

Conception d'un Système Redresseur - Amplificateur UHF pour Tags RFID

Djabar.Maafri, ⁽¹⁾, Mustapha CE yagoub⁽²⁾, Rachida Touhami⁽³⁾

(1) Laboratoire d'Instrumentation. Faculté d'Electronique et d'Informatique, U.S.T.H.B

maafriidjabar@yahoo.fr

(2) SITE, Université d'Ottawa, 800 King Edward, Ottawa, Ontario, Canada, K1N 6N5

myagoub@site.uottawa.ca

(3) Laboratoire d'Instrumentation. Faculté d'Electronique et d'Informatique, U.S.T.H.B

Résumé —Depuis sa première utilisation, qui permettait de différencier entre un avion ennemi et un avion ami durant la seconde guerre mondiale, l'identification radiofréquence ou RFID (*RadioFrequency IDentification*) a atteint un stade de développement tel qu'elle est devenue incontournable dans Les travaux réalisés dans le cadre de ce magister ont porté sur la conception d'un amplificateur faible bruit et de son système d'alimentation destiné à être implanté dans un tag passif travaillant dans la bande UHF (*Ultra High Frequencies*). Par tag passif, nous entendons un système (antenne et puce) sans batterie. L'alimentation DC devra donc être générée en convertissant la puissance RF reçue par l'antenne en puissance DC. Ce processus se fait grâce à un circuit redresseur-multiplicateur dont le but est de convertir tout d'abord la tension RF en tension DC, puis d'augmenter l'amplitude de cette dernière à l'aide d'un circuit doubleur de tension. Comme la puissance d'entrée RF est faible, un amplificateur à fort gain mais consommant une faible puissance DC est donc indispensable. L'objectif principal étant donc de concevoir un amplificateur à gain élevé et à faible consommation de puissance

Mots-clés: Amplificateur, CAO, diode, transistor, modélisation, circuit radiofréquence, RFID, redresseurs.

INTRODUCTION

L'essor considérable de l'industrie microélectronique, combiné aux besoins sans cesse croissant en sécurité et fiabilité, a fait de l'identification radiofréquence (RFID ou *RadioFrequency IDentification*) un pôle de recherche privilégié dont les développements sont de plus en plus importants et diversifiés. Si les bandes de fréquences autour de 13 MHz et 2.45 GHz ont des applications spécifiques, celle de 900 MHz (UHF) est en train de s'imposer comme bande de travail pour de grands trusts internationaux. La technologie RFID UHF passive est constituée de deux parties principales que sont le lecteur et le Tag (ou système antenne-puce).

I. PRESENTATION D'UN SYSTEME RFID

Un système RFID UHF (Ultra High Frequency) tel qu'illustré sur la figure ci-dessous [BEC, 2005], est constitué de deux entités physiques :

- **Le lecteur** : accompagné d'une antenne, il permet d'activer le tag pour y lire l'information contenue dans la puce (qui renferme généralement le numéro d'identification de l'objet à identifier). Une communication RFID est basée sur le principe de relation maître-esclave, le lecteur joue le rôle de maître et le tag celui d'esclave. Les principales fonctions du lecteur sont d'abord d'activer le tag, puis de structurer la séquence du signal communiqué, et enfin de transférer les données du tag au logiciel de l'application. Dans n'importe quel système RFID, le lecteur peut être divisé en deux bloc : le système de gestion et l'interface RF [BEC, 2005].
- **Le tag ou t ranspondeur** : il est constitué de deux éléments : une antenne et une puce électronique. Il s'agit en fait de l'étiquette encapsulée ou collée sur le produit à identifier et contenant un identifiant unique (par exemple « 1498375 » sur la figure 1) permettant de reconnaître de manière non univoque le produit en question. Un tag UHF peut être actif ou passif. Le tag passif (le plus couramment utilisé du fait de son faible coût de revient) ne contient pas de source DC autonome. Il doit donc être doté d'un mécanisme propre à générer l'énergie DC nécessaire pour activer la puce contenant l'information à transmettre. Pour cela, il transforme l'énergie électromagnétique reçue par l'antenne du tag en énergie électrique continue (ou DC) [GHI, 2008].



