



HAL
open science

Récupérateur d'Énergie RF Bi-bande 915 MHz / 2.44 GHz

Romain Berges, Ludivine Fadel, Laurent Oyhenart, Valérie Vigneras, Thierry
Taris

► **To cite this version:**

Romain Berges, Ludivine Fadel, Laurent Oyhenart, Valérie Vigneras, Thierry Taris. Récupérateur d'Énergie RF Bi-bande 915 MHz / 2.44 GHz. Journées Nationales Microondes, May 2015, BORDEAUX, France. hal-01717651

HAL Id: hal-01717651

<https://hal.science/hal-01717651>

Submitted on 26 Feb 2018

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

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

Récupérateur d'Énergie RF Bi-bande 915 MHz / 2.44 GHz

Romain Bergès, Ludivine Fadel, Laurent Oyhenart, Valérie Vigneras et Thierry Taris

Laboratoire IMS, UMR-5218, Université de Bordeaux
33405 Talence Cedex, FRANCE
romain.berges@ims-bordeaux.fr

Abstract

Ce papier présente le développement d'un module de récupération d'énergie radiofréquence (RF) bi-bande à 915 MHz et 2.44 GHz, implémenté avec des composants du commerce (COTS) sur substrat FR4. La conception des parties antenne et redressement a été orientée afin d'optimiser la sensibilité en puissance du système. Ainsi en mode bi-bande, le module de récupération RF fournit une tension redressée de 1 V, pour une puissance RF à l'antenne de -20 dBm.

1. Introduction

Aujourd'hui notre société évolue vers le développement d'un environnement intelligent par l'introduction d'un grand nombre de capteurs et d'objets interagissant, et délivrant une quantité importante d'informations. Le développement de ce concept d'internet des objets doit cependant relever le défi de l'autonomie énergétique. Dans ce contexte, la récupération d'énergie par voie radiofréquences (RF) se présente comme une solution pertinente, en permettant notamment des implémentations compactes et faibles coûts. La mise en place de télé-alimentation se développe actuellement suivant deux types de scénarios: la récupération d'énergie opportuniste [1] et le transfert d'énergie sans fil [2]. Dans le cas de la récupération dite opportuniste, l'énergie collectée à partir du trafic des télécommunications locales (type GSM, WiFi ou autre) est très faible et non prédictible. Dans le second cas, la source RF est identifiée et configurée pour transmettre de la puissance. Ce scénario permet de contrôler la quantité d'énergie transférée, et ainsi d'assurer une certaine fiabilité dans le système [3]. Des compagnies comme Powercast Corporation, AnSem et MicroChip proposent des solutions complètes de télé-alimentation en bande ISM à 900 MHz. Ces systèmes ouvrent ainsi véritablement la voie au développement d'applications sans batterie. Cependant leur principale limitation réside dans la quantité et l'efficacité du transfert d'énergie, lié notamment à l'exploitation d'une bande unique pour la transmission d'énergie.

Nous proposons dans cet article l'étude et le développement d'un récupérateur d'énergie bi-bande 915 MHz/2.44 GHz. La conception et l'implémentation d'un redresseur de tension intégrant un réseau d'adaptation double bande est tout d'abord proposé.

Le dimensionnement d'une antenne patch bi-bande sur substrat FR4 est ensuite discuté. La dernière partie présente la caractérisation de ces éléments, ainsi qu'un scénario de télé-alimentation d'une horloge par le module de récupération d'énergie complet en comparant les modes mono et bi-bande.

2. Rectenna bi-bande

2.a. Architecture du redresseur RF/DC bi-bande

Le niveau de puissance (P_{rf}) disponible à l'antenne dans un scénario de transfert d'énergie varie de -15 dBm à -25 dBm. Afin d'assurer un niveau de tension redressée suffisant, les redresseurs sont souvent basés sur des étages de type multiplicateur de tension. Dans notre cas le nombre d'étage est choisi pour optimiser la sensibilité du système selon [4]. La partie redressement est constituée d'un réseau d'adaptation et de 4 étages doubleur de tension à base de diodes Schottky, de type Avago HSMS285x. L'adaptation d'entrée bi-bande 50 Ω combine une ligne quart d'onde, un stub et un réseau distribué de lignes microstrip (figure 1). Ce circuit a été fabriqué sur un substrat FR4 de 1.6 mm d'épaisseur.

