



Récupération d'énergie dans la bande RFID UHF pour capteurs connectés

Ahcine Safraou*, Emmanuelle Bourdel****, Patrick Bacot*, Stéphane Dudret**, Frédéric Verpillat*, Bertrand Granado***

*Air Liquide Services, ahcine.safraou@airliquide.com

**Air Liquide

*** Sorbonne Universités, UPMC Univ Paris 06, UMR7606, LIP6, F75005, Paris, France

**** ETIS UMR 8051 ENSEA/UCP/CNRS

Mots clés: RFID UHF, Récupération d'énergie RF, Internet des Objets,
Keywords: RFID UHF, RF Harvester, Internet of Things

Abstract

Nowadays, the stock management using RFID UHF system is a common practice. It allows time saving and better visibility during all the stages of the supply chain. In some sectors, simple identification of the tracked things can suffice to the stocks management. However, in other sectors, more information about the tracked item could be required. In order to realize and communicate this kind of measures sensors managed by microcontroller may be integrated to the RFID system. In that case a source of energy is unavoidable.

The RFID system we developed is a passive technology, which integrates an RF harvester with the aim to provide energy to the connected sensor in order to perform the required measures. The RF energy comes from RFID UHF readers operating in accordance with the ISO 18000-6c standard, in the UHF band 865.5 MHz – 868.5 MHz.

In this article, we present the architecture of the RF harvester system and the optimization study of the multiplier and the matching network.

1. Introduction

La gestion de stocks à l'aide de tags RFID, pratique aujourd'hui courante, permet un gain de temps et de visibilité sur les activités logistiques, de l'approvisionnement à la vente des produits. Si dans certains secteurs économiques, la simple consultation par voie RFID de l'identifiant d'un produit suffit à la gestion du stock, dans d'autres secteurs, des informations plus riches relatives à l'état du produit sont nécessaires. A titre d'exemple, citons la mesure de la température d'un produit alimentaire, ou de l'inclinaison des bouteilles de vin gardées en cave. Pour réaliser ces mesures nécessaires à une gestion efficace des stocks, il est souvent nécessaire d'adjoindre aux tags RFID un ensemble de capteurs gérés par un microcontrôleur.

La technologie RFID utilisée en gestion de stocks est une technologie passive – le tag n'embarque aucune source d'énergie. Pour alimenter les capteurs, leurs microcontrôleurs, et réaliser les mesures évoquées, la seule énergie disponible provient donc de l'onde radio incidente, émise par le lecteur RFID, et qu'il faut récupérer au niveau du tag.

Nous nous intéressons ici plus particulièrement à la RFID UHF, opérant selon la norme ISO 18000-6c dans la bande 865,5 MHz – 868,5 MHz. Nous présentons les travaux de définition d'une architecture de récupération d'énergie dans la bande UHF au niveau du tag. Dans la deuxième partie de cet article, nous présentons le système de récupération d'énergie intégré au capteur connecté. Dans un troisième temps, nous détaillerons notre méthode d'optimisation de l'étage multiplieur et du réseau d'adaptation, à travers une étude circuit du multiplieur de tension et de son réseau d'adaptation. La quatrième partie présente les premiers résultats de simulation des premiers niveaux du circuit récupérateur d'énergie, à savoir le multiplieur et le réseau d'adaptation LC, mis en place selon les critères présentés dans les parties précédentes.

2. Architecture du système de récupération d'énergie

Les capteurs autonomes que nous voulons concevoir puisent leur énergie de lecteurs RFID et ce à l'aide d'un circuit de récupération d'énergie RF. Nous réalisons donc un système permettant la collecte et le stockage de l'énergie issue d'un lecteur RFID UHF. Cet ensemble est développé et optimisé afin de récupérer l'énergie électromagnétique à longue

distance. La puissance reçue P_r aux bornes de l'antenne, en champ libre, en fonction de la distance est donnée par la formule de Friis suivante [1] :

$$P_r = G_e G_r P_e \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad \text{Equation 1}$$

Où P_e et G_e désignent respectivement la puissance d'émission et le gain du lecteur. G_r est le gain de l'antenne réceptrice, λ est la longueur d'onde et R représente la distance entre le lecteur et le tag.

Selon les normes en vigueur [2], la puissance d'émission maximale dans la bande RFID UHF est de 3,2 W PIRE (puissance isotrope rayonnée équivalente).

