power-Point Tracking

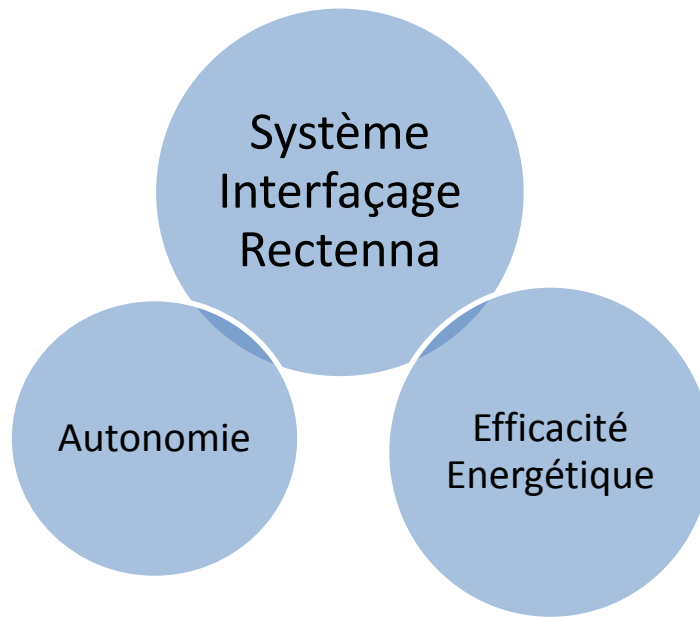


Figure I.28 Objectif du système de gestion énergétique de la rectenna

D'autres éléments sont à considérer dans le système afin de garantir son fonctionnement et son intégration dans son environnement :

- **Niveau de tension suffisant au niveau de la source** : Le niveau de tension délivré par une rectenna faible puissance est souvent très faible et insuffisant pour alimenter un circuit électronique standard. L'exploitation de la puissance délivrée par la rectenna n'est possible que si le niveau de tension est suffisamment élevé. L'utilisation d'une structure de convertisseur élévateur est donc à considérer. Le niveau de la tension de sortie désiré dépendra de chaque application. Cependant, nous nous fixons une limite symbolique de 1 V ; ce niveau de tension est généralement suffisant pour alimenter une large gamme des nouveaux circuits émergents dédiés aux microsystèmes portables communicants. Citons par exemple le fameux microcontrôleur TI MSP430 [12] qui fonctionne à partir d'un niveau de tension de 0,9 V ; ce qui le met en situation de candidat favorable pour les applications de grappillage d'énergie.
- **Flexibilité** : Cela signifie que le système d'interfaçage devrait être capable de fonctionner même avec des fluctuations des paramètres de la source ou dans le cas d'un changement de la source elle-même. Cela permettra d'avoir un système parfaitement flexible et autonome avec des limites que nous définirons plus loin dans ce manuscrit.
- **Compacité de la structure** : Nous devrions tenir compte durant nos phases de recherche et de développement de la tendance générale dans la conception des microsystèmes portables qui est la miniaturisation. Ce critère est d'une importance considérable surtout au niveau applicatif. En effet, la miniaturisation permettra une meilleure intégration du système dans son environnement et une meilleure flexibilité vis-à-vis de son déploiement. Nous nous fixons une référence qui est la taille occupée par la source d'énergie ; autrement dit : le système en aval de la rectenna devrait avoir des dimensions homogènes avec celle-ci.

3. Synoptique général du système de gestion énergétique de la rectenna

En se basant sur le contexte et les objectifs visés, nous allons dans cette partie proposer un synoptique général du système de gestion énergétique autonome de la rectenna. Le synoptique est basé sur les deux contraintes principales qui sont l'autonomie et l'efficacité énergétique.

Notre étude bibliographique initiale nous a permis de constater qu'afin de satisfaire les deux contraintes importantes du système d'interfaçage de la rectenna, à savoir, l'efficacité énergétique et l'autonomie, il serait peut-être nécessaire de répartir ces contraintes sur plusieurs sous-systèmes. En effet, à cause de sa complexité, le système d'adaptation d'impédance ou MPPT nécessitera toujours une alimentation auxiliaire. Pour des raisons de performances et de flexibilité, surtout du point de vue applicatif, un système autonome devra se passer de toute source d'énergie additionnelle. Un sous-système de démarrage du système principal d'adaptation d'impédance est donc à considérer (Figure I.29).

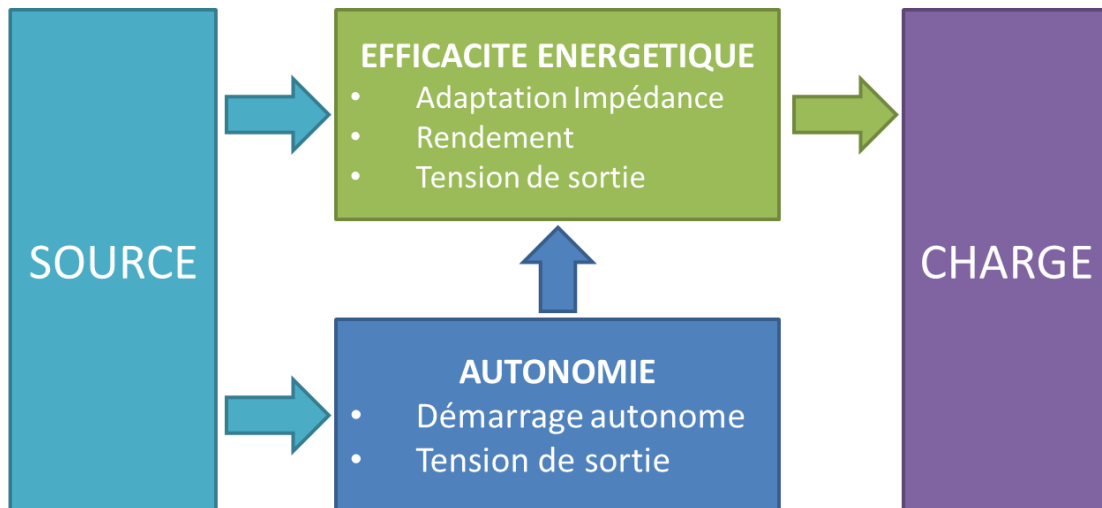


Figure I.29 Synoptique général du système de gestion énergétique de la rectenna

Les performances exigées du système de démarrage seront principalement son autonomie vis-à-vis des conditions extrêmes de la puissance et de la tension de la source et aussi un niveau de tension de sortie suffisant pour pouvoir amorcer le système principal. Les performances relatives au rendement ainsi qu'à l'adaptation d'impédance n'auront pas un intérêt considérable pour ce système de démarrage. En fait, il servira uniquement durant la phase de démarrage et sera désactivé dès que le système principal sera en auto-autonomie.

Le système d'adaptation d'impédance fonctionnera durant le régime permanent. Les performances requises pour ce type de système sont : l'adaptation d'impédance, le rendement et la tension de sortie. L'adaptation d'impédance permettra d'extraire la puissance maximale disponible de la source. Cette puissance maximale tirée de la source ne devrait pas être trop pénalisée par le rendement du système d'adaptation. Il serait donc essentiel d'insister sur ce paramètre très important surtout à très faible niveau de puissance. Enfin, la tension de sortie du système principal devra être suffisamment élevée pour pouvoir alimenter des circuits standards tels que des capteurs autonomes communicants.

Les performances requises au niveau de la charge dépendront de l'application visée. En fait, le profil de consommation de la charge devrait être investigué afin de bien dimensionner les systèmes d'interfaçage. Le profil de consommation de la majorité des capteurs autonomes est basé sur un fonctionnement intermittent ; le capteur est en veille durant la majorité du temps et présente des pics de consommation souvent périodiques lorsqu'il réalise sa fonction et communique avec le système relais de base par faisceau hertzien.

Un système de gestion optimale de la charge de sortie devra être utilisé dans les cas où le besoin se fait sentir. Cependant, dans le cas où la puissance disponible est trop faible, nous pourrions nous passer de ce type de régulateur.

E. Conclusion générale du Chapitre I

Dans ce chapitre nous avons présenté le fonctionnement et les différentes topologies de la rectenna. A partir des caractéristiques expérimentales de la rectenna, un modèle équivalent à celle-ci a été défini et établi. Ce dernier sera utilisé dans la suite pour la conception des différents éléments du circuit d'interfaçage.

La deuxième partie de ce chapitre nous a permis de discuter de l'énergie EM ambiante. En effet, à cause de la généralisation des systèmes de télécommunications sans fils, les ondes EM sont de nos jours omniprésentes dans notre environnement. Les niveaux de cette énergie EM ambiante sont très fluctuants spatialement et temporellement et restent en général relativement faibles et insuffisants pour l'alimentation des systèmes portables. Dans ce cas, l'utilisation d'un émetteur volontaire permettra de garantir un niveau de champs acceptable. Pour cela, les limites des émissions EM définies par la réglementation offrent une gamme très confortable qu'il est intéressant d'exploiter.

Ce chapitre nous a permis également de présenter le contexte de cette thèse ainsi que la problématique et les objectifs recherchés. Enfin, la suite de ce manuscrit sera basée sur le synoptique général proposé à la fin de ce chapitre.

II. Autonomie.

Convertisseur DC/DC Résonant de Démarrage

A. Introduction

Dans ce chapitre il sera question d'évoquer l'autonomie du système de gestion énergétique de la rectenna. Comme il a été évoqué auparavant dans le chapitre I, l'utilisation d'un convertisseur DC/DC afin d'interfacer la rectenna d'une façon optimale implique l'utilisation d'un circuit de contrôle qui nécessite lui-même une source d'énergie.

L'alimentation de ce bloc fait intervenir généralement une source d'énergie auxiliaire telle qu'une micro-batterie rechargeable par exemple. Notre travail sera axé sur une approche complètement autonome car l'autonomie est une fonctionnalité essentielle du système global. En effet, elle permet de garantir une meilleure flexibilité au niveau applicatif.

L'autonomie signifie que le système est capable de fonctionner correctement uniquement à partir de l'énergie fournie par la rectenna et sans aucune intervention extérieure ni source d'énergie auxiliaire. Lorsque le niveau de tension délivré par la rectenna est suffisamment élevé (généralement supérieur à 1V) le problème de l'autonomie ne se pose pas vraiment car ce niveau de tension est suffisant pour alimenter une large gamme de circuits électroniques. Cependant, lorsque le niveau de tension délivré par la rectenna est inférieur à cette limite, l'alimentation directe du circuit de contrôle du convertisseur principale n'est plus possible.

Dans notre application, l'autonomie sera garantie grâce à l'utilisation d'un système de démarrage du convertisseur principal. Nous commencerons donc tout d'abord par présenter, analyser et synthétiser les solutions existantes dans la littérature.

Une structure de convertisseur DC/DC résonant capable de fonctionner d'une manière complètement autonome sera retenue pour le circuit de démarrage. Par la suite, une étude de modélisation théorique détaillée sera présentée. Les résultats issus de l'étude théorique combinés aux simulations circuit seront utilisés pour l'optimisation de différentes structures du convertisseur résonant.

Les résultats de mesures du couplage de la rectenna avec le convertisseur résonant seront présentés afin de valider le fonctionnement de ce dernier et l'approche suivie. Enfin, les performances obtenues seront comparées avec l'état de l'art des structures de convertisseur DC/DC autonomes.

B. Contexte

A faible niveau de la puissance RF, la rectenna délivre des niveaux de tension très faibles. La Figure II.1 présente les niveaux de tension en sortie de trois structures de rectenna : monodiode série, monodiode shunt et doubleur ou série-shunt. Nous constatons que le niveau de tension le plus élevé est donné par la structure série. Pour cette structure, la tension atteint un niveau de 1V à -5dBm (30 μ W) de la puissance RF en entrée du redresseur.

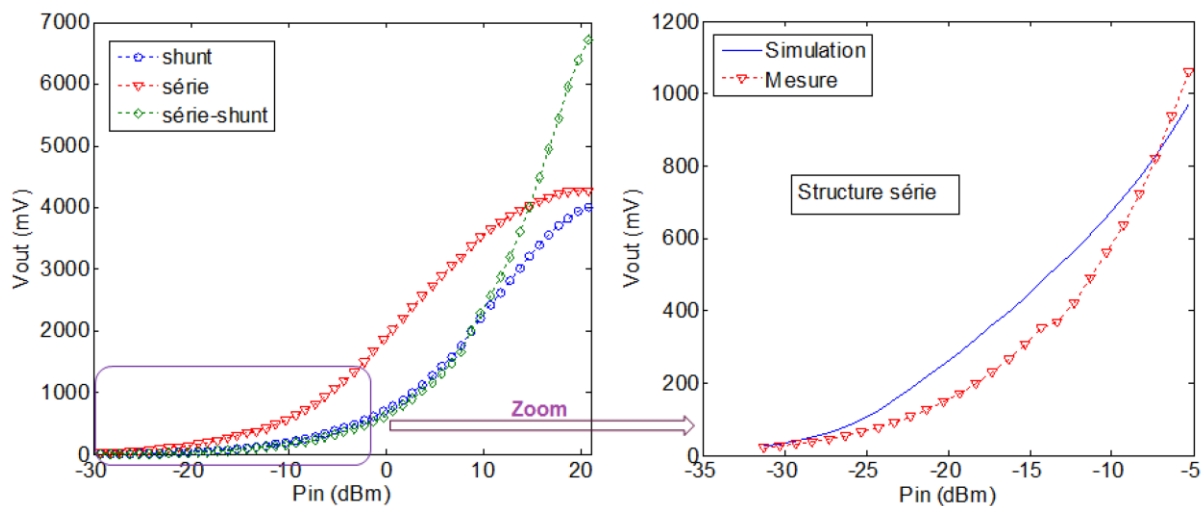


Figure II.1 Tensions de sortie de différentes structures de rectennas en fonction de la puissance RF [3]

En terme applicatif, le niveau capté au niveau de l'antenne de récepteur risque d'être beaucoup plus faible que -5 dBm. En fait, en vue de la protection des personnes, le niveau de la puissance RF émise dans l'espace est limité par la réglementation. Ajouter à cela la décroissance très importante du niveau de la puissance RF lors de sa propagation entre l'émetteur et le récepteur et les pertes éventuelles liées aux obstacles et aux chemins multiples. Enfin, afin d'obtenir des distances confortables entre l'émetteur et le récepteur, il serait intéressant d'exploiter les niveaux inférieurs à -5 dBm.

Les rectennas présentées auparavant dans la Figure II.1 ont été développées par V. Marian [3] pour l'application RWU (Remote Wake-Up ou réveil à distance). Il s'agit, en effet, d'éliminer le mode veille des appareils télécommandés. L'utilisateur envoie au système, grâce à une télécommande, l'énergie RF nécessaire à son réveil (Figure II.2).

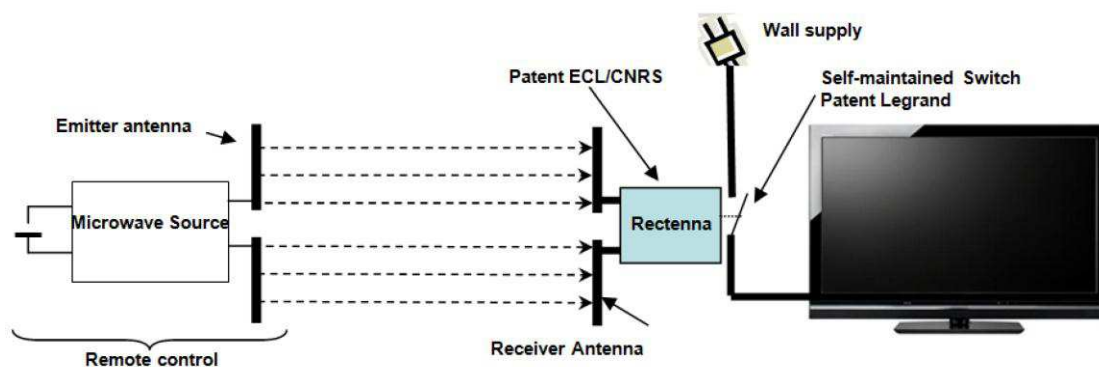


Figure II.2 Schéma du principe du réveil à distance pour éliminer la consommation en veille des appareils télécommandés [3]

Pour cette application, c'est la rectenna monodiode série qui a été retenue car elle délivre le niveau de tension maximal de 400 mV à la puissance nominale de travail de -15 dBm. Cependant, l'objectif est de fournir un niveau de tension suffisant (> 1 V) afin de fermer un interrupteur de puissance relié au réseau d'alimentation. Le fait que la tension fournie par la rectenna n'excédait la tension de seuil de l'interrupteur de puissance a conduit finalement à l'utilisation d'un

transistor additionnel à faible tension de seuil associé à une micro-pile pour assurer la commande.

Comme la micro-pile sert uniquement à polariser le transistor de puissance, sa durée de vie théorique serait donc de plusieurs années. Par contre elle rajoute une limitation au niveau applicatif liée à l'existence d'une durée de vie et aux risques additionnels de panne ce qui réduit l'intérêt global du système et ajoute une maintenance supplémentaire.

Nous constatons donc qu'aux faibles niveaux de la puissance RF, la rectenna est pratiquement inutilisable directement pour l'alimentation autonome d'un microsysteme à cause des trop faibles tensions délivrées. Notre objectif dans ce chapitre est de présenter une solution innovante permettant d'exploiter la rectenna à faible niveau de puissance et de tension, d'une façon complètement autonome et flexible.

C. Etat de l'art des solutions de démarrage

Dans le cas où le niveau de tension délivré par la micro-source est insuffisant, le fonctionnement du convertisseur DC/DC d'interfaçage avec son circuit de commande nécessite l'utilisation d'une source d'énergie auxiliaire ou bien d'un système d'amorçage. Dans cette partie nous allons présenter et commenter les différentes possibilités existantes dans la littérature. Cela nous permettra, par la suite, de justifier notre approche en ce qui concerne la récupération de l'énergie RF.

La Figure II.3 présente l'état de l'art des solutions de démarrage à partir d'une micro-source d'énergie. Les structures disponibles dans la littérature ont été regroupées sous trois catégories, plus une quatrième qui correspond à la contribution apportée par ce travail de thèse :

- Groupe A : structures avec une aide extérieure au démarrage. Cela peut inclure l'utilisation d'une batterie rechargeable, une capacité préchargée ou bien une source d'énergie secondaire si celle-ci est disponible dans l'environnement du système.
- Groupe B : Ce groupe concerne les convertisseurs intégrés spécialement conçus pour fonctionner d'une manière autonome à partir d'un niveau de tension inférieur à 1 Volt.
- Groupe C : il correspond aux structures de convertisseurs DC/DC à très faible sensibilité en tension utilisant les oscillateurs harmoniques.
- Groupe D : Ce groupe correspond aux objectifs en termes de tension et de puissance à couvrir pour l'application de rectenna faible puissance qui nous intéresse.

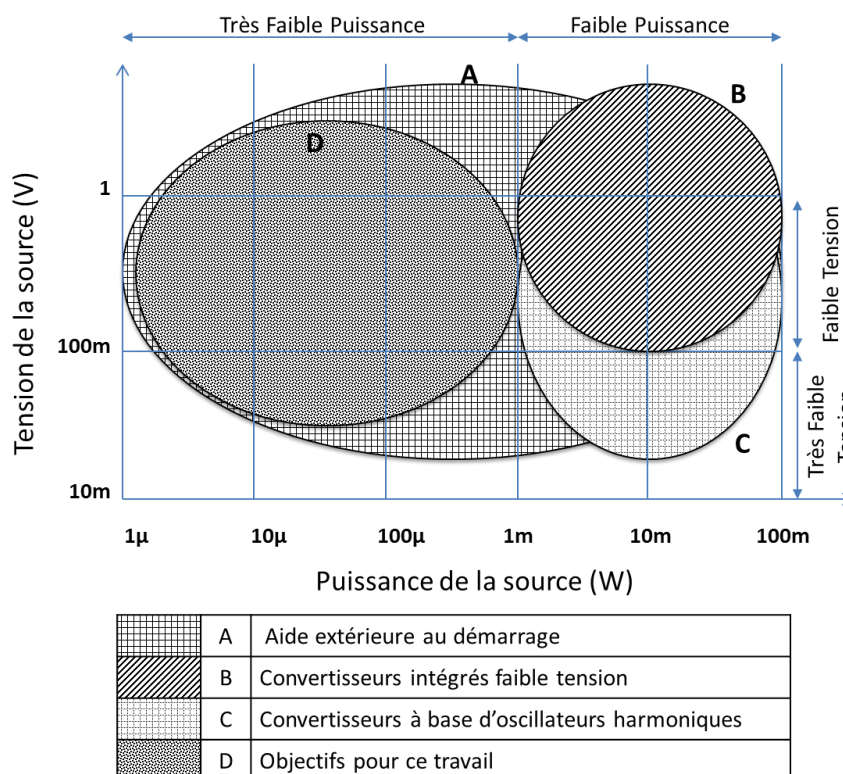


Figure II.3 Etat de l'art des solutions de démarrage à partir d'une micro-source d'énergie

Dans la suite nous allons donner plus de détails pour chaque catégorie. Aussi, chaque solution de démarrage sera analysée au regard de notre application de rectenna.

1. Aide extérieure au démarrage

Ce groupe concerne les systèmes avec une aide extérieure au démarrage. Comme il est montré par la Figure II.3, ce genre de structure couvre toutes les gammes de tension et de puissance. Dans la suite, nous allons présenter et analyser les différentes sous-catégories présentes dans la littérature qui sont basées sur l'utilisation de : micro-batterie rechargeable, capacité préchargée et micro-sources d'énergie auxiliaires. Enfin, des exemples seront donnés afin d'illustrer le fonctionnement de chaque technique.

a) *Micro-batterie rechargeable*

La solution de démarrage la plus utilisée est une micro-batterie rechargeable. Dans ce cas, elle est utilisée au démarrage pour alimenter le circuit de contrôle du circuit d'interfaçage. Par la suite, l'énergie est retournée à la batterie durant le régime permanent grâce à l'énergie collectée.

Dans [10] un convertisseur DC/DC inductif de type Boost¹⁶ est utilisé pour interfacer une rectenna et peut travailler sur des niveaux de puissances aussi bas que 23 μW . Une micro-batterie rechargeable est utilisée pour stocker l'énergie récupérée, pour fixer la tension de sortie à une certaine valeur et aussi pour démarrer et alimenter le circuit de contrôle du convertisseur Boost. Une version intégrée permet d'avoir des puissances en entrée qui avoisinent le μW [13].

L'utilisation de la batterie permet de se passer des difficultés liées au démarrage du circuit d'interfaçage lorsque la tension d'entrée est très faible. Cependant, son utilisation rajoute des limitations au niveau applicatif :

- **Risque de surcharge/décharge complète** : Dans le cas des applications de grappillage d'énergie les niveaux des puissances disponibles sont très faibles. Le circuit de contrôle de la charge est souvent absent dans ce genre d'applications. Par conséquent, les performances de la batterie risquent de se détériorer fortement si elle subit une surcharge ou bien une forte décharge.
- **Non-respect des cycles de charge** : Dans les systèmes de grappillage d'énergie, la puissance délivrée par les micro-sources est généralement de très faible niveau. Une batterie requiert généralement des niveaux de courant plus élevés. De même, la puissance disponible est souvent non régulée et sa disponibilité n'est pas toujours garantie. Cela provoque la dégradation des performances de la batterie à cause de mauvaises conditions de charge et conduit donc à réduire sa durée de vie.
- **Durée de vie** : La durée de vie d'une batterie est limitée par un nombre maximal de cycle charge/décharge. Le remplacement de la batterie défectueuse n'est pas toujours possible. C'est le cas dans certaines applications de capteurs sans fils éparpillés dans la nature ou bien lorsque le capteur est incrusté dans une structure solide comme le béton par exemple. L'utilisation d'une batterie impose donc une maintenance et une intervention extérieure. Aussi, la durée de vie du système est fortement réduite et la probabilité de panne augmentée.

¹⁶ Boost : élévateur

- **Encombrement** : Dans les systèmes communicants portables, la taille de la batterie représente une fraction importante du volume global du système. Un système sans batterie serait donc plus compact.
- **Conditions extérieures** : Les batteries sont des systèmes chimiques dont les performances sont très dépendantes des conditions environnementales. Nous pouvons citer quelques grandeurs ou paramètres qui peuvent affecter les performances de la batterie :
 - La température,
 - La pression,
 - L'humidité,
 - Utilisation de la batterie dans un milieu chimique inapproprié.
- **Impact environnemental** : L'application typique du grappillage d'énergie est l'alimentation des capteurs autonomes communicants. Dans ce type d'application, les capteurs sont souvent déployés en grand nombre. Ce déploiement de capteurs peut être dans un milieu maîtrisé ou non. Autrement dit, la récupération des capteurs en fin de vie n'est pas toujours possible. Dans tous les cas, ceci pose des problèmes considérables vis-à-vis de l'environnement. En effet, dans le premier cas, les capteurs en fin de vie peuvent être récupérés et recyclés. Dans le second, les capteurs sont perdus dans la nature et finiront par polluer l'environnement.
- **Coût** : Le coût relatif d'une batterie rechargeable représente une part non-négligeable du coût global du système.

Pour toutes les raisons évoquées auparavant, nous choisirons de partir sur un système pour lequel la batterie n'est pas un élément indispensable. En fait, nous ne choisissons pas d'éliminer complètement l'utilisation de la batterie car celle-ci est utile dans de nombreux cas où il est indispensable de stocker l'énergie à récupérer. Cependant, notre approche suppose l'absence de celle-ci ; surtout concernant le système de démarrage.

b) Capacité préchargée

Dans certains cas, il est possible de stocker une certaine quantité d'énergie dans une capacité ou une supercapacité. Par la suite, l'énergie récupérée permettra de recharger la capacité de démarrage pour une utilisation future.

Dans [14] un convertisseur DC/DC Boost intégré est utilisé pour interfacer un module thermoélectrique pour une application d'alimentation de montre à partir de la chaleur du poignet de l'utilisateur. A cause des faibles gradients de températures présents dans ce genre de contexte, le système a été conçu pour fonctionner avec des tensions d'entrée aussi basses que 20 mV. Par contre, la capacité de sortie du convertisseur doit être rechargée au préalable à un niveau de 650 mV.

Cette technique présente l'avantage d'être fonctionnelle sans avoir recours à l'utilisation d'une batterie ; elle permet donc de se passer de tous les inconvénients que présente celle-ci.

Cependant, l'utilisation de ce type de solution n'est pas très répandue dans la littérature à cause des courants de fuite des condensateurs et des supercondensateurs [15]. Il est en effet indispensable de recharger la capacité non pas pour la première mise en marche uniquement

mais également à chaque fois que le niveau de charge descend en dessous d'un certain seuil. Pour cette raison, cette technique ne constitue pas une solution parfaitement autonome.

c) *Micro-sources d'énergie secondaires*

Dans certains environnements, plusieurs sources peuvent être présentes simultanément. Dans ce cas, le choix de la source primaire ou principale se fait généralement en fonction de l'énergie disponible et d'autres critères applicatifs. En second lieu, une source secondaire peut être exploitée afin de fournir un soutien au démarrage de l'électronique d'interfaçage. Par la suite, en régime permanent seul la source principale est utilisée.

Dans [16] une structure très originale de démarrage d'un convertisseur Boost inductif interfaçant un module thermoélectrique est présentée. La particularité de ce système est l'utilisation d'un commutateur mécanique qui permet de faire commuter un interrupteur auxiliaire S1 du convertisseur en présence de vibrations (Figure II.4). Grâce à cette technique, le système peut fonctionner avec des tensions d'entrée aussi basses que 35 mV.

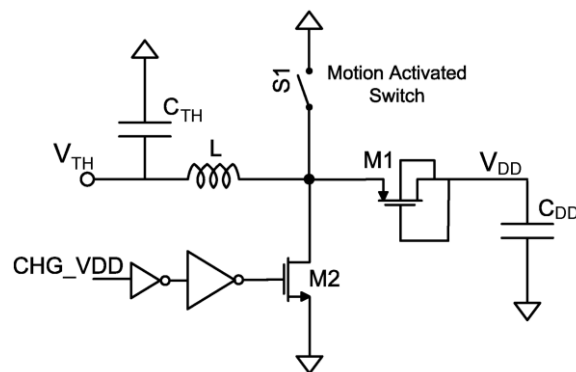


Figure II.4 Démarrage du convertisseur Boost grâce à la source de vibrations [16]

Un travail de thèse en cours (Ziad MLV) au laboratoire Esycom à l'Université Marne-la-Vallée concerne la récupération de l'énergie vibratoire à partir de l'énergie électrostatique stockée dans une capacité variable. Dans ce genre d'application, il est indispensable de recharger la capacité initialement à un niveau assez élevé (environ 10 V dans ce cas). La solution retenue par le laboratoire Esycom pour ce projet consiste à utiliser l'énergie RF pour la recharge initiale de la capacité variable. Pour cela, une structure de rectenna multiplieur à plusieurs étages est utilisée afin de maximiser la tension de sortie tout en n'ayant besoin que d'un niveau modéré de la puissance RF.

La mutualisation des micro-sources d'énergie afin d'aboutir à des structures autonomes est une technique très intéressante et très prometteuse. Il reste toutefois à assurer la disponibilité des sources exploitées dans les différents environnements où le système sera opérationnel.

Comme notre approche est globale, nous supposons pour notre système l'absence de toute source d'énergie secondaire. Toutefois, si la rectenna était amenée à fonctionner dans une application particulière où d'autres micro-sources d'énergie sont présentes, il serait intéressant de les exploiter si les contraintes applicatives le permettent.

2. Convertisseurs DC-DC autonomes faible tension

Des structures de convertisseur DC/DC intégrées pouvant fonctionner d'une manière autonome à partir de faibles niveaux de tension ($< 1\text{ V}$) ont été rapportées dans la littérature. Dans cette partie, nous allons présenter et analyser quelques exemples de structures intéressantes et originales permettant de fonctionner à faible tension d'entrée.

a) *Convertisseurs intégrés à faible tension*

Ce genre de structure est basé dans la majorité des cas sur l'utilisation d'un oscillateur intégré fonctionnant avec une faible tension d'entrée. Dans ce cas, l'oscillateur utilisé génère une tension en créneaux qui permet par la suite de commander une structure conventionnelle de convertisseur DC-DC.

(1) Techniques de réduction de la tension d'alimentation

Que ce soit en analogique ou bien en numérique, la tension de seuil des transistors impose une tension d'alimentation minimale. Cette dernière dépend de plus des tensions de seuils, de la structure du circuit et des performances recherchées. La baisse de la tension d'alimentation en dessous de sa valeur standard conduira en premier lieu à une chute des performances nominales et ensuite, si elle continue à baisser, à un non-fonctionnement du dispositif.

La diminution de la tension d'alimentation d'un circuit électronique peut se faire en agissant sur la tension de seuil des transistors utilisés. Pour cela, différentes solutions peuvent exister :

- Utilisation d'une technologie à faible tension de seuil :
 - La technologie Silicon-On-Insulator (SOI, silicium sur isolant) permet d'avoir des tensions de seuil inférieures à 300 mV [17]
 - Le Processus United-Microelectronics-Corporation (UMC) 180 nm permet d'avoir des tensions de seuil inférieures à 100 mV [18]
- La polarisation du substrat (forward body biasing) permet également de réduire la tension de seuil [19]
- Réduction de la tension de seuil après fabrication par injection de charge (threshold voltage programming by charge injection), technique rapportée dans [20]

La réduction de la tension d'alimentation peut également se faire en utilisant des structures de circuits non-conventionnelles spécialement conçues pour fonctionner avec un niveau de tension plus bas. Nous trouvons dans la littérature des structures spécialement conçues pour fonctionner à des niveaux d'alimentation voisins de la tension de seuil des transistors, voire inférieurs. Ceci permet, en effet, de réduire fortement la consommation du circuit au détriment des performances [21], [22], [23].

(2) L'oscillateur en anneau

En technologie intégrée, la structure d'oscillateur faible tension la plus populaire est l'oscillateur en anneau [24]. Il s'agit, en fait, d'une association de plusieurs étages d'inverseurs rebouclés comme il est montré dans la Figure II.5. Le temps de propagation du signal dans l'ensemble des étages fixe la fréquence d'oscillation (Figure II.6).

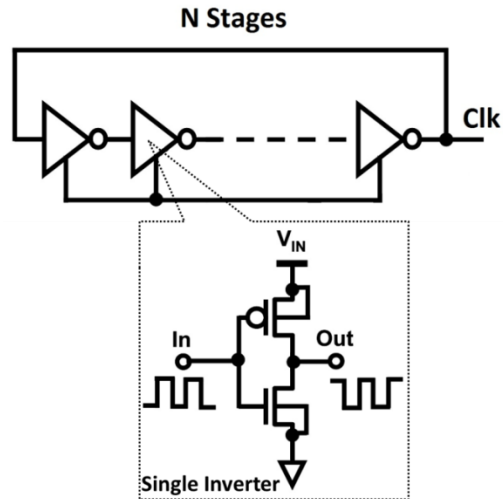


Figure II.5 Structure d'un oscillateur en anneau avec N étages [25]

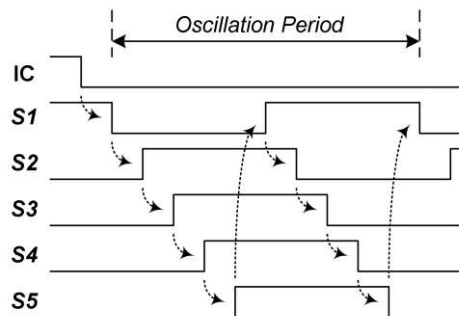


Figure II.6 Oscillateur en anneau à 5 étages : illustration de la relation entre le délai de propagation et la fréquence d'oscillation [26]

Les conditions d'oscillations de Barkhausen [26] imposent un nombre d'étages N impair (minimum 3). Dans ce cas, la fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_{ring} = \frac{1}{2N\tau_{stage}}$$

Avec :

- N : Nombre d'étages.
- τ_{stage} : Le temps de propagation dans un étage.

(3) Quelques topologies à base de l'oscillateur en anneau

La structure de convertisseur la plus intuitive consiste à utiliser directement le signal en créneaux généré par l'oscillateur faible tension pour commander une structure de convertisseur DC/DC conventionnelle. Dans [27] le signal généré par un oscillateur en anneau commande directement un convertisseur à capacités commutées à 8 étages (Figure II.7).

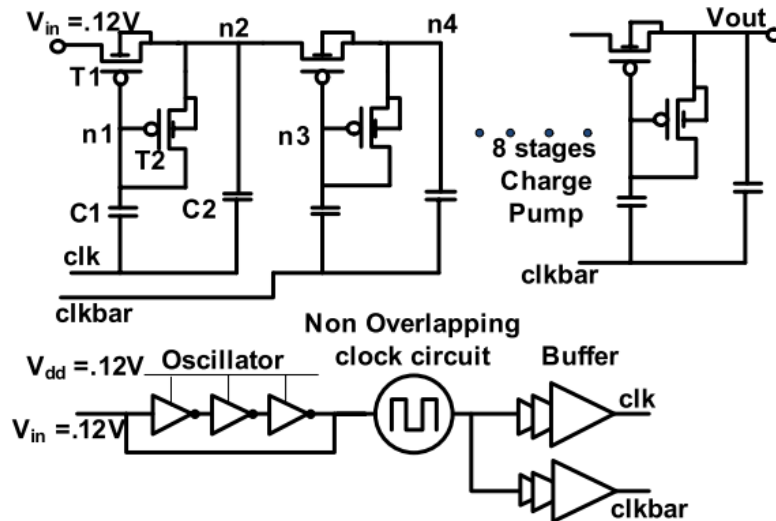


Figure II.7 Convertisseur à capacité commutée commandé par un oscillateur en anneau avec une tension d'alimentation de 120 mV [27]

Le fait que le niveau de la tension de commande soit faible et frôle la tension de seuil des transistors utilisés au niveau du convertisseur fait en sorte que le rendement global reste faible.

Une solution que certains auteurs ont proposée consiste à élever le signal de commande afin de polariser les transistors correctement et limiter par conséquent les pertes.

Dans [18] le signal généré par l'oscillateur est élevé grâce à l'utilisation d'un convertisseur Boost inductif. Par la suite, le signal de commande obtenu est utilisé pour commander un deuxième convertisseur Boost inductif (Figure II.8). Le niveau de la tension de démarrage est de l'ordre de 100 mV.

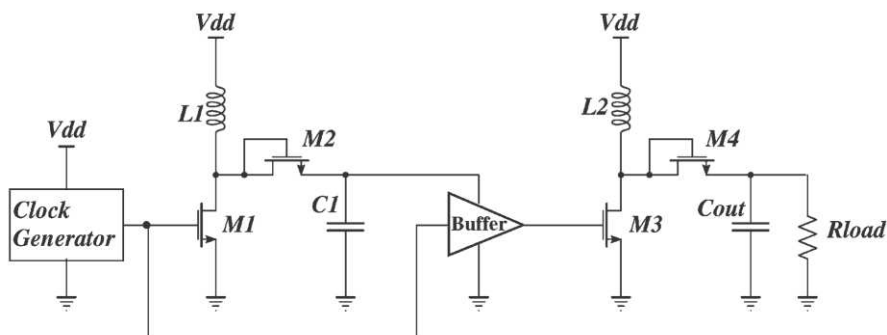


Figure II.8 Elévation de la tension de commande en utilisant un convertisseur Boost inductif [18]

L'inconvénient de cette structure réside dans le fait que l'inductance L_1 du premier convertisseur est beaucoup plus importante que celle du deuxième convertisseur L_2 car la tension de commande du premier est beaucoup plus faible [18].

Une autre structure intéressante est proposée dans [28]. Elle consiste à utiliser deux convertisseurs Boost inductifs pour créer deux signaux de commande en opposition de phase. Ceci permet de commander une structure de convertisseur à capacités commutées à 2 étages (Figure II.9).