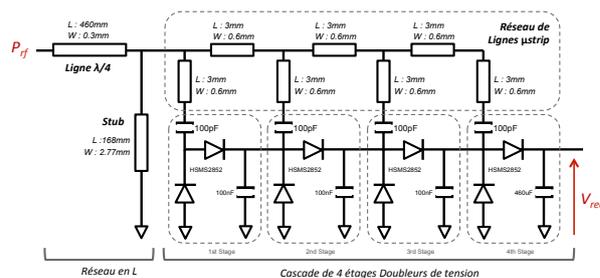


Figure 1. Architecture d'un convertisseur RF/DC

Le modèle équivalent du convertisseur RF/DC est représenté dans la figure 2 pour les fréquences 915 MHz et 2.44 GHz. Le circuit multiplicateur de tension, composé des étages du redresseur et du réseau de lignes microstrip, est modélisé par une capacité de 5 pF en parallèle avec une résistance de 270 Ω . Le stub est, dans notre cas, équivalent à une inductance qui vient compenser la partie capacitive du redresseur. La ligne microstrip en entrée est une ligne quart d'onde, elle permet de convertir 50 Ω en 270 Ω . A 2.44 GHz la ligne microstrip qui transporte le signal RF jusqu'au redresseur devient inductif (figure 2b). Le Stub est équivalent à une capacité de 120fF, son effet devient donc négligeable. La transformation d'impédance est donc effectuée par la

ligne microstrip modélisée par une inductance série de 5.6 nH et une capacité parallèle de 0.6 pF. Le paramètre S_{11} du module complet mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau HP8720 pour une puissance d'entrée de -20 dBm est reporté figure 5 et a une valeur de -13 dB à 915 MHz et de -20 dB à 2.44 GHz.

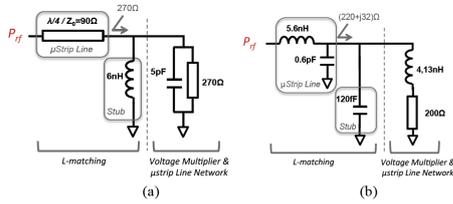


Figure 2. Modèle équivalent du convertisseur RF/DC à 915 MHz (a) et 2.44 GHz (b)

2.b. Caractérisation du convertisseur bi-bande

Le rendement en puissance et la sensibilité en puissance sont deux critères très importants dans le domaine de la récupération d'énergie. Chacun correspond à un mode de fonctionnement. Le rendement en puissance est le rapport de la puissance DC en sortie, délivrée à la charge R sur la puissance AC disponible en entrée P_{rf} . Les résultats de mesures effectués à 915 MHz et 2.44GHz (figure 3a et 3b) montrent que le rendement augmente avec la puissance P_{rf} et atteint un maximum pour une charge donnée. Pour se prémunir du claquage de la diode, on limite la puissance P_{rf} à -5 dBm.

A 915 MHz, le pic de rendement est à 47 % pour une charge $R=70\text{ k}\Omega$. A 2.44 GHz pour une charge $R=25\text{ k}\Omega$, les performances des diodes limitent les rendements en puissance à 33%.