Fig. 1: Système UHF RFID [BEC, 2005]

II.CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR

La première partie de notre travail a consisté en la conception de l'amplificateur à faible consommation de puissance [YIL, 2007]. Les amplificateurs à faibles consommation de puissance sont généralement à faible bruit. En UHF, les techniques de conception des amplificateurs se basent sur les concepts développés dans l'étude de quadripôles, des lignes de transmission et de l'abaque de Smith. Aussi le développement du concept de la matrice de répartition [S] est l'une des clés dans la conception des amplificateurs en hyperfréquence.

La méthodologie de conception d'un amplificateur à faible bruit et faible consommation de puissance (Figure 2) dans la gamme UHF à bande étroite passe par plusieurs étapes qui sont :

- Choix du transistor à utiliser,
- Etude de la stabilité et détermination des valeurs des coefficients de réflexion de source Γ_s et de charge Γ_{ch} , en tenant compte des exigences du cahier de charge et des paramètres propres du transistor,
- Conception des circuits d'adaptation,
- Conception des circuits de polarisation,

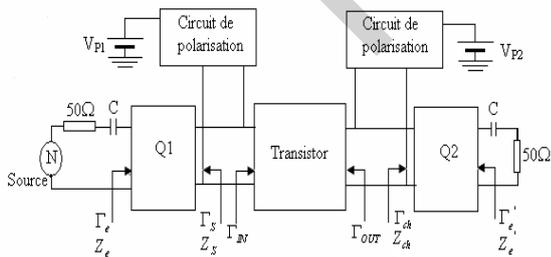


Fig. 2 : Configuration d'un amplificateur hyperfréquence. [HEB, 2004]

II.1 CHOIX DU TRANSISTOR

Le choix de transistor est basé sur le gain et le facteur de bruit à la fréquence de travail ainsi que la tension de polarisation nécessaire au bon fonctionnement du composant. Les paramètres S de transistor sont donnés par le constructeur.

En fonction des données disponibles au sein de notre laboratoire, nous avons opté pour le transistor bipolaire MBC 13900 qui présente un rendement élevé avec une faible consommation DC [FRE, 2005]. Son modèle sous ADS est donné à la Figure 3 avec tous les paramètres internes de son circuit électrique équivalent. Selon les données disponibles du constructeur, ses caractéristiques typiques (pour un point de polarisation de 2V et 5 mA) sont :

Gain maximum disponible : 23 dB
Facteur de bruit minimum NF_{min} : 0.8 dB

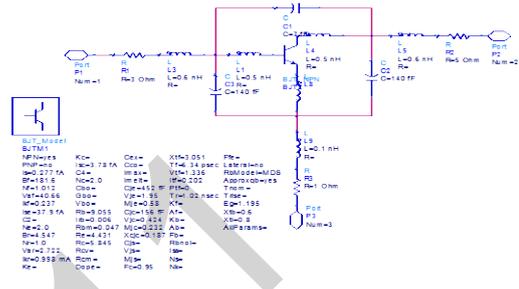


Fig. 3 : schéma du transistor choisi avec son modèle sous ADS

en se basant sur les caractéristiques tension-courant (I-V) du transistor (Figure 4), le point de polarisation de transistor est.

$$V_{CE} = 1,59 \text{ V et } I_C = 2,278 \mu\text{A}$$

La puissance

consommée par le transistor est :

$$P_C = V_{CE} * I_C + R_C I_E \tag{1}$$

D'après la formule (1) sa valeur sera donc de 26,6 μW ,

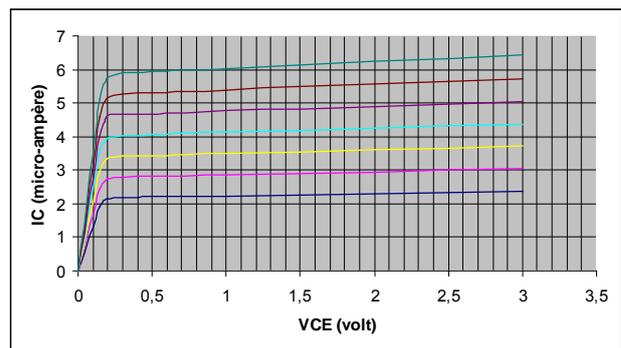


Fig. 4 : caractéristiques statiques du transistor.