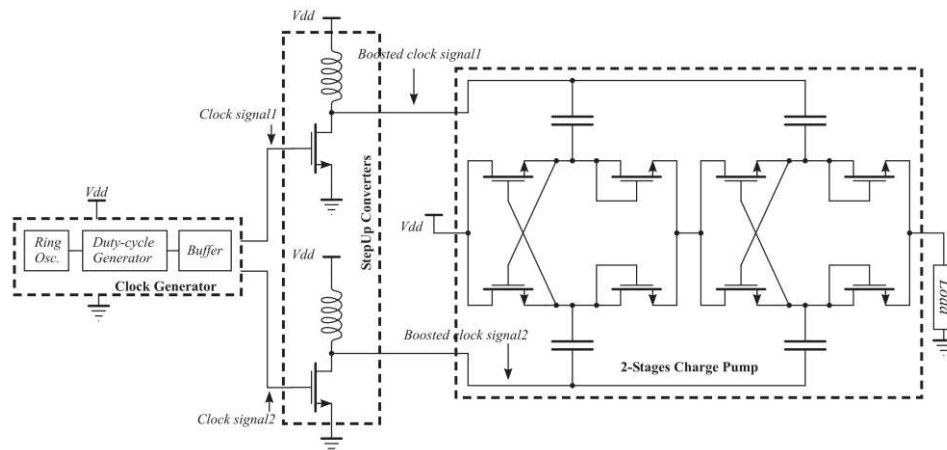


Figure II.9 Structure originale d'élévation du signal de commande grâce à deux convertisseurs Boost inductifs [28]

Cette structure très intéressante permet de fonctionner avec des niveaux de tensions de 200 mV.

[29] propose une structure originale d'oscillateur en anneau inductif fonctionnant à partir d'une tension d'alimentation de 53 mV. La structure utilisée est présentée à la Figure II.10.

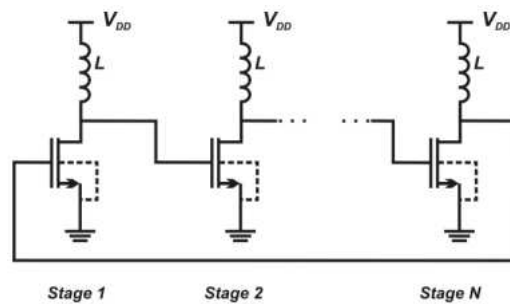


Figure II.10 Structure d'un oscillateur en anneau inductif [29]

La structure proposée est prévue pour commander un convertisseur Boost inductif (Figure II.11).

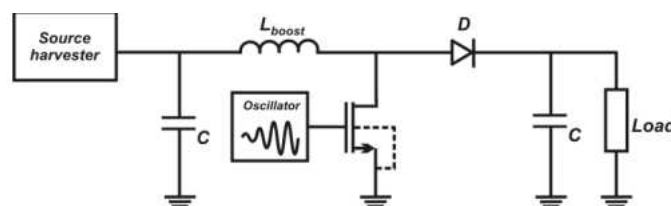


Figure II.11 Utilisation de l'oscillateur en anneau inductif pour commander un convertisseur Boost [29]

Cette structure a été réalisée en technologie intégrée. Cependant, le niveau des oscillations produites reste inférieur au niveau de la tension d'alimentation si celle-ci est inférieure à 100 mV.

(4) Conclusion sur l'oscillateur en anneau

Cette structure est très intéressante dans le cas d'une solution intégrée. De fait, l'oscillateur en anneau utilise simplement des inverseurs CMOS, ce qui permet en utilisant des techniques de réduction de la tension de seuil des transistors, de travailler avec des tensions de source très faibles. Les niveaux les plus bas rapportés dans la littérature sont proches de 100 mV.

Dans certains cas il est nécessaire de descendre en dessous de cette limite. C'est le cas typique de la récupération de l'énergie thermique où les niveaux de tension sont souvent inférieurs à 100 mV [14]. Egalement dans l'application de rectenna, le niveau de tension peut être très faible aux faibles niveaux de la puissance RF ; c'est le cas du grappillage de l'énergie ambiante par exemple.

b) Convertisseurs faible tension à base d'oscillateurs harmoniques

Le principe de base est similaire à celui présenté auparavant avec l'*oscillateur en anneau*. Dans ce cas, un oscillateur harmonique est utilisé pour permettre de fonctionner avec des niveaux de tension de source encore plus faibles. A titre d'exemple, dans le cas de la récupération de l'énergie thermique, la tension générée par un module thermoélectrique à faible gradient de température peut être aussi basse que 20 mV [14].

Le signal harmonique généré peut être utilisé pour commander une structure conventionnelle de convertisseur DC/DC comme c'est le cas avec l'*oscillateur en anneau*. Cependant, l'intérêt majeur de cette technique est qu'il est possible de redresser le signal harmonique afin d'obtenir une tension continue d'amplitude plus importante. L'utilisation de plusieurs étages de multiplieur permet également de maximiser la tension de sortie.

(1) Oscillateur LC

Dans [30] une structure d'oscillateur LC inspirée d'une structure de VCO¹⁷ utilisé en RF est présentée (Figure II.12). L'oscillateur harmonique fonctionne à partir d'une tension d'entrée de 80 mV et génère un signal à 450 MHz d'une amplitude de 75 mV. Ce signal est redressé et injecté à l'entrée d'un convertisseur à capacités commutées à 6 étages. Le même signal est également utilisé pour commander le convertisseur à plusieurs étages (Figure II.13).

¹⁷ VCO : Voltage-Controlled-Oscillator, oscillateur contrôlé en tension

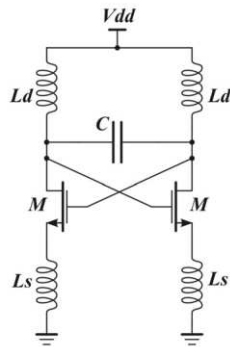


Figure II.12 Structure du VCO faible tension utilisé [30]

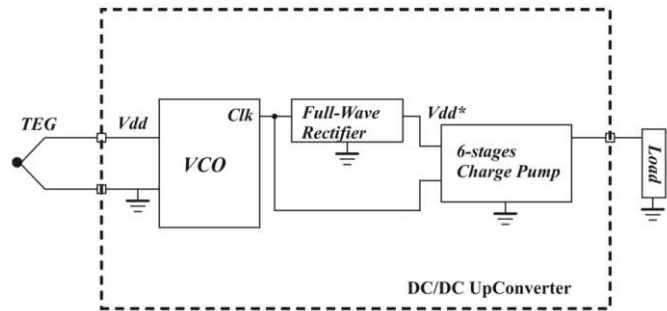


Figure II.13 Structure du convertisseur à base de l'oscillateur harmonique présenté dans [30]

Cette structure fonctionne à partir d'une tension d'entrée de 80 mV environ. Cependant, le rendement est très faible car l'énergie de la source passe par trois étages de conversion avant d'arriver à la charge.

Une structure similaire à la précédente est proposée dans [31]. Ici, le signal généré est directement injecté dans un multiplieur passif à plusieurs étages. L'oscillateur LC utilisé exploite les capacités parasites pour fixer la fréquence d'oscillation à 30 MHz.

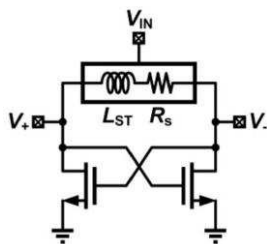


Figure II.14 Structure d'oscillateur LC faible tension [31]

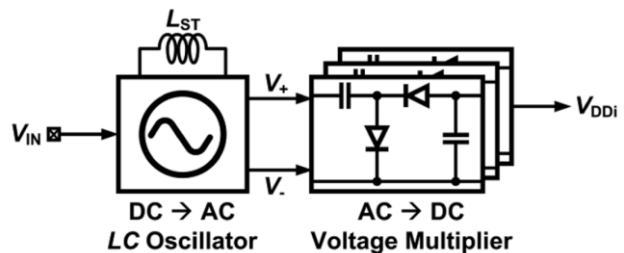


Figure II.15 Structure du convertisseur à base de l'oscillateur harmonique présenté dans [31]

L'oscillateur LC utilisé ne permet pas d'avoir des niveaux de tension suffisamment élevé tout de suite ce qui conduit par la suite à l'utilisation d'un nombre important d'étages de multiplieur de tension. Ceci réduit considérablement le rendement. De plus, à cause des pertes, la tension de sortie n'est pas proportionnelle au nombre d'étages.

(2) Oscillateur d'Armstrong

L'oscillateur d'Armstrong (OA) est un oscillateur harmonique permettant de créer des forts niveaux d'oscillation à partir d'un faible niveau de tension d'alimentation. Il a été inventé par Edwin Armstrong en 1913 [32]. Une structure similaire a également été déposée par Alexandre Meissner la même année. Ce circuit (Figure II.16) permet de générer un signal sinusoïdal dans la gamme des UHF¹⁸ et a été utilisé auparavant dans les récepteurs RF.

¹⁸ UHF : Ultra-High Frequency, gamme : 300 MHz – 3 GHz

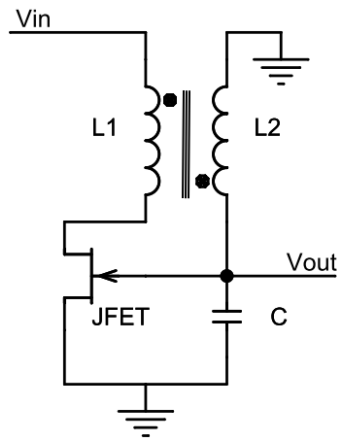


Figure II.16. Structure de base de l'oscillateur d'Armstrong

Aujourd'hui le circuit est rarement utilisé dans les circuits RF à cause de sa grande sensibilité aux capacités parasites du transistor et du transformateur ; ce qui rend son dimensionnement délicat et incertain. De plus, du fait des non-linéarités du transistor, le signal généré n'a pas un très bon TDH (Taux de Distorsion Harmonique) [33].

L'OA a trouvé dernièrement des applications en électronique de puissance, en particulier avec les applications de très faible tension de source. En effet, L'OA permet grâce au rapport d'élévation du transformateur de générer un niveau d'oscillation assez grand par rapport au niveau de la tension d'alimentation. En redressant le signal de sortie de l'oscillateur, nous obtenons une tension continue beaucoup plus grande que la tension de la source. Ceci permet de s'affranchir de l'utilisation d'un nombre important d'étages de multiplication comme c'est le cas avec l'oscillateur LC.

L'article [34] présente l'utilisation basique de l'oscillateur d'Armstrong. Cela consiste à redresser directement le signal oscillant en utilisant des composants passifs (Figure II.17).

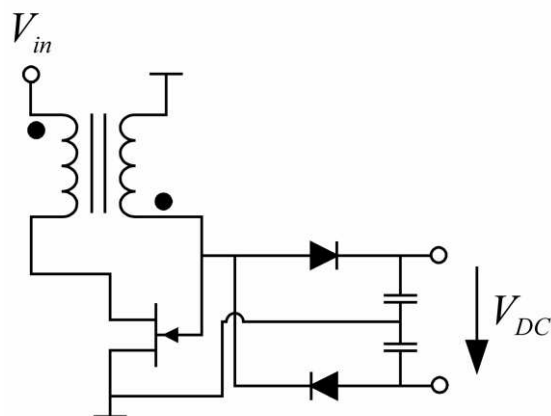


Figure II.17 Convertisseur DC/DC à base de l'oscillateur de Armstrong [34]

Cette structure simple permet un fonctionnement avec des niveaux de tension avoisinant les 10 mV. Par contre, le fait que la tension de sortie ne soit pas référencée par rapport à la masse peut être problématique pour certaines applications.

Ce problème peut être résolu en utilisant une seule diode de redressement. Dans ce cas, c'est la diode du bas de la Figure II.17 qui est utilisée car elle permet d'avoir un niveau de tension plus important¹⁹ (Figure II.18). Cette structure génère une tension de sortie inversée par rapport à la tension de la source.

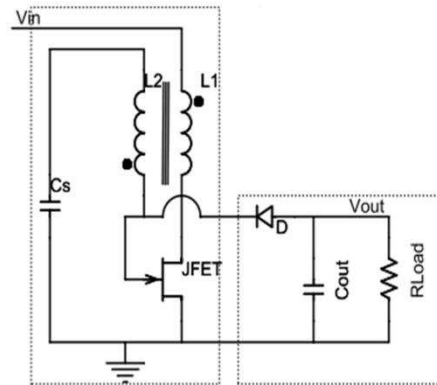


Figure II.18 Variante des convertisseurs DC/DC à base de l'oscillateur d'Armstrong : utilisation d'une simple diode de redressement.

La structure à trois enroulements présentée dans [35] permet d'obtenir une tension de sortie du même signe que celle de la source (Figure II.19).

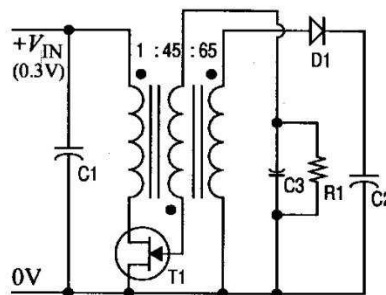


Figure II.19 Variantes des convertisseurs DC/DC à base de l'oscillateur d'Armstrong : trois enroulements [35]

D'autres variétés de l'utilisation de l'oscillateur d'Armstrong ont été rapportées dans la littérature. Dans [36], l'OA est couplé avec une structure d'un convertisseur Boost inductif conventionnel. Le circuit interface une biopile (pile à combustible microbien) générant un niveau de tension de 140 mV.

¹⁹ Plus de détails seront donnés dans la suite de ce chapitre

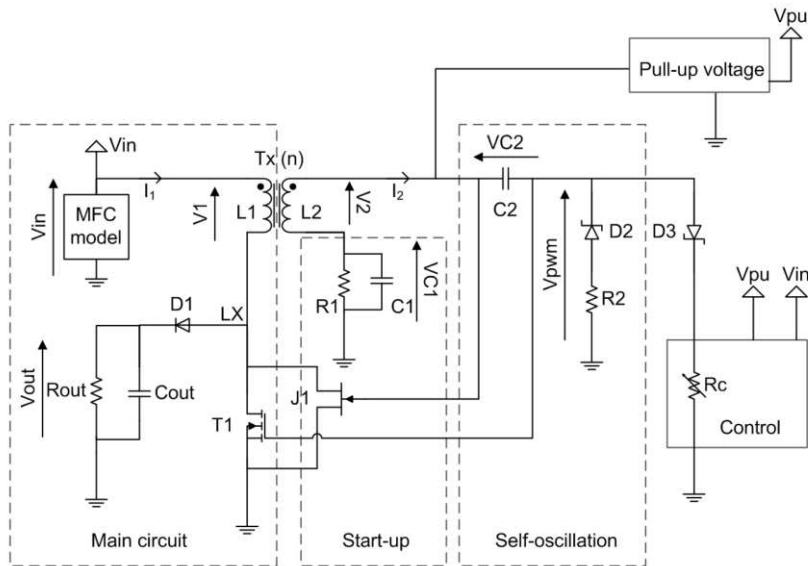


Figure II.20 Structure couplée de l'OA avec un convertisseur Boost conventionnel [36]

Le convertisseur à base de l'OA est utilisé ici comme un étage de démarrage. De plus, cette structure permet une mutualisation de l'utilisation des composants entre les deux convertisseurs ; l'inductance primaire de l'OA sert également comme inductance du convertisseur Boost. Cette structure permet donc d'améliorer la compacité.

La seule limitation de cette structure réside dans le fait que la mutualisation des composants restreint les possibilités de conception.

(3) Conclusion sur les convertisseurs à base d'oscillateurs harmoniques

Les convertisseurs DC/DC utilisant des oscillateurs harmoniques permettent d'atteindre en général des niveaux de tension très bas, surtout avec l'utilisation de l'oscillateur d'Armstrong. Cependant, ils nécessitent, dans la majorité des cas, l'utilisation de composants magnétiques difficilement intégrables. Ceci ne constitue pas systématiquement un défaut pour ce genre de structure car dans beaucoup de cas les dimensions des composants magnétiques restent très inférieures à celles de la micro-source d'énergie [37].

3. Conclusion de l'étude bibliographique

Cette étude bibliographique nous a permis de parcourir et de présenter brièvement les différentes techniques utilisées dans les convertisseurs autonomes dédiés aux micro-sources d'énergie. Deux catégories majeures se distinguent en premier lieu ; il s'agit de l'utilisation ou non d'une aide auxiliaire au démarrage. Lorsque l'aide au démarrage est utilisée, les convertisseurs rapportés dans la littérature couvrent toute la gamme de puissance et de tension.

Dans le cas contraire où le fonctionnement est totalement autonome, les limitations intrinsèques des composants et dispositifs électroniques limitent les plages de tension et de puissance couvertes. Cependant, des solutions et des structures innovantes ont été présentées.

Tout d'abord, des structures intégrées spéciales permettant d'atteindre des niveaux de tension aux alentours des 100 mV ont été présentées. L'utilisation des structures d'oscillateurs

harmoniques permet de baisser davantage cette limite ; ce qui est nécessaire dans certaines applications telles que la récupération de l'énergie thermique et RF.

Les structures utilisant l'oscillateur d'Armstrong permettent grâce à l'utilisation d'un transformateur d'obtenir d'un côté une meilleure sensibilité vis-à-vis de la source, et d'un autre côté, un niveau de sortie plus important. En théorie, cette structure permettrait de couvrir toute la gamme de tension et puissance. C'est pour cette raison que cette structure sera retenue et étudiée dans la suite de ce chapitre.

Comme il a été montré par le diagramme de la Figure II.3, toutes les structures de convertisseurs autonomes ont été développées dans la majorité des cas pour des niveaux de puissance supérieurs au mW. Nous allons dans la suite étudier et optimiser différentes structures et variétés de convertisseurs utilisant l'oscillateur d'Armstrong dans l'objectif d'obtenir les meilleurs sensibilités vis-à-vis de la puissance et de la tension de la source.

D. Convertisseur DC-DC résonant à base de l'oscillateur d'Armstrong

Dans cette partie nous allons tout d'abord commencer par présenter le principe de fonctionnement du convertisseur résonant de base. Par la suite, une étude de modélisation théorique sera détaillée. Les résultats issus de cette étude seront confrontés avec des résultats de simulation circuit afin de valider l'approche entreprise.

1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du convertisseur résonant à base de l'oscillateur d'Armstrong est détaillé dans la Figure II.21. Le convertisseur est composé de deux éléments fondamentaux : un transformateur à fort rapport d'élévation et un JFET²⁰ normally-on²¹.

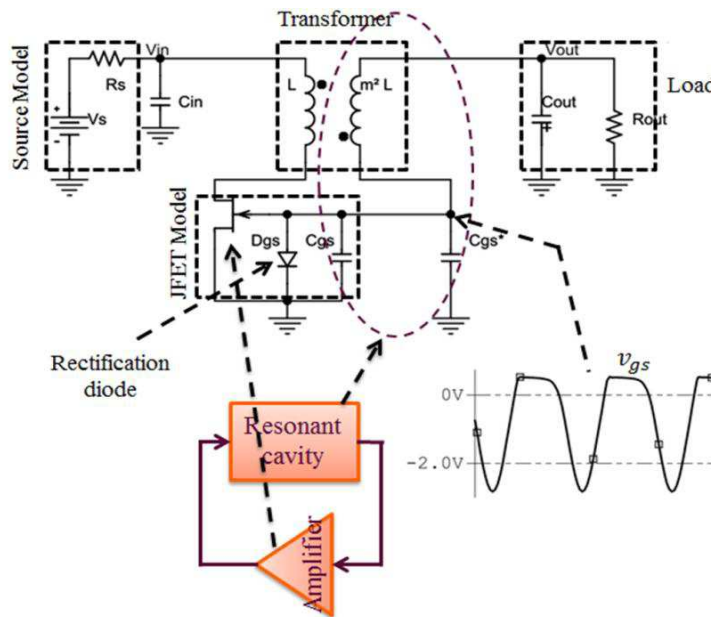


Figure II.21 Structure d'un convertisseur résonant à base de l'oscillateur d'Armstrong : principe de fonctionnement

Le fonctionnement du convertisseur est basé sur trois éléments : l'oscillation, l'élévation de la tension et enfin le redressement.

L'oscillateur est formé d'un côté par le transformateur et la capacité grille-source C_{gs} qui constituent le circuit résonant d'un côté, et d'un autre côté du JFET qui joue le rôle d'amplificateur à gain négatif. La fréquence d'oscillation est fixée par l'inductance secondaire m^2L et la capacité grille-source C_{gs} . Cette dernière inclut entre autre la capacité grille-source du JFET, les autres capacités parasites liées au JFET et au transformateur.

L'oscillateur crée un signal haute fréquence avec une amplitude importante par rapport à la tension d'alimentation. La diode grille-source D_{gs} intrinsèque au JFET permet de redresser ce signal afin d'obtenir une tension continue au niveau de la capacité de sortie C_{out} .

²⁰ JFET : Junction Field-Effect Transistor, transistor à effet de champ à jonction

²¹ Normally-on : normalement conducteur, conduit lorsque la tension grille-source est nulle

L'élévation de la tension d'alimentation se fait grâce à l'utilisation d'un transformateur avec un rapport important.

La structure de la Figure II.21 constitue la brique de base sur laquelle la plupart des autres variétés du convertisseur résonant sont formés. L'étude de modélisation qui sera présentée dans la suite sera donc basée sur cette structure élémentaire.

2. Modélisation du convertisseur résonant

Le convertisseur résonant est un convertisseur autocontrôlé ; en effet, aucun signal de commande extérieur n'est requis comme c'est le cas pour les convertisseurs DC/DC conventionnels. De plus, toutes les performances relatives au rendement, tension d'alimentation minimale, rapport d'élévation, etc. sont prédéterminées par les choix réalisés sur les éléments du convertisseur.

Pour cela, une étude de modélisation nous permettra de comprendre le principe de fonctionnement, les compromis existants entre les différentes grandeurs et les performances.

Enfin, cela nous permettra de construire une méthode de conception du convertisseur résonant en se basant sur les résultats issus de la modélisation et des simulations circuit.

La première partie de la modélisation concernera le régime initial et permettra de trouver les conditions d'oscillation. Par la suite une modélisation en régime permanent permettra de trouver des relations entre les différentes grandeurs d'entrée et de sortie.

a) Conditions de démarrage

Comme tout oscillateur harmonique, le démarrage des oscillations est conditionné par la satisfaction de certaines conditions liées à l'instabilité du système. Afin de trouver les relations donnant les conditions d'oscillation, le convertisseur associé à la rectenna sont modélisés en régime de petit signal. Ce modèle est valable durant le transitoire de démarrage du système lorsque le niveau du signal est très faible. Durant ce régime initial les hypothèses suivantes seront considérées :

- La rectenna sera modélisée par une source de tension idéale V_s avec son impédance interne R_s .
- Les capacités parasites du JFET et du transformateur sont reportées au niveau de la grille du JFET.
- Un couplage parfait est considéré entre les enroulements du transformateur.
- Les résistances équivalentes des enroulements sont négligeables par rapport à l'impédance interne de la source R_s .
- Pas de pertes dans le circuit magnétique du transformateur.
- La tension drain-source du JFET v_{ds} est faible à cause du faible niveau de la tension de la source. Par conséquent, le JFET est supposé fonctionner uniquement dans la partie linéaire encore dénommée région triode.
- La diode intrinsèque du JFET D_{gs} reste bloquée car v_{gs} n'atteint jamais la tension de seuil de la diode V_d .

L'expression du courant drain-source i_{ds} dans la région triode est donnée en fonction de v_{gs} et v_{ds} par l'expression (II.1) avec les conditions données en (II.2).

$$i_{ds}(v_{gs}, v_{ds}) = \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} (v_{gs} - V_p - v_{ds}/2) \cdot v_{ds} \quad (II.1)$$

$$v_{gs} > V_p ; v_{ds} < v_{gs} - V_p \quad (II.2)$$

Avec :

- I_{DSS} : est le courant drain-source à $v_{gs} = 0$
- V_p : la tension de seuil du JFET

Le modèle du circuit résonant de la Figure II.21 en prenant en compte toutes les hypothèses détaillées précédemment est donné à la Figure II.22.

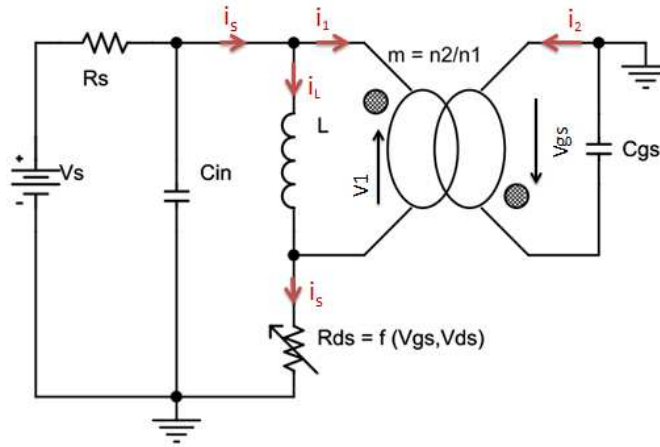


Figure II.22 Modèle du convertisseur résonant au démarrage

L'équation différentielle de l'évolution de la tension v_{gs} peut être calculée à partir du circuit de la Figure II.22 et de l'équation du courant i_{ds} dans (II.1) est donnée par l'expression (II.3).

$$\frac{d^2 v_{gs}}{dt^2} + 2 \lambda(v_{gs}) \frac{dv_{gs}}{dt} + \omega_0^2 v_{gs} = 0 \quad (II.3)$$

Cette équation différentielle a été mise sous une forme normalisée avec :

λ : le coefficient d'amortissement donné par (II.4)

ω_0 : la pulsation propre donnée par (II.5)

$$\lambda(v_{gs}) = \frac{\frac{V_p^2}{2I_{DSS}(v_{gs} - V_p)} + R_s}{m} - \frac{V_p^2 (V_s - \frac{v_{gs}}{m})}{2I_{DSS}(v_{gs} - V_p)^2} \quad (II.4)$$

$$2mC_{gs} \left(\frac{V_p^2}{2I_{DSS}(v_{gs} - V_p)} + R_s \right)^2$$

$$\omega_0 = \frac{1}{m\sqrt{LC_{gs}}} \quad (II.5)$$

L'expression (II.3) est une équation différentielle non-linéaire du second ordre. A notre connaissance aucune solution analytique ne peut être trouvée pour ce genre d'équation. Toutefois, notre objectif n'est pas de donner une solution analytique mais seulement de trouver les conditions d'oscillation.

A l'image d'une équation linéaire, et sachant que le coefficient d'amortissement $\lambda(v_{gs})$ est strictement monotone en fonction de v_{gs} , nous pouvons considérer les conditions d'oscillation comme étant les conditions d'instabilité d'une équation différentielle linéaire du second ordre.

Pour cela, nous considérons le déterminant réduit Δ' donné dans (II.6).

$$\Delta' = \lambda^2 - \omega_0^2 \quad (II.6)$$

Les conditions d'oscillation (II.7) se réalisent pour une valeur négative du déterminant réduit Δ' (système oscillant) et aussi une valeur négative du coefficient d'amortissement λ (oscillations divergentes).

$$\Delta' < 0 \text{ and } \lambda < 0 \quad (II.7)$$

Les expressions de Δ' et λ contiennent des grandeurs variables. Il s'agit en fait de la tension v_{gs} . Cependant, si nous considérons le circuit à un instant t très proche de 0, nous aurons v_{gs} qui sera très faible par rapport à V_p et mV_s . Des expressions plus simples pour Δ' et λ sont alors obtenues.

Deux conditions d'oscillation sont obtenues et sont données dans (II.8) et (II.9).

$$V_s > \frac{2\left(m + \frac{1}{2}\right)I_{DSS}R_s - (m + 1)V_p}{(m + 1)^2} \quad (II.8)$$

$$m > \frac{1}{\left(\frac{V_s}{2I_{DSS}R_s - V_p}\right) - \sqrt{\frac{C_{gs}}{L}} \left(\frac{2I_{DSS}R_s - V_p}{I_{DSS}}\right)} \quad (II.9)$$

L'expression (II.8) donne la tension de source minimale V_{s_min} qui permet d'assurer le démarrage des oscillations. Cette tension dépend de l'impédance interne de la source R_s , des paramètres du JFET I_{DSS} et V_p et du rapport d'élévation du transformateur m . Ce dernier est souvent important pour ce genre d'application ($m \gg 1$). Une expression plus simple de (II.8) peut être obtenue (II.10).

$$V_{s_min} \approx \frac{2I_{DSS}R_s + |V_p|}{m} \quad (II.10)$$

L'impédance de la source R_s est une quantité imposée par les caractéristiques de la source. Une forte valeur de cette impédance augmente la tension minimale de démarrage.

Une valeur minimale de V_{s_min} est obtenue en théorie en minimisant I_{DSS} , R_s et V_p ($V_p < 0$) et en maximisant m . En effet, la minimisation de V_p conduit à avoir plus de dynamique pour i_{ds} et donc des valeurs plus importantes pour $R_{ds}(v_{gs})$. De même, minimiser I_{DSS} conduit à maximiser $R_{ds(on)}$. La conséquence est que la source d'entrée est moins chargée à l'instant initial, ce qui permet d'éviter l'effondrement de la tension au démarrage.

Cependant, minimiser I_{DSS} et V_p conduit à augmenter $R_{ds(on)}$ et donc les pertes par conduction en régime permanent. Il y a donc un compromis entre la tension minimale de démarrage et les pertes en régime permanent.

L'équation (II.9) quant à elle donne la valeur minimale du rapport m afin de satisfaire les conditions d'oscillation. Par ailleurs, une valeur importante du rapport m permet d'assurer le démarrage des oscillations même avec une faible tension d'alimentation comme le montre l'expression (II.10).

Cependant, la valeur de m ne peut pas être augmentée beaucoup car cela augmentera la valeur efficace du courant secondaire et donc les pertes par conduction. De plus, la valeur de m doit rester raisonnable pour des raisons de dimensionnement de l'inductance secondaire.

b) Modélisation en régime permanent

Dans cette partie nous allons réaliser la modélisation du convertisseur résonant durant son régime permanent. Ce régime correspond à l'état de fonctionnement normal lorsque la tension de sortie s'est stabilisée à sa valeur nominale. Cette étude a pour but de fournir le rapport d'élévation de la tension, la durée de chaque sous-phase, l'analyse et la quantification des pertes.

Dans cette partie nous allons considérer des modèles quasi-idéaux pour le canal du JFET et la diode de redressement.

La Figure II.23 présente les formes d'ondes issues de la simulation circuit du modèle général du régime permanent.

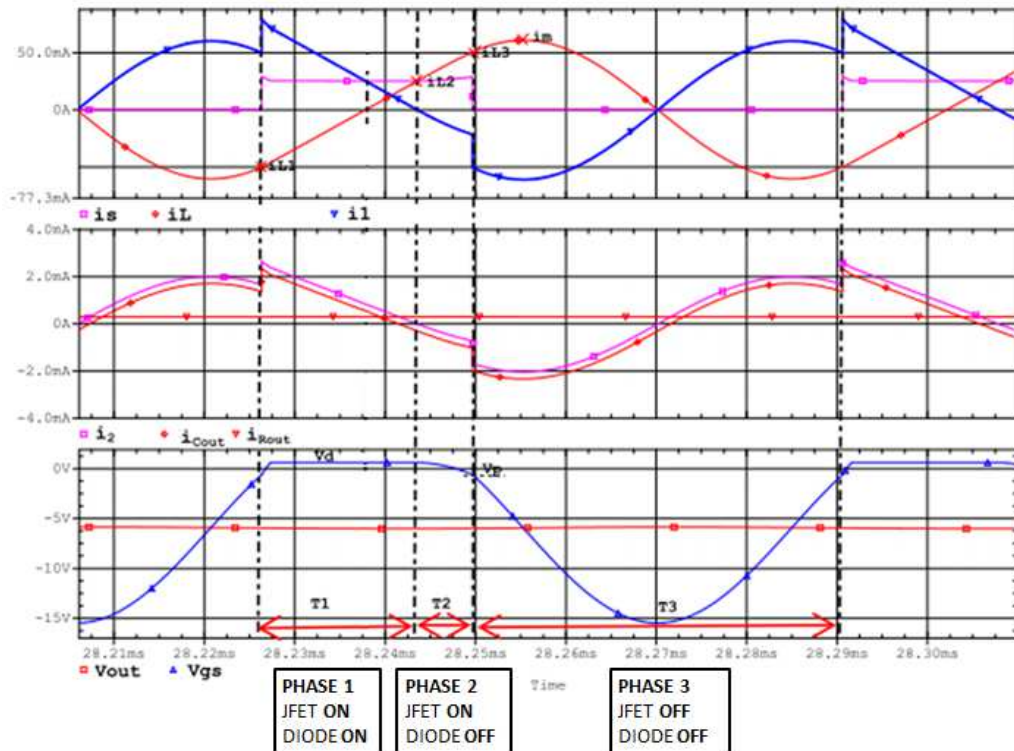


Figure II.23 Formes d'ondes issues de la simulation circuit du modèle du régime permanent

Nous distinguons 3 phases de fonctionnement correspondantes aux différents états des commutateurs. Dans la suite, chaque phase sera analysée et son modèle étudié en détails.

(1) Phase 1

Durant cette phase, le canal du JFET ainsi que la diode grille-source D_{gs} sont fermés. Le modèle correspondant à cette phase est donné à la Figure II.24.

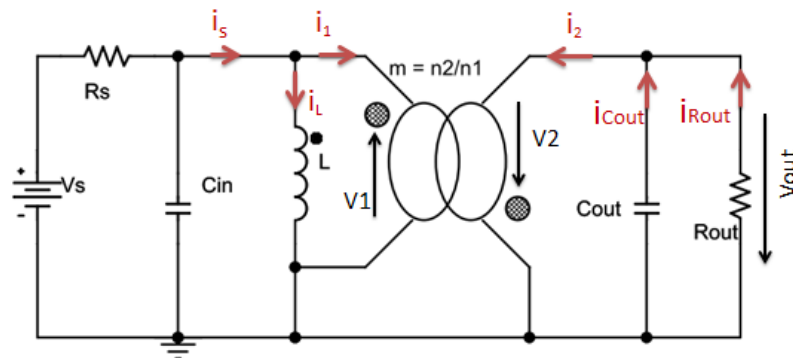


Figure II.24 Modèle régime permanent : Phase 1

La capacité d'entrée permet de maintenir une tension stable en entrée du convertisseur. Le courant d'entrée i_s est aussi constant et a une expression simple comme l'indique la Table II.1.

Le courant dans l'inductance augmente linéairement à partir de sa valeur initiale i_{L1} et atteint sa valeur finale i_{L2} à $t = T_1$. La fin de cette période correspond à l'annulation du courant secondaire

i_2 qui circule à travers la diode D_{gs} . Durant cette phase, la tension grille-source v_{gs} est constante et égale à la tension directe de la diode V_d .

La durée T_1 de cette phase peut être exprimée en fonction du courant initial de l'inductance primaire et des autres paramètres du circuit (Table II.1).

(2) Phase 2

La tension grille-source chute sous V_d conduisant au blocage de la diode D_{gs} . Durant cette phase v_{gs} évolue de V_d à la tension de pincement du canal V_p ; le canal du JFET est toujours fermé durant cette phase. Le circuit modélisant cette phase 2 est donné à la Figure II.25.

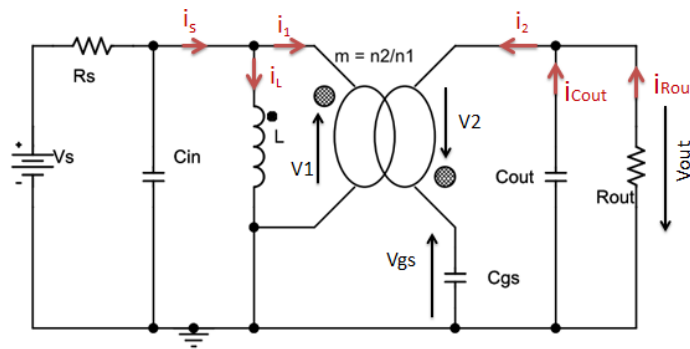


Figure II.25 Modèle régime permanent : Phase 2

Cette phase est une phase transitoire conduisant au blocage du JFET. Une équation différentielle pour v_{gs} est calculée à partir du modèle de la Figure II.25. L'utilisation des conditions initiales permet de trouver une solution $v_{gs,2}(t)$ donnée dans la .

La fin de la phase 2 arrive quand v_{gs} atteint V_p à $t = T_2$. De plus, nous pouvons considérer que lorsque $t < T_2$ le produit du coefficient d'amortissement par le temps peut être négligé, autrement-dit, le terme en exponentiel est proche de 1. Cette approximation nous permet de fournir une expression analytique de T_2 qui dépend uniquement des paramètres du circuit et de la tension de sortie (Table II.1). Durant cette phase, V_{in} et aussi i_s restent constant. Le courant i_L continue d'augmenter et atteint i_{L3} à la fin de cette phase.

(1) Phase 3

La diode est déjà bloquée au début de la phase 2. Dans cette phase v_{gs} descend sous V_p ce qui conduit au blocage du canal du JFET. Ainsi, la diode et le canal du JFET sont bloqués durant cette phase. Le circuit équivalent à cette phase est décrit à la Figure II.26.

Table II.1 Equations de modélisation du régime permanent

Phases i	1	2	3		
JFET Channel	ON	ON	OFF		
Diode	ON	OFF	OFF		
Equations	$v_{gs_1}(t) = V_d$ $i_L(t) = \frac{V_{out}}{mL}t + i_L(0)$ $i_L(t) = i_s(t) - i_1(t)$ $i_1(t) = m i_2(t)$ $V_{out} = m V_{in}$	$\frac{d^2 v_{gs_i}}{dt^2} + 2 \lambda_i \frac{dv_{gs_i}}{dt} + \omega_{0i}^2 v_{gs_i} = -\omega_{0i}^2 V_{0i}$	$V_{02} = V_{out}$	$V_{03} = 0$	
		$\lambda_2 = \frac{1}{2m^2 C_{gs} R_s}$	$\lambda_3 = 0$	$\omega_{02} = \omega_{03} = \frac{1}{m\sqrt{LC_{gs}}}$	
		$\omega_{12} = \sqrt{\omega_{02}^2 - \lambda_2^2}$	$\omega_{13} = \omega_{03}$		
		Initial conditions	$i_L(0) = i_{L1} < 0$	$v_{gs_2}(t=0) = V_d$ $i_{2_2}(t=0) = 0$ $v'_{gs_2}(t=0) = \frac{i_{2_2}(t=0)}{C_{gs}} = 0$	$v_{gs_3}(t=0) = V_p$ $i_{2_3}(t=0) = -i_{L1}$ $v'_{gs_3}(t=0) = \frac{i_{2_3}(t=0)}{C_{gs}} = \frac{-i_{L1}}{C_{gs}}$
				Final conditions	$i_2(T_1) = 0$ $i_L(T_1) = i_{L2} > 0$
Solutions	$\langle i_s \rangle = \frac{V_s - \frac{V_{out}}{m}}{R_s}$	$v_{gs_i}(t) = V_{gsm_i} e^{-\lambda_i t} \cos(\omega_{1i} t + \varphi_i) - V_{gs_i}^*$			
		$V_{gs_2}^* = V_{out}$	$V_{gs_3}^* = V_{gsm_3} \cos(\varphi_3) - V_p$		
		$V_{gsm_i} = \sqrt{(v_{gs_i}(0) + V_{gs_i}^*)^2 + \left(\frac{v'_{gs_i}(0) + \lambda_i(v_{gs_i}(0) + V_{gs_i}^*)}{\omega_{1i}}\right)^2}$			
		$\tan(\varphi_i) = -\frac{v'_{gs_i}(0) + \lambda_i(v_{gs_i}(0) + V_{gs_i}^*)}{\omega_{1i}(v_{gs_i}(0) + V_{gs_i}^*)}$			
Durées des Phases	$T_1 = \frac{mL}{V_{out}} (i_{s_max} + i_{L1})$	$T_2 = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{V_d + V_{out}}{\omega_{12}}\right) - \varphi_2}{\omega_{12}}$	$T_3 = 2\varphi_3 + \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{\omega_{03}}\right)$		

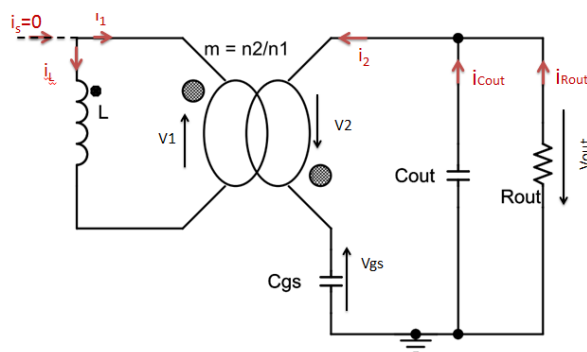


Figure II.26 Modèle régime permanent : Phase 3

Ce circuit peut être simplifié en considérant que $C_{gs} \ll C_{out}$, ensuite en reportant l'inductance primaire au secondaire, le circuit équivalent devient simplement C_{gs} en parallèle avec m^2L .