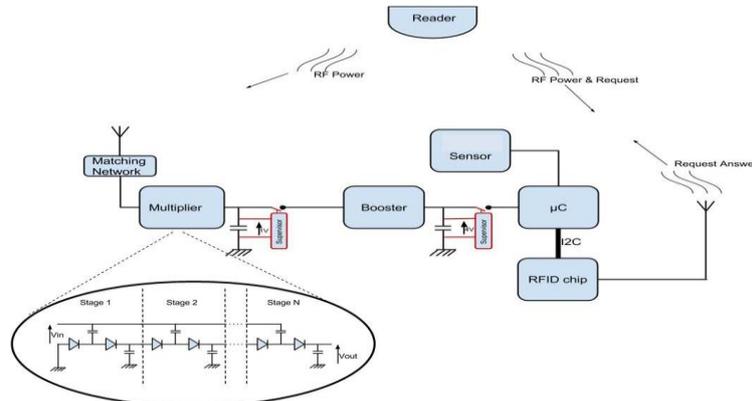


Figure 1, Architecture du système de récupération d'énergie

Le système de récupération d'énergie que nous proposons est présenté dans la figure 1. Pour augmenter l'efficacité de la récupération d'énergie à longue distance, le système est articulé autour de deux capacités de charge accompagnées d'un superviseur. Le rôle du superviseur est de d'activer l'étage en aval, lorsque la capacité de charge a atteint une certaine tension et de le désactiver quand cette tension descend en dessous d'un certain seuil. Plus précisément, le système se compose de :

- D'une antenne qui transforme l'onde électromagnétique en signal électrique.
- D'un réseau d'adaptation d'impédance LC (Matching Network), créant une surtension afin de passer plus facilement la tension de seuil des diodes du multiplieur en aval.
- D'un multiplieur qui transforme le signal alternatif en un signal continu tout en multipliant la tension.
- D'une première capacité de charge avec superviseur, le superviseur bloque en aval le booster et ne l'active qu'une fois la tension aux bornes de la première capacité de charge a atteint environ 1V.
- D'un booster qui permet de multiplier la tension qu'il reçoit en entrée (convertisseur DC-DC).
- D'une seconde capacité de charge avec superviseur. La capacité se décharge dans le microcontrôleur lorsque la tension à ses bornes atteint 2 V minimum (tension de fonctionnement des microcontrôleurs modernes).

Afin d'augmenter l'efficacité du circuit de récupération d'énergie, nous proposons un stockage de l'énergie collectée en deux temps. Comme le montre la figure 1, elle s'effectue à l'aide de capacités de charge accompagnées de superviseurs. Ces deux systèmes de stockage se situent en amont et en aval du booster. Les superviseurs ont pour rôle d'activer l'étage en aval, lorsque la capacité de charge a atteint une certaine tension et de le désactiver quand cette tension descend en dessous d'un certain seuil. Le but est de s'assurer que la tension accumulée aux bornes des capacités de charges permet de dépasser le pic de démarrage des composants.

3. Technique d'optimisation de l'étage multiplieur et de son réseau d'adaptation d'impédance LC

Le rôle du multiplieur est primordial dans le conditionnement du signal incident. En effet, il permet de transformer un signal alternatif en un signal continu, tout en le multipliant. L'optimisation du multiplieur passe par une étude à deux niveaux: le niveau système pour le choix de la configuration, et le niveau circuit pour le choix optimal des valeurs de composants.

3.1 Choix de la configuration

Nous comparons ici les deux configurations les plus couramment utilisées en ce qui concerne les multiplieurs intégrés dans des systèmes de récupération d'énergie RF.

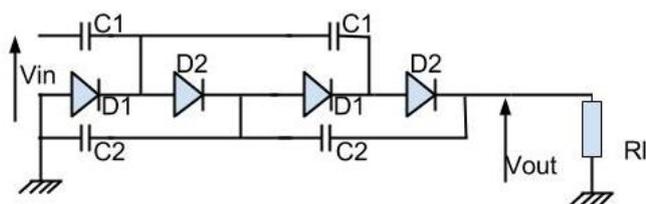


Figure 2, Multiplieur de tension 2 étages en configuration de Greinacher

La première configuration est celle de Greinacher, celle-ci est présentée dans la figure 2. La seconde est une version modifiée comme nous pouvons le voir dans la figure 3.