II.2 ETUDE DE STABILITÉ

Les paramètres S du transistor permettent de vérifier la stabilité du quadripôle à travers un facteur de stabilité K dit facteur de Rollet [GEN, 1984] :

$$K = (1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2) / (2|S_{21}||S_{12}|) \quad (2)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}|$$

(3)

Où Δ est le déterminant de la matrice S. Ainsi,

$K > 1$: il est possible d'adapter simultanément l'entrée et la sortie

$\Delta < 1$: L'amplificateur est inconditionnellement stable

$\Delta > 1$: La stabilité est conditionnelle, mais l'amplificateur est toujours adaptable simultanément.

$K < 1$: l'adaptation simultanée est impossible, L'amplificateur est conditionnellement stable car certaines impédances de charge et de source peuvent générer des oscillations.

$K < -1$: le transistor n'est pas adaptable simultanément en entrée/sortie. Il est de plus naturellement instable donc inutilisable en tant que qu'amplificateur.

Après avoir déterminé les paramètres S du transistor grâce au logiciel de simulation, il est possible de déduire le graphe du facteur de Rollet K en fonction de la fréquence tel que montré à la Figure 5.

D'après le graphe : $K = 0,484$. Le déterminant de la matrice S étant de $|\Delta| = 0,6093$. Nous avons ainsi $K < 1$ et $\Delta < 1$. Le transistor est donc conditionnellement stable. Donc le tracé des cercles de stabilité de l'impédance de source et de l'impédance de charge est indispensable pour déterminer la région de stabilité, c'est-à-dire les valeurs d'impédances qui assureront un

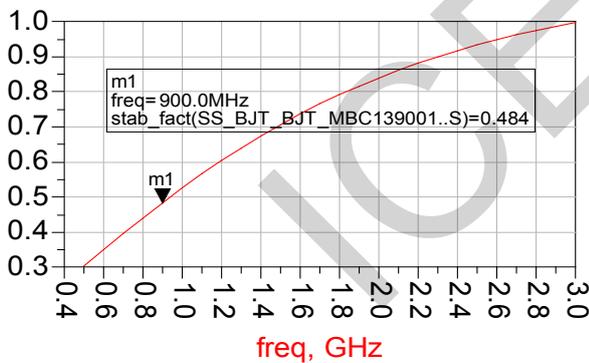


Fig. 5 : Variation du Facteur de stabilité en fonction der la fréquence.

Circuit stable amplifiant le signal d'entrée mais n'oscillant pas. La Figure 6 montre le tracé des cercles de stabilité en entrée et en sortie.

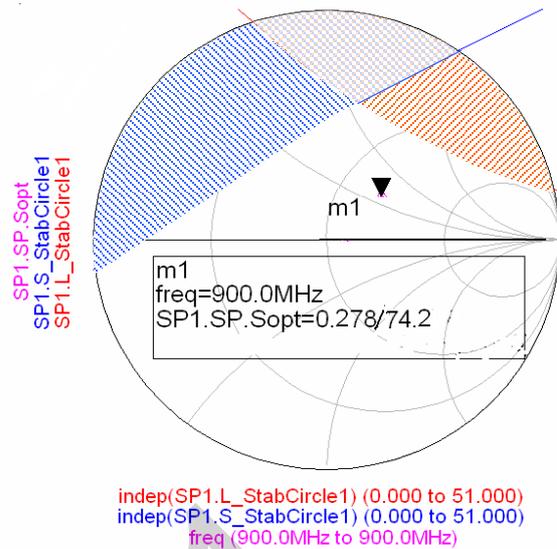


Fig. 6 : Cercles de stabilité de la charge (en bleu) et de la source (en rouge).