Ce circuit correspond à un circuit résonant LC et l'expression de v_{gs} durant cette phase est donnée dans la Table II.1. Les conditions initiales pour la tension aux bords de C_{gs} et le courant à travers L permettent de calculer le déphasage φ_3 à l'instant initial. De plus, les conditions finales fixent, quant à elles, la durée T_3 de la phase 3 (Table II.1).

(2) Rapport d'élévation de tension

La tension de sortie de ce convertisseur résonant est négative. Dans cette partie nous allons considérer la valeur absolue de cette tension afin de simplifier les notations.

Considérant la phase 1 et utilisant le circuit correspondant de la Figure II.24, on peut voir que la tension de sortie V_{out} du convertisseur peut être obtenue en multipliant la tension d'entrée V_{in} par le rapport m . De plus, pour le régime permanent, V_{in} et V_{out} sont considérées constantes sur toute la période de fonctionnement. La relation déduite de la phase 1 est donc vraie pour toutes les autres phases. Cependant, il serait plus intéressant de trouver une relation en utilisant la tension V_s au lieu de V_{in} , car V_s est un paramètre de dimensionnement.

Une expression du rapport d'élévation de la tension peut être obtenue en faisant un bilan de puissance sur une période de fonctionnement. En effet, si nous considérons le convertisseur sans pertes, la puissance délivrée par la source (II.11) est égale à celle consommée au niveau de la charge de sortie (II.12).

$$P_{in} = V_{in} \cdot i_s = V_{in} \cdot \frac{V_s - V_{in}}{R_s} = \frac{V_{out}}{m} \cdot \frac{V_s - \frac{V_{out}}{m}}{R_s} \quad (II.11)$$

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{out}} \quad (II.12)$$

La relation $P_{out} = P_{in}$ conduit à obtenir le rapport entre V_{out} and V_s comme il est indiqué dans (II.13).

$$\frac{V_{out}}{V_s} = \frac{m}{m^2 \frac{R_s}{R_{out}} + 1} \quad (II.13)$$

Une adaptation d'impédance entre la source et le convertisseur est obtenue si le rapport dans (II.13) est égal à $m/2$, c.-à-d. si $R_{out} = m^2 R_s$.

(3) Etude des pertes

Il y a dans le convertisseur deux sources de pertes par conduction : le canal du JFET et la diode de redressement. Les pertes dues au courant traversant le canal du JFET sont présentes durant la période de conduction du canal T_{on} et sont données par l'expression (II.14).

$$P_{loss_{R_{ds}}} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i_s^2(t) \cdot R_{ds(on)}(t) dt \quad (II.14)$$

Avec T_{on} le temps de conduction du canal du JFET qui vaut $T_1 + T_2$. Le courant du canal i_s est considéré constant durant cette phase T_{on} . Il est de même pour la résistance du canal $R_{ds(on)}$ car $v_{gs}(t) = V_d$. Par conséquent, une expression simple peut être obtenue pour les pertes du canal (II.15).

$$P_{loss_{R_{ds}}} = R_{ds(on)} I_s^2 \frac{T_{on}}{T} = R_{ds(on)} I_s^2 (d_1 + d_2) \quad (II.15)$$

Avec d_i le rapport cyclique de la phase i : $d_i = T_i/T$.

Les pertes par conduction dues à la tension de seuil V_d de la diode sont données par l'équation (II.16).

$$P_{loss_{Diode}} = \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_2(t) V_d dt = \frac{V_d T_1 (|i_{L1}| + I_s)}{T} = \frac{1}{2} d_1 V_d (|i_{L1}| + I_s) \quad (II.16)$$

D'autre part, les pertes par commutation sont négligeables car le convertisseur est résonant avec des conditions de fonctionnement en mode ZCS²².

c) Validation de l'étude théorique vis-à-vis de la simulation circuit

L'objectif est de valider cette étude de modélisation théorique. Une première étape consiste à tester les conditions de démarrage. Pour cela, nous réalisons des simulations circuit²³ du convertisseur résonant avec le modèle Spice du JFET qui contient environ 22 paramètres²⁴ ; quelques-uns de ces paramètres sont donnés dans la Table II.4.

Les tensions de démarrage du convertisseur calculées à partir de (II.10) et trouvées par simulation sont égales à 158 mV et 183 mV respectivement ; ce qui correspond à une erreur de 13%. De plus, l'expression (II.10) a été évaluée en utilisant d'autres paramètres et les résultats sont bons pour une large gamme de paramètres. Ceci permet de montrer que cette approche est valide et assez précise.

L'objectif de la 2^{ème} étape est de tester et valider la modélisation du régime permanent. Dans ce cas un modèle simple du JFET et de la diode sera utilisé ; les paramètres correspondant sont détaillés dans la Table II.2. Par ailleurs, la comparaison entre les résultats de simulation et les résultats issus de la modélisation sont résumés dans la Table II.3. Les grandeurs importantes

²² ZCS : Zero-Current Switching

²³ Simulations en utilisant le logiciel Cadence Orcad Pspice

²⁴ Modèle Spice fourni par le fabricant du transistor

sont : la fréquence d'oscillation, les durées (T_1, T_2, T_3) des différentes phases, la tension de sortie et le rapport d'élévation.

Table II.2 Paramètres de modélisation du circuit en régime permanent

Symbol	Description	Valeur	Unité
Vs	Tension circuit ouvert source	500	mV
Rs	Impedance interne source	10	Ω
L	Inductance primaire	50	μH
m	Rapport transformateur	1:30	-
Cgs	Capacité grille-source	2	nF
Rout	Charge de sortie	20	k Ω

Table II.3 Comparaison entre les résultats de modélisation théorique et les simulations circuit

		Modélisation théorique	Simulation circuit	Δ (%)
Durées phases	T_1	21,5 μs	17 μs	26 %
	T_2	6,6 μs	6 μs	10 %
	T_3	30 μs	$\approx 30 \mu\text{s}$	<1 %
V_{out}		6,43 V	6 V	7 %
Rapport d'élévation en tension		12,9	12	7,5 %

Les résultats de la Table II.3 montrent que le modèle analytique utilisé pour le régime permanent est assez précis.

Finalement, nous pouvons conclure que les résultats de simulations ont validé l'étude de modélisation analytique. Cette dernière peut donc être utilisée pour optimiser et concevoir un prototype de convertisseur résonant en se basant sur les exigences issues des paramètres de la source.

3. Etude expérimentale du convertisseur résonant

Plusieurs prototypes ont été développés en se basant sur les caractéristiques de différentes sources d'énergie. Le circuit présenté dans cette partie a été développé pour une rectenna faible puissance (à partir de quelques μW) et à forte impédance interne ($2,4 \text{ k}\Omega$).

a) Convertisseur résonant à deux enroulements

(1) Présentation de la rectenna

La rectenna utilisée ici est une rectenna monodiode série fonctionnant à 2.45 GHz . La Figure I.6 montre le prototype discret réalisé sur un substrat FR4 $1,6 \text{ mm}$. Les caractéristiques courant-tension I-V et rendement-charge η -R sont montrées sur la Figure I.13 et la Figure I.14 respectivement.

Les caractéristiques I-V nous montrent que le niveau de tension délivré par la rectenna est très faible lorsque le niveau de la puissance RF est faible. A -10 dBm ($100 \mu\text{W}$) la tension de sortie reste toujours inférieure à 1 V même sans charge de sortie.

Les caractéristiques η -R montrent la valeur de l'impédance interne de la rectenna qui vaut dans ce cas $2,4 \text{ k}\Omega$. Cette valeur sera utilisée par la suite dans le processus de conception du convertisseur résonant.

(2) Méthode de conception

Dans cette partie, l'objectif est de concevoir un convertisseur résonant en se basant sur les caractéristiques de la micro-source d'énergie et en utilisant les résultats issus de la partie précédente.

En utilisant la rectenna présentée précédemment, l'objectif étant de pouvoir fonctionner à partir d'une tension d'entrée de quelques centaines de mV. La tension de sortie du convertisseur devra être supérieure à 1 V .

Le diagramme de la Figure II.27 présente le processus de conception du convertisseur résonant. En fait, la première partie consiste à définir les spécifications relatives à la tension de démarrage, l'impédance de la source, la tension de sortie et la fréquence d'oscillation du convertisseur.

Afin de simplifier la conception, nous considérons l'adaptation d'impédance entre la rectenna et le convertisseur résonant ; c.-à-d. $R_{in_converter} = R_s$. Cette condition est obtenue en choisissant $R_{out} = m^2 R_s$ comme il a été montré précédemment. Cette hypothèse permet d'utiliser directement l'expression du rapport d'élévation de tension (II.13) afin de trouver la valeur du rapport m du transformateur.

Le choix initial de l'inductance primaire L se fait en considérant une constante de temps RL très inférieure à la période des oscillations. Enfin, en utilisant la fréquence d'oscillation f , la capacité grille-source C_{gs} peut être déduite. Les données issues de la tension minimale de démarrage V_{s_min} , de l'impédance de la source R_s et du rapport m permettent par la suite de faire le choix du JFET avec ses deux principaux paramètres I_{DSS} et V_p en utilisant l'expression ((II.10).

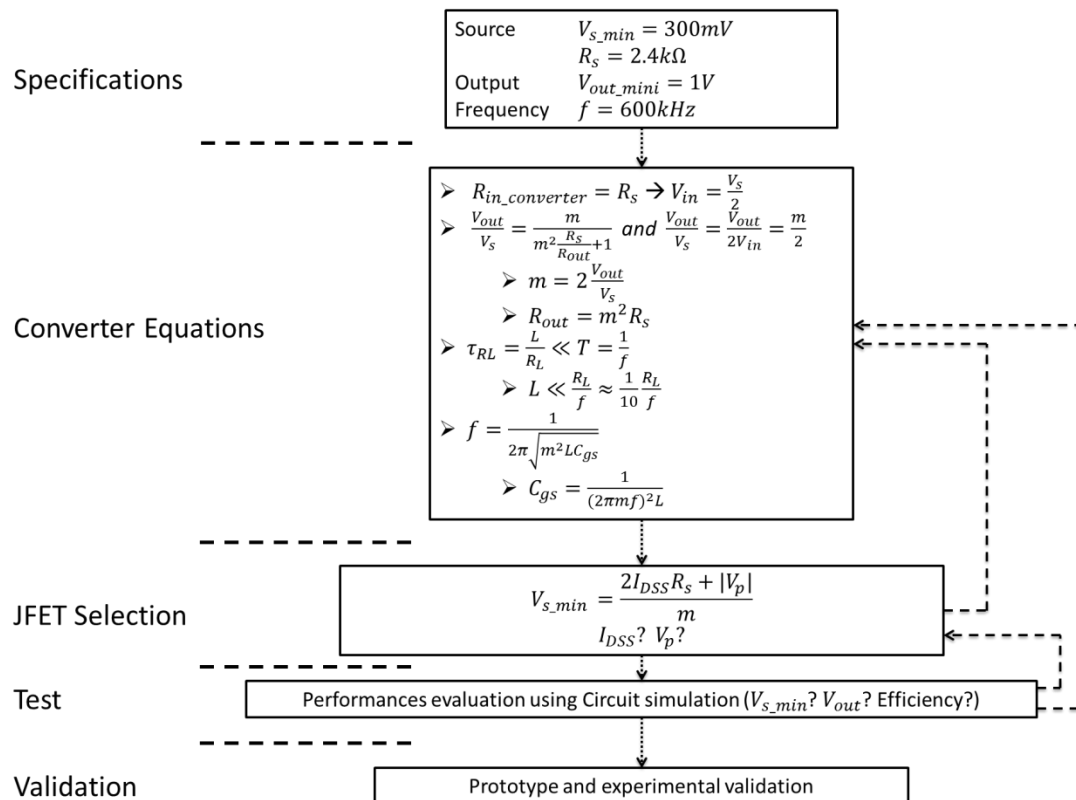


Figure II.27 Procédure de conception du convertisseur résonant

Une fois le choix de tous les composants réalisé, le circuit est testé en simulation circuit avec l'utilisation des modèles Spice fournis par les fabricants. Les résultats issus de la simulation permettent d'ajuster le choix réalisé sur les composants.

Enfin, la dernière étape consiste à réaliser un prototype expérimental qui permette de tester les performances réelles du convertisseur résonant.

(3) Prototype du convertisseur résonant de base

Un convertisseur a été réalisé pour la rectenna à 2,4kΩ présentée précédemment (Figure II.28).

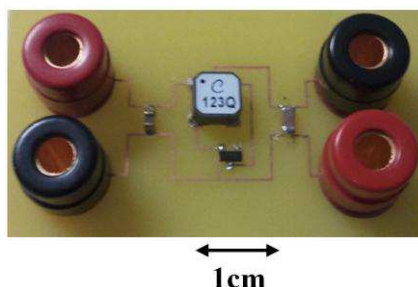


Figure II.28 Photographie d'un prototype du convertisseur résonant

Le transistor choisi est un JFET commercial ; il s'agit du J201 ($I_{DSS}=583 \mu A$ et $V_p=-0,6 V$). Le transformateur choisi est le Coilcraft LPR6235-253PMB avec son rapport $m = 20$.

Afin d'obtenir des résultats de simulation précis, le transformateur a été mesuré et modélisé sur la gamme 40 Hz – 1 MHz en utilisant l'analyseur d'impédance Agilent 4294A. Le circuit utilisé pour le transformateur est issu du modèle décrit dans [38]. Ce dernier inclus les résistances séries des inductances (R_{L1} et R_{L2}), le coefficient de couplage (k) et les capacités parasites (C_p , C_s et C_{ps}). Les paramètres du prototype réalisé sont détaillés dans la Table II.4.

Table II.4 Paramètres du prototype du convertisseur résonant

	Symbol	Description	valeur	Unité
JFET	I_{DSS}	Courant drain-source à V_{gs} nulle	583	μA
	V_p	Tension de pincement du canal	-0.6	V
	C_{gs}, C_{gd}	Capacités parasites du JFET	3; 4	pF
Transformer	L1	Inductance primaire	23.74	μH
	m	Rapport du transformateur	1:20	-
	k	Coefficient de couplage	0.95	-
	C_p	Capacité parasite enroulement primaire	3.13	nF
	C_s	Capacité parasite enroulement secondaire	13.9	pF
	C_{ps}	Capacité parasite entre enroulements	50.9	pF
	RL1	Résistance enroulement primaire	155	m Ω
	RL2	Résistance enroulement secondaire	54.8	Ω

(4) Tests expérimentaux utilisant un modèle de rectenna

La première partie des tests expérimentaux consiste à utiliser une source de tension en série avec une résistance égale à l'impédance interne de la rectenna afin d'émuler celle-ci. L'étape initiale consiste à faire varier la charge de sortie et d'observer l'influence de celle-ci sur le rendement. Un rendement optimal a été trouvé expérimentalement pour une charge $R_{out} = 600 \text{ k}\Omega$; c'est cette valeur qui sera utilisée dans la suite (Figure II.29).

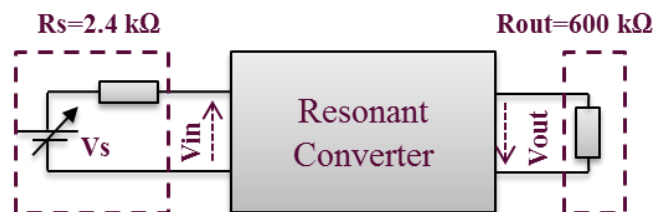


Figure II.29 Test expérimental du convertisseur résonant en utilisant un modèle d'émulation de la rectenna

La seconde étape consiste à faire varier la tension de la source V_s et de mesurer la tension d'entrée V_{in} et de sortie V_{out} du convertisseur comme il est indiqué sur la Figure II.30. La tension de démarrage minimale mesurée est à environ $V_{in} = 100 \text{ mV}$; ce qui correspond à une tension en circuit ouvert de la source d'environ $V_{in} = 200 \text{ mV}$.

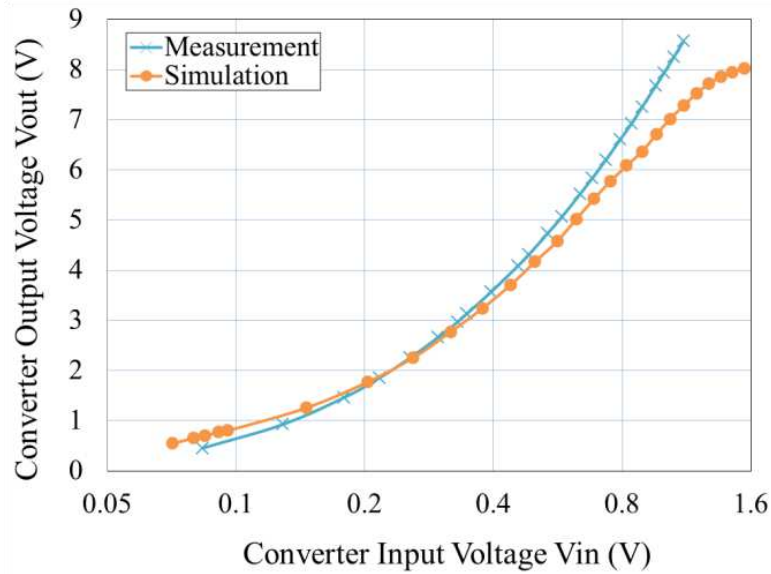


Figure II.30 Tension de sortie en fonction de la tension d'entrée du convertisseur résonant

La Table II.5 donne une comparaison entre les tensions $V_{s,min}$ issues de la modélisation, de la simulation circuit et des mesures expérimentales. Les résultats montrent une très bonne cohérence entre les différentes valeurs. Ceci nous permet de valider encore une fois l'approche entreprise concernant la modélisation analytique.

Table II.5 Comparaison entre les résultats théorique, de simulation et expérimentales

	Modélisation analytique	Simulation circuit	Mesure expérimentale
Tension circuit ouvert minimale ($V_{s,min}$)	158 mV	183 mV	200 mV

Notons également qu'une fois le convertisseur résonant a démarré, la tension d'entrée peut redescendre jusqu'à environ $V_{in} = 71$ mV.

Afin d'évaluer le rendement expérimental du convertisseur, nous allons calculer le rapport entre la puissance consommée par la charge de sortie et la puissance délivrée au convertisseur comme il est indiquée par (II.17).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{V_{out}^2}{R_{out}}}{\left(\frac{V_s - V_{in}}{R_s}\right)V_{in}} \quad (II.17)$$

Les résistances R_s et R_{out} sont constantes tandis que les tensions V_s , V_{in} et V_{out} sont mesurées expérimentalement. Les graphiques de la Figure II.31 montrent le rendement de simulation et expérimental.

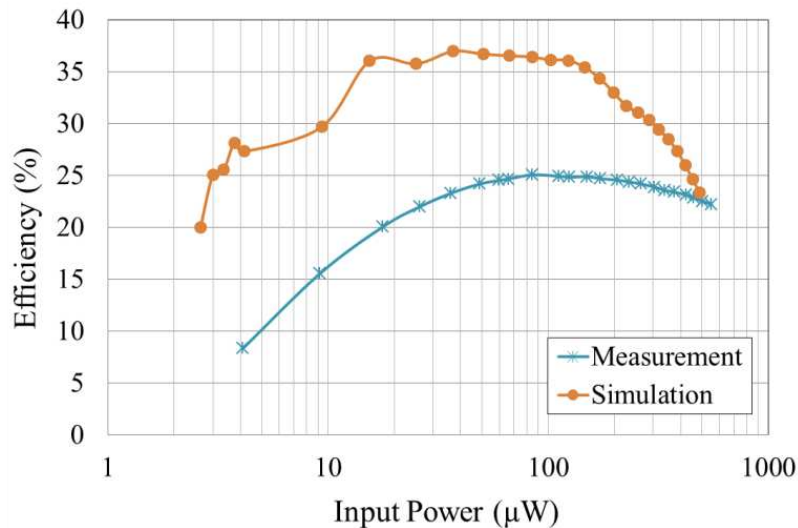


Figure II.31 Rendement du convertisseur résonant

Le rendement expérimental varie de 8% pour quelques μW à 25% autour de 100 μW . Ces valeurs de rendement restent correctes voire bonnes pour ces niveaux de puissance très bas.

La différence entre les résultats de simulation et l'expérimentation est due aux éléments parasites qui n'ont pas été pris en compte dans le modèle de simulation circuit. Les effets des éléments parasites, principalement les capacités du JFET et du transformateur ainsi que les pertes dans le circuit magnétique et les bobinages du transformateur, sont d'autant plus importants que la fréquence d'oscillation est élevée du circuit, elle avoisine les 600 kHz.

(5) Tests expérimentaux en utilisant une rectenna réelle

Afin de vérifier le bon fonctionnement du convertisseur dans des conditions réelles, la rectenna présentée auparavant est connectée directement à l'entrée de celui-ci.

Afin de contrôler la puissance RF précisément, un générateur RF à 2,45 GHz est utilisé pour alimenter la rectenna. De plus, une charge résistive $R_{out} = 600 \text{ k}\Omega$ est utilisée en sortie du convertisseur (Figure II.32).

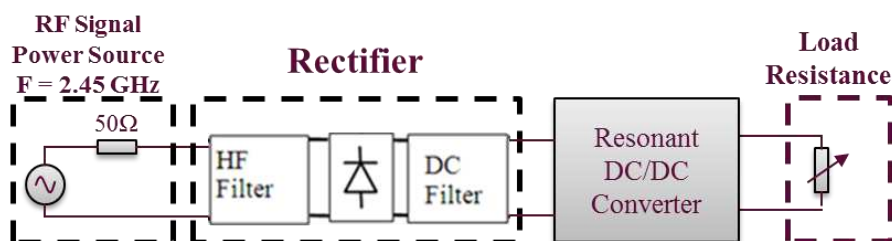


Figure II.32 Test du convertisseur résonant avec une rectenna réelle

La tension délivrée par la rectenna ainsi que celle en sortie du convertisseur résonant sont mesurées pour plusieurs niveaux de la puissance RF ; les résultats sont présentés dans la Figure II.33.

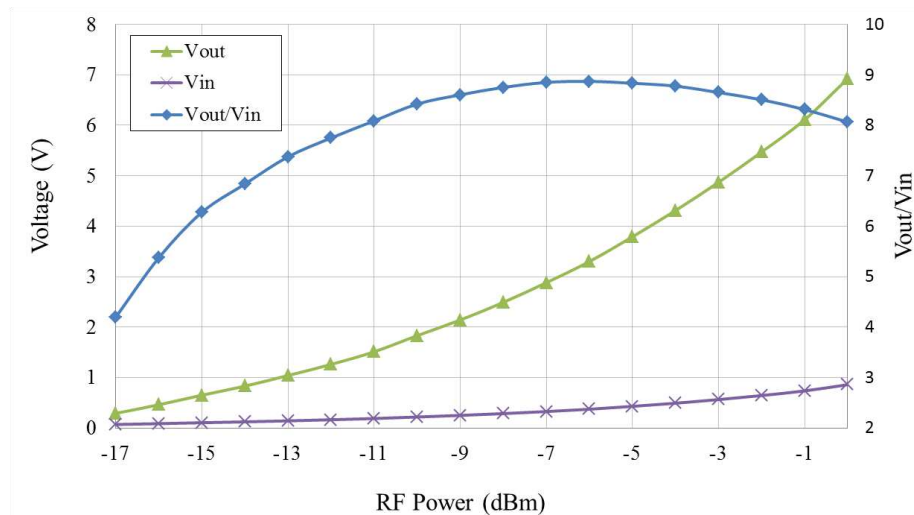


Figure II.33 Test du convertisseur résonant avec une rectenna réelle : tensions d'entrée et de sortie en fonction de la puissance RF à l'entrée de la rectenna

Bien que le niveau de la tension délivrée par la rectenna ne dépasse jamais le niveau de 1 V, la tension de sortie du convertisseur dépasse ce niveau pour une puissance d'environ -13 dBm et atteint un niveau de 7 V à 0 dBm.

Le rapport d'élévation de tension varie entre 4 et 9 sur la gamme -17 dBm à 0 dBm. De plus, ce rapport est relativement constant à partir de -11 dBm de la puissance RF.

Notons enfin que les niveaux de tension reportés correspondent à une charge de sortie de $600\text{ k}\Omega$. Puisque ce convertisseur sera généralement utilisé comme un circuit de démarrage qui charge une capacité, des niveaux de tension plus importants peuvent être obtenus en pratique.

b) Convertisseur résonant à trois enroulements

Dans cette partie nous allons présenter un prototype de convertisseur résonant à trois enroulements. Cette structure a l'avantage de fournir une tension de sortie de même signe que la tension d'entrée et rajoute en plus des degrés de liberté vis-à-vis de la conception et de l'optimisation.

(1) Structure du convertisseur résonant à trois enroulements

La Figure II.34 présente la structure du convertisseur résonant à trois enroulements. Cette structure est très similaire à la précédente. Cependant, un 3^{ème} enroulement est ajouté avec une diode Schottky de redressement afin d’obtenir une tension positive en sortie.

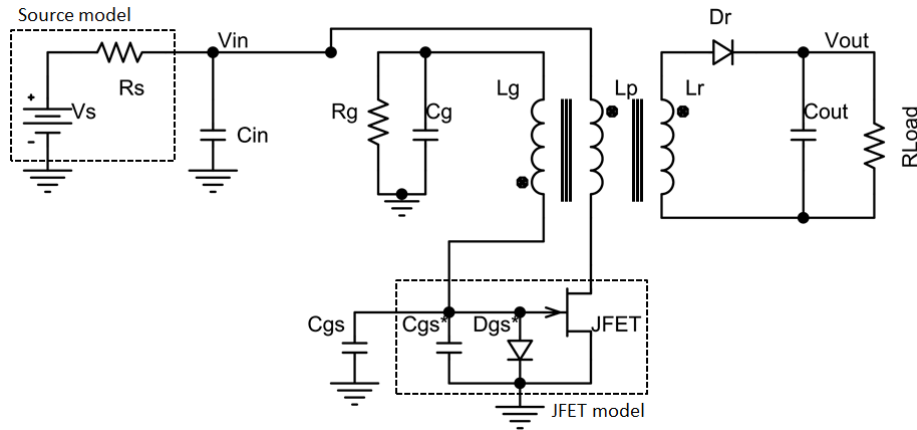


Figure II.34 Circuit du convertisseur résonant à trois enroulements

Le principe de fonctionnement est très similaire à la version de base présenté précédemment. La Figure II.35 montre quelques formes d’onde issues de la simulation circuit. Durant la phase de conduction du canal du JFET, la diode intrinsèque au JFET D_{gs} ainsi que la diode Schottky D_r conduisent. Ceci permet de charger la capacité C_g avec une tension négative et la capacité C_{out} avec une tension positive.

De plus, puisque la résistance R_g est très grande par rapport à la résistance de la charge R_{load} , toute la puissance est véhiculée à travers l’enroulement tertiaire.

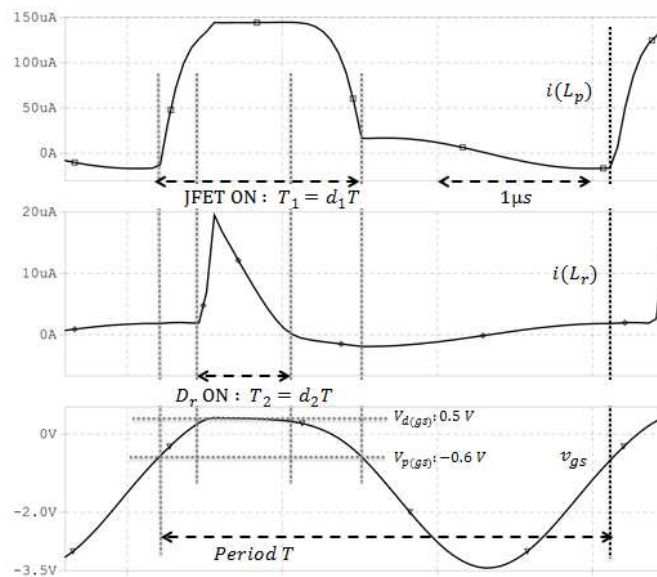


Figure II.35 formes d’onde importantes issues de la simulation du convertisseur à trois enroulements

La modélisation du convertisseur à 3 enroulements est pratiquement identique à celle du convertisseur de base. La seule différence est liée à l'expression de la tension de sortie qui dépend dans ce cas du rapport tertiaire-primaire m_r ($L_r = m_r^2 L_p$) et non plus du rapport secondaire-primaire m_g ($L_g = m_g^2 L_p$). Ainsi, le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est donné par l'expression (II.18).

$$\frac{V_{out}}{V_s} = \frac{m_r}{m_r^2 \frac{R_s}{R_{out}} + 1} \quad (II.18)$$

(2) Prototype du convertisseur résonant à trois enroulements

La méthode de conception est pratiquement similaire à celle présentée précédemment. Pour cela des composants similaires ont été considérés dans ce cas.

Les JFET est le J201 ($I_{DSS} = 583 \mu A$; $V_p = -0,6 V$) et la diode Schottky HSMS2822 choisie à cause de sa faible tension de seuil ($V_f = 340 mV$).

Les paramètres du transformateur à trois enroulements sont : $L_p = 50 \mu H$; $m_g = 25$ et $m_r = 25$. Ce transformateur a été réalisé manuellement en utilisant un double circuit magnétique E compact avec les dimensions suivantes : 20mm x 10mm x 6mm. Enfin, le transformateur a été caractérisé à l'analyseur d'impédance afin d'évaluer les capacités parasites et la bande passante.

(3) Tests expérimentaux utilisant un modèle de rectenna

Les mesures réalisées ici sont similaires à celles de la Figure II.29. Une source de tension associée à une résistance de 2,4 k Ω sont utilisées afin de modéliser la rectenna. Par ailleurs, les mesures ont été faites ici pour deux valeurs de la résistance de sortie $R_{out} = 1 M\Omega$ et $R_{out} = 10 M\Omega$.

Les mesures des tensions d'entrée et de sortie du convertisseur ainsi que le rendement de celui-ci sont données à la Figure II.36 et à la Figure II.37 respectivement.

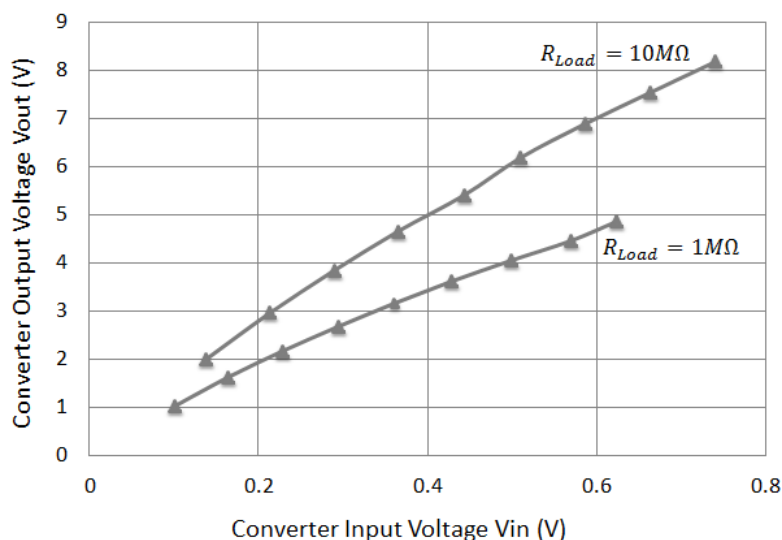


Figure II.36 Mesures expérimentales de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée du convertisseur résonant à trois enroulements

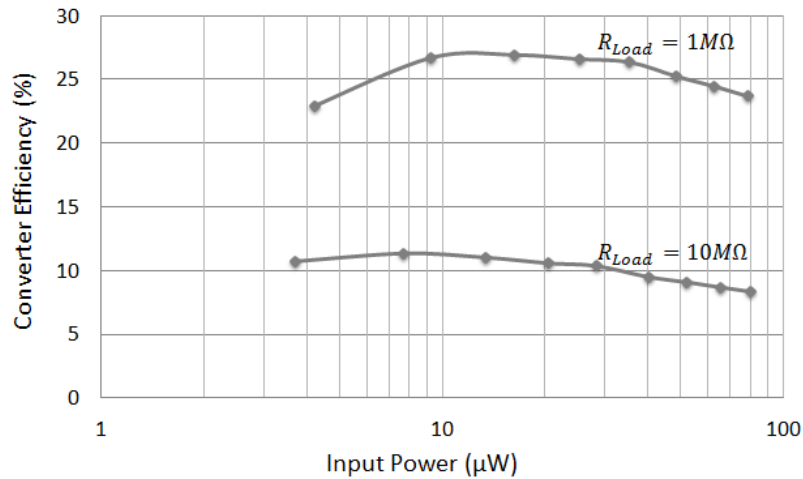


Figure II.37 Rendement expérimental du convertisseur résonant à trois enroulements

La tension de démarrage du convertisseur est pratiquement similaire à la précédente ($V_s = 200 \text{ mV}$) du fait de la similitude entre les deux circuits. Ce niveau de tension correspond à un niveau de puissance en entrée d'environ $4 \mu\text{W}$. pour ce même niveau, une tension de sortie proche de 1 V est obtenue.

D'autre part le rapport d'élévation de la tension est pratiquement constant et vaut 10 sur toute la gamme de la tension d'entrée. Cette valeur est assez proche de la valeur de 6 issue de l'expression (II.18).

Pour une charge de $1 \text{ M}\Omega$, Le rendement expérimental vaut 22% à $4 \mu\text{W}$ et atteint 27% à $10 \mu\text{W}$. De plus, le rendement est généralement stable sur toute la gamme de puissance. Pour $10 \text{ M}\Omega$, le rendement est autour de 10% .

Le rendement obtenu ici est meilleur que celui de la structure initiale surtout à faible niveau de puissance à cause principalement de l'utilisation dans ce cas d'une diode Schottky de redressement avec une faible tension de seuil ; ce qui limite les pertes de conduction.

Enfin, le niveau de tension obtenu à $10 \text{ M}\Omega$ est plus grand que celui à $1 \text{ M}\Omega$; par contre, le rendement est plus faible pour la charge de $10 \text{ M}\Omega$.

(4) Tests expérimentaux utilisant une rectenna réelle

Dans ce cas, une rectenna avec une impédance interne de $3,9 \text{ k}\Omega$ est associée avec le convertisseur à trois enroulements. De la même façon que précédemment, une source de puissance RF à $2,36 \text{ GHz}$ est utilisée pour alimenter la rectenna. Enfin, une charge de $1 \text{ M}\Omega$ est placée à la sortie du convertisseur résonant. La Figure II.38 présente les résultats de mesure de la tension d'entrée et de sortie du convertisseur résonant.

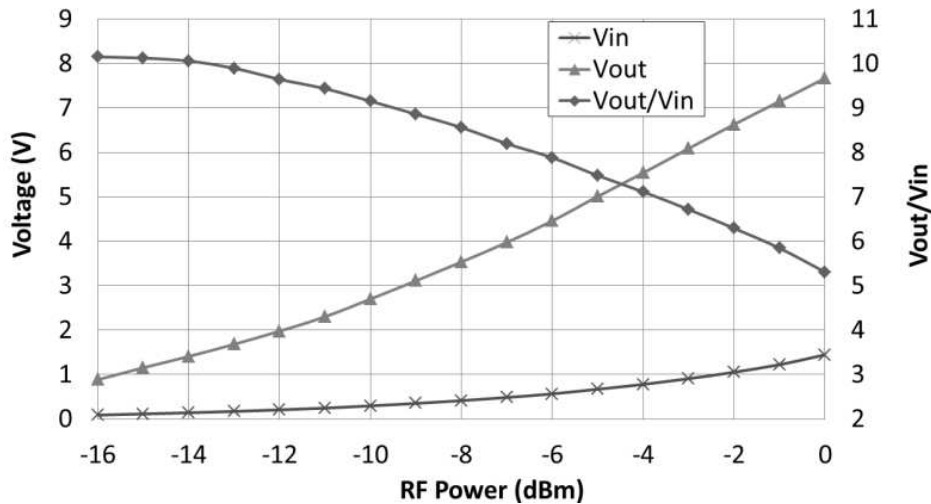


Figure II.38 Test du convertisseur résonant à 3 enroulements avec une rectenna réelle : tensions d'entrée et de sortie en fonction de la puissance RF à l'entrée de la rectenna

Tandis que la tension fournie par la rectenna reste pratiquement toujours inférieure à 1 V, la tension de sortie du convertisseur est toujours supérieure à 1 V et atteint un niveau proche de 8 V à 0 dBm.

Le rapport d'élévation est meilleur ici surtout aux faibles niveaux de puissance où il est maximal et vaut environ 10.

c) *Convertisseur résonant pour une biopile*

Cette partie a été réalisée en collaboration avec Nicolas Degrenne²⁵ qui a travaillé dans le cadre de l'ANR Miconet [39]. Il s'agit en effet de développer une structure de convertisseur résonant pour interfacer une biopile à faible tension et faible puissance.