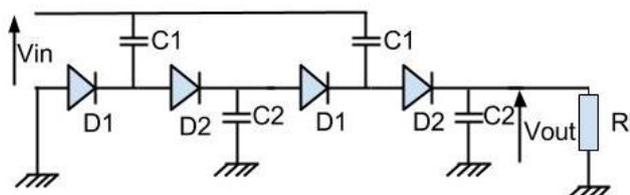


Figure 3, Multiplieur de tension 2 étages en configuration de Greinacher modifiée

Les deux configurations donnent globalement les mêmes performances que ce soit en termes de rendement, de puissance, tension ou courant en sortie. Notre choix se porte sur la deuxième configuration qui est aujourd’hui la plus présente dans la littérature [3]-[4]-[5]. Cela nous permettra plus tard de comparer les performances de notre système à ceux déjà préexistants.

3.2 Analyse de fonctionnement

Dans notre configuration, chaque étage du multiplieur est constitué d’un redresseur à deux diodes, les étages sont mis en cascade, ce qui permet de multiplier la tension. Une première approximation de la tension fournie en sortie d’un multiplieur à N étages, présentée dans de nombreuses références [6], est donnée dans l’équation 2.

$$V_{out} = 2N \max(V_{in}) - V_{th} \tag{Equation 2}$$

Où V_{out} est la tension en sortie, V_{in} la tension crête à crête en entrée et V_{th} la tension seuil de la diode. Cette équation ne prend pas en compte le fait que le multiplieur est chargé. De plus, elle considère la tension de seuil est connue et fixe. La tension de seuil dépend en réalité du courant I circulant dans les diodes. Si l’on tient compte de la charge R_I en sortie et de C_1 , en considérant C_2 grand, nous pouvons donner une expression plus précise, comme le montre l’équation 3.

$$V_{out} = \frac{2N(\max(V_{in}) - V_{th})}{\left(\frac{N\tau}{R_I C_1} + 1\right)} \tag{Equation 3}$$

Où τ est la période du signal d’entrée. Nous pouvons voir que la tension de sortie n’est plus indépendante de la charge, ni d’ailleurs de la valeur de C_1 , qui est discutée plus loin.

Pour aller plus loin, il faut tenir compte du fait que la tension de diode est elle-même fonction du courant selon l’expression de l’équation 4.

$$V_{th} = V_0 \left(\ln \left(\frac{I}{I_s} + 1 \right) \right) + I R_s \tag{Equation 4}$$

Où V_0 , I_s et R_s sont des paramètres propres à chaque diode.

On voit qu’en réalité la tension de diode n’est pas constante pendant les phases de charge et décharge. De la même façon, si la source alimentant le multiplieur à une impédance non nulle (ce qui est évidemment le cas), V_{in} ne peut être connu qu’en résolvant l’équation du circuit. Nous ferons donc appel à la simulation pour étudier finement le comportement. L’analyse qualitative suivante permet de mieux comprendre le comportement du multiplieur en régime stabilisé, passé le régime transitoire de charge des capacités :

- Lors des alternances négatives du signal d’entrée la capacité C_1 accumule des charges « pompées » sur l’étage inférieur au travers de la diode D_1 (la masse pour le premier étage)
- Lors des alternances positives les charges vont être transférées à l’étage supérieur, ceci avec un décalage de tension de l’ordre de $2*(V_{in} - V_{th})$

- Des courants identiques traversent les diodes D_1 dans chacun des différents étages lors des alternances négatives et D_2 lors des alternances positives
- L'intégrale du courant dans la dernière diode D_2 pendant un période du signal doit être égale à l'intégrale du courant dans la charge R_1 , ce qui permet d'établir l'équation 2.
- Pour raison de symétrie, le gain en tension de chaque étage est identique
- Vu de l'entrée le comportement est fondamentalement non linéaire, pendant les périodes de conduction, le circuit se comporte comme N capacités C_1 en parallèle ; hors des périodes de conduction, l'entrée ne voit qu'une relativement haute impédance (essentiellement les capacités parasites des diodes).
- La figure 4, illustre l'allure de la tension (marron) et du courant (bleu clair) à l'entrée du multiplieur lorsque la charge (R_1) est optimisée.