Les parties raturées indiquent les régions instables, C'est-à-dire les valeurs des coefficients de réflexion d'entrée de sortie (et donc d'impédances de source et de charge) pouvant faire osciller le circuit. Les valeurs d'impédances appartenant à ces régions sont donc à éviter.

Comme nous avons $|S_{11}| < 1$ et $|S_{22}| < 1$.

La partie des cercles de source et de charge contenant le centre de l'abaque délimite la région stable et donc les valeurs de Γ_s et Γ_{ch} engendrant la stabilité. Nous obtenons ainsi en entrée $\Gamma_{opt} = 0,278 \angle 74,2^\circ$.

Ce qui donne à la sortie de l'amplificateur un coefficient de:

$$\Gamma_{ch} = \left(S_{22} + \frac{\Gamma_s S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_s S_{11}} \right)^* = 0,77 \angle -43,92^\circ$$

II.3 CIRCUITS D'ADAPTATION

Il existe plusieurs configurations possibles pour adapter un transistor. Nous avons utilisé l'adaptation à l'aide des éléments à constantes localisées L et C. La figure 7 montre les deux cas possibles [HEB, 2004] selon que la partie réelle de l'impédance à adapter ($Z = R + jX$ ou $Z^{-1} = Y = G + jB$) soit plus petite ou plus grande que l'impédance de référence (usuellement 50Ω).

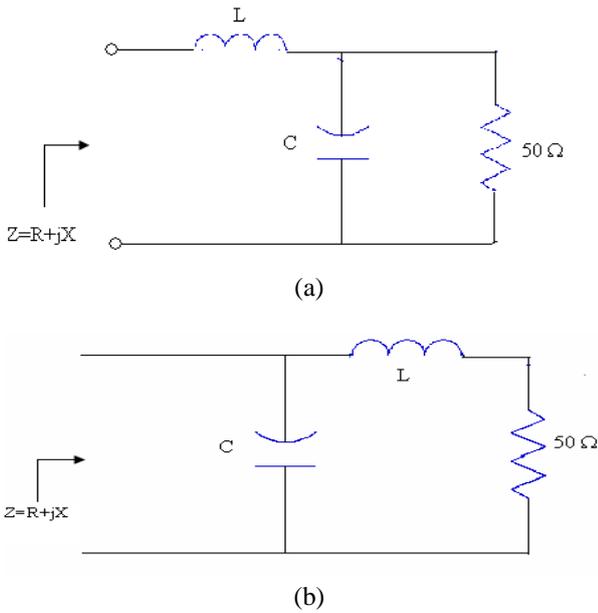


Fig. 7 : Cellule d'adaptation réalisée à base des éléments L et C.

- Pour $R < 50 \Omega$, nous utiliserons la cellule représentée par la figure 7-a avec :

$$L = \frac{X + \sqrt{R(50 - R)}}{w} \quad \text{et} \quad C = \frac{\sqrt{50 - R}}{50w\sqrt{R}} \quad (4)$$

- Pour $R > 50 \Omega$, nous utiliserons la cellule représentée par la figure 7-b avec :

$$L = \frac{1}{w(\sqrt{G(\frac{1}{50} - G)} - B)} \quad \text{et} \quad C = \frac{1}{w\sqrt{50(\frac{1}{G} - 50)}} \quad (5)$$

$w = 2\pi f$: est la pulsation. $f = 900 \text{ MHz}$

Delà, comme l'impédance de source $Z_s = R_s + jX_s$ correspondant à Γ_s a pour valeur $Z_s = 49,99 + j28,37$ ($R_s < 50 \Omega$),

Nous utilisons la cellule représentée à la Figure 8-a avec les valeurs $C_1 = 0,000001 \text{ pF} \approx 0 \text{ pF}$ et $L_1 = 5,02 \text{ nH}$.