(1) Présentation de la biopile

Une biopile ou pile à combustible microbien²⁶ produit de l'énergie électrique à partir de la matière organique sous l'action des bactéries [39]. Une biopile de 0,9 litre a été fabriquée (Figure II.39) et remplie d'eau usée en provenance d'une station d'épuration (Limonest, Grand Lyon). La cathode en contact avec l'air a une surface de 32 cm², tandis que l'anode est formée d'une brosse en carbone afin d'augmenter la surface de contact. Plus de détails concernant la fabrication de cette biopile peuvent être trouvés dans [40].

²⁵ Thèse soutenue en octobre 2012

²⁶ En anglais MFC : Microbial Fuel Cell



Figure II.39 Photographie de la biopile fabriquée par N. Degrenne

Environ 10 h avant de réaliser les mesures sur la biopile, celle-ci a été alimentée avec 0,1 g d'acétate et chargée avec une résistance de 200 Ω [39].

La caractérisation électrique de la biopile se fait en la chargeant avec différentes valeurs de résistance allant du circuit ouvert au court-circuit. Les mesures sont réalisées à 26 °C. Enfin, un délai de 2 mn est pris en compte entre le changement de la charge et la prise de la mesure à cause de la constante de temps importante de la biopile.

Les caractéristiques tension-courant V-I et puissance-charge P-R expérimentales sont données à la Figure II.40 et à la Figure II.41 respectivement.

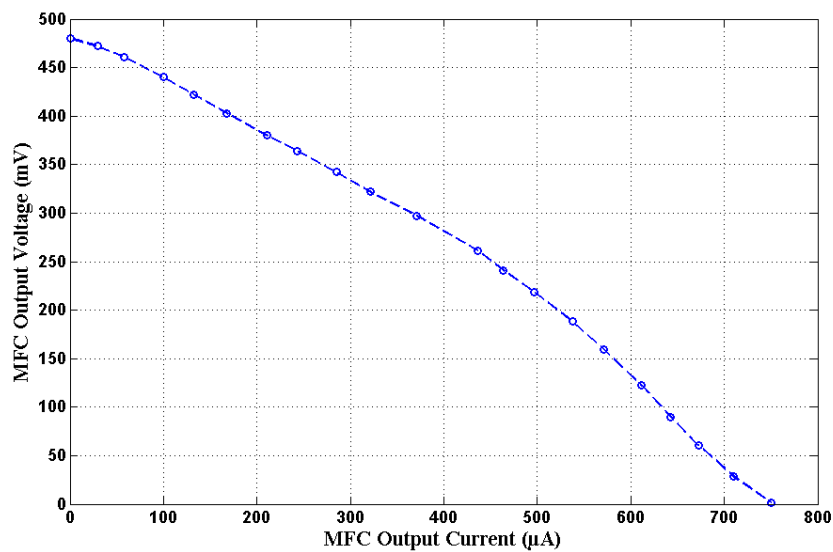


Figure II.40 Caractéristique tension-courant de la biopile

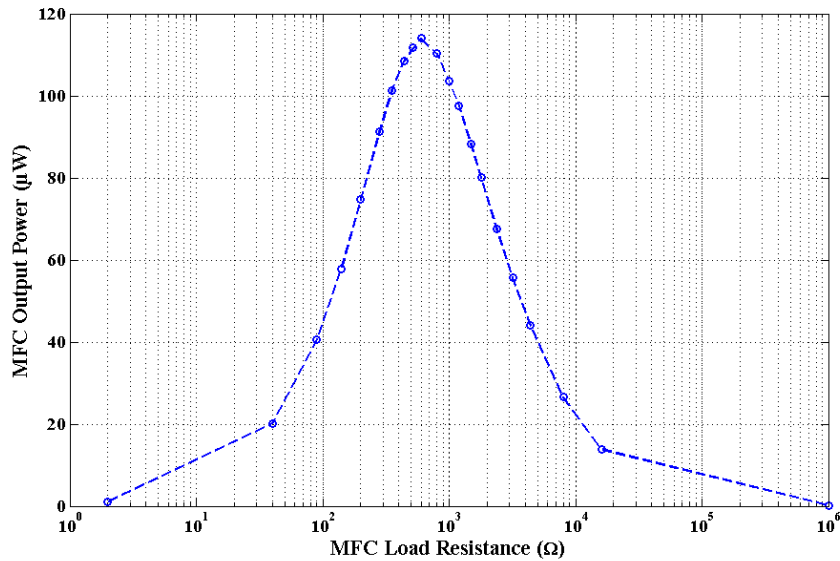


Figure II.41 Caractéristique puissance-charge de la biopile

Les caractéristiques de la biopile sont très similaires à celles de la rectenna ; nous considérons par conséquent un modèle de la biopile équivalent au modèle de la rectenna. Ainsi, d’après la caractéristique V-I, la tension de circuit ouvert de la biopile est égale à environ 475 mV. Par ailleurs, l’impédance interne se déduit de la caractéristique P-R ; elle est égale à environ 600 Ω.

La puissance maximale délivrée par la biopile est d’environ 100 μW. cette puissance est obtenue en chargeant la biopile avec une résistance égale à son impédance interne.

(2) Prototype du convertisseur résonant pour la biopile

Un convertisseur résonant a été optimisé, conçu et réalisé pour la biopile ; la structure correspondante est similaire à celle présentée auparavant à la Figure II.21.

Le JFET sélectionné est le BF862 ($I_{DSS}=17$ mA; $V_p=-0,73$ V). Ce dernier a l’avantage d’avoir un courant I_{DSS} plus important que celui du J201 ; en conséquence, un meilleur rendement de conversion en régime permanent.

La référence du transformateur acheté prêt à l’emploi est : Coilcraft LPR6235-253PML avec une inductance primaire $L_p = 24$ μH et un rapport d’élévation $m = 20$.

(3) Mesures en utilisant un modèle de la biopile

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de caractérisation du convertisseur résonant en utilisant une source de tension variable associée à une résistance de 600 Ω.

Des résultats de mesure préliminaires nous permettent de montrer qu’une charge résistive de 280 kΩ à la sortie du convertisseur permet d’avoir une adaptation d’impédance entre la biopile et le convertisseur. Ceci permettra d’extraire la puissance maximale de la biopile.

Tout en gardant la charge de sortie du convertisseur à sa valeur optimale de 280 kΩ, le niveau de la tension d’entrée varie de 0,2 V à 2 V. Les tensions d’entrée et de sortie du convertisseur sont mesurées (Figure II.42) et le rendement évalué (Figure II.43).

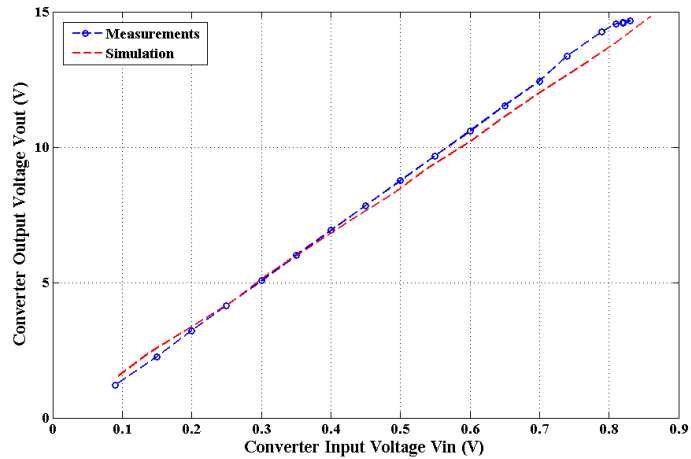


Figure II.42 Tensions d'entrée et de sortie du convertisseur résonant pour la biopile

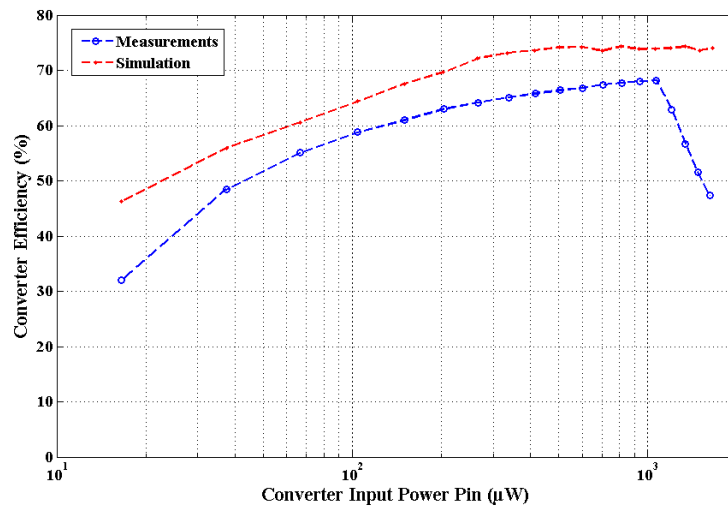


Figure II.43 Rendement du convertisseur résonant pour la biopile

La Figure II.42 montre un rapport d'élévation important d'environ 18 et quasiment stable sur toute la gamme des tensions d'entrée.

Le rendement expérimental est égal à 35% à 20 μW , à 58% pour le niveau de puissance nominal de la biopile de 100 μW et atteint une valeur maximale de 68% à 1 mW.

En utilisant le transistor BF862 le rendement s'est considérablement amélioré par rapport au convertisseur utilisant le J201. Ceci s'explique par le fait que le BF862 dispose d'une résistance de canal beaucoup plus faible que celle du 201. Par conséquent, les pertes par conduction, qui sont majoritaires dans le cas du convertisseur résonant, sont beaucoup moins présentes avec le prototype utilisant le BF862.

Le fait que le rapport d'élévation de tension soit proche du rapport m du transformateur est dû au fait que les pertes sont faibles ; dans ce cas le fonctionnement du circuit réel est proche de la modélisation théorique. De même, la cohérence entre les résultats de simulation et de mesure peut être expliquée de la même façon.

(4) Mesures en utilisant un modèle de la biopile

Maintenant, nous allons associer directement la biopile au convertisseur résonant. On fera varier sa charge de sortie dans une large gamme. Le rendement du convertisseur est évalué en calculant le rapport entre la puissance consommée par la charge de sortie et celle injectée dans le convertisseur. De plus, afin de vérifier la justesse du modèle utilisé pour la biopile, les mesures avec le modèle et avec la biopile réelle sont portées dans le même graphique (Figure II.44).

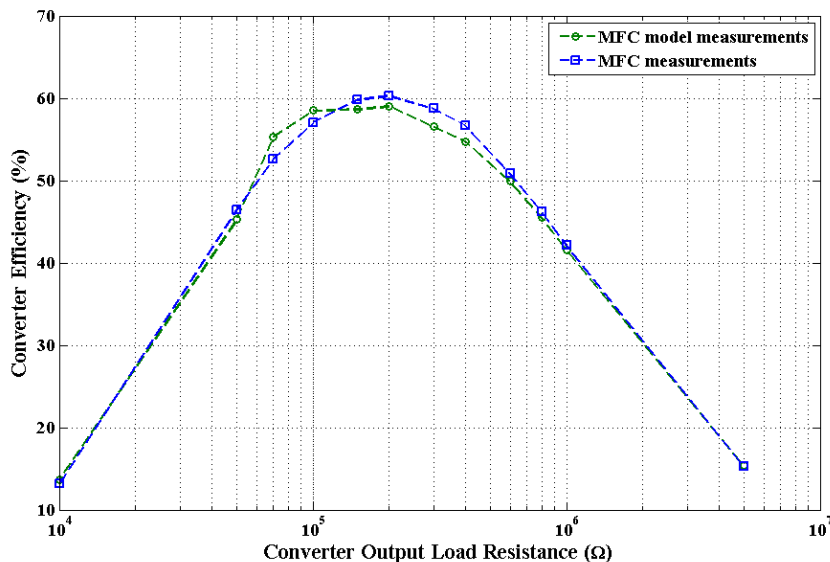


Figure II.44 Rendement du convertisseur résonant associé à une biopile

Un rendement supérieur à 50% est possible sur une décade de la charge de sortie ; de 60 kΩ à 600 kΩ. Le rendement atteint un maximum de 60 % à 200 kΩ de charge en sortie.

d) Conclusion de l'étude expérimentale

L'étude expérimentale nous a permis tout d'abord de valider le bon fonctionnement des différentes variantes du convertisseur résonant dans les conditions réelles. La comparaison des résultats expérimentaux avec ceux issus de la modélisation théorique et de la simulation circuit a permis quant à elle de valider d'une part les modèles utilisés en modélisation et en simulation et d'autre part de valider l'approche de conception choisie.

Les prototypes du convertisseur résonant ont été testés en premier lieu en utilisant un modèle de la micro-source d'énergie puis avec la source réelle.

Le convertisseur résonant a démontré de bonnes performances vis-à-vis de la tension de démarrage et aussi vis-à-vis du niveau de puissance atteint. De même, dans le cas de la biopile, le convertisseur affiche des très bons rendements à des niveaux de puissance autour de 100 μW.

Le convertisseur résonant a été réalisé dans la plupart des cas en utilisant des composants commerciaux, notamment en ce qui concerne le JFET, les diodes et les capacités. Cependant, dans certains cas et avec certains paramètres du transformateur aucun composant commercial ne peut être trouvé. Dans ce cas, une réalisation spécifique du transformateur doit être entreprise.

E. Conclusion générale du chapitre

Dans ce chapitre axé sur l'autonomie, nous avons tout d'abord présenté et analysé les solutions existantes en termes de solution de démarrage à partir de faibles tensions d'entrées. Cette étude bibliographique nous a permis par la suite de sélectionner une structure de convertisseur résonant basé sur le principe de l'oscillateur d'Armstrong. En effet, c'est la seule structure autonome qui nous permet de couvrir les gammes de tensions et de puissances les plus larges.

Une étude de modélisation du régime de démarrage et du régime permanent a été réalisée pour la première fois à notre connaissance. Celle-ci nous a permis de fournir des outils qui permettent de faciliter la conception du convertisseur en fonction de l'application visée.

La simulation circuit a été utilisée comme un outil d'optimisation très efficace et a permis de faire une première validation des résultats issus de la modélisation analytique.

La version basique du convertisseur résonant a été réalisée et testée expérimentalement, elle a démontré de très bonnes performances vis-à-vis de la valeur de la tension de démarrage et de la puissance minimale atteinte.

Une deuxième variante du convertisseur résonant utilisant 3 enroulements a également été réalisée et testée avec une rectenna. Le rendement de cette deuxième structure est meilleur à faible niveau de puissance RF (quelques μW) à cause de l'utilisation d'une diode Schottky dans la partie redressement. Ce circuit présente une tension de démarrage de 100 mV à un niveau de 4 μW de puissance de source et produit une tension de sortie autour de 1 V. la Table II.6 présente une comparaison des performances entre notre structure et quelques contributions similaires de convertisseurs autonomes. Notons que notre dispositif abaisse très sensiblement la limite minimale de puissance convertie.

Le fait que le rendement de cette structure de convertisseur ne soit pas très élevé n'est pas pénalisant pour notre application. En effet, le convertisseur résonant est utilisé uniquement durant la phase de démarrage et est désactivé ensuite lorsque le convertisseur principal est opérationnel.

Un prototype de convertisseur résonant a été enfin réalisé pour interfacer une biopile à faible puissance (100 μW). Le niveau de la tension de la biopile étant assez élevé (475 mV), le choix du JFET a permis d'obtenir dans ce cas des niveaux de rendement avoisinant les 60%.

Le convertisseur résonant possède une propriété intrinsèque qui impose un compromis entre la tension minimale de démarrage et le rendement en régime permanent, ceci explique la différence de rendement entre les structures développées pour la rectenna et celle développées pour la biopile.

Pour notre système d'interfaçage de la rectenna, c'est la topologie à trois enroulements qui sera utilisée car elle produit une tension de même signe qu'en entrée. Ceci étant indispensable lorsque l'on souhaite associer ce convertisseur avec le convertisseur principal qui sera présenté au chapitre suivant.

Table II.6 Comparaison des performances réalisées avec la littérature

Paramètres	[25]	[18]	[30]	[36]	[41]	Ce travail
Prototype	intégré	Intégré + 2 inductances	intégré	Discret	Discret	Discret
Tension min.	80 mV	120 mV	140 mV	140 mV	200 mV	100 mV
Puissance min.	1.4 mW	880 μ W	830 μ W	3 mW	5.8 mW	4 μ W
Tension sortie	1.3 V	1.2 V	1.3 V	3 V	2.5 V	1 V
Rendement max.	60 %	30 %	20 %	73 %	66 %	27 %

III. Efficacité Energétique.

Convertisseur Flyback à Adaptation d'Impédance

A. Introduction

La structure du convertisseur résonant développée et présentée au chapitre II constitue le bloc qui permet d'assurer l'autonomie du système d'interfaçage de la rectenna. En effet, ce circuit remplit parfaitement sa tâche et se distingue indéniablement vis-à-vis de l'état de l'art par ses performances de seuil de tension de démarrage et de tension de sortie. Cependant, l'adaptation d'impédance qui permet de maximiser la puissance tirée de la rectenna est une fonction absente de ce premier circuit. De plus, à cause des limitations intrinsèques de ce dernier, son rendement énergétique est amené à baisser si nous voulons améliorer la sensibilité vis-à-vis de la tension de la source. Or, un excellent rendement global est nécessaire ; d'autant plus que les niveaux de puissance sont très faibles. Pour ces raisons, l'utilisation d'un autre circuit paraît essentielle afin d'obtenir les fonctionnalités absentes et d'améliorer les performances globales.

Ce chapitre sera donc focalisé sur la conception d'un système qui aura comme première fonction la maximisation des performances de la rectenna indépendamment des conditions extérieures. Ces performances se traduisent essentiellement par l'intégration d'une fonctionnalité MPPT²⁷ ou adaptation d'impédance. Aussi, la maximisation du rendement de conversion sera un point crucial afin de ne pas pénaliser la fonction d'adaptation d'impédance.

Dans la première partie une étude bibliographique des différentes solutions de maximisation de la puissance extraite de la source sera présentée. A partir de cette étude, notre choix s'est porté sur l'utilisation d'une structure de convertisseur inductif Flyback fonctionnant en mode de conduction discontinu. L'étude et l'optimisation de cette structure seront présentées en détails dans les sections III et IV. Les réalisations et tests expérimentaux permettront par la suite de valider l'approche entreprise et de quantifier les performances obtenues (section V). Enfin une conclusion général du chapitre sera présentée dans la section VI.

B. Etat de l'art des méthodes MPPT

L'étude précédente autour des micro-sources de grappillage d'énergie nous a permis de montrer la nécessité d'un système d'adaptation d'impédance afin de maximiser les performances des différents transducteurs.

Dans cette partie, nous allons présenter et analyser les différentes solutions MPPT qui ont été rapportées dans la littérature. La majorité de ces méthodes provient du domaine de l'énergie solaire. Enfin, cette étude nous permettra de sélectionner une solution adaptée à notre application de rectenna.

Les méthodes MPPT seront classées en deux catégories : directes et indirectes.

1. Méthodes MPPT directes

Pour ce genre de technique, l'algorithme essaie de maximiser la puissance tirée de la source en réalisant en permanence des mesures du niveau de la puissance instantanée produite par la source. En utilisant cette mesure l'algorithme MPPT agit d'une manière dynamique sur la polarisation de la source afin de changer son point de fonctionnement et agir ainsi sur le niveau de la puissance produite. Dans cette catégorie, nous allons présenter les algorithmes suivants :

²⁷ MPPT : Maximum-Power-Point Tracking

Perturb and Observe (P&O), Hill Climbing, Load Voltage/Current Maximization, Incremental Conductance, Ripple Correlation Control (RCC), Fuzzy Logic Control (FLC), Neural Network et Source Sweep.

a) *Perturb and Observe (P&O) / Hill Climbing*

Le principe de ces deux méthodes est d'apporter une perturbation à la source et d'observer les variations relatives de la puissance. Dans la méthode P&O on fait varier la tension de polarisation de la source (c.-à-d. la tension d'entrée du convertisseur MPPT) et dans la méthode Hill Climbing, c'est le rapport cyclique du convertisseur qu'on fait varier. Par conséquent, ces deux techniques se rejoignent et sont donc basées sur le même principe.

Le fonctionnement de l'algorithme est résumé dans la Figure III.1. La caractéristique présentée dans cette figure correspond à la caractéristique typique d'une micro-source d'énergie.

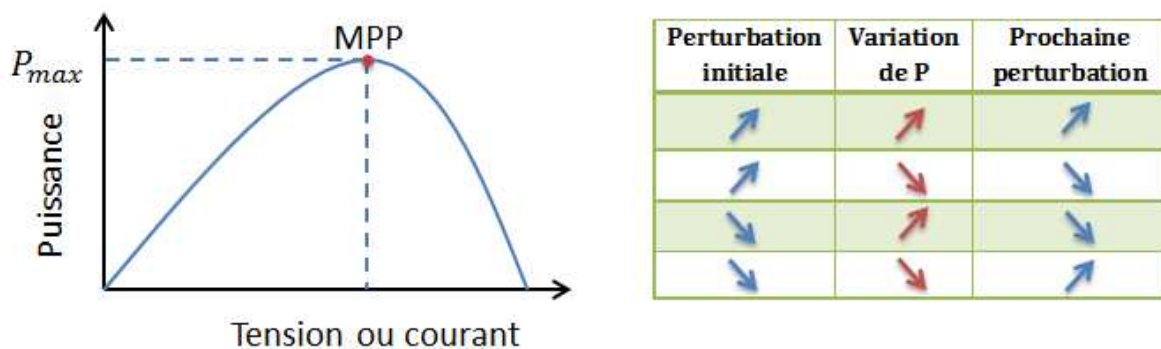


Figure III.1. Fonctionnement de l'algorithme MPPT P&O

L'algorithme fonctionne en se basant sur le fait que :

- A droite du MPP²⁸ : une variation positive (resp. négative) de la tension (du courant) implique une variation négative (resp. positive) de la puissance.
- A gauche du MPP : une variation positive (resp. négative) de la tension (du courant) implique une variation positive (resp. négative) de la puissance.

Le processus d'incrémentatation est répété périodiquement jusqu'à ce que le MPP soit atteint, ensuite le système oscille autour de ce point. Pour optimiser l'algorithme, on peut utiliser un pas d'incrémentatation variable, ce qui permet d'atteindre le MPP plus rapidement et d'obtenir plus de précision une fois le MPP atteint [42], [43], [44].

Cette technique requiert donc un capteur de tension et un capteur de courant pour le calcul de la puissance instantanée. Dans certains cas où la charge est connue, il est possible d'utiliser seulement un capteur de tension pour estimer la puissance [45].

La technique présentée ici nécessite plusieurs capteurs et un circuit d'interfaçage et de calcul. Par conséquent, son utilisation est très souvent réservée aux applications de moyenne et forte puissance.

²⁸ MPP : Maximum Power Point

Dans [11], un système MPPT pour rectenna utilisant l'algorithme P&O est présenté. Le système utilise un convertisseur Boost inductif et un microcontrôleur afin d'implémenter l'algorithme. Grâce à l'utilisation de cette méthode P&O, le système est très flexible vis-à-vis des changements éventuels dans les caractéristiques de la source ou dans le cas d'un changement de la source elle-même. Cependant, à cause de l'utilisation d'un microcontrôleur, l'algorithme MPPT n'est opérationnel qu'à partir d'un niveau de 35 μW de la puissance de la source ; ce qui limite les performances pour les niveaux inférieurs.

b) Load-Voltage (Load-Current) Maximization

Si nous considérons un convertisseur sans pertes, la maximisation de la puissance tirée de la source revient aussi à maximiser la puissance au niveau de la charge.

La plupart des charges peuvent être soit de type résistif, soit des sources de tension, soit des sources de courant, ou bien encore des combinaisons entre ces types [46]. La Figure III.2 présente les différents types de charges.

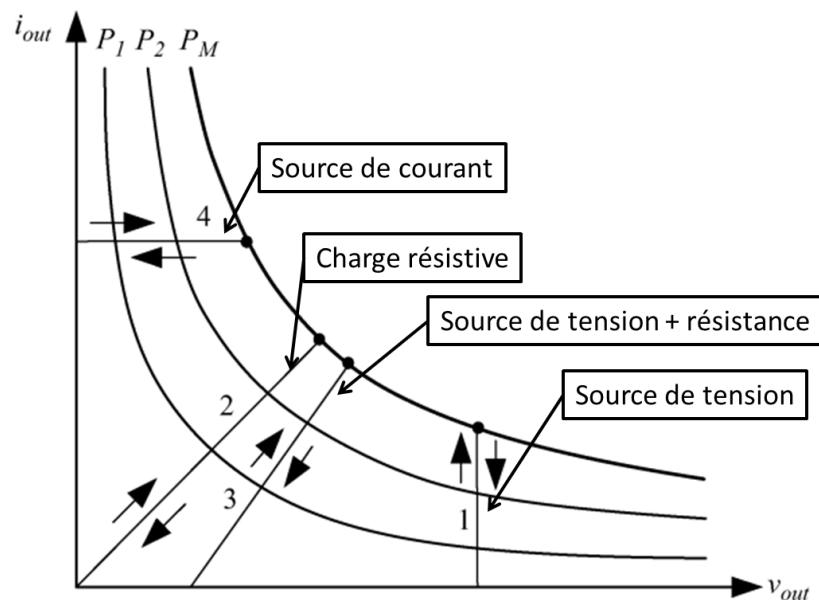


Figure III.2 Les différents types de charges [46]

On peut observer que pour une source de tension, le courant doit être maximisé pour atteindre la puissance maximale. De même, pour une source de courant c'est la tension qui doit être maximisée pour maximiser la puissance. Pour les autres types de charge, on peut maximiser soit la tension soit le courant. Ceci étant vrai même pour les charges non-linéaires à condition qu'elles ne présentent pas une impédance négative [46].

L'avantage principal de cette méthode est qu'elle ne requiert l'utilisation que d'un seul capteur (de tension ou de courant). Son inconvénient réside dans la possibilité d'erreurs sur le MPP car le convertisseur présente des pertes ; la maximisation de la puissance de sortie ne conduira pas forcément à maximiser la puissance tirée de la source.

Cependant, l'implémentation de cette méthode est beaucoup plus simple que celle présentée auparavant.

c) *Autres méthodes MPPT directes*

D'autres méthodes MPPT directes ont été rapportées dans la littérature :

- Incremental Conductance²⁹ : méthode basée sur l'utilisation de la conductance qui correspond au rapport entre le courant et la tension de la source [47].
- Ripple correlation control³⁰ (RCC) : basée sur l'utilisation des fluctuations de tension et de courant en sortie du convertisseur [48].
- Fuzzy logic control³¹ (FLC) : la logique floue peut être utilisée pour des sources ayant des caractéristiques non-linéaires [49].
- Neural Network³² : approche probabiliste basée sur la théorie des réseaux de neurones [50].
- Source Sweep³³ : mesure de la caractéristique de la source périodiquement et positionnement automatique sur le MPP [51].

2. Méthodes MPPT indirectes

Le positionnement au MPP peut se faire d'une façon indirecte. Dans ce cas, l'algorithme ne réalise pas une recherche permanente du point optimal mais s'appuie sur certaines caractéristiques de la source pour le déterminer.

Nous allons dans la suite présenter quelques méthodes MPPT indirectes et discuter de leur cohérence avec notre application de rectenna faible puissance.

a) *Fractional Open-Circuit Voltage*

Cette méthode repose sur le constat selon lequel la tension optimale de polarisation de la source V_{opt} est souvent liée à la tension de circuit ouvert V_{open} par un simple rapport de proportionnalité k . Le rapport k se détermine à partir des caractéristiques de la source.

L'algorithme réalise périodiquement des mesures de la tension de circuit ouvert de la source V_{open} . Ensuite, connaissant le rapport k , l'algorithme régule la tension d'entrée à la valeur $V_{opt} = k V_{open}$.

Dans le cas des sources dont le modèle est basé sur une source de tension en série avec une impédance interne, le rapport k est égal à 0,5 ; c'est le cas typique des sources thermiques³⁴, organiques et RF. Pour ces sources, l'algorithme présente une très bonne efficacité vis-à-vis du positionnement au point optimal.

Cette technique peut parfois s'appliquer dans le cas de l'énergie solaire photovoltaïque mais avec un rapport de 0,8 à 0,9 [52]. Dans ce cas, à cause des caractéristiques dynamiques d'un PV³⁵, le placement au MPP n'est pas parfaitement précis.

²⁹ Incrémentation de la conductance

³⁰ Contrôle des ondulations

³¹ Logique Floue

³² Réseaux de neurones

³³ Balayage des caractéristiques de la source

³⁴ A base d'un module à effet Peltier

³⁵ PV : panneaux PhotoVoltaïque

Ainsi, dans le cas de sources dont l'impédance interne varie peu, cette méthode permet un fonctionnement efficace, simple et à faible consommation.

Cet algorithme peut également se simplifier d'avantage dans le cas de la récupération de l'énergie organique en utilisant la biopile. Comme il a été présenté auparavant dans le chapitre II, la tension à vide d'une biopile est généralement constante ; et c'est plutôt son l'impédance interne qui évolue au cours de son utilisation. La connaissance préalable de la source permet donc de s'affranchir du circuit de mesure de la tension V_{open} et de simplifier, par conséquent, le circuit de contrôle [39].

Cette méthode est donc une technique de premier intérêt pour les sources à faible puissance disponible.

b) Resistor emulation

Cette méthode a été mise en œuvre auparavant pour certaines applications de PFC³⁶ de faible puissance. Dans ce cas, un convertisseur est utilisé afin de présenter une impédance particulière à la source [53].

Dans notre application, il est donc possible d'utiliser le même principe afin de réaliser une adaptation d'impédance et donc se positionner au MPP. Ceci n'est valable que pour les applications avec une caractéristique de source simple basée sur une source de tension avec une impédance interne résistive ; ce qui est le cas pour l'énergie thermique³⁷ et RF par exemple.

La Figure III.3 présente le principe de base de la technique d'émulation de la résistance de la source.

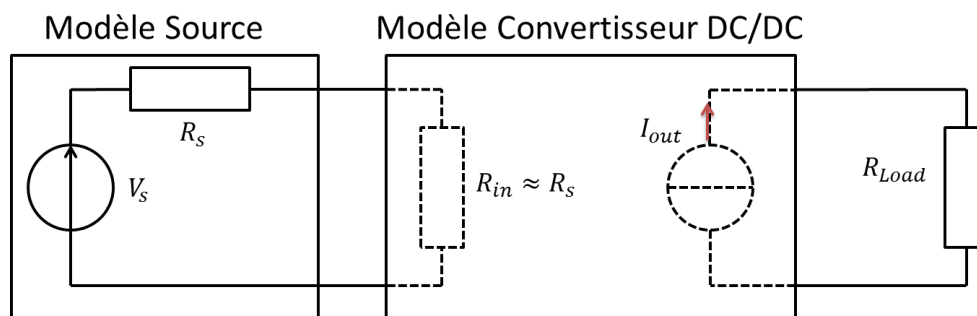


Figure III.3 Principe de l'émulation de la résistance à l'aide d'un convertisseur DC/DC

L'émulation de l'impédance interne de la source à travers un convertisseur peut se faire en boucle ouverte dans le cas d'une source présentant une impédance constante. En effet, la connaissance préalable de celle-ci permet de simplifier grandement le circuit de contrôle et par conséquent sa consommation.

Dans [54], un convertisseur Flyback est utilisé en régime de conduction discontinue ou DCM³⁸ afin d'émuler l'impédance d'un transducteur piézoélectrique. Le convertisseur réalisé permet de récupérer des niveaux de puissance autour de 8 mW avec un rendement global d'environ 72%. La

³⁶ PFC : Power Factor Correction

³⁷ A base d'un module à effet Peltier

³⁸ DCM : Discontinuous Conduction Mode

structure présentée est intéressante et applicable dans le cas de la rectenna. Cependant, dans ce cas, le seuil de puissance se situe autour de quelques μW ; l'adaptation de cette approche à la rectenna nécessitera un grand effort de conception afin de réduire le niveau de puissance d'un facteur 100. Enfin, aucun problème de démarrage ne se pose pour une source piézoélectrique car le transducteur génère des niveaux de tension aisément supérieurs à 5 V.

Dans [10], un convertisseur Boost inductif est utilisé pour émuler l'impédance interne de la rectenna. Grâce à l'utilisation d'un circuit de contrôle en boucle ouverte, des niveaux de puissance aussi bas que 23 μW ont pu être atteints.

Une version intégrée basée sur le même principe est présentée dans [13]. Grâce à l'intégration le niveau de la puissance d'entrée peut descendre à 1 μW .

Cependant, l'utilisation d'un convertisseur Boost dans une application d'émulation de la résistance de la source n'est possible que lorsque le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est important [10]; ce qui n'est pas toujours le cas, surtout lorsque la tension fournie par la rectenna augmente considérablement.

De plus, le circuit évoqué nécessite l'utilisation d'une batterie à la sortie du convertisseur afin de fixer la tension de sortie et d'alimenter le circuit de contrôle. Enfin, l'absence de contrôleur de charge pour la batterie réduit considérablement sa durée de vie. Ceci est dû au non-respect des cycles de charge et l'absence de protection contre une surcharge ou une décharge profonde.

3. Conclusion de l'étude bibliographique

A cause de la faible énergie disponible, la rectenna est très souvent utilisée telle quelle sans aucun circuit d'adaptation. Les contributions dans ce domaine sont très rares.

Les méthodes MPPT directes sont généralement gourmandes en termes de consommation. En fait, l'algorithme de pilotage fonctionne de façon permanente et nécessite l'utilisation d'un calculateur qui peut être un microcontrôleur, un DSP³⁹ ou un microprocesseur. De plus, le fonctionnement en boucle fermée nécessite l'utilisation de différents capteurs afin de pouvoir évaluer correctement le niveau de la puissance instantanée.

Pour ces raisons, l'utilisation de cette technique est souvent réservée aux moyens et forts niveaux de puissance et aux sources ayant des caractéristiques dynamiques et variables temporellement. Par conséquent, ce type de solution n'est généralement pas adapté à notre application de rectenna faible puissance.

A partir de l'étude bibliographique précédente, il nous paraît clair que la méthode MPPT optimale pour la rectenna faible puissance est la méthode indirecte basée sur l'émulation de l'impédance interne de la rectenna en utilisant un convertisseur DC/DC.

Ceci étant dû au fait que l'impédance interne de la rectenna est généralement constante en fonction de la puissance RF. De plus, grâce à la possibilité de contrôler l'impédance d'entrée du convertisseur en boucle ouverte, cette technique est théoriquement la moins gourmande en consommation énergétique et l'une des plus efficaces vis-à-vis de l'adaptation d'impédance.

³⁹ DSP : Digital Signal Processor

C. Convertisseur Flyback à adaptation d'impédance

Dans cette partie nous allons tout d'abord commencer par introduire et comparer plusieurs structures de convertisseur afin de sélectionner celle qui est la mieux adaptée à notre application.

Par la suite, nous allons présenter et étudier en détails la structure qui a été retenue. Il s'agit d'un convertisseur Flyback en régime de conduction discontinue.

1. Choix de la structure de convertisseur

La technique d'émulation de la résistance de la source se réalise généralement en utilisant un convertisseur DC/DC. En effet, ceci repose sur l'utilisation du convertisseur inductif dans son mode de conduction discontinue (DCM) avec une fréquence de travail fixe et aussi dans son mode de conduction critique (CRM⁴⁰) mais avec variation de la fréquence afin de maintenir ce mode [11].

La Table III.1 donne les expressions des impédances d'entrée des trois principales topologies de convertisseur DC/DC inductif pour les deux modes DCM et CRM [55].

Table III.1. Impédance d'entrée des différentes structures de convertisseur inductif [55]

	DCM à Fréquence fixe	CRM à Fréquence variable
Boost	$\frac{2Lf}{d^2} \left(\frac{M-1}{M} \right)$	$\frac{2Lf}{d}$
Buck	$\frac{2Lf}{d^2} \left(\frac{1}{1-M} \right)$	/
Buck-Boost	$\frac{2Lf}{d^2}$	$\frac{2Lf}{d} \left(\frac{M+1}{M} \right)$

Avec :

- d : rapport cyclique du signal de commande
- f : fréquence du signal de commande
- L : inductance du convertisseur
- M : rapport entre les tensions de sortie et d'entrée du convertisseur

L'utilisation du mode CRM implique la variation de la fréquence de travail afin de maintenir ce mode de fonctionnement quelles que soient les conditions extérieures. Ceci nécessite l'utilisation d'un circuit de contrôle sophistiqué ce qui augmente la consommation. Ce mode est par conséquent non adapté à notre application.

Le fonctionnement avec le mode DCM est obtenu à fréquence fixe et en boucle ouverte, ce qui permet de minimiser la consommation du circuit de contrôle.

Dans le cas des structures Boost et Buck, l'impédance d'entrée du convertisseur dépend du rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée en plus des paramètres du circuit.

⁴⁰ CRM : CRITICAL CONDUCTION MODE

L'utilisation de la structure Boost dans une application d'adaptation d'impédance a été rapportée dans la littérature [10], [13]. Dans ce cas, le rapport M est supposé grand par rapport à 1 afin de négliger son influence sur l'impédance d'entrée. Cependant, cette condition limite considérablement la plage de fonctionnement du convertisseur ; dans ce cas l'adaptation d'impédance n'est plus valable lorsque le rapport M devient faible.

L'impédance d'entrée de la structure Buck-Boost est complètement indépendante du rapport M en DCM, ce qui permet de réaliser une adaptation très efficace quelle que soit la valeur du rapport M.

Dans le cas de la structure Buck-Boost, la tension de commande grille-source du transistor MOS n'est pas référencée par rapport à la masse, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit Bootstrap⁴¹ additionnel [56].

La structure Flyback est similaire à la structure Buck-Boost et diffère seulement par l'utilisation d'inductances couplées à la place d'une seule inductance.

Elle permet de réaliser une adaptation d'impédance efficace mais aussi d'élever la tension d'entrée tout en ayant le circuit de commande en boucle ouverte le plus simple. Pour cela, nous allons retenir cette structure dans la suite.