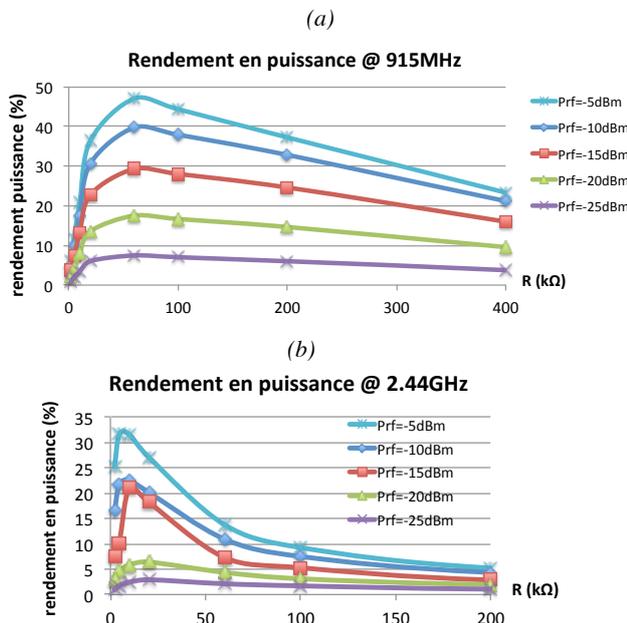


Figure 3. Rendement en puissance en fonction de la charge pour plusieurs puissances P_{rf} à 915 MHz (a) et 2.44 GHz (b)

Pour des puissances d'excitation inférieures à -15 dBm, le rendement chute de façon significative et devient moins sensible à la charge. Le récupérateur d'énergie utilisé à faible puissance est donc destiné à accumuler de l'énergie dans un élément de stockage, énergie qui sera utilisée pour une application dédiée.

Dans ce cas de figure la sensibilité en puissance prévaut devant le rendement. Cette sensibilité est représentée par la tension redressée, V_{REC} , lorsque le convertisseur RF/DC n'est pas chargé (figure 4). Pour une tension nominale de 1V, une puissance proche de -18 dBm à 915 MHz et un peu plus de -15 dBm à 2.44 GHz est nécessaire en mode mono-fréquence. En revanche, le circuit bi-bande ne nécessite que -20 dBm dans chaque fréquence. Ces résultats montrent que le fonctionnement bi fréquence augmente la sensibilité en puissance du redresseur RF/DC. La tension de claquage de la diode Schottky limite la puissance d'entrée à -9 dBm. A cette puissance le redresseur bi-bande affiche une tension de 4,5 V.

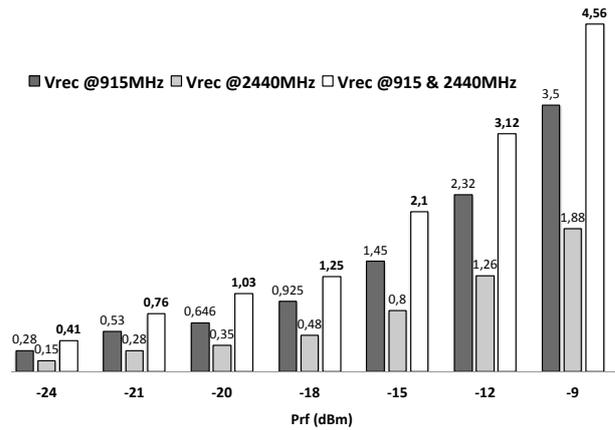


Figure 4. Tension redressée en fonction de différentes puissances d'excitation

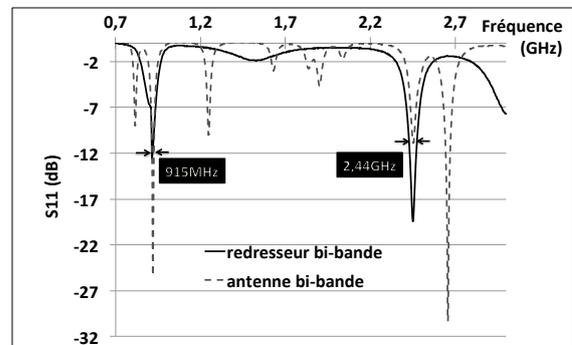


Figure 5. Taux de réflexion mesuré S_{11} du redresseur (ligne continue) et de l'antenne (ligne en pointillés)

3. Antenne Bi-bande

La conception de l'antenne bi-bande doit répondre à de nombreux critères. Nous avons choisi une structure planaire de type patch sur substrat FR4 avec une excitation par liaison coaxiale afin d'intégrer sur sa face arrière le redresseur. Les fréquences de fonctionnement de l'antenne patch sont déterminées en fonction des dimensions, et la position de l'alimentation est choisie afin d'utiliser les modes fondamentaux TM_{01} et TM_{10} . Seuls les modes TM_{m0} et TM_{0n} sont potentiellement utiles, les autres modes présentent des diagrammes de rayonnement exotiques. Si on utilise les modes TM_{01} et TM_{10} pour ces fréquences le ratio obtenu vaut $W/L=2.7$, réduisant ainsi les performances de l'antenne patch.

