



HAL
open science

Codage en Amplitude Appliqué à la RFID sans Puce

Olivier Rance, Romain Siragusa, Pierre Lemaitre-Auger, Etienne Perret

► **To cite this version:**

Olivier Rance, Romain Siragusa, Pierre Lemaitre-Auger, Etienne Perret. Codage en Amplitude Appliqué à la RFID sans Puce. 19èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2015), Jun 2015, Bordeaux, France. hal-02072915

HAL Id: hal-02072915

<https://hal.science/hal-02072915>

Submitted on 14 May 2020

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.

Codage en Amplitude Appliqué à la RFID sans Puce

Olivier Rance, Romain Siragusa, Pierre Lemaître-Auger, Etienne Perret

Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes, 50, rue Barthélémy de Laffemas 26902 VALENCE
olivier.rance@lcis.grenoble-inp.fr

Résumé

Une méthode de codage de l'information en amplitude est proposée pour des applications de RFID sans puce. Cette méthode est compatible avec une approche récente permettant la détection de tags en environnement réel. Le problème spécifique de la variation de l'amplitude due à la distance tag-lecteur est abordée et une méthode d'auto-compensation est proposée. L'augmentation de la capacité de codage obtenue est évaluée à partir de résultats de mesures.

1. Introduction

La RFID (de l'anglais « radio frequency identification ») est une technologie d'identification dont les prémises remontent au début du siècle. Cette technologie a connu un essor considérable et s'étend aujourd'hui à de nombreux domaines, allant de la logistique aux passeports biométriques. Pourtant la RFID n'a pas remplacé le code à barres qui reste le candidat privilégié pour les applications de grande distribution notamment grâce à son faible coût et à sa simplicité d'utilisation.

LA RFID sans puce (« chipless RFID » en anglais) [1] est une solution prometteuse qui permettrait de diminuer le prix unitaire d'un tag tout en bénéficiant des avantages d'un lien RF, à savoir une lecture à distance ne nécessitant pas de vision directe. Le coût réduit et les fonctionnalités supplémentaires offertes par la RFID sans puce peuvent permettre de concurrencer le code à barres optique. Contrairement à la RFID classique, l'information est codée directement par la forme du tag et non par l'intermédiaire d'une puce électronique. Retirer la puce permet de réduire le prix unitaire du tag et rend la réalisation potentiellement compatible avec des technologies d'impression à encre conductrice. Un tag sans puce peut être considéré comme une cible radar dont la signature électromagnétique (Surface Equivalente Radar en fonction de la fréquence, « RCS » en anglais) présente des spécificités qui sont utilisées pour coder de l'information (Fig. 1). Deux obstacles majeurs freinent le déploiement à grande échelle de la RFID sans puce :

1. La réponse d'un tag montre une forte dépendance à son environnement, ce qui rend la détection de l'identifiant délicate et limite les possibilités d'application en environnement non contrôlé.

2. La capacité de codage qu'il est possible d'atteindre est limitée comparée à celle de la RFID.

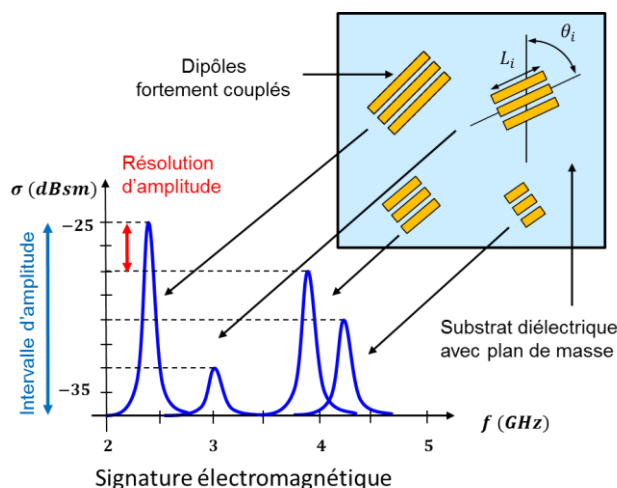


Figure 1. Principe du codage en amplitude. Le tag est composé d'éléments résonants qui produisent des pics au niveau du spectre. L'information est codé à la fois sur la fréquence et sur le niveau de RCS de chacun des pics.

Une réponse originale a été proposée récemment pour répondre au premier point [2]. En utilisant des tags dépolarisants combinés avec une lecture en polarisation orthogonale, les auteurs ont montré qu'il était possible de séparer la réponse du tag de celle de l'environnement. Cette méthode permet de détecter un tag avec une unique mesure de calibration et dans un environnement réel, même dans le cas où le tag est appliqué sur un objet métallique [2-3]. Le second point reste bloquant. Les chercheurs s'accordent sur le fait que la meilleure densité de codage est atteinte pour un codage en fréquence. Le principe de base du codage fréquentiel est la reconnaissance d'un pic à une fréquence spécifique du spectre. Chaque pic est naturellement associé à un élément résonant au niveau du tag (Fig. 1). La capacité de codage est donc liée au nombre de résonateurs ainsi qu'à la bande de fréquence disponible. Une augmentation importante peut être obtenue si chaque élément résonant est capable de coder plusieurs états différents. Cette idée a été appliquée d'un point de vue fréquentielle avec l'approche par modulation de la position d'impulsions (« Pulse Position Modulation » en anglais) [4]. Il paraît intéressant de considérer une approche similaire où les résonateurs pourraient coder

plusieurs niveaux d'amplitude différents du RCS, en plus du codage classique en fréquence (Fig. 1).