2. Convertisseur Flyback en DCM

Dans cette partie, nous allons présenter cette structure et expliquer son principe de fonctionnement.

a) Structure et fonctionnement

La structure du convertisseur Flyback est présentée à la Figure III.4, la Figure III.5 présente les formes d'onde théoriques liées aux grandeurs importantes du convertisseur :

- $v_{gs}(t)$: Tension grille-source du MOSFET appliquée via le circuit de contrôle
- $i_m(t)$: Courant inductance primaire, également courant drain-source du MOSFET
- $i_d(t)$: Courant inductance secondaire, également courant diode D
- $v_{Lm}(t)$: Tension inductance primaire

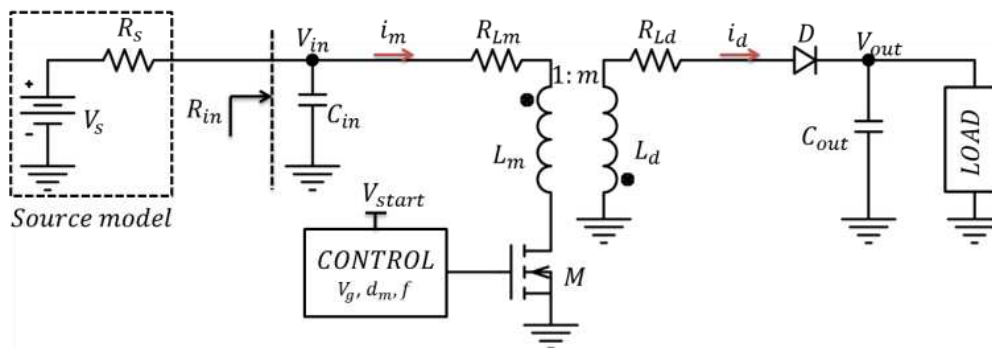


Figure III.4 Structure du convertisseur Flyback en DCM

⁴¹ Bootstrap : circuit qui permet de créer une connexion virtuelle à la masse lorsque le MOSFET est commandé

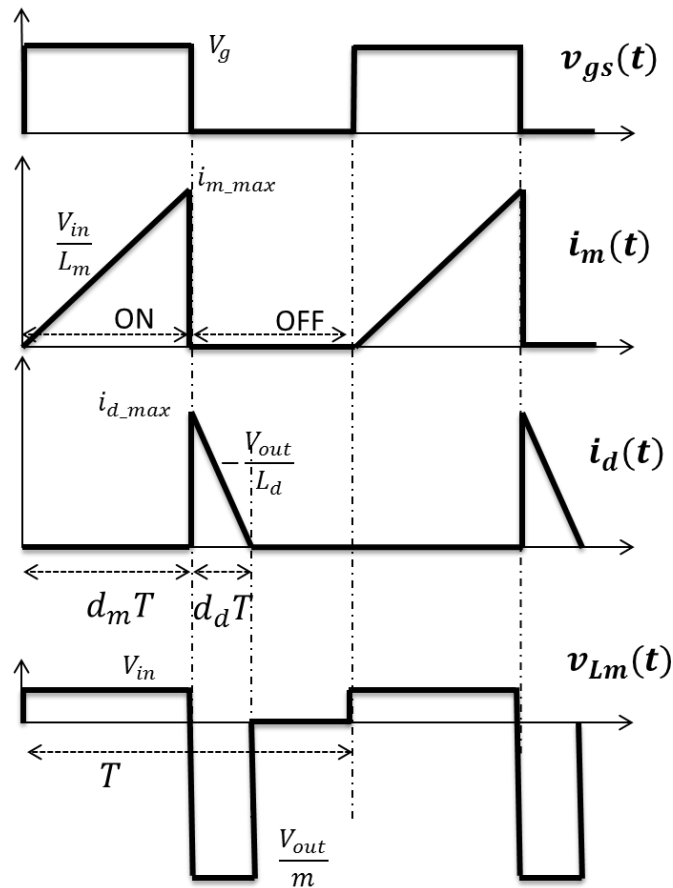


Figure III.5 Formes d'onde du convertisseur Flyback en DCM

La structure est basée sur l'utilisation de deux inductances couplées, d'un transistor MOSFET et d'une diode de redressement. Il est également possible de réaliser une structure synchrone en remplaçant la diode par un deuxième MOSFET. Ceci permet en général de réduire les pertes de conduction liées à la tension de seuil de la diode ; par contre, ceci complexifie le circuit de contrôle et augmente par conséquent sa consommation. Pour cela, nous nous contenterons dans notre application faible puissance de la structure asynchrone afin de minimiser les pertes liées au circuit de contrôle [10].

Un circuit de contrôle extérieur applique au niveau de la grille du MOSFET une tension de commande de forme rectangulaire caractérisée par les trois paramètres suivants :

- V_g : Niveau de la tension appliquée au MOSFET
- d_m : Rapport cyclique du signal
- f : Fréquence du signal ; la période $T = 1/f$

Le fonctionnement DCM est composé de trois phases :

Phase 1 : lorsqu'un niveau haut est appliqué à la grille du MOSFET celui-ci devient passant et équivalent à une résistance $R_{ds(on)}$. Grâce à la capacité d'entrée C_{in} qui maintient un niveau de tension V_{in} relativement stable, le courant primaire i_m augmente d'une façon linéaire jusqu'à l'instant $d_m T$ où il atteint sa valeur maximale i_{m_max} .

La chute de tension aux bornes de $R_{ds(on)}$ peut être négligée ; par conséquent, durant cette phase la tension appliquée à l'inductance primaire L_m est constante et égale à V_{in} .

La chute de tension aux borne de la diode est égale à $-(m V_{in} + V_{out})$; la diode est par conséquent bloquée durant cette phase comme indiqué sur la Figure III.6.

Phase 2 : un niveau bas est appliqué sur la grille du MOSFET ; il se bloque par conséquent et le courant primaire tombe à 0 (Figure III.7).

L'énergie stockée dans les inductances couplées est donc directement transférée vers l'inductance secondaire L_d qui agit comme une source de courant ; la tension à ses bornes devient donc égale à $V_{out} + V_d$. A l'état passant la diode est équivalente à une source de tension en sens opposé au courant i_d d'une valeur égale à sa tension de seuil V_d .

Le courant secondaire i_d décroît de sa valeur maximale i_{d_max} d'une façon linéaire grâce à la capacité de sortie qui maintient un niveau de tension V_{out} relativement stable. A la fin de cette phase le courant i_d s'annule et la diode se bloque. La durée de cette phase est égale à $d_d T$, avec d_d le rapport cyclique de cette 2^{ème} phase.

Phase 3 : le MOSFET ainsi que la diode sont tous les deux bloqués durant cette phase comme le montre la Figure III.8. La charge de sortie est alimentée exclusivement à partir de la capacité de sortie C_{out} .

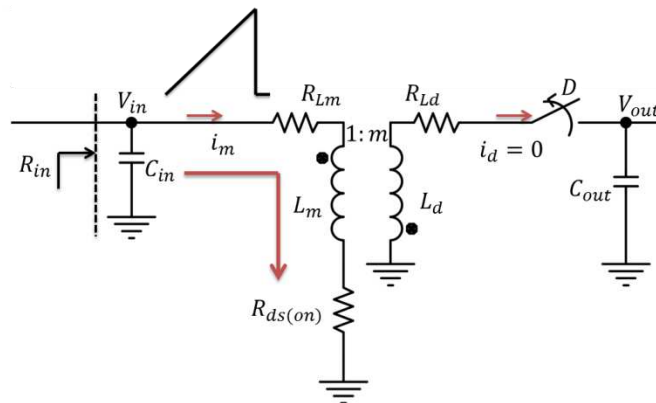


Figure III.6 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 1

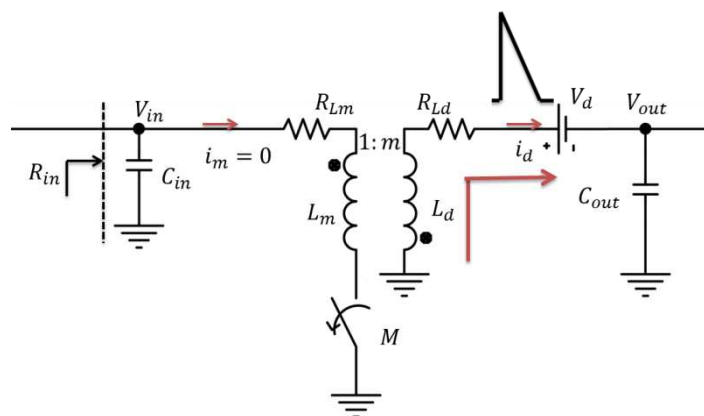


Figure III.7 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 2

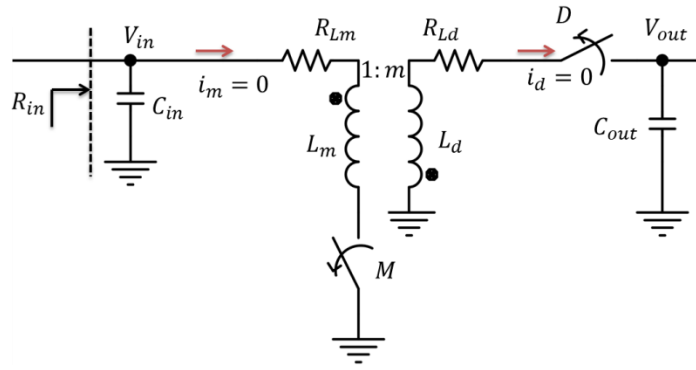


Figure III.8 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 3

b) *Mise en équation du convertisseur Flyback en DCM*

Les expressions du courant primaire i_m et du courant secondaire i_d sont données par (III.1) et (III.2) respectivement.

$$i_m(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L_m} t, & 0 < t < d_m T \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (III.1)$$

$$i_d(t) = \begin{cases} -\frac{V_{out}}{L_d} t + i_{d_max}, & d_m T < t < (d_m + d_d) T \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (III.2)$$

Le calcul de la valeur moyenne du courant primaire i_m est donné dans (III.3).

L'impédance d'entrée du convertisseur Flyback peut être calculée en considérant le rapport entre la tension d'entrée V_{in} et la valeur moyenne du courant primaire i_m comme il est indiqué dans (III.4). Ceci suppose que le régime permanent soit établi et que la tension d'entrée soit stable.

$$i_{m_AVG} = \frac{1}{T} \int_0^T i_m(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{d_m T} \frac{V_{in}}{L_m} t dt = \frac{V_{in} d_m^2 T}{2L_m} = \frac{V_{in} d_m^2}{2L_m f} \quad (III.3)$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{i_{m_AVG}} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in} d_m^2}{2L_m f}} = \frac{2L_m f}{d_m^2} \quad (III.4)$$

Cette expression est un résultat très intéressant qui nous permet de constater que l'impédance d'entrée du convertisseur Flyback en DCM ne dépend ni de la tension d'entrée, ni de la charge de sortie. Elle dépend uniquement de 3 paramètres qui sont : l'inductance primaire L_m , la fréquence f et le rapport cyclique d_m du signal de commande du MOSFET.

Pour une application donnée, l'inductance est généralement une valeur fixe et le réglage de l'impédance d'entrée se fait grâce à deux paramètres de contrôle extérieurs qui sont f et d_m .

L'adaptation d'impédance est réalisée lorsque l'impédance d'entrée du convertisseur Flyback R_{in} est égale à l'impédance interne de la source R_s . Ainsi, la tension d'entrée du convertisseur V_{in} est égale à la moitié de la tension de circuit ouvert de la source V_s .

$$R_{in} = R_s \Leftrightarrow V_{in} = \frac{V_s}{2} \quad (III.5)$$

Lorsque ces conditions sont satisfaites, la puissance délivrée par la source est donnée par (III.6).

$$P_{rect_MAX} = \frac{V_{in}^2}{R_{in}} = \frac{\left(\frac{V_s}{2}\right)^2}{R_s} = \frac{V_s^2}{4R_s} \quad (III.6)$$

L'expression du rapport cyclique secondaire d_m peut-être obtenue en considérant que la valeur moyenne de la tension v_{Lm} aux bornes de l'inductance primaires L_m est nulle sur une période de fonctionnement T comme indiqué dans (III.7).

$$v_{Lm_AVG} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{Lm}(t) dt = d_m V_{in} - d_d \frac{V_{out}}{m} = 0 \quad (III.7)$$

$$\frac{d_d}{d_m} = m \frac{V_{in}}{V_{out}} = m \frac{V_s}{2V_{out}} \quad (III.8)$$

En DCM, le secondaire du Flyback se comporte comme une source de courant. Ainsi, la valeur de la tension de sortie V_{out} dépendra de la charge de sortie. L'utilisation d'une batterie en sortie permet de fixer la tension de sortie. Dans le cas où une charge résistive R_{out} est placée à la sortie du Flyback il est aisé de calculer la valeur de la tension de sortie correspondante. En effet, si nous supposons le convertisseur sans aucune perte, la puissance d'entrée P_{rect_MAX} est entièrement consommée au niveau de la charge de sortie R_{out} (III.9).

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{out}} \quad (III.9)$$

Ainsi en égalisant (III.6) et (III.9), une relation entre la tension de la source et la tension de sortie peut être déduite :

$$\frac{V_{out}}{V_s} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{out}}{R_s}} \quad (III.10)$$

Enfin, en utilisant les relations trouvées précédemment, et en supposant toujours l'adaptation d'impédance entre la source et le convertisseur, les valeurs moyennes (AVG), maximales (MAX) et efficaces (RMS) des courants i_m et i_d peuvent être calculées :

$$i_{m_AVG} = \frac{1}{T} \int_0^{d_m T} i_m(t) dt = \frac{V_{in} d_m^2}{2L_m f} = \frac{V_s}{2R_s} \quad (III.11)$$

$$i_{m_RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{d_m T} i_m^2(t) dt = \frac{V_{in}^2 d_m^3}{3L_m^2 f^2} = \frac{V_s^2}{3d_m R_s^2} \quad (III.12)$$

$$i_{m_MAX} = i_m(t = d_m T) = \frac{V_{in}}{L_m} d_m T = \frac{V_s}{d_m R_s} \quad (III.13)$$

$$i_{d_AVG} = \frac{1}{T} \int_{d_m T}^{(d_m+d_d)T} i_d(t) dt = \frac{V_{out} d_d^2}{2L_d f} = \frac{V_s}{2V_{out}} i_{m_AVG} \quad (III.14)$$

$$i_{d_MAX} = \frac{i_{m_MAX}}{m} = \frac{V_s}{m d_m R_s} \quad (III.15)$$

$$i_{d_RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_{d_m T}^{(d_m+d_d)T} i_m^2(t) dt = \frac{V_{out}^2 d_d^3}{3L_d^2 f^2} = \frac{d_d}{m^2 d_m} i_{m_RMS}^2 \quad (III.16)$$

Les expressions précédentes sont exprimées en fonction de V_{out} dans le cas d'une batterie et en fonction de R_{out} dans le cas d'une charge résistive (Table III.2).

Table III.2 Valeurs moyennes, maximales et efficaces des courants primaire et secondaire

Valeurs	i_m	i_d	
AVG	$\frac{V_s}{2R_s}$	$\frac{V_s^2}{4V_{out}R_s}$	$\frac{V_s}{2\sqrt{R_s R_{out}}}$
MAX	$\frac{V_s}{d_m R_s}$		$\frac{V_s}{m d_m R_s}$
RMS ²	$\frac{V_s^2}{3d_m R_s^2}$	$\frac{V_s^3}{6 m d_m R_s^2 V_{out}}$	$\frac{V_s^2}{3 m d_m R_s^{3/2} \sqrt{R_{out}}}$

Ces expressions seront utilisées dans la partie suivante pour évaluer les pertes du convertisseur Flyback.

c) *Evaluations des pertes du convertisseur Flyback*

L'évaluation des pertes dans le convertisseur Flyback est une étape très importante. Cela permettra de concevoir une structure optimale en se basant sur la minimisation des pertes.

Les pertes sont de trois natures : pertes par conduction, pertes par commutations et pertes dans le circuit de contrôle. Ce dernier type n'est généralement pas considéré dans le cas d'une conception traditionnelle, car ce il présente généralement une fraction négligeable par rapport à la puissance véhiculée par le convertisseur. En ce qui concerne notre application, il est essentiel de tenir compte de tous les types de pertes car la puissance disponible est très limitée.

(1) Pertes par conduction

Les pertes par conduction sont localisées au niveau du MOSFET, de la diode Schottky et des inductances couplées.

Les pertes de conduction au niveau du MOSFET P_{cnd_Mos} sont présentes durant la phase 1 et sont dues à la circulation du courant primaire i_m à travers la résistance équivalente au canal drain-source $R_{ds(on)}$. Elles correspondent donc tout simplement au produit de $R_{ds(on)}$ par la valeur efficace de i_m comme il est indiqué dans (III.17).

$$P_{cnd_Mos} = R_{ds(on)}(V_g) \cdot i_{m_RMS}^2 = R_{ds(on)}(V_g) \cdot \frac{V_s^2}{3d_m R_s^2} \quad (III.17)$$

Au niveau de la diode, les pertes de conduction P_{cnd_d} sont présentes lors de la phase 2. Elles peuvent être évaluées en calculant le produit de la tension de seuil de la diode V_d par la valeur moyenne du courant secondaire i_d (III.18).

$$P_{cnd_d} = V_d \cdot i_{d\ AVG} = \frac{V_d V_s^2}{4V_{out} R_s} \quad (III.18)$$

Les résistances R_{Lm} et R_{Ld} des enroulements primaire et secondaire constituent des pertes joule. De la même façon, P_{cnd_ind} peut être obtenue en calculant les produits des résistances par les carrés des courants efficaces (III.19).

$$P_{cnd_ind} = R_{Lm} i_{m\ RMS}^2 + R_{Ld} i_{d\ RMS}^2 = (R_{Lm} + \frac{d_d}{m^2 d_m} R_{Ld}) \cdot i_{m\ RMS}^2 \quad (III.19)$$

(2) Pertes par commutation

Les pertes de commutation sont généralement dues à l'énergie dépensée pour charger les capacités parasites présentes dans le circuit. Ces capacités parasites sont présentes dans le MOSFET et la diode Schottky.

Il n'y a théoriquement pas de pertes en commutation lors de la mise en conduction du canal car le convertisseur est en DCM ; le courant i_m repart de 0 à chaque début de période. Cependant, si on considère les capacités parasites du MOSFET à la phase de fermeture, elles sont chargées sous la tension $V_{in} + V_{out}/m$. Elles sont alors brutalement déchargées dans le canal. Ainsi, l'énergie stockée dans C_{oss} est dissipée lorsque le canal se ferme. Les pertes de commutation à la mise en conduction dues à C_{oss} correspondent alors à l'énergie nécessaire pour la charger, multipliée par la fréquence f . Il en résulte des pertes données par :

$$P_{sw_Coss} = \frac{1}{2} C_{oss} \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{m} \right)^2 \cdot f \quad (III.20)$$

Au niveau du MOSFET, le premier type de perte de commutation apparaît lors de la fermeture du canal drain-source. En effet, durant la fermeture du canal le courant primaire i_m passe de sa valeur maximale i_{m_MAX} à 0, tandis que la tension drain-source v_{ds} passe de 0 à sa valeur maximale $v_{ds_MAX} = V_{in} + V_{out}/m$.

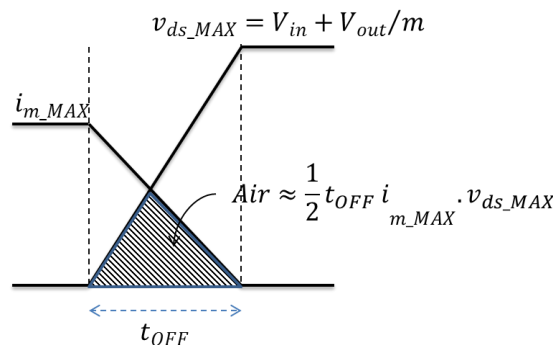


Figure III.9 Triangle de perte lors de la fermeture du canal du MOSFET

Si nous considérons que la durée de la fermeture est égal à t_{off} et que le courant ainsi que la tension évoluent d'une façon linéaire, alors l'expression de ce type de perte est donnée par (III.21).

$$P_{sw_toff} = \frac{1}{2} t_{OFF} \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{m} \right) i_{m\ MAX} \cdot f \quad (III.21)$$

Les pertes de commutation de la diode Schottky sont dues à sa capacité de jonction C_j . En fait, cette capacité est chargée de 0 à $mV_{in} + V_{out}$ à chaque fois que la diode se bloque. L'énergie stockée est dissipée ensuite lors de la mise en conduction de la diode. Les pertes de commutation P_{sw_Cj} de la diode sont données par (III.22).

$$P_{sw_Cj} = \frac{1}{2} C_j (mV_{in} + V_{out})^2 \cdot f \quad (III.22)$$

(3) Pertes dans le circuit de contrôle

Au niveau du contrôleur on distingue deux types de pertes : les pertes liées à la consommation du circuit lui-même et les pertes liées à la charge de la grille du MOSFET.

La consommation statique du circuit de contrôle peut être évaluée comme étant le produit de sa tension d'alimentation V_g par le courant moyen tiré de la source i_{ctrl_Q} lorsque la sortie du contrôleur n'ai pas chargé. La valeur de i_{ctrl_Q} a été obtenue à partir de la documentation du constructeur. La consommation statique du contrôleur est donnée par (III.23).

$$P_{ctrl_Q} = V_g \cdot i_{ctrl_Q} \quad (III.23)$$

Le second type de perte est associé au driver qui commande la grille du MOSFET. En effet, la grille du MOSFET présente une capacité d'entrée équivalente C_{gin} qu'il faut charger et décharger à chaque cycle. Les fabricants de composants indiquent plutôt la charge totale de la grille Q_g liée à C_{gin} par : $C_{gin} = Q_g / V_g$. Ainsi les pertes driver P_{Driv} peuvent être exprimées par (III.24).

$$P_{Driv} = Q_g V_g f = C_{gin} V_g^2 f \quad (III.24)$$

Ces pertes sont proportionnelles de V_g^2 ; pour cela, une attention particulière doit être accordée à la valeur de cette tension.

(4) Autres types de perte

Les pertes liées au circuit magnétique de l'inductance couplée n'ont pas été traitées au cours de cette partie car elles dépendent de plusieurs paramètres non déterminés à priori dont le type et les caractéristiques du circuit magnétique lui-même. Par ailleurs, nous allons voir dans la suite que ce type de perte peut être largement négligé car pour les niveaux de puissance manipulés ici, les circuits magnétiques standards sont largement surdimensionnés.

(5) Bilan des pertes

Toutes les expressions des pertes précédentes sont exprimées en fonction des paramètres principaux du convertisseur Flyback et sont rassemblées dans la Table III.3. cette dernière considère le cas où la charge est une batterie qui fixe la tension de sortie V_{out} et le cas où c'est une résistance R_{out} .

Table III.3 Bilan des pertes dans le convertisseur Flyback

Pertes	Fonction de V_{out}	Fonction de R_{out}
MOSFET (P_{Mos})		
P_{cnd_Mos}	$R_{ds(on)}(V_g) \frac{V_s^2}{3d_m R_s^2}$	$R_{ds(on)}(V_g) \frac{V_s^2}{3d_m R_s^2}$
P_{sw_toff}	$\frac{1}{2} t_F \left(\frac{V_s}{2} + \frac{V_{out}}{m} \right) \frac{V_s}{d_m R_s} f$	$\frac{1}{4} t_F \left(1 + \frac{1}{m} \sqrt{\frac{R_s}{R_{out}}} \right) \frac{V_s^2}{d_m R_s} f$
P_{sw_Coss}	$\frac{1}{2} C_{oss} \left(\frac{V_s}{2} + \frac{V_{out}}{m} \right)^2 \cdot f$	$\frac{1}{8} C_{oss} \left(1 + \frac{1}{m} \sqrt{\frac{R_s}{R_{out}}} \right)^2 V_s^2 f$
DIODE (P_{Diode})		
P_{cnd_d}	$\frac{V_d V_s^2}{4V_{out} R_s}$	$\frac{V_d V_s}{2\sqrt{R_s R_{out}}}$
P_{sw_Cj}	$\frac{1}{2} C_j \left(m \frac{V_s}{2} + V_{out} \right)^2 \cdot f$	$\frac{1}{8} C_j \left(m + \sqrt{\frac{R_s}{R_{out}}} \right)^2 V_s^2 f$
INDUCTANCES (P_{Ind})		
P_{cnd_ind}	$(R_{Lm} + \frac{V_s}{2mV_{out}} R_{Ld}) \frac{V_s^2}{3d_m R_s^2}$	$(R_{Lm} + \frac{1}{m} \sqrt{\frac{R_s}{R_{out}}} R_{Ld}) \frac{V_s^2}{3d_m R_s^2}$
CIRCUIT DE CONTRÔLE (P_{Ctrl})		
P_{ctrl_Q}	$V_g i_{ctrl_Q}$	
P_{Driv}	$Q_g V_g f = C_{gin} V_g^2 f$	

d) Définition des rendements

Pour le convertisseur Flyback nous définissons deux types de rendement. Le premier rendement η_{Fly_Only} considère uniquement les pertes internes du convertisseur; il est donné dans (III.25).

$$\eta_{Fly_Only} = \frac{P_{Fly_in} - (P_{Mos} + P_{Diode} + P_{Ind})}{P_{Fly_in}} \quad (III.25)$$

Le deuxième rendement η_{Fly_Glob} considère en plus des pertes propres du convertisseur, les pertes externes liées au circuit de contrôle et au driver. L'expression de η_{Fly_Glob} est donnée par (III.26).

$$\eta_{Fly_Glob} = \frac{P_{Fly_in} - (P_{Mos} + P_{Diode} + P_{Ind} + P_{Ctrl})}{P_{Fly_in}} \quad (III.26)$$

L'objectif sera donc de maximiser non pas seulement le rendement propre η_{Fly_Only} mais également le rendement global η_{Fly_Glob} du Flyback.

D. Conception du Convertisseur Flyback

Dans cette partie, nous allons présenter la méthodologie de conception du convertisseur Flyback pour une rectenna monodiode avec une impédance interne $R_s = 2,4 \text{ k}\Omega$. Cette conception sera basée essentiellement sur les expressions des pertes présentées auparavant. L'outil de simulation circuit Pspice sera également utilisé pour vérifier la cohérence des résultats et valider le circuit final avant prototypage.

1. Sélection des composants actifs

La première étape consiste à sélectionner le MOSFET et la diode les mieux adaptés à notre application.

Pour cela, plusieurs composants commerciaux ont été sélectionnés et testés en simulation afin de trouver ceux qui maximisent le rendement du convertisseur.

a) Sélection du MOSFET

Le choix du MOSFET doit se faire en prenant en compte deux paramètres essentiels qui sont la résistance drain-source $R_{ds(on)}$ et la charge de la grille Q_g . Le premier paramètre $R_{ds(on)}$ agit sur les pertes de conduction du MOSFET, tandis que le deuxième paramètre Q_g agit sur les pertes du driver.

L'idéal serait donc de minimiser ces deux paramètres simultanément afin de maximiser le rendement. Cependant, ces deux paramètres évoluent généralement d'une manière opposée. En effet, la minimisation de la résistance $R_{ds(on)}$ se fait généralement en augmentant la largeur W du canal drain-source. Cela, augmentera par conséquent la surface de l'oxyde de grille et donc la valeur de Q_g .

Le choix du MOSFET est donc un compromis entre les pertes de conduction dues à $R_{ds(on)}$ et les pertes de commutation dues à Q_g .

Le MOSFET qui a été sélectionné est le FDV301N de Fairchild. C'est un transistor de signal avec une résistance $R_{ds(on)}$ assez élevée et une charge totale Q_g de faible valeur comparée aux paramètres des transistors utilisés pour la conversion de puissance. Ce MOSFET a aussi été sélectionné à cause de sa tension de seuil inférieure à 1 V. La Table III.4 donne les paramètres essentiels du MOSFET sélectionné.

Table III.4 Paramètres du MOSFET FDV301N

Symbol	Description	Valeur	Unité
MOSFET (FDV301N)			
$R_{ds(on)}$	Résistance drain-source à $V_{gs} = 1 \text{ V}$	50	Ω
V_{th}	Tension de seuil	0,93	V
Q_g	Charge totale grille à $V_{gs} = 1 \text{ V}$	100	pC
C_g	Capacité équivalent grille	100	pF
C_{oss}	Capacité de sortie	6	pF

Le composant FDV301N sélectionné est, à la connaissance de l'auteur, le transistor commercial standard avec la plus faible valeur de la charge de grille Q_g .

b) Sélection de la diode

Le choix de la diode se fait en considérant principalement la tension de seuil de celle-ci. En effet, puisque les niveaux de tension sont très faibles, la tension de seuil V_d de la diode doit être minimisée afin de limiter les pertes de conduction. La diode Schottky HSMS2822 a été sélectionnée à cause de sa tension de seuil très faible $V_d = 150 \text{ mV}$.

La Table III.5 donne les paramètres de la diode sélectionnée.

Table III.5 Paramètres de la diode HSMS2822

Symbol	Description	Valeur	Unité
DIODE (HSMS2822)			
V_d	Tension de seuil	150	mV
C_j	Capacité de jonction	0,7	pF

2. Circuit de Contrôle

Le contrôleur sera dans notre application un oscillateur fournissant un signal rectangulaire avec un contrôle sur les paramètres suivants : la fréquence f , le rapport cyclique d_m et la tension d'alimentation V_g afin d'ajuster l'impédance d'entrée.

a) Sélection du circuit

Des niveaux de puissance aussi bas que quelques μW devront être exploitables. Pour cela, la consommation du circuit de contrôle ne doit pas dépasser ce niveau.

Un oscillateur intégré ayant une consommation statique en courant de $1 \mu\text{A}$ a été sélectionné ; il s'agit en effet du TS3001 [57]. La fréquence et le rapport cyclique peuvent être réglés en utilisant 2 potentiomètres comme le montre la Figure III.10.

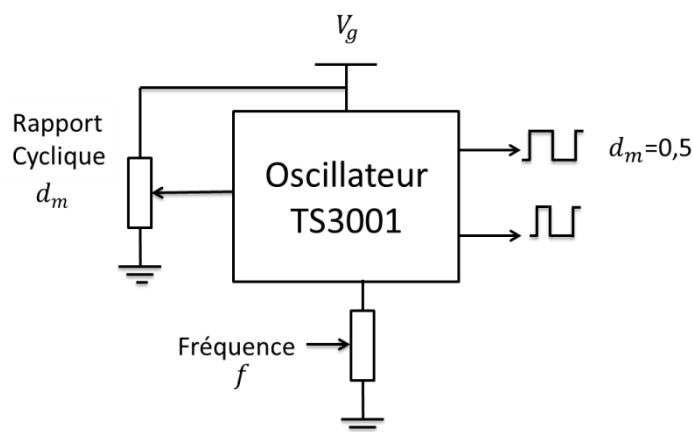


Figure III.10 Oscillateur TS3001

La sortie de l'oscillateur peut fournir un courant de quelques mA, ce qui est très largement suffisant pour commander le MOSFET FDV301N sans besoin d'un driver additionnel.

L'oscillateur TS3001 dispose de deux sorties : une avec un rapport cyclique de 50% et l'autre avec un rapport cyclique variable.

La consommation de l'oscillateur a été évaluée à partir des données du constructeur [57] et est donnée à la Figure III.11 et à la Figure III.12 pour le mode à rapport cyclique variable.

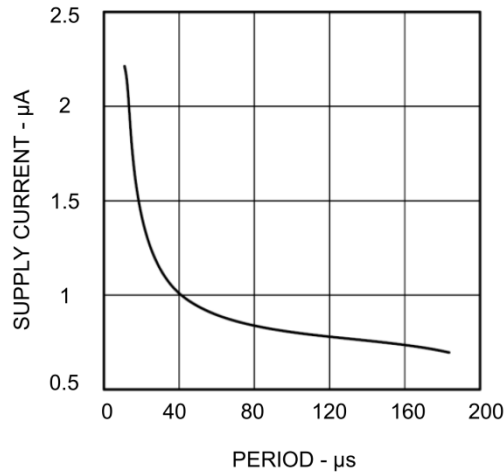


Figure III.11 Consommation de l'oscillateur TS3001 avec : $V_g = 1 V$ et $C_{out} = 5 pF$ [57]

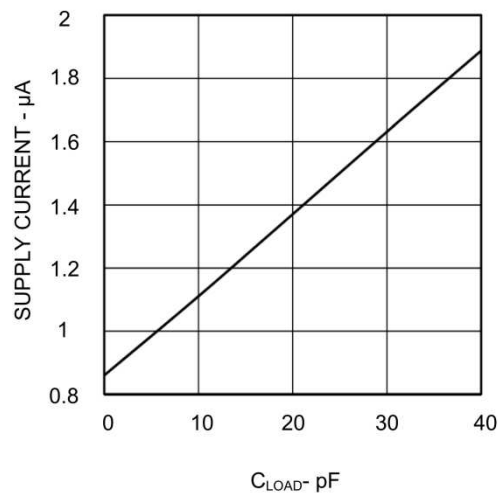


Figure III.12 Consommation de l'oscillateur TS3001 avec : $V_g = 1 V$ et $T = 40 \mu s$ [57]

La consommation statique du circuit est d'environ 1 μW à 25 kHz et 0,8 μW à 10 kHz. Le fonctionnement avec le mode à rapport cyclique fixe permet de baisser cette consommation davantage.

La Figure III.12 montre que la consommation du circuit augmente avec la charge capacitive de sortie. Cette consommation additionnelle est due au courant tiré par l'étage push-pull de sortie qui joue le rôle de driver.

Ces données ont été confirmées par des tests expérimentaux.

b) Paramètres optimaux de contrôle

Dans cette partie, nous allons évaluer l'impact des 3 paramètres du circuit de contrôle sur les performances globales du convertisseur.

(1) Rapport cyclique

Le rapport cyclique est fixé de façon à garantir que le convertisseur reste en DCM sur toute la plage de fonctionnement. La tension de sortie est généralement supérieure à la tension d'entrée, par conséquent le rapport cyclique secondaire d_d est inférieur au rapport cyclique primaire d_m .

Nous supposons que la valeur maximale de la tension d'entrée est $V_{in} = V_{out}$. Considérons (III.8) et supposons un rapport $m = 1$, $V_{in} = V_{out}$ conduit donc à obtenir $d_m = d_d$.

Le rapport cyclique d_m est inversement proportionnel aux valeurs efficaces des courants primaire et secondaire comme indiqué dans la Table III.2. Par conséquent, sa valeur devra être maximisée afin de limiter les pertes par conduction. Si nous considérons l'hypothèse prise auparavant ($d_m = d_d$) et sachant que $d_m + d_d \leq 1$, la valeur optimale de d_m est de 0,5.

Cette valeur du rapport cyclique, en plus de permettre un fonctionnement DCM sur une large gamme de tension d'entrée, elle permet de réduire la consommation du circuit de contrôle.

(2) Fréquence

L'équation (III.4) donne la relation liant l'impédance d'entrée du convertisseur R_{in} avec l'inductance primaire L_m , le rapport cyclique d_m et la fréquence f . Pour une rectenna donnée, la valeur de R_{in} est constante. De plus, d_m est fixé à 0,5. Il existe donc une relation entre l'inductance primaire et la fréquence. Cette relation est dessinée à la Figure III.13 pour une rectenna avec $R_s = 2,4 \text{ k}\Omega$. Le rendement global du convertisseur η_{Fly_Glob} qui inclut les pertes du circuit de contrôle a également été dessiné sur la même figure pour plusieurs valeurs de la puissance d'entrée.

Le rendement est évalué en utilisant les équations développées et présentées précédemment. Pour chaque valeur de fréquence, l'inductance est réévaluée afin de garder l'impédance d'entrée toujours constante.

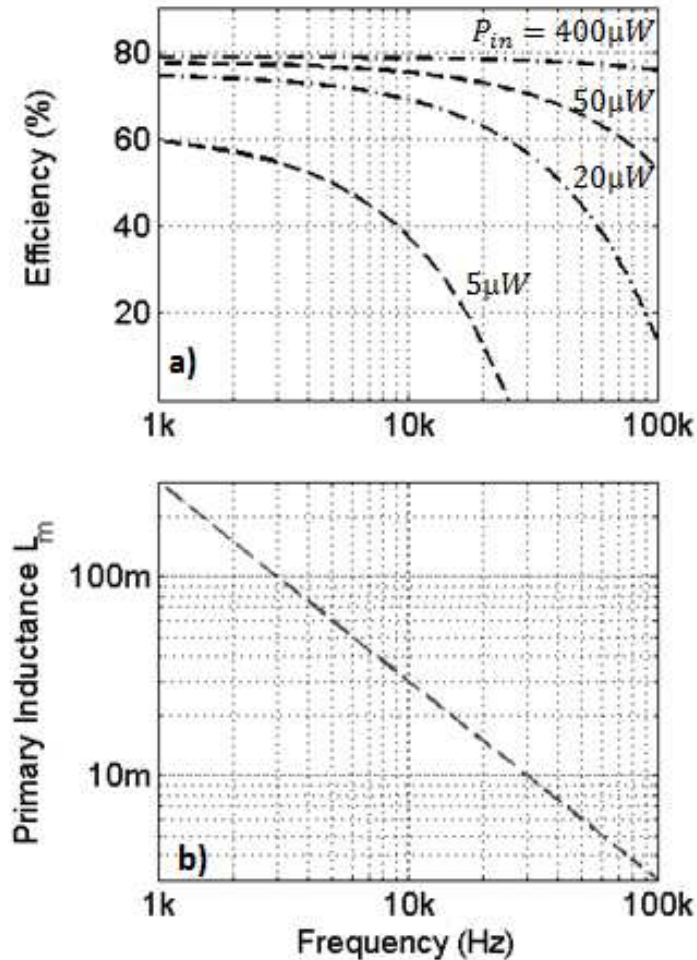


Figure III.13 Rendement global η_{Fly_Glob} du convertisseur et inductance primaire en fonction de la fréquence

L'impact de la fréquence de fonctionnement sur le rendement est surtout visible aux faibles puissances. En effet, les pertes par commutation (principalement les pertes du driver) augmentent considérablement avec la fréquence. Par ailleurs, une faible valeur de la fréquence conduira à augmenter la valeur de l'inductance primaire.

Le choix de la fréquence est un compromis entre le rendement qui doit être maximisé et la taille de l'inductance primaire qui doit être minimisée. Pour cela, un bon compromis qui permet d'obtenir des rendements corrects même à quelques μW de puissance d'entrée est obtenu avec une fréquence $f = 10 \text{ kHz}$. La valeur de l'inductance correspondante est $L_m = 30 \text{ mH}$.

(3) Tension d'alimentation

Le niveau de la tension d'alimentation du contrôleur V_g est un paramètre important qui agit directement sur les performances du convertisseur. En effet, une valeur élevée de V_g permet de minimiser la résistance drain-source $R_{ds(on)}$ du MOSFET et de minimiser par conséquent les pertes par conduction. Par ailleurs, une valeur élevée de V_g augmente considérablement les pertes par commutation au niveau du driver du MOSFET.

La Figure III.14 qui montre le rendement du convertisseur en fonction de la tension d'alimentation du circuit de contrôle, illustre ce constat.