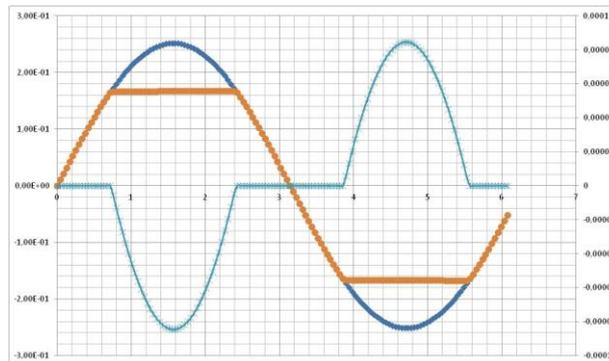


Figure 4, Allure de le tension et du courant en entrée du multiplieur

3.3 Choix des composants

Pour une puissance d'entrée faible, la première difficulté est de dépasser la tension seuil des diodes présentés dans le multiplieur. Pour contourner ce problème, nous avons dans un premier temps fait le choix d'employer des diodes Schottky qui possèdent une tension seuil plus faible que les diodes standards ainsi qu'un temps de recouvrement et donc de commutation plus petit.

Les autres paramètres pris en compte pour le choix de la diode sont les valeurs des capacités parasites, de la résistance série mais également du courant de saturation [7]. Les deux premiers paramètres se doivent d'être les plus petits possible tandis que pour le courant de saturation, il est préférable qu'il soit le plus élevé possible, comme les études présentées dans l'article [8] le préconisent. L'article [9] nous indique qu'il y a un compromis à faire entre les différents paramètres d'une diode Schottky, qui sont principalement fonctions des dimensions de la surface de la jonction. Le courant de saturation est proportionnel à la largeur de la diode, contrairement à la résistance série, qui elle est inversement proportionnelle. Ce qui est avantageux en termes de rendement de la diode. Or le fait d'augmenter la largeur de la jonction augmente de la même manière les valeurs de la capacité de jonction ainsi que la capacité parasite entre la diode et le substrat. Il est donc important de trouver un compromis concernant les dimensions de la diode.

Pour notre système, nous avons fait le choix de la diode Schottky HSMS285C [10], intégrant deux diodes par boîtier. Ce qui permettra de diminuer la capacité parasite entre le boîtier et le substrat mais également les pertes éventuelles engendrées par les lignes.

Pour le choix des capacités, nous avons dans un premier temps réalisé une série de simulations afin de déterminer les valeurs optimales. La courbe de la figure 5 présente la variation de la tension de sortie en fonction de la valeur de capacité C_1 (cf. figure 3), dans le cas d'une capacité parfaite. À partir de 20 pF environ, nous constatons que la tension de sortie n'augmente presque plus. Il en est de même pour la puissance de sortie en fonction de C_1 .

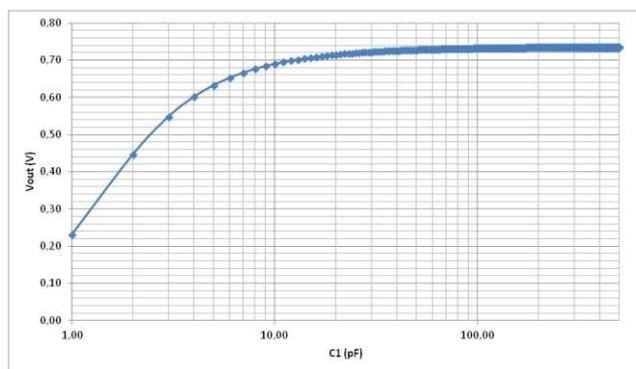


Figure 5, Résultat de simulations présentant la tension en sortie du multiplieur en fonction de C_1

Une étude du circuit équivalent de la capacité, présenté dans la figure 6, permet de compléter l'étude et de déterminer le choix des valeurs pour obtenir le meilleur rendement au niveau du multiplieur.

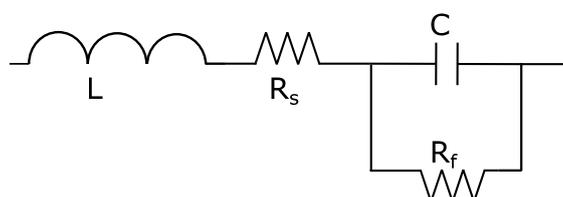


Figure 6, Schéma équivalent d'une capacité Avec C la capacité idéale, L représentant l'inductivité propre de la capacité, R_f et R_s respectivement la résistance de fuite (parallèle) et la résistance série.