Nous avons donc sélectionné le couple de mode TM_{01} et TM_{30} qui permet de garder un rapport de forme proche de 1. Afin de maîtriser l'impédance de l'antenne, nous allons jouer sur la position (x,y) de la ligne coaxiale. Les paramètres géométriques et la position de l'excitation sont optimisés avec un modèle approximatif TL [5] et avec la méthode full wave. Les résultats de ces simulations sont reportés dans la figure 6.

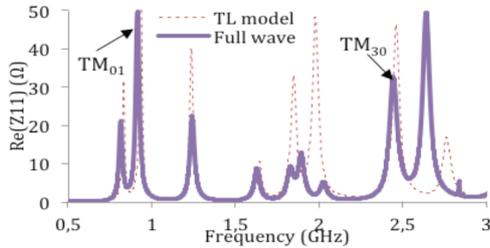


Figure 6. Calcul de l'impédance de l'antenne pour les paramètres : $W=78$ mm, $L=88$ mm, $x=16$ mm et $y=26$ mm

Le modèle TL simule avec une bonne précision l'impédance pour le mode TM_{01} , mais montre une divergence avec la méthode full wave pour le mode TM_{30} . Pour une première approximation la position de l'alimentation est déterminée grâce au modèle TL. Cette position sera ensuite affinée grâce à la méthode full wave. Pour vérifier la précision du processus, on représente l'impédance d'entrée en fonction de la position de l'excitation pour chaque mode (figure 7). Pour le mode TM_{01} , l'impédance augmente avec la position en y, et est indépendante de la position en x. Elle est égale à 50Ω pour $y = 26$ mm. Le mode TM_{30} possède deux maximums, $x = 16$ et 4 mm. Le coefficient de réflexion de l'antenne (figure 5) est inférieur à -10 dB pour les fréquences de fonctionnement.

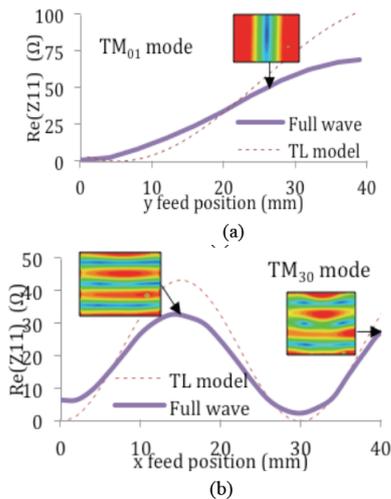


Figure 7. Impédance en fonction de la position d'alimentation pour les modes TM_{01} (a) et TM_{30} (b)

Les modes TM_{01} et TM_{30} présentant un bon diagramme de rayonnement (figure 8) et permettant de conserver une taille d'antenne raisonnable ont été retenus. Le diagramme est omnidirectionnel au-dessus de l'antenne pour le mode fondamental, et plus directif pour la deuxième fréquence. Cette directivité permet de compenser l'effet du taux de réflexion.

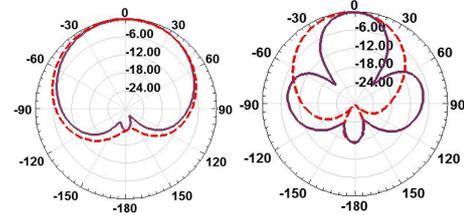


Figure 8. Diagramme de rayonnement de l'antenne bi-bande (Normalisé en dB). Dans le plan E (ligne continue) et dans le plan H (ligne en pointillés)

4. Transfert de puissance sans fil

L'antenne et le redresseur ont été par la suite co-intégrés sur un même support (figure 9b), afin de réaliser des tests de transfert d'énergie et de puissance. Le module convertisseur RF/DC, comprenant le réseau d'adaptation, est reporté sur la face arrière de l'antenne (figure 9b). Le module est ensuite connecté à l'antenne grâce à un via (figure 9a).