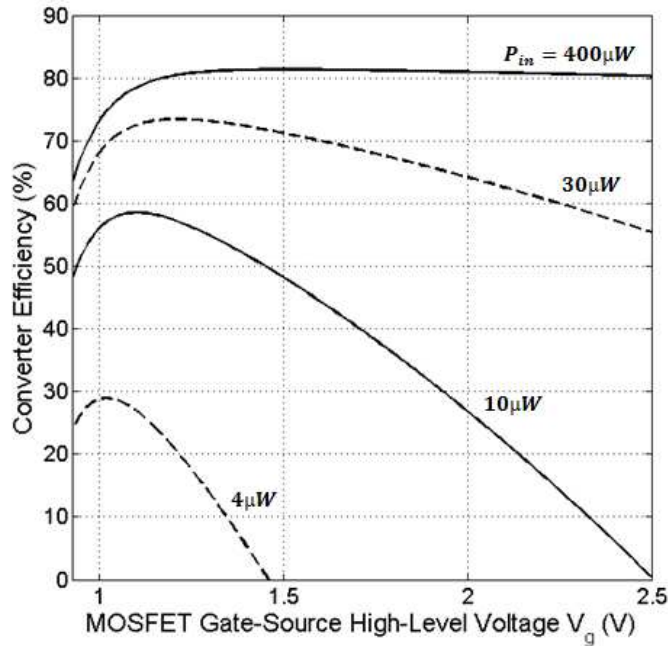


Figure III.14 Rendement global η_{Fly_Glob} du convertisseur en fonction de la tension d'alimentation du circuit de contrôle

Nous constatons qu'une tension d'alimentation optimale est obtenue dans la gamme 1 V – 1,25 V. Pour les niveaux de V_g inférieurs à cette gamme, les pertes par conduction sont prépondérantes, tandis que pour les niveaux de V_g supérieurs, ce sont les pertes par commutations qui sont prépondérantes.

L'augmentation de la tension d'alimentation agit d'une façon très remarquable surtout aux faibles niveaux de puissance. Pour cela, nous nous proposons d'étudier la possibilité d'utiliser un régulateur linéaire afin de fixer la tension d'alimentation du contrôleur à sa valeur optimale.

Pour réaliser cette étude nous avons sélectionné un régulateur à très faible consommation statique ; il s'agit du Torex XC6212 [58].

Nous supposons que ce régulateur peut être alimenté par une tension variable et qu'il produit en sortie une tension régulée de 1,2 V. La Figure III.15 montre un cas typique d'utilisation du régulateur linéaire. En fait, ce dernier est alimenté par la sortie non-régulée du convertisseur Flyback.

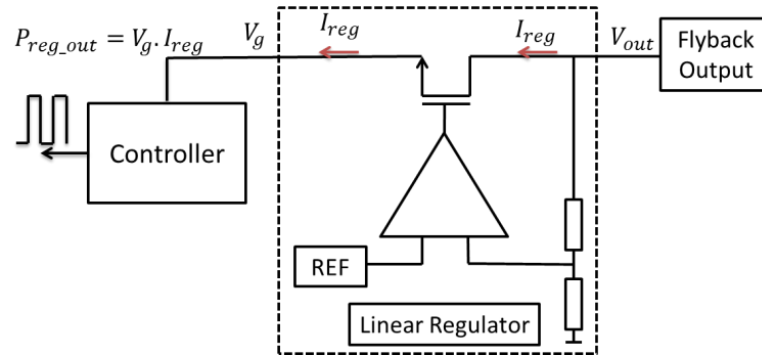


Figure III.15 Régulateur linéaire entre la sortie du Flyback et le circuit de contrôle

La consommation statique P_{reg_Q} du régulateur a été extraite de la notice constructeur et une expression est donnée dans (III.27).

Les pertes dans le régulateur dues à la différence entre la tension d'alimentation V_{out} et la tension régulé V_g sont exprimées dans (III.28) en fonction de la consommation du circuit de contrôle $P_{Driv} + P_{ctrl_Q}$.

$$P_{reg_Q}(\mu W) = V_{out} \cdot I_{reg_Q}(\mu A) = V_{out}(0.25V_{out} + 0.05) \quad (III.27)$$

$$P_{reg_cnd} = (V_{out} - V_g)I_g = (V_{out} - V_g) \frac{P_{reg_out}}{V_g} = \left(\frac{V_{out}}{V_g} - 1\right)(P_{Driv} + P_{ctrl_Q}) \quad (III.28)$$

Notons que les pertes dans le régulateur sont minimales lorsque V_{out} est proche de V_g et augmentent considérablement lorsque le rapport entre les deux tensions augmente.

Les expressions (III.27) et (III.28) sont combinées avec celles données précédemment dans la Table III.3 afin d'évaluer l'intérêt apporté par l'utilisation du régulateur. Nous considérons deux cas : le premier correspond à l'alimentation du circuit de contrôle directement à partir de la tension de sortie du flyback. Dans Le 2^{ème} cas, le régulateur est utilisé et fixe la tension d'alimentation du circuit de contrôle à 1,2 V.

La Figure III.16 donne les rendements globaux du convertisseur qui incluent également les pertes dans le régulateur lorsque celui-ci est utilisé en fonction de la tension de sortie du Flyback.

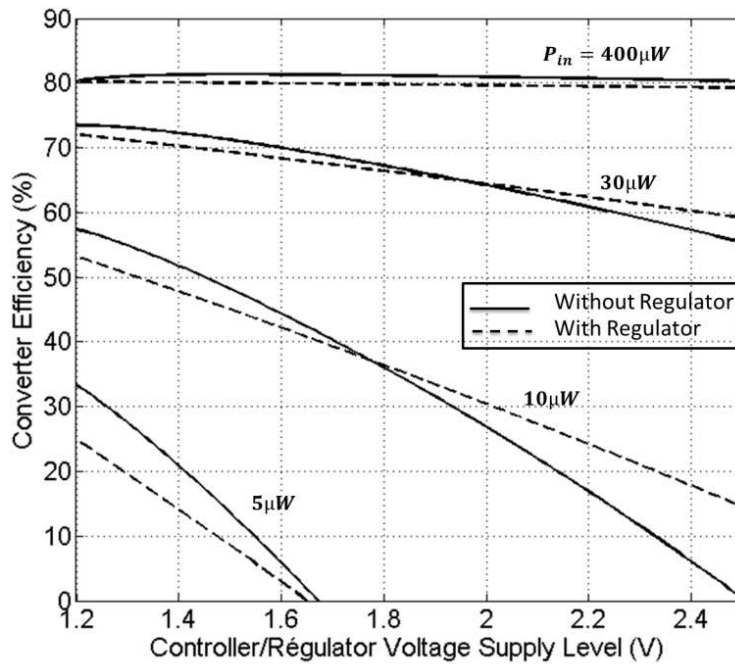


Figure III.16 Rendement du convertisseur Flyback incluant les pertes du régulateur

L'utilisation du régulateur lorsque les niveaux de la tension de sortie sont inférieurs à 1,8 V environ ne présente pas un intérêt particulier. Par contre lorsque la tension de sortie dépasse cette limite, le régulateur permet d'améliorer sensiblement le rendement.

Par ailleurs, comme la tension d'alimentation du circuit de contrôle n'a que très peu d'impact sur le rendement aux puissances élevées, l'utilisation du régulateur à ces puissances ne présente pas un intérêt particulier.

En conséquence, l'utilisation d'un régulateur linéaire ne sera pas considérée dans notre application à cause de son impact assez limité sur les performances.

3. Conception et réalisation des inductances couplées

L'optimisation des paramètres du contrôleur ont conduit à obtenir une valeur de l'inductance primaire $L_m = 30 \text{ mH}$ avec une fréquence de base $f = 10 \text{ kHz}$.

a) Procédure de conception

Le convertisseur Flyback en DCM agit vis-à-vis de la charge de sortie comme une source de courant. De plus comme le montre la relation (III.10), la tension de sortie ne dépend pas du tout du rapport m .

La tension de sortie est généralement suffisamment élevée grâce à cette particularité comme il est montrée par (III.10). Le rapport m sera égal à 1. En effet, cela nous permettra également de limiter les pertes joules dans l'enroulement secondaire ainsi que l'inductance de fuite.

La procédure de conception de l'inductance couplée est détaillée dans le diagramme de la Figure III.17.

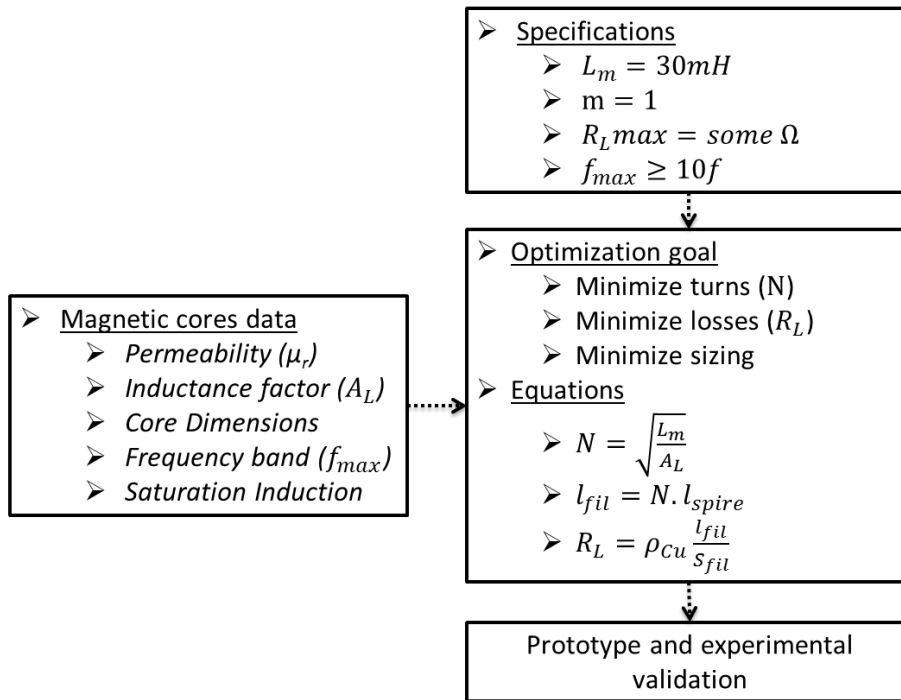


Figure III.17 Procédure de conception de l'inductance couplée

L'ordre de grandeur de la résistance des enroulements visée sera de quelques Ω . Ceci est un bon compromis entre les pertes joule dans les enroulements et la taille de l'inductance.

Comme il a été montré, un rapport d'élévation de tension de 10 par exemple implique un facteur 10 entre les rapports cycliques primaires et secondaire. Ainsi, le rapport cyclique secondaire risque d'être très faible et le facteur de forme du courant secondaire très défavorable et donc avec un contenu harmonique très riche. Pour cela, une large bande passante sera considérée afin de minimiser les pertes liées à la distorsion du courant secondaire.

Nous considérons une bande passante jusqu'à la 10^{ème} harmonique du signal de base à 10 kHz.

La procédure reçoit en entrée les caractéristiques des circuits magnétiques issus des données des constructeurs :

- μ_r : Perméabilité relative du circuit magnétique.
- La perméance A_L : ce rapport permet de calculer rapidement le nombre de spires nécessaires pour un circuit magnétique donné en fonction de l'inductance désirée.
- Les dimensions internes et externes du circuit magnétique.
- La bande passante.
- L'induction de saturation : généralement cette valeur n'est jamais atteinte dans le cas de notre application faible courant.

Les équations utilisées (Figure III.17) permettent de calculer le nombre de spires à partir de l'inductance désirée. Ensuite, la résistance des enroulements est évaluée et comparée avec la consigne de départ.

b) Réalisation expérimentale

Un circuit magnétique en ferrite double E compact (20 mm x 10 mm x 6 mm) a été sélectionné pour réaliser les inductances couplées du convertisseur Flyback. Les dimensions du circuit magnétique utilisé et une photo du prototype réalisé sont données dans la Figure III.18.

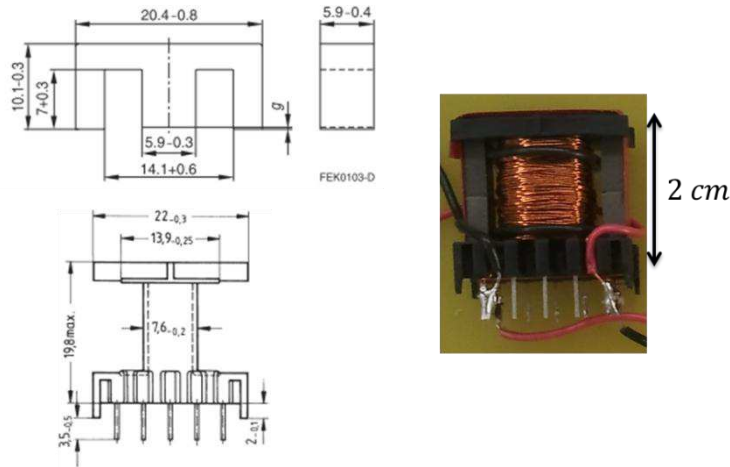


Figure III.18 Dimensions du circuit magnétique sélectionné et photo du prototype réalisé

Les paramètres du circuit magnétique réalisé sont donnés dans la Table III.6.

Table III.6 Paramètres du circuit magnétique utilisé

Paramètre	Valeur
Perméance	$A_L = 1300 \text{ nH}/N^2$
Perméabilité relative à 10 kHz	$\mu_r = 2000$
Induction de saturation	$B_{Sat} = 500 \text{ mT}$
Bande fréquentielle	25 - 150 kHz

Les inductances couplées réalisées ont été testées en utilisant l'impédance mètre Agilent A4294A ; les paramètres relatifs sont détaillés dans la Table III.7.

Table III.7 Paramètres du prototype réalisé

Paramètres	Primaire	Secondaire
Tours	$N_m = 145$	$N_d = 150$
Inductance	$L_m = 31.8 \text{ mH}$	$L_d = 31.6 \text{ mH}$
Résis. Equiv.	$R_{Lm} = 7.9 \Omega$	$R_{Ld} = 8.3 \Omega$
Cap. Parasite	$C_L = 59 \text{ pF}$	
Bande fréquence	$f_{max} = 115 \text{ kHz}$	

c) Pertes du circuit magnétique

Dans cette partie nous allons démontrer que les pertes dans le circuit magnétique sélectionné sont négligeables car ce dernier est surdimensionné vis-à-vis des niveaux de puissance exploités.

Une des méthodes de sélection de circuit magnétique est celle basé sur l'utilisation du produit des airs A_e et A_w avec :

- A_e : surface du circuit magnétique.
- A_w : surface de la partie bobinée.

Le circuit magnétique sélectionné pour un convertisseur Flyback doit respecter la relation suivante [59] :

$$A_e A_w \geq \frac{2(\sqrt{d_m} + \sqrt{1 - d_m})}{\sqrt{3}} \frac{P_{in}}{k_b f B_M J} \quad (III.29)$$

Avec :

- d_m : rapport cyclique de fonctionnement du convertisseur.
- P_{in} : puissance d'entrée du convertisseur (W).
- k_b : rapport entre la surface effective des conducteurs et la surface de bobinage A_w .
- f : fréquence de commutation (Hz).
- B_M : induction maximale (T).
- J : densité de courant dans les enroulements (A/mm²).

Table III.8 Paramètres de dimensionnement du transformateur

Paramètre	Valeur
A_e	32,1 mm ²
A_w	34,81 mm ²
d_m	0,5
$P_{in \max}$	1 mW
k_b	0,5
f	10 kHz
B_M^{42}	10 mT
J	1-10 A/mm ²
$V_{in \max}$	1 V

L'application numérique de la relation (III.29) en utilisant les données de la Table III.8 nous donne :

$$A_e A_w \cong 1117. 10^{-12} \quad (III.30)$$

$$\frac{2(\sqrt{d_m} + \sqrt{1 - d_m})}{\sqrt{3}} \frac{P_{in}}{k_b f B_M J} \cong 32. 10^{-12} \quad (III.31)$$

La valeur trouvée dans (III.30) est largement supérieure à celle dans (III.31), ce qui montre que le circuit magnétique utilisé ici est largement surdimensionnée vis-à-vis du niveau de puissance appliqué.

Ce résultat peut également être obtenu en comparant l'induction maximale B_M dans le circuit magnétique à l'induction de saturation B_{Sat} . En fait, B_M peut être évaluée à partir des données numériques de la Table III.8 comme indiqué dans (III.32).

⁴² Calculé dans (III.32)

$$B_M = \frac{\Phi_M}{A_e} = \frac{L_m i_{m_Max}}{N_m A_e} = \frac{d_m V_{in_Max}}{f N_m A_e} = 10 \text{ mT} \quad (\text{III.32})$$

L'induction maximale de 10 mT est largement inférieure à l'induction de saturation de 500 mT du circuit magnétique utilisé, ce qui permet, encore une fois, de montrer que le circuit magnétique utilisé ici est largement surdimensionné par rapport aux niveaux de puissance exploités. Ceci justifie donc le fait que les pertes fer n'ont pas été considérées dans le bilan global des pertes du convertisseur Flyback

E. Etude expérimentale du convertisseur Flyback

Dans cette partie, nous allons tester le convertisseur expérimentalement afin de vérifier son bon fonctionnement et valider ainsi l'approche de conception.

Les tests expérimentaux seront réalisés au départ avec un émulateur de la rectenna. Par la suite, des essais en mode rayonné utilisant différentes rectennas en plus du convertisseur Flyback seront présentés.

1. Tests en utilisant un émulateur de la rectenna

L'émulateur de la rectenna est utilisé ici pour alimenter le convertisseur Flyback. Il est constitué d'une source de tension variable en série avec une résistance de 2,4 kΩ.

a) Procédure de mesure

Nous faisons varier la tension de la source V_S ainsi que la charge résistive de sortie R_{Load} et nous mesurons les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur à l'aide de deux voltmètres (Figure III.19).

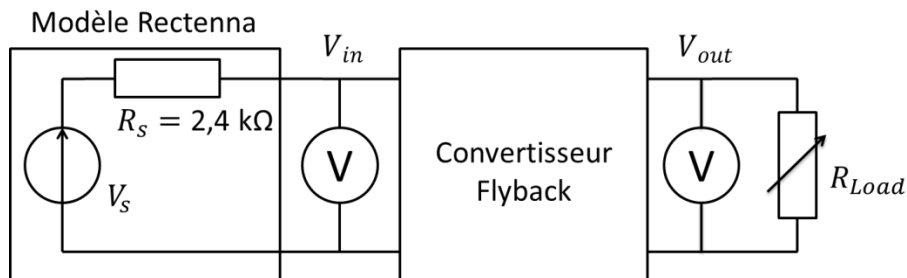


Figure III.19 Procédure expérimentale de test du Flyback avec un modèle de la rectenna

Les paramètres de réglage du convertisseur Flyback sont détaillés dans la Table III.9.

Table III.9 Paramètres Prototype Flyback 1

Paramètre	Valeur
MOSFET	FDV301N
Diode	HSMS2822
L_m	30 mH
m	1
f	10 kHz
d_m	0,5
V_g	1 V
P_{Ctrl}	1,44 μ W

b) Résultats de mesure

La tension de sortie V_{out} a été relevée en fonction de la tension d'entrée V_{in} pour 3 charges résistives $R_{Load} = 1 M\Omega$; $200 k\Omega$ et $50 k\Omega$. Les résultats sont présentés sur le graphique de la Figure III.20.

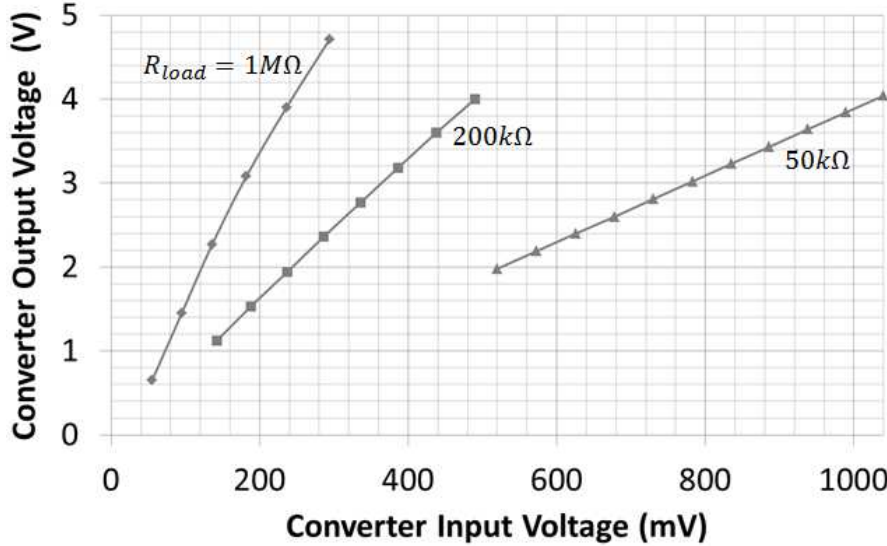


Figure III.20 Tension de sortie en fonction de la tension d'entrée pour 3 charges résistives : $R_{Load} = 1 M\Omega$; $200 k\Omega$ et $50 k\Omega$

Le rapport d'élévation est très intéressant ; il vaut 16, 8 et 4 pour $R_{Load} = 1 M\Omega$, $200 k\Omega$ et $50 k\Omega$ respectivement. De plus, ce rapport est relativement constant quelle que soit la tension d'entrée. Les rapports d'élévation calculés analytiquement grâce à l'équation (III.10) donnent des valeurs (20, 9 et 4,5 respectivement) légèrement supérieures aux valeurs expérimentales. En effet, un modèle sans pertes a été considéré pour l'étude analytique du convertisseur Flyback.

Le rendement du convertisseur Flyback est donné à la Figure III.21. Les deux rendements correspondent au rendement propre du Flyback η_{Fly_Only} et au rendement global η_{Fly_Glob} qui inclut la consommation de la commande. Enfin, les rendements sont évalués à partir de V_{in} et V_{out} en utilisant les expressions (III.33) et (III.34).

$$\eta_{Fly_Only} = \frac{P_{Load}}{P_{Fly_in}} = \frac{\frac{V_{out}^2}{R_{Load}}}{V_{in} \left(\frac{V_s - V_{in}}{R_s} \right)} \quad (III.33)$$

$$\eta_{Fly_Glob} = \frac{P_{Load} - P_{Ctrl}}{P_{Fly_in}} = \frac{\frac{V_{out}^2}{R_{Load}} - 1.44 \mu W}{V_{in} \left(\frac{V_s - V_{in}}{R_s} \right)} \quad (III.34)$$

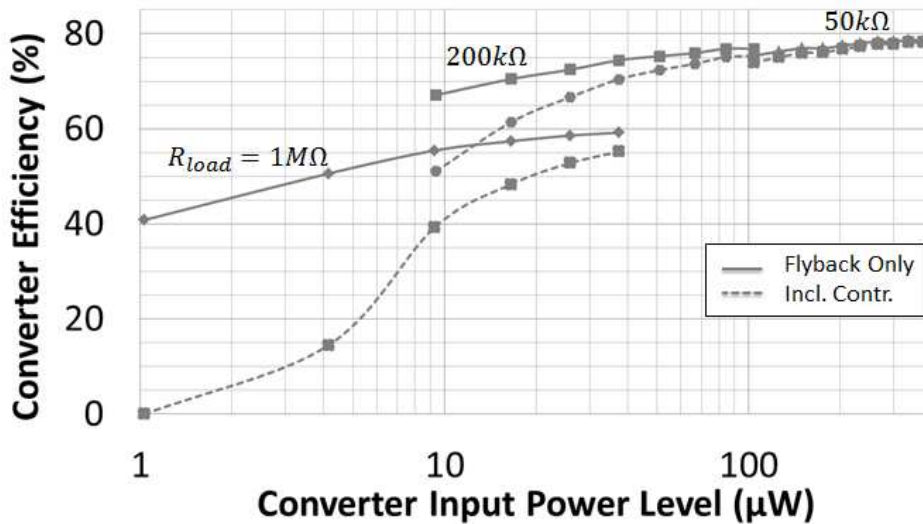


Figure III.21 Rendement du convertisseur Flyback pour 3 charges résistives :
 $R_{Load} = 1\text{ M}\Omega ; 200\text{ k}\Omega \text{ et } 50\text{ k}\Omega$

Le premier constat est l'impact des pertes liées à la consommation du contrôleur est très visible aux faibles niveaux de puissance. La consommation du contrôleur commence à devenir négligeable à partir de quelques dizaines de μW .

Le rendement global η_{Fly_Glob} est d'environ 50% à 10 μW , supérieur à 70% à 40 μW et atteint un pic de 80% à 400 μW .

Compte tenu du domaine de puissance, les rendements obtenus sont excellents même à très faible niveau, ce qui est très rare dans la littérature d'autant plus que le prototype a été réalisé avec des composants du commerce. Enfin, un transfert positif de puissance entre la source et la charge de sortie est possible à partir d'un niveau de 2 μW .

Un aspect important du convertisseur Flyback en DCM est l'efficacité de la technique d'adaptation d'impédance utilisée. Pour évaluer cette efficacité, nous allons calculer le rapport entre la puissance réellement injectée dans le convertisseur et la puissance maximale disponible, ce rapport est donné par (III.35).

$$\eta_{Match} = \frac{P_{Fly_in}}{P_{Fly_in_Max}} = \frac{V_{in} \left(\frac{V_s - V_{in}}{R_s} \right)}{\frac{V_s^2}{4R_s}} \quad (III.35)$$

L'évaluation expérimentale de ce rapport η_{Match} est donnée à la Figure III.22.

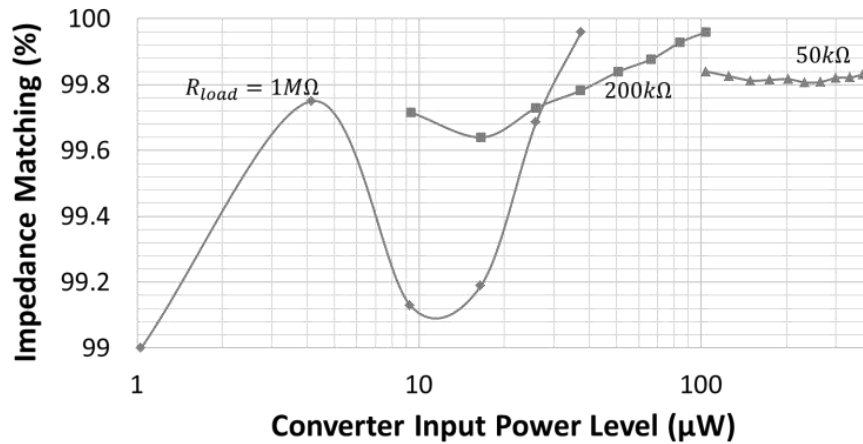


Figure III.22 Efficacité η_{Match} de l'adaptation d'impédance du convertisseur Flyback

Ces résultats montrent que le rapport η_{Match} est supérieur à 99% pour les 3 charges résistives considérées. Autrement dit, moins de 1% de l'énergie de la source est perdue par désadaptation entre la source et le convertisseur.

Bien que cette technique soit parmi les moins gourmande en terme de consommation, elle présente d'excellentes performances en terme d'adaptation d'impédance sur une large gamme de la puissance d'entrée et de la charge de sortie.

2. Tests Rayonnés avec rectenna

Ce travail expérimental a été réalisé en collaboration avec Walid Haboubi du laboratoire Esycom⁴³ de Paris. La rectenna utilisée est une rectenna à polarisation circulaire et à double accès. Son impédance interne est d'environ 1,6 kΩ.

a) Procédure de mesure

Un second prototype du convertisseur Flyback a été réalisé avec les paramètres donnés dans la Table III.10. Ce prototype permet en effet d'adapter l'impédance de la rectenna de 1,6 kΩ pour un même rapport cyclique de 0,5. Le circuit de contrôle du convertisseur Flyback est alimenté à partir d'une source de tension extérieure $V_g = 1,2 V$.

Table III.10 Paramètres Prototype Flyback 2

Paramètre	Valeur
MOSFET	FDV301N
Diode	HSMS2822
L_m	20 mH
m	1
f	10 kHz
d_m	0,5
V_g	1,2 V
P_{Ctrl}	1.44 µW

⁴³ Université Marne-la-Vallée

Une source RF à 2,45 GHz couplée à une antenne cornet sont utilisées pour produire et transmettre l'énergie RF. La rectenna est placée à une distance $d = 1\text{ m}$ de l'émetteur. Enfin, les tests sont réalisés dans une chambre anéchoïde (Figure III.23).

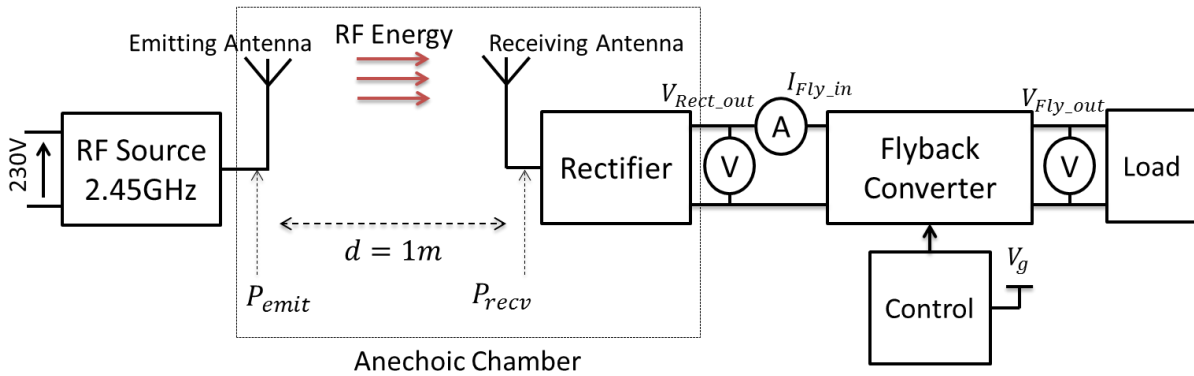


Figure III.23 Procédure de tests expérimentaux rayonnés

L'évaluation de la puissance au niveau du récepteur a été faite grâce à l'équation de Friis. En effet, la différence entre la puissance émise P_{emit} et la puissance reçue P_{recv} est obtenue en évaluant les pertes de propagation dans l'air et en prenant en compte les gains $G_{emit} = 20\text{ dBi}$ et $G_{recv} = 6\text{ dBi}$ des antennes émettrice et réceptrice.

$$P_{RF_loss} = P_{emit} - P_{recv} = 20 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) - G_{emit}(dBi) - G_{recv}(dBi) = -22\text{ dB} \quad (\text{III.36})$$

Avec λ : Longueur d'onde relative à l'onde à 2,45 GHz

Avec l'application numérique de l'équation de Friis, nous trouvons que $P_{RF_loss} = -22\text{ dBm}$.

Enfin, deux voltmètres et un ampèremètre sont utilisés pour mesurer les tensions de sortie de la rectenna V_{Rect_out} et du convertisseur Flyback V_{Fly_out} ainsi que le courant d'entrée I_{Fly_in} .

Le rendement η_{Fly_Only} du convertisseur Flyback seul est évalué grâce à l'expression (III.37). De même, le rendement global du Flyback η_{Fly_Glob} qui inclut la consommation de la commande est défini dans (III.38). Enfin, il serait également intéressant de définir le rendement global de la chaîne de réception. Pour cela, l'expression (III.39) permet d'évaluer le rendement du récepteur η_{Recv} qui inclut : le rendement de la rectenna, le rendement du convertisseur Flyback et la consommation de la commande.

$$\eta_{Fly_Only} = \frac{P_{Load}}{P_{Fly_in}} = \frac{\frac{V_{Fly_out}^2}{R_{Load}}}{I_{Fly_in} V_{Rect_out}} \quad (\text{III.37})$$

$$\eta_{Fly_Glob} = \frac{P_{Load} - P_{Ctrl}}{P_{Fly_in}} = \frac{\frac{V_{Fly_out}^2}{R_{Load}} - 1.44\text{ }\mu\text{W}}{I_{Fly_in} V_{Rect_out}} \quad (\text{III.38})$$

$$\eta_{Recv} = \frac{P_{Load} - P_{Ctrl}}{P_{recv}} = \frac{\frac{V_{Fly_out}^2}{R_{Load}} - 1.44 \mu W}{P_{recv}} \quad (III.39)$$

b) Résultats de mesure

La charge résistive de sortie est fixée à $200 \text{ k}\Omega$. La puissance de l'émetteur P_{emit} varie de façon à avoir un niveau de puissance au niveau du récepteur P_{recv} entre -20 dBm ($10 \mu\text{W}$) et -10 dBm ($100 \mu\text{W}$).

La Figure III.24 donne les mesures des tensions de sortie du Flyback V_{Fly_out} et de la rectenna V_{Rect_out} . Bien que le niveau de la tension fournie par la rectenna ne dépasse pas les 250 mV , la tension de sortie du convertisseur Flyback atteint 1 V à -15 dBm et $2,5 \text{ V}$ à -10 dBm .

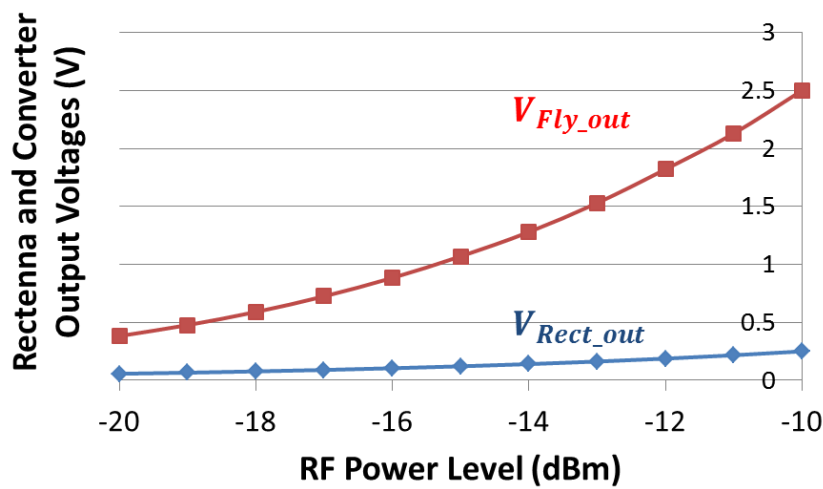


Figure III.24 Tensions de sorties de la rectenna et du convertisseur Flyback en fonction de la puissance RF reçue P_{recv}

Les rendements des éléments de la chaîne de réception sont donnés à la Figure III.25. Un Transfert positif d'énergie est possible à partir d'un niveau inférieur à -18 dBm . Le rendement global du Flyback η_{Fly_Glob} est supérieur à 50% à -15 dBm et atteint 75% à -10 dBm . Les pertes du contrôleur deviennent négligeables lorsque le niveau de la puissance RF augmente.

Le rendement total de la chaîne de réception η_{Recv} est autour de $13,5\%$ à -15 dBm et atteint 30% à -10 dBm . Pour ce niveau de puissance, les pertes sont de 25% et de 45% de la puissance reçue pour le convertisseur Flyback et pour la rectenna respectivement.

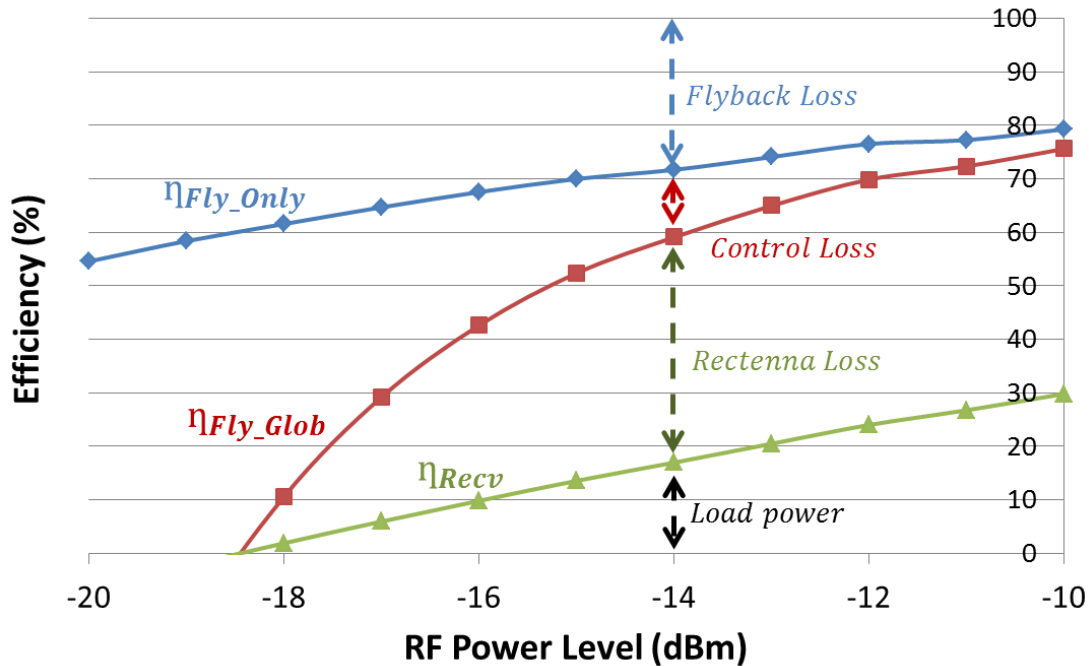


Figure III.25 Rendements en fonction de la puissance RF P_{recv}

Ainsi, le convertisseur Flyback possède un très bon rendement et ceci même aux faibles niveaux de puissance RF.

Le rendement du récepteur est très bon en comparaison avec les résultats rapportés dans la littérature. En effet, dans [10] où une rectenna est utilisée avec un convertisseur Boost inductif, le rendement global ne dépasse pas les 16,7%.

3. Alimentation sans fils d'un capteur de température

Dans cette partie, nous allons exploiter le système présenté auparavant dans une application pratique d'alimentation sans fils d'un capteur de température avec affichage. Ce dernier fonctionne à partir d'un niveau de tension de 1 V et a une consommation de quelques μW .

Le processus expérimental est le même que celui présenté à la Figure III.23. La puissance émise est $P_{emit} = 10 \text{ dBm}$ (10 mW). Au niveau du récepteur, le niveau reçu est $P_{recv} = -15 \text{ dBm}$ (30 μW). Dans ces conditions, la tension produite par la rectenna est d'environ 113 mV. Le convertisseur Flyback est utilisé pour extraire la puissance maximale de la rectenna et fournir un niveau de tension suffisant pour le capteur. La partie émission/réception à l'intérieur de la chambre anéchoïde est montrée à la Figure III.26 tandis que la manipulation à l'extérieur de la chambre est montrée à la Figure III.27.