En tenant compte des effets réels de la capacité, le comportement de la puissance en sortie du multiplieur en fonction de la valeur de capacité a la forme présentée en rouge dans la figure 7.

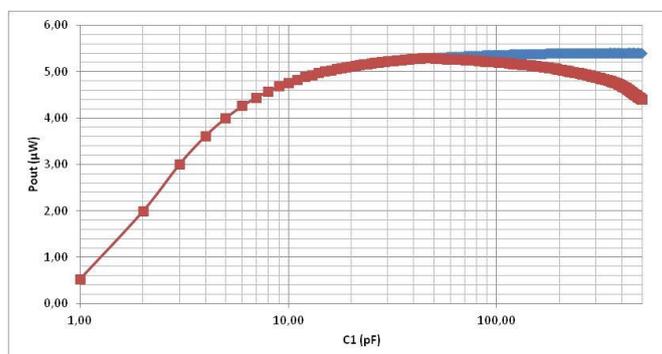


Figure 7, Comparaison courbe réelle (en rouge) et théorique (en bleu) de la puissance en sortie du multiplieur en fonction de la valeur de C_1

En augmentant la valeur de capacité, nous augmentons également l'effet inductif de la capacité ainsi que les pertes engendrées par la résistance parallèle. De ce fait, plus la capacité sera élevée, plus les courants de fuite seront importants. C'est pour cela qu'une fois la valeur maximale atteinte, la puissance en sortie du multiplieur décroît. Il est donc nécessaire de ne pas tenir compte uniquement de la constante de temps de la capacité (déterminée à partir de la valeur de capacité et de la résistance de fuite) pour le choix de sa valeur, mais également des autres effets parasites de ce composant. Pour C_2 , la même approche nous amène à choisir une capacité de 80 pF (qui donne un bon compromis entre les performances énergétiques du système et la vitesse de chargement du multiplieur)

3.4 Choix du nombre d'étages

Le choix du nombre d'étage, pour obtenir un niveau de tension donnée, dépend de la puissance du signal d'entrée. Nous avons choisi une puissance d'entrée de référence de -15dBm qui correspond, pour une puissance d'émission du lecteur de 3,2 W PIRE, à une distance de 9 mètres environs, en espace libre, en considérant un gain unité aussi bien au niveau de l'antenne du lecteur que celle de notre système de récupération d'énergie.

Pour cette série de simulations, nous avons pris $C_1 = 20$ pF et $C_2 = 80$ pF. L'impédance du générateur est de 50 Ω , et R_1 est égale à 55 K Ω .

Pour une puissance d'entrée de -15 dBm, nous obtenons en sortie du multiplieur les résultats suivants :

Tableau 1, Caractéristiques en simulation du signal de sortie du multiplieur pour une puissance d'entrée de -15dBm

Nb Etages	Pout (μ W)	Vout (V)	Iout (μ A)	Efficacité
1	4,91	0,57	17,2	32%
2	6,21	0,69	17,8	40%
3	5,89	0,64	18,3	38%
4	5,69	0,79	14,4	36%
5	5,23	0,80	13,1	34%
6	5,07	0,88	11,5	32%
7	4,94	1,01	9,79	32%
8	4,67	1,06	8,78	30%

Les caractéristiques du booster utilisé nous imposent une tension minimale en sortie du multiplieur de 0,700 V. Soit quatre étages au minimum. Avec ce nombre d'étages, le courant en sortie reste suffisant pour le fonctionnement du circuit en aval. Le rendement de 36% est bon à ce niveau de puissance en entrée. Le compromis entre la tension et le courant de sortie nous amène donc à choisir un multiplieur à quatre étages.

3.5 Adaptation d'impédance

Afin d'optimiser le système, un des points essentiels est l'adaptation d'impédance entre l'antenne et le circuit en aval. Pour effectuer cette adaptation, nous réalisons un circuit LC. Celui-ci permettra en plus de créer une surtension à la fréquence de travail, afin de passer plus facilement la tension seuil des diodes du multiplieur. Le réseau de surtension augmentera la sensibilité du système et par la même occasion la distance à laquelle la récupération de l'énergie électromagnétique provenant du lecteur sera effective. De la même manière que pour les composants du multiplieur, nous choisissons les valeurs de composants afin d'obtenir la meilleure sensibilité possible tout en cherchant à optimiser le rendement.