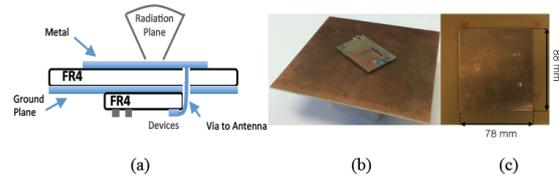


Figure 9. Rectenna bi-bande : schéma (a), face arrière (b), et face avant (c)

4.a. Télé-alimentation et rendement en puissance

Le module de récupération d'énergie est connecté à une horloge qui représente une application faible consommation. L'expérience de télé-alimentation de l'horloge est réalisée dans une salle de mesure du laboratoire. Le schéma de l'expérience est illustré dans la figure 10. L'horloge fonctionnant sous $1V/5\mu A$ a pu être télé-alimentée pour des distances de 1, 2 et 3m. Le rendement du module complet a ensuite été déterminé à partir des mesures effectuées.

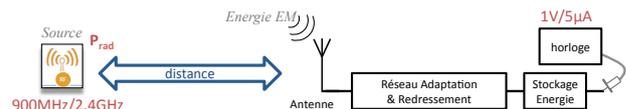


Figure 10. Schéma de télé-alimentation d'une horloge

Tableau 1 : Comparaison avec l'état de l'art

* Redresseur seul

Ref	[6]	[6]	[7]	[8]	[9]*	[9]*	[10]*	[11]	Ce papier
Fréquence (MHz)	900	2400	2450	2450	900	1900	915	900	915/2440
Rendement %@Prf	15%@-10dBm	9%@-13dBm	10.5%@-20dBm	28%@-20dBm	9%@-19.3dBm	9%@-19dBm	11%@-15dBm	20%@-14dBm	27%@-16dBm
Sensibilité V _{REC} @Prf	750mV @-17.5dBm	90mV @-25dBm	75mV @-20dBm	<500mV @-20dBm	1.1V @-19.3dBm	1.1V @-19dBm	1V @-22dBm	2V @-16dBm	1V@-19.5dBm/915M -25dBm/2440M
Nombre d'étage	1	1	1	2	4	5	17	2	4
Technologie	SMS7630	SMS7630	SMS7630	HSMS285	130nm CMOS	130nm CMOS	90nm CMOS	130nm CMOS	HSMS285
Taille (cm ²)	15×15	15×15	3.4×3.4	2.5×1.8	NA	NA	NA	3×15	7.8×8.8

Un maximum de 27% est obtenu pour une combinaison de -16.5 dBm à 915 MHz, et -16 dBm à 2.44 GHz (figure 11). Dans ces conditions, la tension redressée est de 2.1 V pour un courant de 8.9 µA.

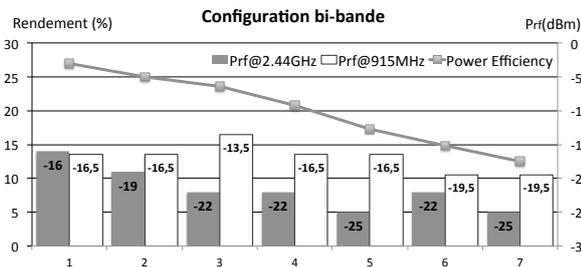


Figure 11. Rendement en fonction des puissances émises à 915 MHz et 2.44 GHz

4.b. Sensibilité en puissance

La sensibilité en puissance est déterminée en télé-alimentation sans l'horloge. La tension redressée, V_{REC}, est reportée pour plusieurs combinaisons de puissances. Pour atteindre la valeur nominale de 1V, une puissance de -19.5 dBm à 915 MHz et -25 dBm à 2.44 GHz est nécessaire (figure 12). Avec moins de -16 dBm, pour chaque fréquence, V_{REC} atteint 2.25V. Ces résultats mettent en évidence l'apport du gain de l'antenne par rapport au redresseur caractérisé seul (figure 4).