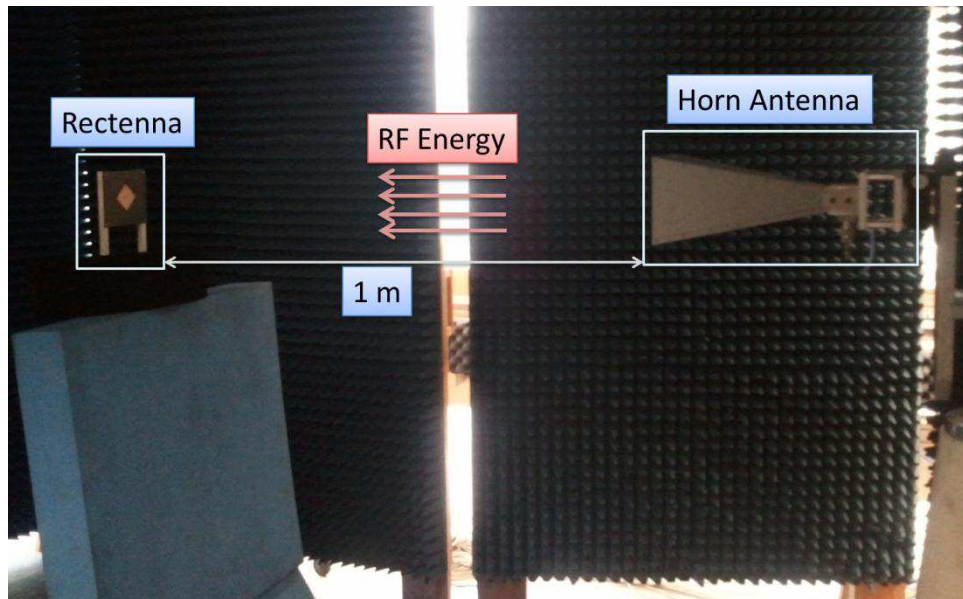


Figure III.26 Alimentation sans fils d'un capteur de température : intérieur de la chambre anéchoïde

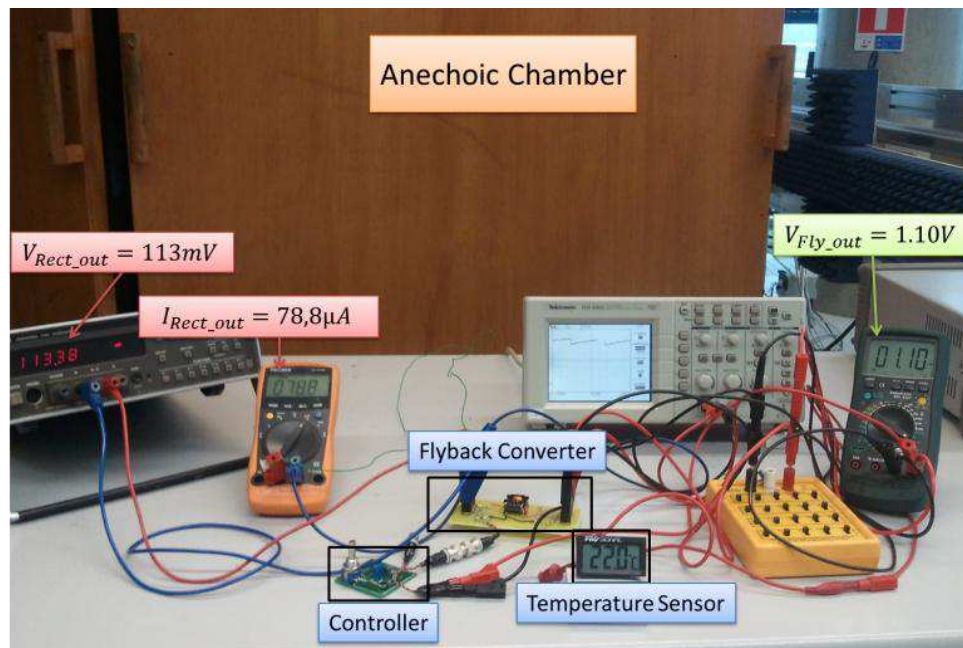


Figure III.27 Alimentation sans fils d'un capteur de température : extérieur de la chambre anéchoïde

Afin de garantir l'autonomie du système, le circuit de contrôle est alimenté à partir de la sortie du Flyback. Dans ces conditions la tension d'alimentation du capteur fluctue légèrement autour de 1,1 V.

La Figure III.28 donne la répartition de la puissance reçue de $30 \mu W$ au niveau des différents éléments de la chaîne de réception.

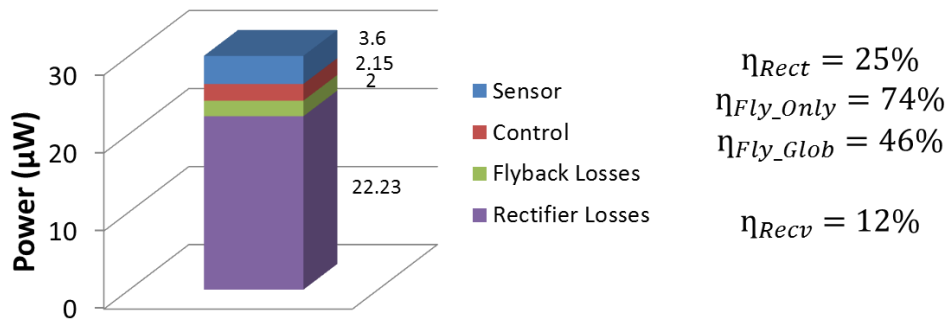


Figure III.28 Bilan des pertes au niveau du récepteur

Ainsi, 22 µW sont perdus dans la rectenna, 2 µW dans le Flyback, 2,15 µW dans le circuit de contrôle et 3,6 µW est sert à alimenter le capteur. Le rendement global du récepteur est donc d'environ 12%.

F. Conclusion générale du chapitre III

Une comparaison de performances entre le convertisseur Flyback développé dans ce chapitre et d'autres travaux rapportés dans la littérature est présentée dans la Table III.11.

Le convertisseur Flyback a été réalisé en utilisant des composants discrets du commerce. En plus de devancer largement les structures similaires, il présente des performances comparables aux structures intégrées.

Le convertisseur Flyback nécessite un niveau de tension de seulement 1V pour démarrer. En utilisant la structure résonante présentée au chapitre précédent, il est possible en effet, de démarrer de manière autonome à partir d'un niveau de l'ordre de 100 mV. Par ailleurs, les structures similaires à base de rectenna nécessitent l'utilisation d'une batterie avec un niveau de tension de 1,95 V minimum [10], [13].

En plus d'être très peu gourmande en énergie de contrôle, la technique d'adaptation d'impédance adoptée ici présente d'excellentes performances sur une large gamme de la puissance d'entrée.

Enfin grâce à l'approche entreprise lors de la conception du convertisseur, des niveaux de rendement satisfaisant sont obtenus même à partir de quelques μW de puissance d'entrée.

Table III.11 Comparaison du convertisseur Flyback avec la littérature

	[10]	[60]	[61]	[13]	Ce travail
Source	RF	Electromagn.	Solaire	RF	RF
Prototype	Discret	Discret	Intégré + Inductance	Intégré + Inductance	Discret
Type	Boost Ind.	Boost Ind.	Boost Ind.	Boost Ind.	Flyback Ind.
Tension démarrage	4,15 V (Bat)	0,5 VAC circuit start-up	1 V	1,95 V (Bat)	1 V (0,1 V avec circuit start-up)
Consommation Contrôleur	20 μW	22,8 μW	2,4-3,5 μW	0,5 μW	1,6–3,6 μW
Efficacité MPPT	93%	84%	71%	>99%	>99%
Rendement global	77% pic à 550 μW	65% pic à 900 μW	70% pic à 10 μW	35% à 1,5 μW 70% à 30 μW	51% @ 9,3 μW 84% pic @ 370 μW

L'intégration du présent convertisseur permettra de travailler avec des niveaux de puissance inférieurs au μW . En fait, l'intégration permet de minimiser d'avantage la consommation du circuit de contrôle et permet également d'agir sur le dimensionnement des composants actifs afin de maximiser les performances à très faible puissance.

Aussi, des dimensions très compactes des inductances couplées peuvent être obtenues grâce à l'utilisation de circuits magnétiques à forte perméabilité relative.

Enfin, il est également possible avec certaines techniques récentes d'intégrer le circuit magnétique directement dans le PCB afin de minimiser son encombrement.

IV. Système Final et Applications

A. Introduction

L'étude du système d'interfaçage de la rectenna a été réalisée en plusieurs étapes. Tout d'abord avec le convertisseur résonant qui assure la fonction de démarrage et garantit ainsi l'autonomie du système. Ensuite, l'adaptation d'impédance et l'efficacité énergétique sont assurées grâce au convertisseur Flyback développé et présenté au chapitre III.

Dans ce chapitre nous allons voir plusieurs topologies d'association du convertisseur résonant de démarrage et du convertisseur Flyback. Comme il a été expliqué auparavant, le convertisseur résonant fonctionnera uniquement durant la phase de démarrage. Par la suite c'est le convertisseur Flyback qui prendra le relais pour fonctionner durant le régime permanent.

Nous allons commencer par présenter quelques structures de circuits que nous allons par la suite utiliser dans notre système de couplage. Nous allons ensuite présenter trois structures de couplage en expliquant le principe de fonctionnement de chacune d'entre elles. Des résultats de tests expérimentaux relatifs aux circuits de couplage seront également présentés. Enfin, nous présenterons en perspectives une structure complète qui intègre la régulation de la tension de sortie grâce à l'utilisation d'un convertisseur DC/DC commercial.

B. Présentation de quelques circuits auxiliaires

Dans cette partie nous présentons deux circuits auxiliaires utiles à notre système de couplage ; il s'agit du circuit UVLO (Under Voltage Lock-out) et du circuit de désactivation du convertisseur résonant.

1. Under Voltage Lock-out circuit (UVLO)

Nous allons tout d'abord présenter une structure de circuit qui nous sera très utile dans la suite. Il s'agit du circuit UVLO qui nous permettra de maintenir la tension de sortie dans une certaine gamme bien déterminée.

Nous présentons ici deux structures : la première issue de la littérature, à base de deux comparateurs à seuils. La seconde est une version plus simple que nous avons développée dans le but de réduire la complexité du circuit UVLO.

a) UVLO à base de comparateurs à seuils

(1) Présentation de la structure

Le circuit UVLO permet de connecter la charge de sortie à la source uniquement lorsque le niveau de la tension d'entrée est dans une certaine gamme bien déterminée.

Le circuit de la Figure IV.1 présente une structure UVLO à base de deux comparateurs [60].

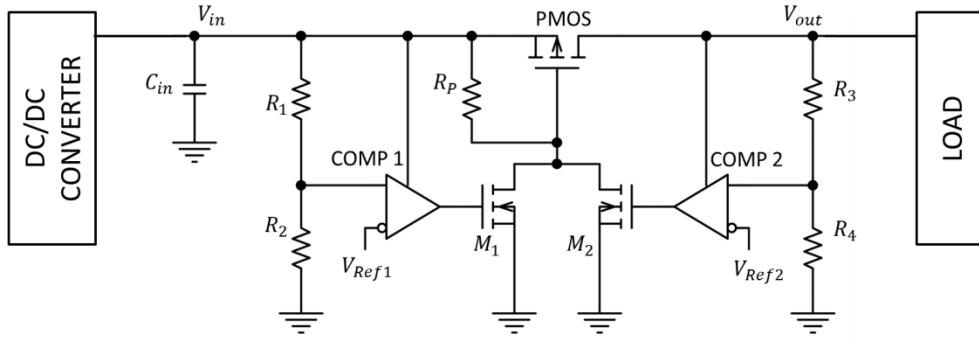


Figure IV.1. Circuit UVLO à base de deux comparateurs à seuil [60]

L'entrée du circuit UVLO est alimentée par un convertisseur DC/DC qui charge la capacité d'entrée C_{in} . La sortie quant à elle est connectée à la charge. Un transistor PMOS est utilisé pour séparer ou connecter la source d'énergie à la charge.

Les deux comparateurs COMP1 et COMP2 intègrent deux tensions de référence V_{Ref1} et V_{Ref2} . Les réglages des deux ponts résistifs permettent de sélectionner les tensions de seuils V_{high} et V_{low} selon les relations :

$$V_{high} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_{Ref1} \quad (IV.1)$$

$$V_{low} = \left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right) V_{Ref2} \quad (IV.2)$$

COMP1 est alimenté directement à partir de la tension d'entrée V_{in} tandis que COMP2 est alimenté à partir de la tension de sortie V_{out} dans le but de réduire la consommation du circuit UVLO durant le temps de charge de la capacité.

Les transistors NMOS M_1 et M_2 contrôlent la tension grille-source $v_{gs,P}$ du transistor PMOS via la résistance R_p . L'utilisation de ces deux transistors n'est pas nécessaire dans le cas où les deux comparateurs COMP1 et COMP2 disposent d'une sortie drain-ouvert.

(2) Scénario de fonctionnement

Supposons qu'au départ la capacité d'entrée C_{in} soit complètement déchargée. Dans ce cas, la sortie du comparateur COMP1 est au niveau bas ; la tension $v_{gs,P} = 0$ et le PMOS est ouvert. Dans ces conditions la capacité se charge jusqu'à atteindre le niveau de la tension d'alimentation du comparateur V_{COMP1_Sup} . La sortie du comparateur COMP1 reste à l'état bas tant que V_{in} reste inférieure à V_{high} . Une fois V_{high} atteint par V_{in} la sortie du comparateur change d'état. La grille du PMOS est donc reliée à la masse via M1. La tension grille-source du PMOS $V_{gs,P} = -V_{in}$; le PMOS se ferme. Par conséquent, le comparateur COMP2 se met en marche puisque la tension V_{in} est forcément supérieure à sa tension d'alimentation minimale V_{COMP2_Sup} . Comme le seuil de déclenchement V_{low} de COMP2 est inférieur à V_{high} seuil de COMP1, le comparateur COMP2 maintiendra le PMOS dans son état fermé même si V_{in} descend en dessous de V_{high} . Ainsi, la capacité C_{in} reste toujours connectée directement à la charge de sortie. Dans le cas où la charge exprime une demande en puissance supérieure à celle délivrée par le convertisseur, la

capacité C_{in} commence à se décharger. Lorsque la tension V_{in} aux bornes de la capacité C_{in} atteint le seuil bas V_{low} , COMP2 change d'état bloquant ainsi le PMOS. En déconnectant la charge du convertisseur, la capacité C_{in} pourra être rechargée une nouvelle fois et un nouveau cycle recommence.

(3) Intérêt du circuit UVLO

Le circuit UVLO permet de réaliser plusieurs tâches. Il permet tout d'abord de déconnecter la charge de sortie du convertisseur DC/DC afin de permettre une charge optimale de la capacité C_{in} . En effet, les enroulements de sortie du convertisseur Flyback et du convertisseur résonant agissent à l'image d'une source de courant ; par conséquent, l'absence de la charge permettra donc à la capacité d'atteindre un niveau de tension plus intéressant.

Le circuit UVLO connecte (resp. déconnecte) la charge de sortie et la source lorsque la tension d'entrée V_{in} atteint sa valeur maximale V_{high} (resp. minimale V_{low}). C'est donc un circuit de régulation à faible consommation.

Notons que le circuit UVLO gère de préférence les modes de fonctionnements intermittents de la charge. Toutefois, il gère également les modes de fonctionnement continus à condition qu'il y ait un équilibre entre l'énergie produite par la source et celle consommée au niveau de la charge.

Enfin, le circuit UVLO ne gère pas le cas où l'énergie produite par la source est supérieure à celle demandée par la charge. Ce cas étant très rare dans les applications de grappillage d'énergie.

b) UVLO à base de transistors MOS seulement

(1) Présentation de la structure

Une structure beaucoup plus simple du circuit UVLO a été conçue dans le but de réduire sa complexité et sa consommation (Figure IV.2).

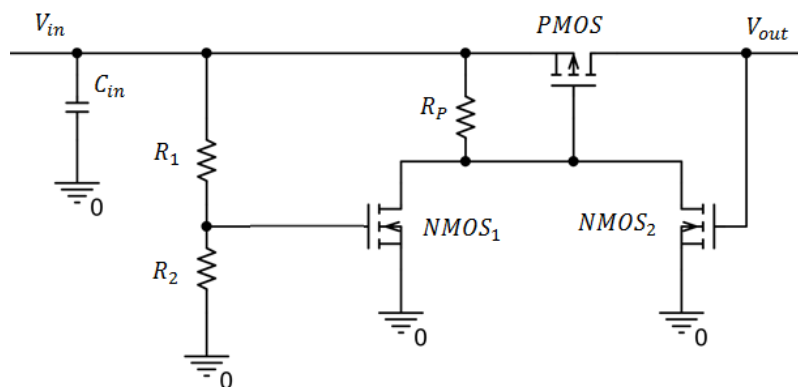


Figure IV.2. Circuit UVLO simple à base de deux transistors MOS

Ce circuit UVLO est très similaire au précédent sauf qu'il utilise dans ce cas deux transistor NMOS. Le principe de fonctionnement est également similaire. Les tensions de seuils V_{th_N1} et V_{th_N2} sont utilisées de la même façon que V_{Ref1} et V_{Ref2} .

La résistance R_p est utilisée comme une résistance de rappelle afin de contrôler la tension grille-source du PMOS en utilisant d'un côté le NMOS1 et de l'autre côté le NMOS2.

(2) Scénario de fonctionnement

Le scénario de fonctionnement est très similaire au précédent. En fait, au départ la tension V_{in} est faible et par conséquent la tension grille-source V_{gs_N1} du transistor NMOS1 est inférieure à sa tension de seuil V_{th_N1} ; le transistor NMOS1 reste ouvert. Dans ces conditions la tension V_{gs_P} est nulle et le PMOS est ouvert.

L'augmentation de V_{in} due à la charge de la capacité C_{in} impliquera une augmentation simultanée de V_{gs_N1} . Lorsque V_{gs_N1} atteint V_{th_N1} le transistor NMOS se ferme et tire la grille du PMOS à la masse. La tension grille-source du PMOS devient donc négative : $V_{gs_P} = -V_{in}$. Ceci mettra le PMOS en état de conduction.

La tension V_{in} est par la suite appliquée directement sur la grille du transistor NMOS2. Ce dernier joue donc un rôle d'auto-maintien de la conduction du transistor PMOS jusqu'à ce que V_{in} baisse en dessous de la tension de seuil V_{th_N2} du transistor NMOS2.

La Figure IV.3 présente un exemple de simulation montrant le fonctionnement du circuit UVLO à transistors.

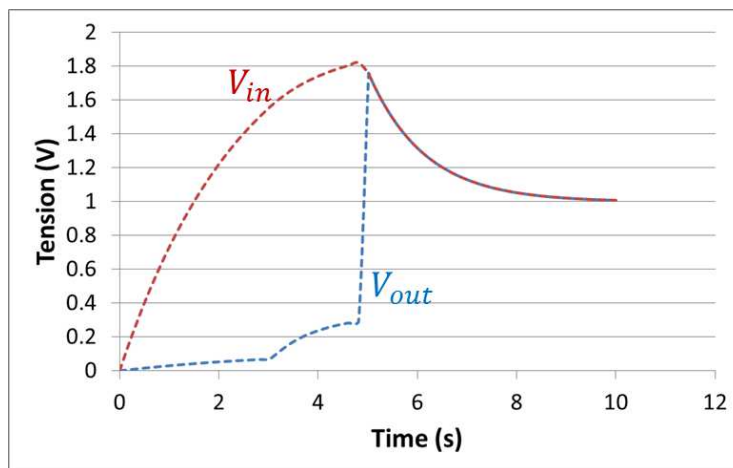


Figure IV.3. Exemple de simulation du circuit UVLO à transistors

La capacité d'entrée C_{in} est chargée durant environ 5 sec à partir d'une micro-source d'énergie jusqu'à un niveau de tension $V_{in} = 1,8 V$. Lorsque cette tension seuil est atteinte le circuit UVLO se déclenche et la capacité commence alors à se décharger directement dans la charge de sortie.

(3) Tests expérimentaux

Afin de valider le bon fonctionnement du circuit UVLO, des tests expérimentaux ont été réalisés sur celui-ci. Pour cela, un émulateur de rectenna alimente un convertisseur résonant lequel est branché sur l'entrée du circuit UVLO. Enfin, la sortie de dernier est connectée à une charge résistive $R_{Load} = 100 k\Omega$ comme montrée à la Figure IV.4. Les paramètres et les composants utilisés sont listés dans la Table IV.1.

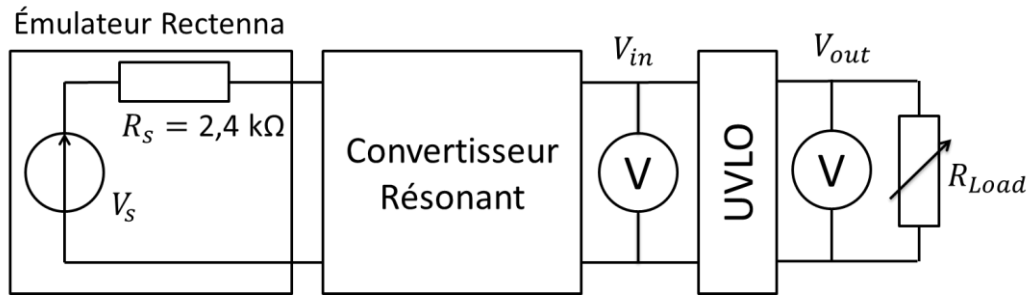


Figure IV.4 Test Expérimental du circuit UVLO

Table IV.1. Paramètres test expérimental du circuit UVLO

Paramètre	Valeur
NMOS1/2	FDV301N
PMOS	FDV304P
C_{in}	$4,7 \mu F$
R_1	$15 M\Omega$
R_2	$10 M\Omega$
R_p	$10 M\Omega$
V_s	500 mV
R_s	$2,4 \text{ k}\Omega$
R_{Load}	$100 \text{ k}\Omega$

La Figure IV.5 montre l'évolution des tensions V_{in} et V_{out} en fonction du temps. Les seuils de déclenchement V_{high} et V_{low} sont de 1,3 et 0,65 respectivement. Les temps de charge et de décharge de la capacité d'entrée C_{in} sont de $T_{charge} = 2,2 \text{ s}$ et $T_{charge} = 0,5 \text{ s}$ respectivement. La charge fonctionne de façon intermittente car sa demande est supérieure à la puissance délivrée par le convertisseur résonant.

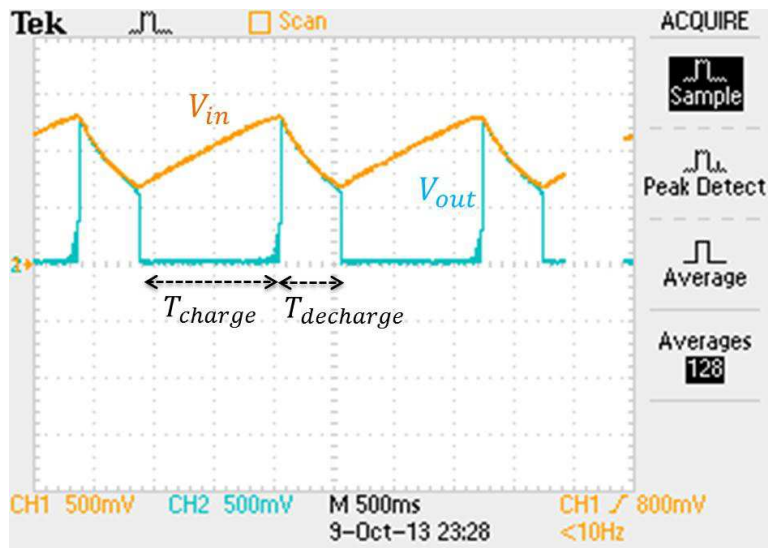


Figure IV.5 Mesures expérimentales de l'évolution des tensions d'entrée et de sortie du circuit UVLO

Les paramètres de charge/décharge et les seuils de déclenchements peuvent être ajustés en agissant sur les éléments du circuit UVLO comme il a été indiqué auparavant.

2. Circuit de désactivation du convertisseur de démarrage

Comme il a été expliqué auparavant au chapitre II, le convertisseur résonant fonctionnera uniquement durant le régime de démarrage. Par conséquent, il doit être désactivé durant le régime permanent pour lequel seul le convertisseur Flyback sera opérationnel.

a) Présentation de la structure

Un circuit simple et efficace permettant de désactiver le circuit résonant après que ce dernier ait chargé la capacité de sortie est montré à la Figure IV.6.

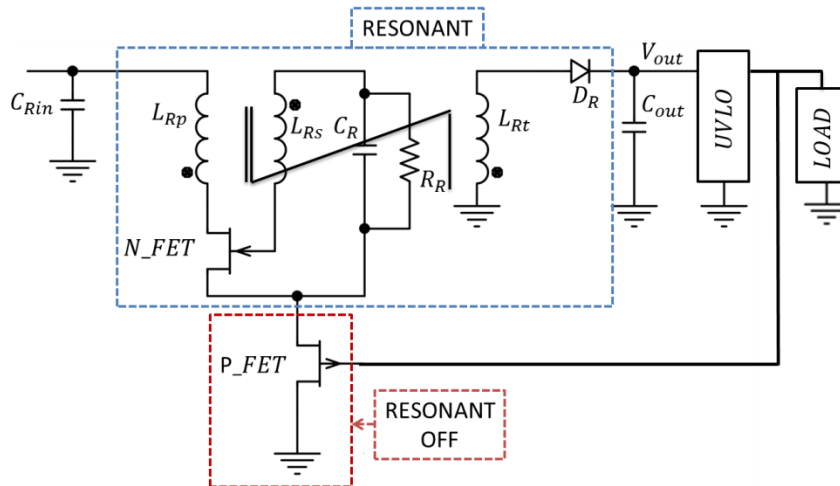


Figure IV.6. Circuit de désactivation du convertisseur résonant utilisant un P-JFET normally-on

Ce circuit est basé sur l'utilisation d'un transistor JFET Normally-on canal P. Ce dernier est passant pour une tension grille-source v_{gs} nulle et s'ouvre pour un niveau de tension v_{gs} supérieur ou égal à la tension de pincement de canal $V_p > 0$ du JFET. Ainsi, l'ouverture du JFET permettra de désactiver complètement le circuit de démarrage. Enfin, un circuit UVLO est utilisé afin de réguler les tensions de déclenchement haut et bas

Le transistor P JFET utilisé ici devra être bidirectionnel. En effet, dans cette configuration, le courant circule du drain vers la source ce qui est contraire à l'utilisation typique du transistor à canal P. En fait, pour ce dernier le courant circule normalement de la source vers le drain. Par ailleurs, Le P JFET ne peut pas être placé à l'entrée du convertisseur résonant car sa tension d'entrée n'est pas stable ; elle peut être proche de 0 comme elle peut augmenter considérablement. C'est la raison pour laquelle il est placé du côté de la masse.

b) Mesures expérimentales

Nous allons grâce à des tests expérimentaux vérifier le bon fonctionnement du circuit de désactivation. La Figure IV.7 présente le circuit de test expérimental réalisé.

Le convertisseur résonant est connecté à la masse via le canal d'un JFET P Normally-on. Ainsi, tant que la tension de sortie V_{out} reste inférieure à la tension de pincement du JFET V_p , le convertisseur résonant reste connecté d'une manière optimale vis-à-vis de son fonctionnement.

Le basculement de V_{out} sur un état haut conduira à la désactivation du convertisseur résonant en le déconnectant de la masse.

Les paramètres et réglages considérés pour cette manipulation sont donnés à la Table IV.2. Le JFET utilisé est le J177 sélectionné à cause de sa faible tension de pincement.

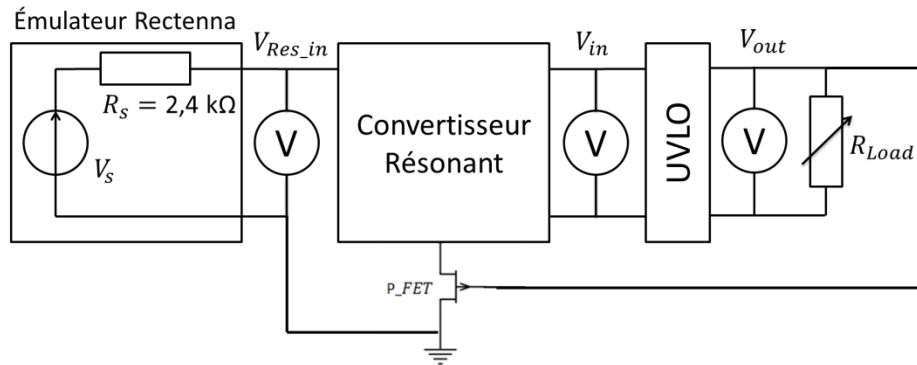


Figure IV.7 Test expérimental du circuit de désactivation

Table IV.2 Paramètres test expérimental du circuit UVLO

Paramètre	Valeur
NMOS1/2	FDV301N
PMOS	FDV304P
JFET	J177
C_{in}	4,7 μF
R_1	25 $M\Omega$
R_2	10 $M\Omega$
R_p	10 $M\Omega$
V_s	800 mV
R_s	2,4 $k\Omega$
R_{Load}	100 $k\Omega$

La Figure IV.8 montre l'évolution des tensions d'entrée et de sortie du circuit UVLO. Comme indiqué auparavant, la tension V_{out} est appliquée sur la grille du JFET lequel se bloque lorsque cette tension est à l'état haut.

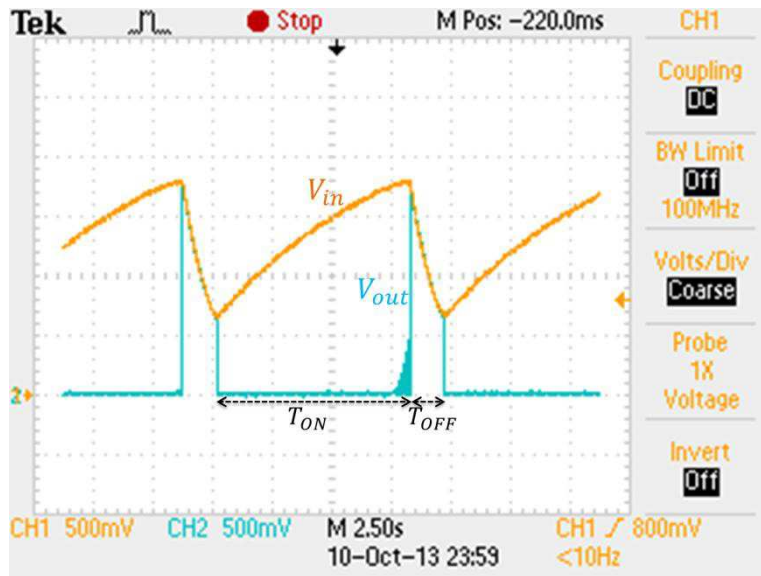


Figure IV.8 Mesures expérimentales de l'évolution des tensions d'entrée et de sortie du circuit UVLO

C. Association des convertisseurs résonant et Flyback

Dans cette partie nous allons présenter plusieurs synoptiques d'association de convertisseurs résonants et Flyback.

1. Mutualisation des inductances

a) Présentation et description

Dans ce cas le convertisseur Flyback ainsi que le convertisseur résonant alimentent un unique enroulement de sortie. Ceci permet en effet d'éliminer l'enroulement tertiaire du convertisseur résonant. Le schéma de la Figure IV.9 montre l'implantation circuit du couplage avec mutualisation d'inductances. Il est composé de plusieurs structures fonctionnelles. Tout d'abord, nous avons le convertisseur Flyback présenté en détails au Chapitre III avec son circuit de contrôle. Ce dernier est alimenté à partir de la tension de sortie V_{out} .

Ensuite, nous avons le convertisseur résonant de démarrage présenté en détails au Chapitre II. L'enroulement tertiaire de ce convertisseur est commun avec l'enroulement secondaire du convertisseur Flyback. Il en est de même pour la diode de redressement et la capacité de sortie.

Le circuit de désactivation du convertisseur résonant sera directement connecté à la tension de sortie du circuit UVLO V_{out_L} .

Le circuit UVLO est placé ici entre la capacité de sortie C_{out} et la charge. Son rôle est multiple. Il permet tout d'abord de déconnecter la charge de sortie afin de permettre une charge optimale de la capacité C_{out} . En effet, puisque l'enroulement de sortie L_{FR} agit à l'image d'une source de courant ; une forte charge permettra donc à la capacité d'atteindre un niveau de tension plus élevé.

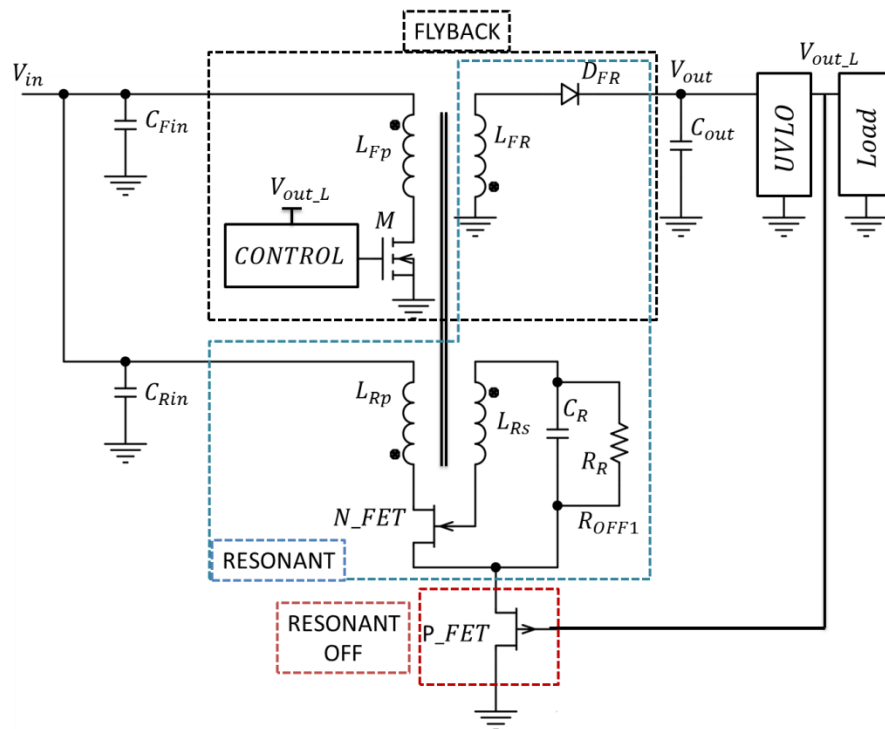


Figure IV.9. Circuit de couplage avec mutualisation d'inductances

Le circuit UVLO permet de limiter la tension de sortie à une valeur maximale V_{high} . Aussi, une fois la capacité de sortie C_{out} chargée et même dans le cas d'une demande importante du côté de la charge, le circuit UVLO déconnecte la charge de sortie lorsque le niveau de la tension V_{out} atteint son niveau minimal V_{low} . C'est donc un circuit de régulation à faible consommation.

b) Phases de fonctionnement

Nous allons ici expliquer les différentes phases de fonctionnement du circuit de couplage

Démarrage : Supposons au départ que la capacité de sortie C_{out} soit complètement déchargée ou bien que son niveau V_{out} soit inférieur au niveau nécessaire pour l'alimentation du circuit de contrôle. Dans ce cas, le convertisseur Flyback ne fonctionne pas.

De même un faible niveau de V_{out} laissera le PJFET passant ce qui mettra le convertisseur résonant en position favorable au fonctionnement.

Lorsque le niveau de la tension d'entrée V_{in} devient supérieur au niveau minimal de démarrage du convertisseur résonant V_{in_m} alors ce dernier entre en fonctionnement et charge la capacité de sortie C_{out} à un niveau de tension élevé par rapport à V_{in} .

Déclenchement : le niveau de déclenchement doit être suffisant pour bloquer le canal du JFET et aussi pour alimenter le circuit de contrôle du convertisseur Flyback. Ainsi, une fois ce niveau atteint, la tension V_{out_L} passe à l'état haut et l'activation du convertisseur Flyback se fait en même instant que la désactivation du convertisseur résonant.

Régime permanent : le convertisseur Flyback est autoalimenté à partir de la tension V_{out_L} . Ainsi, tant que celle-ci reste supérieure à sa tension minimale de fonctionnement il continuera à fonctionner.

Désactivation : La tension V_{out_L} peut passer à l'état bas dans le cas d'une demande de courant trop importante côté charge ou bien par la baisse de la tension d'entrée. dans tous les cas, cela conduira à l'arrêt du convertisseur Flyback et à la mise du convertisseur résonant dans ses conditions optimales de fonctionnement.

2. Structures indépendantes

Dans ce cas, les deux structures sont indépendantes vis-à-vis des composants magnétiques et également vis-à-vis des condensateurs de sortie de chaque structure. Le circuit est plus complexe, cependant, nous disposons de plus de liberté vis-à-vis du dimensionnement et de la conception de chacune des deux structures. Le circuit de couplage est détaillé à la Figure IV.10.

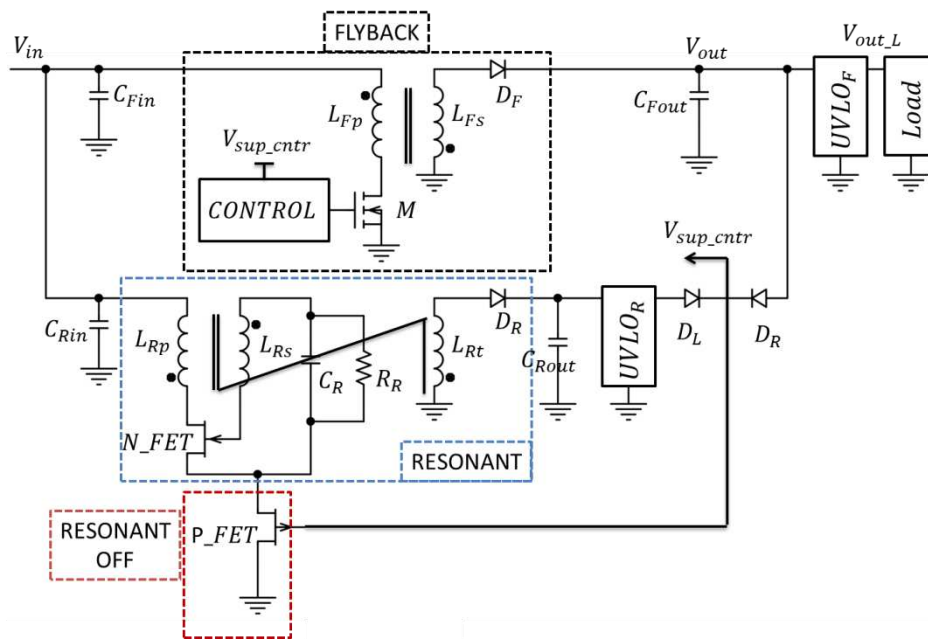


Figure IV.10. Circuit de couplage : structures indépendantes

Deux circuits UVLO sont utilisés ici : un premier $UVLO_R$ à la sortie du convertisseur résonant et un deuxième $UVLO_F$ à la sortie du convertisseur Flyback.