Il est également essentiel de tenir compte du fait qu'en multipliant la tension, au niveau du réseau LC, le courant chute proportionnellement. Or les courants de fuite, engendrés aussi bien au niveau du réseau de surtension qu'ailleurs dans le circuit, peuvent créer une baisse du rendement, voire même l'obtention d'un courant insuffisant pour le bon fonctionnement des composants du système.

La figure 8 présente une comparaison entre la tension en sortie du multiplieur 4 étages avec (en rouge) et sans (en bleue) circuit d'adaptation, en fonction de la puissance d'entrée.

A -15 dBm, la tension en sortie est multipliée par plus trois, à l'aide du circuit de surtension, passant de 235 mV à 792 mV.

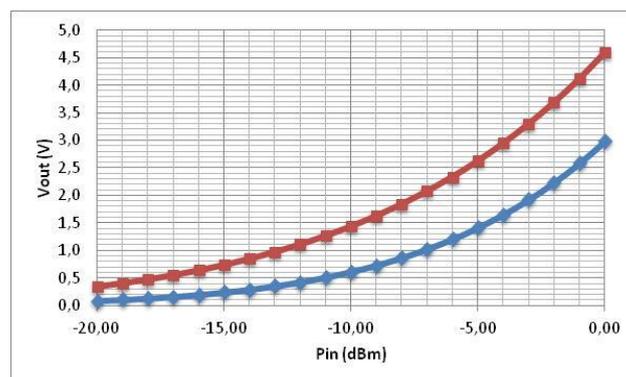


Figure 8, Tension en sortie du multiplieur en fonction de la puissance en entrée

3.6 Résistance de charge R_L

Pour obtenir une bonne récupération d'énergie, il convient de présenter une charge optimisée à la sortie du multiplieur. Celui-ci peut être considéré comme un générateur de Thévenin, la résistance de charge R_L devra être sensiblement égale à la résistance interne du générateur, qui peut être établie par simulation. Une façon pratique de présenter toujours la charge optimale, est de régler le booster afin que la tension obtenue soit d'environ la moitié de la tension à vide. Certains boosters spécialisés permettent de mettre en œuvre un algorithme d'optimisation (MPTT : Maximum Power Point Tracking) reposant sur ce principe.

3.7 Synthèse

Le tableau 2, ci-dessous, synthétise le dimensionnement optimal obtenu par simulation ainsi que les impacts du choix de valeurs plus faibles ou plus élevées pour chacun des paramètres.

Table 2, synthèse du choix des paramètres optimaux pour le multiplieur et le réseau d'adaptation LC

Paramètre	Valeur beaucoup plus basse	Valeur Optimale trouvée	Valeur beaucoup plus élevée
Nombre d'étages	Tension de sortie non utilisable dans la pratique	4	Pertes par fuite
Capacité C1	Manque d'efficacité (impédance trop élevée)	~20pF	Pertes par fuite et inductance Lenteur de réaction
Capacité C2	Manque d'efficacité (impédance trop élevée)	~80pF	Pertes par fuite et inductance Lenteur de réaction
Résistance de charge	Baisse des tensions et augmentation des pertes par diodes	55KΩ	Dispositif trop impédant
Coefficient de surtention de l'adaptation d'impédance	Baisse des tensions et augmentation des pertes par diodes	4,9	Tension inutilement élevée, pertes par fuite

4. Caractérisation de la configuration choisie

Dans cette partie, nous présentons la caractérisation par simulation du multiplieur 4 étages, composé de diodes HSMS285C, de capacités C₁ de 20 pF, de capacité C₂ de 80 pF et d'une charge en sortie de 55 KΩ.

La figure 9 présente l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance fournie par le générateur sur une charge de 50 Ω. Entre le générateur et le multiplieur, se trouve le réseau d'adaptation LC. Le rendement du multiplieur de tension avec son réseau d'adaptation en entrée est donné dans la figure 10.