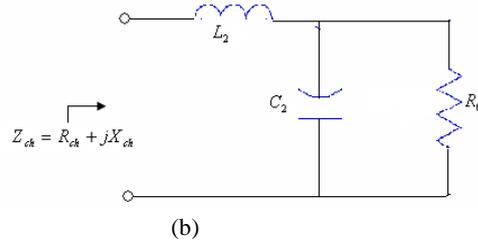
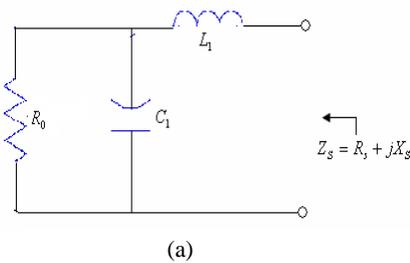


Fig. 8 : Cellules d'adaptation pour notre amplificateur

De même, comme l'impédance de charge correspondant à Γ_{ch} a pour valeur $Z_{ch} = 41,74 - j110,75$ ($R_s < 50 \Omega$), nous utilisons la cellule représentée à la Figure 8-b avec les valeurs $C_2 = 1,5 \text{ pF}$ et $L_2 = 10,56 \text{ nH}$

II.3 CIRCUITS DE POLARISATION

La configuration de la Figure 9 est la plus utilisée dans les bandes de fréquence radio [MIS, 2001]. Dans ce schema, nous avons :

$$V_{BE} + R_B I_B + R_C I_E = V_{CC} \quad (6)$$

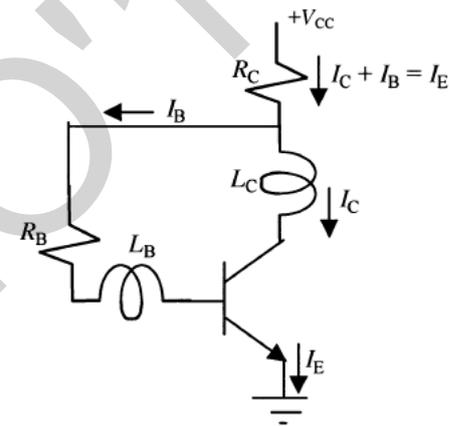


Fig. 9 : Circuit de polarisation [MIS, 2001].

Avec: $I_C = \beta I_B$ et $I_E = I_B + I_C$

Nous obtenons :

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_C I_E}{I_B} \quad (7)$$

Sachant que les conditions de polarisation (Figure 4) sont :

$$I_C = 2,278 * 10^{-6} \text{ A} \quad V_{CE} = 1,59 \text{ V} \quad \text{et}$$

$$I_B = 0,02 * 10^{-6} \text{ A}$$

Nous obtenons:

$$V_{CC} = 1,6 \text{ V}$$

Qui est conforme au cahier de charges. Delà,

$$R_B = 4,49 \text{ M}\Omega \quad \text{et} \quad R_C = 10 \Omega$$

II.4 CIRCUIT AMPLIFICATEUR

signal DC obtenu permet un fonctionnement correct de l'amplificateur qui va recevoir cette tension

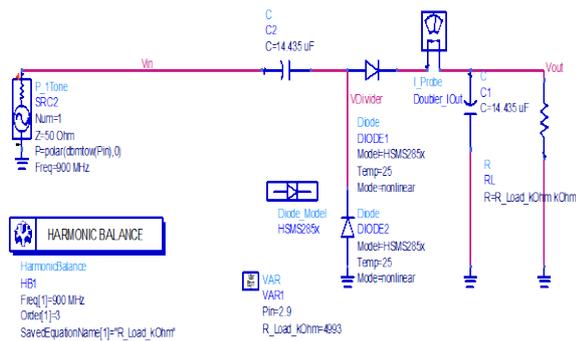


Fig. 14 : doubleur de tension sous ADS.

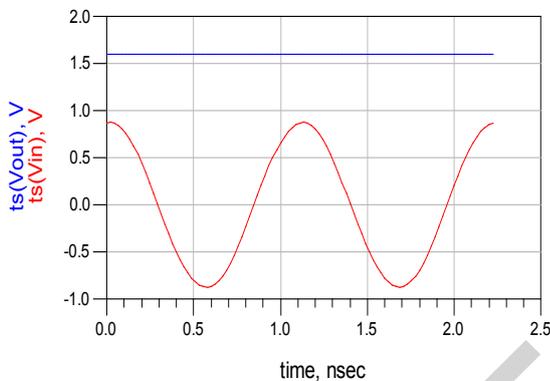


Fig. 15 : résultats de conversion RF-DC.