L'énergie stockée dans la capacité C_{Rout} sert à alimenter le circuit de contrôle du convertisseur Flyback durant la phase de démarrage via la tension V_{sup_cntr} . Une fois que la capacité de sortie du convertisseur Flyback C_{Fout} a atteint un niveau supérieur à celui de C_{Rout} , le comparateur à base des diodes D_L et D_R permet de commuter l'alimentation du contrôleur sur la sortie du convertisseur Flyback.

Le circuit $UVLO_F$ de sortie permet de réguler le niveau de la tension de sortie entre deux seuils bas et haut en fonction de l'énergie fournie par la source et celle consommée par la charge de sortie.

Grâce à l'utilisation du circuit $UVLO_R$ à la sortie du convertisseur résonant, l'action sur le circuit de désactivation via la tension V_{sup_cntr} ne se manifeste que lorsque la capacité de sortie du convertisseur résonant C_{Rout} a atteint sa charge finale.

Cette structure est plus compliquée que la précédente, par contre, tous les paramètres du circuit peuvent être réglés séparément les uns des autres.

3. Structures semi-indépendantes

a) Présentation de la structure

Dans ce cas, les composants magnétiques sont indépendants entre le convertisseur Flyback et le convertisseur résonant. Cependant, un condensateur commun de sortie C_{out} est utilisé comme le montre la Figure IV.11.

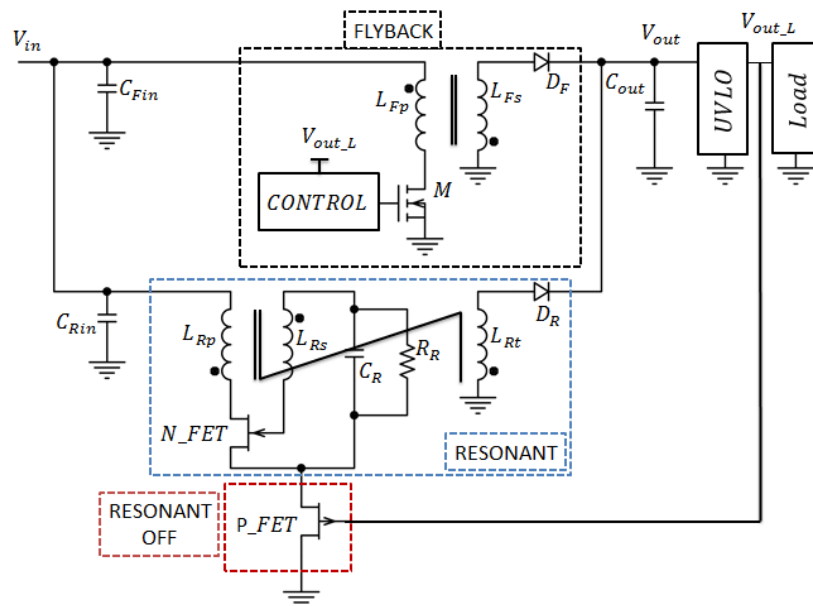


Figure IV.11. Circuit de couplage : structure semi-indépendante

Le fonctionnement de cette structure est similaire à celle avec mutualisation d'inductances. En effet, supposant qu'au départ la capacité C_{out} soit déchargée, par conséquent, la tension de sortie de l'UVLO est à l'état bas et le convertisseur résonant est prêt à fonctionner.

La présence d'une tension suffisante en entrée permettra à ce dernier de commencer à fonctionner et de charger ainsi la capacité C_{out} . Lorsque C_{out} atteint la tension de seuil de l'UVLO, sa sortie passe à l'état haut bloquant ainsi le convertisseur résonant. Ceci permettra aussi au convertisseur Flyback de commencer à fonctionner car son circuit de contrôle est alimenté via la tension $V_{out,L}$.

L'avantage principal de cette structure étant sa simplicité tout en étant efficace et parfaitement opérationnelle. Pour cela, cette structure sera testée expérimentalement dans la suite.

b) Tests expérimentaux

Le présent circuit de couplage a été testé comme illustré à la Figure IV.12 avec les paramètres indiqués dans la Table IV.3. Dans ce cas, la charge est placée avant le circuit UVLO et le contrôleur du convertisseur Flyback est alimenté directement à partir de la tension de sortie V_{Load} .

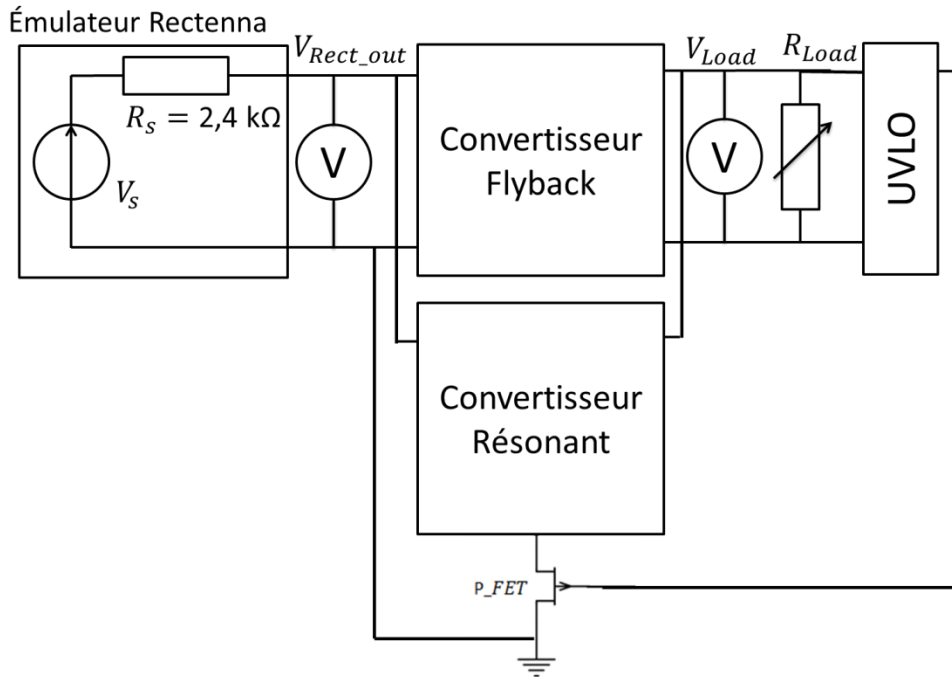


Figure IV.12 Test expérimental du circuit de couplage

Table IV.3 Paramètres test expérimental du circuit UVLO

Paramètre	Valeur
NMOS1/2	FDV301N
PMOS	FDV304P
JFET	J177
C_{in}	14,7 μF
R_1	15 $M\Omega$
R_2	10 $M\Omega$
R_p	10 $M\Omega$
V_s	800 mV
R_s	2,4 $k\Omega$

Trois valeurs de charge de sortie R_{Load} ont été considérées : 1 $M\Omega$, 100 $k\Omega$ et 10 $k\Omega$. La Figure IV.13 montre l'évolution de la tension de la charge V_{Load} ainsi que celle générée par le circuit de contrôle du Flyback V_{Ctr} .

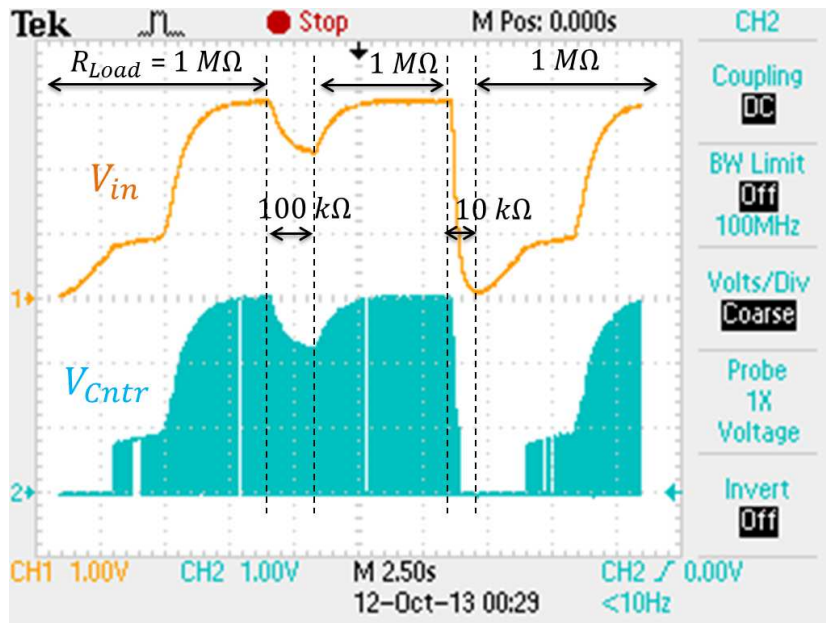


Figure IV.13 Mesures expérimentales de l'évolution de la tension d'entrée de l'UVLO et de la tension fournit par le contrôleur du Flyback

La tension de la source V_s est suffisamment élevée pour que le convertisseur résonant commence à fonctionner. Ce dernier charge donc la capacité de sortie. Lorsque la tension de sortie atteint un seuil proche de 0,9 V, le circuit de contrôle du Flyback commence alors à fonctionner et délivre une tension V_{Cntr} . Durant un certain instant, les convertisseurs résonant et Flyback fonctionnent en simultanément. Enfin lorsque la tension de sortie atteint le seuil haut prédéfini par l'UVLO, la sortie de ce dernier passe à l'état haut et le convertisseur résonant est désactivé.

La Figure IV.13 montre également l'évolution de la tension de sortie pour différentes valeurs de la charge.

D'autres possibilités d'association des deux convertisseurs et de gestion de la charge sont possibles, tout dépend de l'application.

4. Structure avec régulation de la tension de sortie (Perspective)

Dans cette partie nous allons présenter en perspective une structure utilisant un convertisseur DC/DC commercial à la sortie du convertisseur Flyback afin de fournir une tension régulée à la charge de sortie. De plus, dans ce cas le convertisseur Flyback ainsi que le convertisseur de démarrage chargent la même capacité de sortie afin de simplifier la structure et de minimiser les composants nécessaires. Le circuit en question est donné à la Figure IV.14.

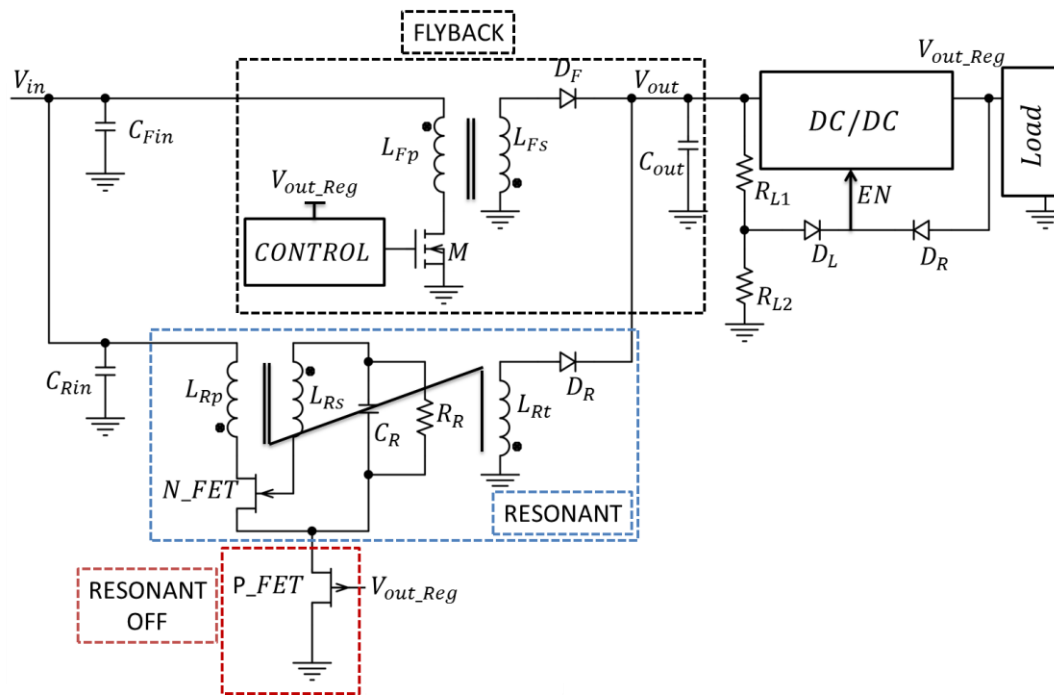


Figure IV.14. Système complet avec régulation de la tension de sortie

Dans ce cas, il n'est pas nécessaire d'utiliser un circuit UVLO comme c'était le cas précédemment. En fait, l'entrée EN (Enable) du convertisseur DC/DC commercial est utilisée afin d'activer celui-ci uniquement lorsque le niveau de tension de la capacité C_{out} a atteint un seuil suffisant défini entre autre par le pont résistif R_{L1} , R_{L2} . Le comparateur à base des diodes D_L et D_R est utilisé au niveau de l'entrée EN et permet de réaliser un auto-maintien de celle-ci lorsque la sortie du convertisseur DC/DC a atteint un niveau supérieur à l'entrée.

L'alimentation du circuit de contrôle du convertisseur Flyback s'opère grâce à l'utilisation de la tension régulée V_{out_Reg} . Ainsi, ceci permet d'avoir un contrôle plus précis et une stabilité des performances du convertisseur Flyback.

La tension de sortie V_{out_Reg} régulée sert également pour la désactivation du circuit de démarrage. Ainsi, une fois que la capacité de sortie C_{out} a été chargée par le convertisseur résonant, le convertisseur DC/DC commence à fonctionner et sa tension de sortie augmente rapidement jusqu'à atteindre la tension V_{out_Reg} . Une commutation brève est donc appliquée sur le circuit de désactivation du convertisseur résonant.

Le convertisseur DC/DC à utiliser doit avoir un bon rendement même à faible courant d'entrée ; ceci est nécessaire afin d'avoir un bon rendement énergétique global du système.

Un produit commercial vient récemment d'apparaître. Il s'agit du TS3310 de Touchstone Semiconductors [62]. C'est un convertisseur Boost inductif optimisée pour les très faibles courants (Figure IV.15). Il présente une consommation statique $I_Q = 150 \text{ nA}$ et un très bon rendement même à $1 \mu\text{A}$ du courant de la charge (Figure IV.16). La tension d'entrée doit être au minimum égale à 0,9 V.

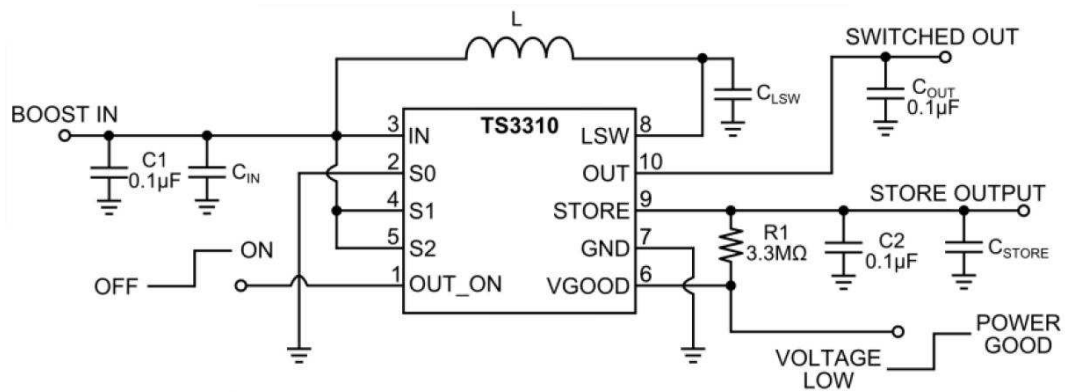
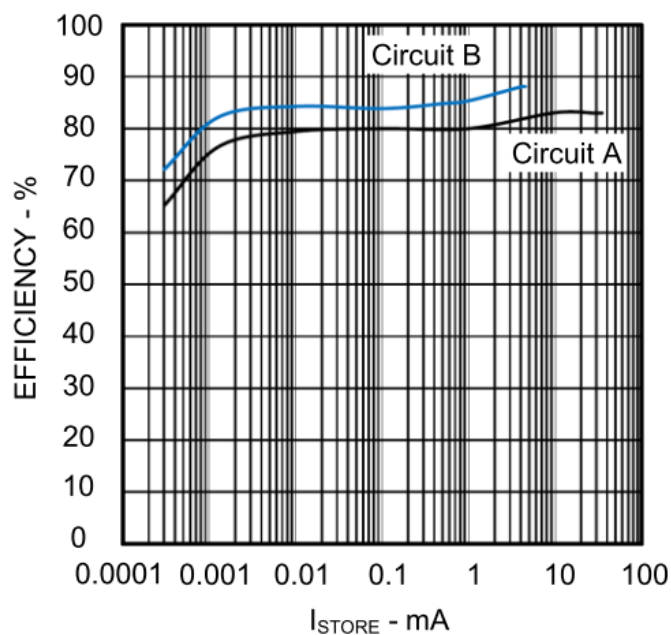


Figure IV.15. Circuit du convertisseur DC/DC commercial TS3310 [62]



	Circuit A	Circuit B
L	10µH PN: CBC3225T100KR	100µH PN: CBC3225T101KR
C_{IN} = C_{STORE}	10µF	1µF
C_{LSW}	220pF	---

Figure IV.16. Rendement du convertisseur DC/DC TS3310 avec : $V_{in} = 1,2 V$ et $V_{out} = 3 V$ [62]

Le TS3310 dispose d'une sortie SWITCHED OUT (n° 10) spécialement conçue pour alimenter une charge à fonctionnement intermittent. Ce mode est très pratique lorsque la charge de sortie nécessite une puissance instantanée plus élevée que celle fournie par la source.

Le TS3310 dispose également d'une fonctionnalité UVLO. Ceci permet en effet de déconnecter l'entrée du convertisseur de la charge lorsque la tension d'entrée atteint un seuil minimal prédéterminé par un pont résistif. Dans le cadre de notre application, ceci permet en effet de maintenir une tension suffisante pour l'alimentation du circuit de contrôle du convertisseur Flyback. Par conséquent, ceci évite la phase de fonctionnement du circuit de démarrage.

L'association du convertisseur résonant, du convertisseur Flyback et du convertisseur DC/DC commercial permet de construire un système de gestion énergétique complet et entièrement autonome.

D. Conclusion générale du Chapitre IV

Dans ce dernier chapitre nous avons présentés différentes structures d'association des deux convertisseurs développés dans ce projet de recherche. Chacune des structures proposées a ses avantages et ses inconvénients ainsi que son champ applicatif. Aussi, d'autres possibilités d'association sont également possible. C'est à partir des contraintes exigées par l'application finale que le choix d'une structure sera effectué.

Les tests expérimentaux réalisés sur certains structures a permis de valider leur bon fonctionnement.

En perspectives, une structure utilisant un convertisseur DC/DC commercial faible consommation pour la régulation de la tension de sortie a été proposée. Celle-ci permettra de construire un système de gestion énergétique de la rectenna parfaitement régulée et entièrement autonome.

V. Conclusion générale et perspectives

A. Conclusion générale

Dans cette conclusion générale nous allons revenir sur les résultats importants qui ont été présentés dans ce manuscrit.

Au cours du premier chapitre de ce manuscrit, nous avons pu présenter et expliquer le principe de fonctionnement de la rectenna. Le modèle DC relatif à cette dernière a été établi afin de faciliter la conception du circuit d'interfaçage.

Durant ce chapitre, nous nous sommes aussi intéressés aux niveaux couramment rencontrés de l'énergie RF ambiante ainsi qu'aux niveaux limites d'émission EM fixés par la réglementation. Nous avons pu conclure que les niveaux RF ambiants sont en général relativement faibles et insuffisants pour l'alimentation de dispositifs mobiles. Ainsi, l'utilisation d'un émetteur RF volontaire est une solution très pratique afin d'obtenir des niveaux de champ acceptables. Dans ce cas, les limites fixées par la réglementation doivent être respectées afin de garantir la sécurité des personnes.

Le chapitre I nous a également permis d'introduire le contexte de cette étude, la problématique et les objectifs visés. Par la suite, un synoptique global du système d'interfaçage basé sur deux notions principales qui sont l'autonomie et l'efficacité énergétique a été établi.

A partir de notre étude de l'état de l'art, il nous a paru plus commode d'étaler ces deux notions sur deux sous-systèmes afin d'obtenir plus d'efficacité. Pour cela, l'étude de l'autonomie a été faite dans le chapitre II et l'efficacité énergétique dans le chapitre III.

Nous avons tout d'abord commencé au chapitre II par une étude bibliographique détaillée des différentes solutions reportées vis-à-vis des techniques de démarrage à faible tension et faible puissance de la source. Un convertisseur résonant à base de l'oscillateur d'Armstrong a été sélectionné car c'est le seul qui permet un fonctionnement autonome sur une large gamme de tension et de puissance.

Une structure à deux enroulements a été étudiée et développée initialement. Bien que ses performances étaient satisfaisantes, la tension de sortie produite est inversée par rapport à la tension de la source ce qui pose des problèmes de connexion à la masse lors de l'association avec le convertisseur principal. Pour cela, une structure à trois enroulements a été développée afin de remédier à ce problème.

Plusieurs variantes des deux structures ont été étudiées, développées et testées expérimentalement. D'excellentes performances de ce convertisseur ont été démontrées vis-à-vis de la tension et de la puissance minimales de démarrage.

Comme il a été démontré dans la phase de modélisation du convertisseur résonant, le rendement en régime permanent de ce dernier est inversement proportionnel à sa tension minimale de démarrage. De plus, ce convertisseur ne permet de réaliser l'adaptation d'impédance avec la source que pour une certaine charge de sortie particulière. Pour cela, le convertisseur résonant ne sera utilisé que durant la phase de démarrage et sera désactivé ensuite pour laisser la place à un convertisseur énergétiquement plus efficace.

La deuxième notion qui est l'efficacité énergétique a été traitée au cours du chapitre III. A partir de l'étude bibliographique qui a été réalisée au début de ce chapitre, et en tenant compte des caractéristiques intrinsèques de la rectenna et des exigences par rapport aux niveaux de puissance de la source, une structure de convertisseur Flyback fonctionnant en régime de conduction discontinue a été sélectionnée. Cette solution a l'avantage de réaliser une adaptation d'impédance très efficace tout en ayant une très faible consommation.

La modélisation, le bilan des pertes ainsi que les simulations circuit réalisés sur le convertisseur Flyback ont permis de réaliser un dimensionnement optimal de celui-ci. De plus, grâce à l'utilisation d'une technique de commande en boucle ouverte, la consommation du circuit de contrôle ne dépasse pas quelques μW .

Un prototype discret nous a permis de tester les performances réelles et de valider le bon fonctionnement du convertisseur Flyback. Comme il a été montré, les performances obtenues sont largement supérieures en comparaison avec les structures similaires issues de la littérature. En effet, cette structure fonctionne avec un bon rendement et réalise une adaptation d'impédance très efficace avec la rectenna même à partir de quelques μW de puissance de source.

La structure Flyback nécessite une tension d'alimentation au moins égale à 1 V afin de fonctionner correctement.

L'association des deux structures a été faite dans le quatrième chapitre. En fait, différentes stratégies d'association sont proposées et comparées en termes de simplicité et de facilité d'implémentation. Enfin, une validation expérimentale a été réalisée sur l'une d'entre elles.

En perspective de réalisation pratique, une structure utilisant un convertisseur DC/DC commercial afin de fournir une tension de sortie régulée est proposée à la fin du chapitre IV.

B. Perspectives

Optimisation globale : rectenna et convertisseur

L'impédance interne de la rectenna est un paramètre important vis-à-vis du circuit d'interfaçage. Sa caractérisation en fonction des éléments de la rectenna est une étape intéressante dans l'amélioration des performances de celle-ci. Ceci passe par une modélisation précise des diodes de redressement et la construction d'un modèle analytique complet de la rectenna.

Ceci permettra par la suite de concevoir une rectenna avec une certaine impédance interne prédéterminée a priori. Cette valeur d'impédance sera fixée au préalable et constituera une valeur optimale d'un côté pour la rectenna et d'un autre côté pour le convertisseur DC/DC.

Optimisation du rendement de la rectenna

Les structures de rectenna étudiées et utilisées jusqu'à maintenant sont toutes basées sur un redressement passif à base de diodes Schottky. La pré-polarisation du dispositif de redressement permettra d'améliorer considérablement le rendement de conversion RF/DC. En fait, ce dernier n'est généralement pas très élevé aux faibles puissances ; ce qui constitue un handicap majeur du système de réception.

Dans notre cas où le système est censé être autonome, c'est-à-dire sans source d'énergie auxiliaire, il serait intéressant de démarrer le fonctionnement sur une structure classique de rectenna à base de diodes passives. Par la suite l'utilisation de la tension de sortie d'un niveau élevé permettra de polariser une deuxième structure de rectenna basée sur des transistors MOS afin d'avoir un meilleur rendement de conversion.

Intégration des composants actifs

Les deux convertisseurs résonants et Flyback ont été réalisés en utilisant des composants du commerce. L'utilisation de l'intégration permettra d'avoir plus de liberté de dimensionnement surtout vis-à-vis des composants actifs : MOSFET, JFET et diode. Ainsi grâce à l'intégration il sera possible de fonctionner avec des niveaux de puissance inférieurs même au μW .

L'intégration concerne également le circuit de contrôle du convertisseur Flyback ainsi que le circuit de couplage.

Intégration des composants magnétiques dans le PCB

Les composants magnétiques peuvent être intégrés au PCB afin de réduire au minimum leurs dimensions vis-à-vis du système. De plus, grâce à l'utilisation de matériaux magnétiques à forte perméabilité tels que les nanocristallins il est possible d'obtenir des inductances de fortes valeurs tout en ayant des dimensions raisonnables. Cependant, ce genre de matériaux a généralement une bande passante assez limitée, par conséquent, la fréquence d'utilisation serait limitée à quelques dizaines de kHz.

VII. Bibliographie

- [1] V. Marian, C. Vollaïre, B. Allard, and J. Verdier, "Low Power Rectenna Topologies for Medium Range Wireless Energy Transfer," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1–10.
- [2] V. Vanke, H. Matsumoto, N. Shinohara, and A. Kita, "High Power Converter of Microwaves into DC," *Journal Of Radioelectronics*, vol. 9, 1999.
- [3] V. Marian, "Thèse de doctorat : Transmission d'énergie sans fil. Application au réveil à distance de récepteurs en veille zéro consommation," Université de Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 2012.
- [4] B. Merabet, "Thèse de doctorat : Contribution à l'étude de la transmission d'énergie à distance par micro-ondes," ENS Cachan, 2010.
- [5] H. TAKHEDMIT, "Thèse de doctorat : Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz," Université de Lyon - Ecole Centrale de Lyon, 2010.
- [6] OMS, "Les champs électromagnétiques." [Online]. Available: <http://www.who.int/peh-emf/fr/>.
- [7] ANRF, "Protocole de mesure in situ," 2004. [Online]. Available: <http://www.anfr.fr>.
- [8] Narda Safety Test Solutions, "Mesures Électromagnétiques Neuville-Sur-Saône," 2010. [Online]. Available: mairie-neuvellesursaone.fr.
- [9] T. Umeda, H. Yoshida, S. Sekine, Y. Fujita, T. Suzuki, and S. Otaka, "A 950-MHz Rectifier Circuit for Sensor Network Tags With 10-m Distance," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 1, pp. 35–41, 2006.
- [10] T. Paing, J. Shin, R. Zane, and Z. Popovic, "Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1494–1501, May 2008.
- [11] A. Dolgov, R. Zane, and Z. Popovic, "Power Management System for Online Low Power RF Energy Harvesting Optimization," *IEEE Trans Circuit Syst I*, vol. 57, no. 7, pp. 1802–1811, 2010.
- [12] Texas Instruments, "MSP430 Ultra-Low Power 16-bit MCUs," 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/msp430>.
- [13] T. Paing, E. Falkenstein, R. Zane, and Z. Popovic, "Custom IC for ultralow power RF energy scavenging," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 6, pp. 1620–1626, 2011.
- [14] E. J. Carlson, K. Strunz, and B. P. Otis, "A 20 mV Input Boost Converter With Efficient Digital Control for Thermoelectric Energy Harvesting," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 45, no. 4, pp. 741–750, 2010.
- [15] H. Yang and Y. Zhang, "Analysis of Supercapacitor Energy Loss for Power Management in Environmentally Powered Wireless Sensor Nodes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5391–5403, 2013.
- [16] Y. K. Ramadass and A. P. Chandrakasan, "A Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 1, pp. 333–341, Jan. 2011.

- [17] Y. Yoshida, F. Utsunomiya, and T. Douseki1, "Adaptive-V_{th} CMOS/SOI DC-DC Converter Scheme for 0.3-V Operation," in *IEEE international SOI Conference Proceedings*, 2006, pp. 119–120.
- [18] A. Richelli, S. Comensoli, and Z. M. Kovacs-Vajna, "A DC/DC Boosting Technique and Power Management for Ultralow-Voltage Energy Harvesting Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2701–2708, Jun. 2012.
- [19] P. Chen, K. Ishida, X. Zhang, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya, and T. Sakurai, "0.18-V Input Charge Pump with Forward Body Bias to Startup," *IEEE Transactions On Electronic Computers*, vol. E94–C, no. 4, pp. 598–604, 2011.
- [20] P.-H. Chen, K. Ishida, K. Ikeuchi, X. Zhang, K. Honda, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya, and T. Sakurai, "A 95mV-startup step-up converter with V_{th}-tuned oscillator by fixed-charge programming and capacitor pass-on scheme," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 2011, pp. 216–218.
- [21] J. Kwong, S. Member, Y. K. Ramadass, N. Verma, and A. P. Chandrakasan, "A 65nm Sub-V_t Microcontroller with Integrated SRAM and Switched-Capacitor DC-DC Converter," in *Solid-State Circuits Conference, ISSCC 2008*, 2008, vol. 44, no. 1, p. 318.
- [22] A. Tajalli and E. Brauer, "Subthreshold source-coupled logic circuits for ultra-low-power applications," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 43, no. 7, pp. 1699–1710, 2008.
- [23] S. Hanson and B. Zhai, "Ultralow-voltage, minimum-energy CMOS," *IBM Journal of Research and Development*, vol. 50, no. 4.5, pp. 469–490, 2006.
- [24] V. Michal, "On the low-power design, stability improvement and frequency estimation of the CMOS ring oscillator," in *Radioelektronika, 2012, 22nd International Conference*, 2012, pp. 1–4.
- [25] P.-H. Chen, K. Ishida, X. Zhang, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya, and T. Sakurai, "A 80-mV input, fast startup dual-mode boost converter with charge-pumped pulse generator for energy harvesting," in *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, 2011, pp. 33–36.
- [26] R. P. Ribas, A. I. Reis, and A. Ivanov, "Performance and functional test of flip-flops using ring oscillator structure," in *2011 IEEE 6th International Design and Test Workshop IDT*, 2011, pp. 42–47.
- [27] B. Mishra, C. Botteron, and P. a. Farine, "A 120mV startup circuit based on charge pump for energy harvesting circuits," *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 11, pp. 830–834, 2011.
- [28] A. Richelli, L. Colalongo, S. Tonoli, and Z. M. Kovacs-Vajna, "A 0.2-1.2 V DC/DC Boost Converter for Power Harvesting Applications," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 24, no. 5–6, pp. 1541–1546, 2009.
- [29] M. B. Machado, M. C. Schneider, C. Galup-montoro, U. Universidade, and F. De Santa, "Analysis and Design of Ultra-Low-Voltage Inductive Ring Oscillators for Energy-Harvesting Applications," in *Circuits and Systems (LASCAS), 2013 IEEE Fourth Latin American Symposium on*, 2013, pp. 0–3.
- [30] G. Bassi, L. Colalongo, A. Richelli, and Z. Kovacs-Vajna, "A 150mV-1.2V fully-integrated DC-DC converter for Thermal Energy Harvesting," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012, pp. 331–334.
- [31] P. Weng and H. Tang, "50 mV-Input Batteryless Boost Converter for Thermal Energy Harvesting," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 4, pp. 1031–1041, 2013.
- [32] E. Armstrong, "Some recent developments in the audion receiver," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 3, pp. 244–260, 1915.

- [33] J. Auvray, "Les oscillateurs," 2003. [Online]. Available: avrj.cours.pagesperso-orange.fr/Cours/SE_017_Les_Oscillateurs.pdf.
- [34] D. Grgić, T. Ungan, M. Kostić, and L. Reindl, "Ultra-low input voltage DC-DC converter for micro energy harvesting," *PowerMEMS 2009*, pp. 265–268, 2009.
- [35] J. M. Damaschke, "Design of a low-input-voltage converter for thermoelectric generator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1203–1207, 1997.
- [36] N. Degrenne, B. Allard, F. Buret, S.-E. Adami, D. Labrousse, C. Vollaïre, and F. Morel, "A 140 mV Self-Starting 10 mW DC/DC Converter for Powering Low-Power Electronic Devices from Low-Voltage Microbial Fuel Cells," *Journal of Low Power Electronics*, vol. 8, no. 4, p. 13, 2012.
- [37] N. Degrenne, F. Buret, F. Morel, S.-E. Adami, D. Labrousse, B. Allard, and A. Zaoui, "Self-starting DC:DC boost converter for low-power and low-voltage microbial electric generators," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 889–896.
- [38] H. Y. Lu, J. G. Zhu, and S. Y. R. Hui, "Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 5, pp. 1105–1112, Sep. 2003.
- [39] N. Degrenne, "Thèse de doctorat : Gestion de l'énergie des piles à combustible microbiennes," Université de Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 2012.
- [40] J. Middaugh, S. Cheng, W. Liu, and R. Wagner, "How to Make Cathodes with a Diffusion Layer for Single-Chamber Microbial Fuel Cells," 2006. [Online]. Available: http://www.engr.psu.edu/ce/enve/logan/bioenergy/pdf/Cathode_093008.pdf.
- [41] M. Pollak, L. Mateu, and P. Spies, "DC-DC Converter With Input Polarity Detector For Thermogenerators," in *PowerMEMS*, 2009, pp. 419–422.
- [42] W. Xiao and W. G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf. PESC 04*, 2004, vol. 3, pp. 1957–1963.
- [43] A. Al-Amoudi and L. Zhang, "Optimal control of a grid-connected PV system for maximum power point tracking and unity power factor," in *Proc. Seventh Int Power Electronics and Variable Speed Drives Conf. (Conf. Publ. No. 456)*, 1998, pp. 80–85.
- [44] C.-C. Hua and J.-R. Lin, "Fully digital control of distributed photovoltaic power systems," in *Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics ISIE 2001*, 2001, vol. 1, pp. 1–6.
- [45] M. Veerachary, T. Senjyu, and K. Uezato, "Maximum power point tracking control of IDB converter supplied PV system," *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 148, no. 6, pp. 494–502, 2001.
- [46] D. Shmilovitz, "On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 2005.
- [47] K. Irisawa, T. Saito, I. Takano, and Y. Sawada, "Maximum power point tracking control of photovoltaic generation system under non-uniform insolation by means of monitoring cells," in *Proc. Conf Photovoltaic Specialists Conf. Record of the Twenty-Eighth IEEE*, 2000, pp. 1707–1710.
- [48] T. Eram, J. W. Kimball, P. T. Krein, P. L. Chapman, and P. Midya, "Dynamic Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Arrays Using Ripple Correlation Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 5, pp. 1282–1291, 2006.
- [49] T. L. Kottas, Y. S. Boutalis, and A. D. Karlis, "New maximum power point tracker for PV arrays using fuzzy controller in close cooperation with fuzzy cognitive networks," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 3, pp. 793–803, 2006.

- [50] L. Zhang, Y. Bai, and A. Al-Amoudi, "GA-RBF neural network based maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems," in *Proc. Int Power Electronics, Machines and Drives Conf. (Conf. Publ. No. 487)*, 2002, pp. 18–23.
- [51] E. I. Rtz-Rivera and F. Peng, "A novel method to estimate the maximum power for a photovoltaic inverter system," in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf. PESC 04*, 2004, vol. 3, pp. 2065–2069.
- [52] K. Kobayashi, H. Matsuo, and Y. Sekine, "A novel optimum operating point tracker of the solar cell power supply system," in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf. PESC 04*, 2004, vol. 3, pp. 2147–2151.
- [53] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. 2001, pp. 637–663.
- [54] N. Kong and D. Ha, "Low-power design of a self-powered piezoelectric energy harvesting system with maximum power point tracking," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 5, pp. 2298–2308, 2012.
- [55] R. Zane, "Efficient low power energy harvesting for miniature wireless devices," *Energy Engineering*, 2009. [Online]. Available: <http://www.electronics.teipir.gr>.
- [56] Y. Chen, "Resonant Gate Drive Techniques for Power MOSFETs," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.
- [57] TouchStone, "A 1V/1 μ A Easy-to-Use Resistor-Tuned Silicon Oscillator/Timer," 2012. [Online]. Available: <http://touchstonesemi.com>.
- [58] Torex, "XC6209/XC6212 Series, High Speed LDO Regulators Low ESR Cap. Compatible and Output ON/OFF Control," 2013. [Online]. Available: www.torex.co.jp/english.
- [59] B. Multon, "Composants passifs de l'électronique de puissance," 2004. [Online]. Available: www.mecatronique.bretagne.ens-cachan.fr.
- [60] G. D. Szarka, S. G. Burrow, and B. H. Stark, "Ultralow Power, Fully Autonomous Boost Rectifier for Electromagnetic Energy Harvesters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3353–3362, 2013.
- [61] Y. Qiu, C. Van Liempd, B. O. H. Veld, P. G. Blanken, and C. Van Hoof, "5 μ W-to-10mW input power range inductive boost converter for indoor photovoltaic energy harvesting with integrated maximum power point tracking algorithm," in *2011 IEEE International SolidState Circuits Conference*, 2011, no. June 2007, pp. 118–120.
- [62] TouchStone, "A True 150 nA Iq, 0.9-3.6 Vin, Selectable 1.8-5 vout Instant-ON Boost Converter (TS3310)," 2013. [Online]. Available: <http://touchstonesemi.com/>.