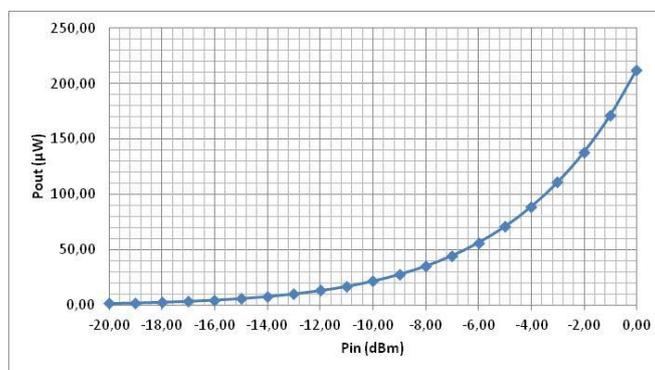


Figure 9, Puissance en sortie du multiplieur en fonction de la puissance reçue en entrée du système

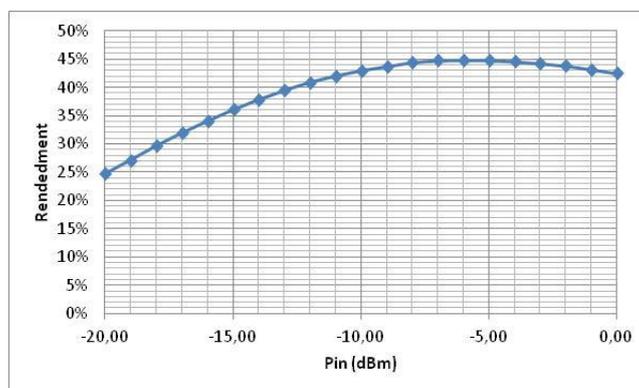


Figure 10, Rendement du multiplieur 4 étages en fonction de la puissance d'entrée

Table 3, Puissance de sortie et rendement pour différentes puissances d'entrée du multiplieur 4 étages

Pin (dBm)	Pout (dBm)	Rendement (%)
-20	-29,1	24 %
-15	-22,4	36 %
-10	-16,7	42 %
-5	-11,5	42 %
0	-6,7	42 %

Le tableau 3 présente les performances en simulation du multiplieur en fonction de la puissance d'entrée. La chute du rendement lorsque la puissance passe au dessus de -5 dBm peut s'expliquer par le fait que pour des tensions plus élevées, les pertes dans le circuit le deviennent également.

5. Conclusion

Dans cet article, nous avons présenté une nouvelle approche dans l'optimisation du système de récupération d'énergie. Après avoir présenté le système, nous avons mis en avant une technique d'optimisation du multiplieur de tension ainsi que du circuit de surtension. Leur optimisation a été réalisée au travers d'une étude circuit présentant de nouveaux critères de sélection aussi bien pour les composants que pour la configuration du multiplieur.

Ces premiers travaux seront complétés par des études expérimentales sur carte. La suite de ce projet de réalisation de capteurs connectés et autonomes consistera à déterminer et étudier l'ensemble des critères essentiels à l'optimisation des étages venant après le multiplieur. Par la suite un premier prototype de capteur autonome sera réalisé.

Références bibliographiques

- [1] P. F. Combes, *Transmission en espace libre et sur les lignes*. Paris: Dunod, 1991.
- [2] <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/rec7003e.pdf>
- [3] D. Michelon, E. Bergeret, A. Di Giacomo, and P. Pannier, "Optimization of integrated dickson voltage-multipliers for RF energy harvesting," in *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2014 IEEE 12th International*, 2014, pp. 448–451.
- [4] D. De Donno, L. Catarinucci, and L. Tarricone, "An UHF RFID Energy-Harvesting System Enhanced by a DC-DC Charge Pump in Silicon-on-Insulator Technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 6, pp. 315–317, Jun. 2013.
- [5] U. Karthaus and M. Fischer, "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7- μ W minimum RF input power," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602–1608, Oct. 2003.
- [6] G. Seigneuret, "Analyse et Optimisation de télé-alimentation pour systèmes RFID UHF," Dissertation, 2011.
- [7] C. R. Valenta, "Fundamental limitations for Schottky diode RF energy harvesting," in *2015 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, 2015, pp. 188–193.
- [8] U. Karthaus and M. Fischer, "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7- μ W minimum RF input power," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602–1608, Oct. 2003.
- [9] G. De Vita and G. Iannaccone, "Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2978–2990, Sep. 2005.
- [10] <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1377EN>