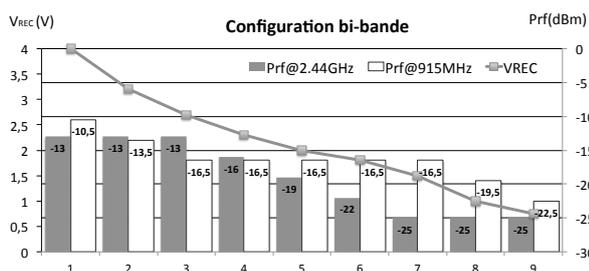


Figure 12. V_{REC} en fonction des puissances émises à 915 MHz et 2.44 GHz

Le tableau 1 résume les performances de différents rectennae développés dans l'état de l'art. Le nombre d'étage augmente la sensibilité, mais réduit le rendement du circuit. Un compromis entre sensibilité et rendement est donc essentiel. Le rectenna bi-bande présenté dans ce papier obtient le deuxième meilleur rendement avec 27 % à -16 dBm face à 28 % à -20 dBm pour une tension de 0.5 V, [8]. La meilleure sensibilité est obtenue avec un redresseur 17 étages en CMOS, délivrant 1V avec une puissance de -22 dBm [10]. Les redresseurs développés

en technologie CMOS [9-11] présentent une bonne sensibilité mais leur rendement n'excède pas les 20%, dû aux topologies multi-étages. Le récupérateur d'énergie 4 étages, bi-bande offre donc le meilleur compromis entre sensibilité et rendement.

5. Conclusion

Ce travail présente la conception d'un récupérateur d'énergie RF, bi-bande 915 MHz / 2,44 GHz sur substrat FR4 1,6mm à base de diodes Schottky. La récupération d'énergie sur deux bandes de fréquence améliore de manière significative la sensibilité du système : une tension redressée de 1V est obtenue pour une puissance d'excitation de -19,5 dBm à 915 MHz et -25 dBm à 2,44 GHz. Un scénario de télé-alimentation d'une horloge a été démontré et affiche un rendement maximum de 27%. Enfin, en comparaison avec l'état de l'art, ce récupérateur d'énergie 4 étages, bi-bande permet d'obtenir le meilleur compromis entre rendement et sensibilité dans la gamme de puissance de -15 dBm à -25 dBm. Sur la base des démonstrations proposées nous pouvons imaginer le développement de capteurs très faible consommation sans batterie.

6. Bibliographie

- [1] H. Nishimoto, Y. Kawahara, and T. Asami, "Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks," IEEE Sens. J., pp. 1282-1287, Nov. 2010.
- [2] N. Shinohara, "Power without wires," IEEE Microw. Mag., vol. 12, no. 7, pp. S64-S73, Dec. 2011.
- [3] C. Valenta, G. Durgin, "Harvesting Wireless Power", IEEE Microw., pp. 114-120, June 2014.
- [4] T. Taris et al., "COTS-Based Modules for Far-Field Radio Frequency", IEEE NEWCAS, Paris, France, pp. 1-4, June 2013.
- [5] H. J. Visser, "Approximate Antenna Analysis for CAD". 2009.
- [6] D.Masotti "Genetic-based design of a tetra-band high efficiency radio-frequency energy harvesting system," IET Microwaves, Antennas Propagation, vol.7, no. 15, pp. 1254-1263, June 2013.
- [7] G. Vera, A. Georgiadis, A. Collado, and S. Via, "Design of a 2.45GHzrectenna for electromagnetic (EM) energy scavenging," Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium. 2010, pp. 61-64.
- [8] U. Olgun, C. Chen, and J. Volakis, "Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting", IEEE Antennas Wireless Propagation. Letter, vol. 10, pp. 262-265, Apr. 2011.
- [9] L. Bo, S. et al " An antenna co-design dual band RF Energy Harvester", Circuits and Systems I, IEEE Transactions, vol 60, no. 12, pp3256-3266, Dec. 2013.
- [10] G. Papotto, F. Carrara, and G. Palmisano, "A 90-nm CMOS thresholdcompensated RF energy harvester," IEEE Trans. Solid-State Electron, vol. 46, no. 9, pp. 1985-1997, Sept. 2011.
- [11] S. Scorcioni, et al. "An integrated RF energy harvester for UHF wirelesspowering applications, IEEE Wireless Power Transfer, 92-95, May 2013.