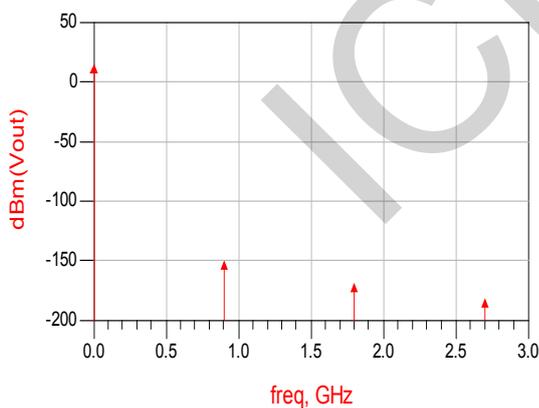


Fig. 16 : Spectre de la tension à la sortie du doubleur de tension

CONCLUSION

Dans ce travail, nous avons conçu un amplificateur faible consommation de puissance ainsi que son alimentation représentée par un doubleur de tension pour la conversion RF-DC. Cette démarche est une approche efficace pour réduire la puissance de consommation. Notre objectif est de concevoir un système (redresseur amplificateur) qui sera destiné à être implanté dans un tag RFID passif, c'est-à-dire un tag sans batterie.

RÉFÉRENCES

- [BEC, 2005] D. Bechevet, *Contribution au Développement de Tag RFID UHF et Micro-Ondes sur Matériaux Plastiques*, Thèse doctorat en électronique, spécialité optique et radiofréquence Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2005.
- [CLA, 2005] H. Clappitt, *The RFID Handbook*, Electronic version, American RFID Solutions Inc., 2005.
- [DOB, 2008] D. Dobkin, *The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice*, Elsevier, 2008.
- [DYE, 1996] N. Dye, H. Granberg, « Radio frequency transistor », newnes, 1996, P 290
- [FIN, 2003] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and applications in contactless smart cards and identification*, J. Wiley & Sons, 2nd Ed., 2003.
- [FRE, 2005] Freescale Semiconducteur, www.freescale.com, Rev.1.1, 06/2005, P22.
- [GAR, 2006] S. Garfinkel, B. Rosenberg, *RFID: Applications, security, and privacy*, Addison Wesley, 1st Ed., 2006.
- [GEN, 1984] C. Gentili, *Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes*, Masson, 1984.
- [GHI, 2008] A. Ghiotto, T. Vuong, S. Tedjini, K. Wu, "La compatibilité électromagnétique des systèmes RFID UHF passifs, 14th Colloque Int. sur la Compatibilité Électromagnétique, Paris, France, 2008.
- [GOZ, 1984] G. Gonzalez, *Microwave transistor amplifier analysis and design*, 2nd Ed., Prentice Hall 1997.
- [HEB, 2004] S. Hebib, I. Yahi, *Conception et Simulation d'un Amplificateur Micro-Ondes à Faible Bruit à Bande Étroite*, Mémoire de projet de fin d'études d'ingénieur en électronique, ENP, Alger, 2004.
- [MIS, 2001] K.D. Misra, *Radio-frequency and microwave communication circuits*, J. Wiley & sons, 2001.
- [PIL, 2007] V. Pillai, H. Heinrich, D. Dieska, P.V. Nikitin, R. Martinez, K.V.S. Rao, "An Ultra-low-power long range battery/passive RFID tag for UHF and microwave bands with a current consumption of 700 nA at 1.5 V," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Vol. 54, July 2007, pp. 1500-1512.
- [YIL, 2007] B. Yildirim, A. Manza, "low-power low noise RF amplifiers for RFID applications," *1st Annual RFID Eurasia Conf.*, Istanbul, Turkey, 2007.