Dans cet article, nous présentons une nouvelle méthode de codage basée sur le contrôle de l'amplitude du RCS de tags dépolarisants. Cette méthode est pleinement compatible avec l'approche décrite dans [2]. De plus elle est utilisée en conjugaison avec un codage fréquentiel et permet une augmentation de la capacité de codage. Le fait de coder de l'information au niveau de l'amplitude du RCS est délicat en pratique car l'amplitude dépend fortement de facteurs environnementaux tels que la distance tag-lecteur. Pour résoudre ce problème spécifique au codage en amplitude, une méthode d'auto-compensation est proposée.

2. Contrôle de l'amplitude du RCS

Les résonateurs utilisés comme particules élémentaires pour le codage ont une configuration semblable à ceux de la référence [2] pour laquelle une optimisation en termes de niveau de RCS, de sélectivité et de miniaturisation a été réalisée. Le tag est composé de quatre résonateurs élémentaires eux-mêmes constitués de cinq dipôles microstrip fortement couplés [5], de largeur $w = 2 \text{ mm}$, séparés par un gap $g = 0.5 \text{ mm}$. Ils se comportent comme des résonateurs demi-onde dont la fréquence de résonance est déterminée par la longueur des strips (L_i sur la Fig. 1). La longueur des strips de chaque résonateur et la fréquence de résonance associé est donné dans le Tableau 1. Les strips sont réalisées sur un substrat de type Rogers (RO4003C) de permittivité relative $\epsilon_r = 3.55$ et d'épaisseur $t = 0.8 \text{ mm}$. Les résonateurs sont réalisés individuellement puis appliqués sur une plaque métallique de la taille d'une carte de crédit, de manière à pouvoir modifier facilement leur orientation. La photographie du tag final est donnée Fig. 2.

Lorsqu'ils sont illuminés par une onde plane, les dipôles réémettent un champ polarisé suivant la direction

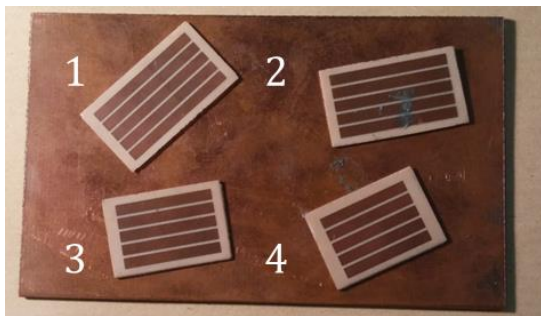


Figure 2. Photographie et dimensions du tag réalisé.

TABLEAU I
DIMENSIONS DU TAG

#	f_r (GHz)	L (mm)
1	3.4	23
2	3.605	21.8
3	4.29	17.9
4	4.59	16.8

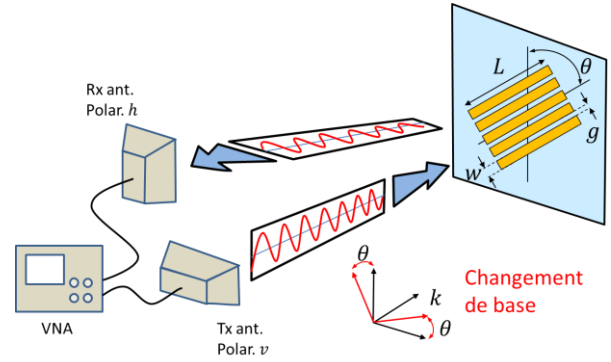


Figure 3. Interrogation en cross-polarisation. L'amplitude du RCS est contrôlée grâce à la désadaptation de polarisation entre le tag et les antennes.

des strips. La composante polarisée suivant la direction orthogonale aux strips est négligeable [6]. Une manière classique de définir la polarisation du champ réfléchi par une cible radar est l'utilisation de la matrice polarimétrique complexe [7]:

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{hh} & \sigma_{hv} \\ \sigma_{vh} & \sigma_{vv} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Par souci de simplicité, les polarisations linéaires verticales (v) et horizontales (h) sont utilisés comme base pour (1). La polarisation v est celle de l'antenne de transmission et la polarisation h est celle de l'antenne de réception (Fig. 3). La valeur de RCS mesurée correspond donc à la composante σ_{vh} . Pour un angle θ nul, il est important de noter que pour ces résonateurs, seul σ_{vv} est différent de zéro. Appliquer une rotation d'angle θ à un des résonateurs peut être interprété alternativement comme une rotation de la base de départ (Fig. 3). Le RCS dans cette nouvelle base s'exprime alors comme :

$$[\sigma'] = [R]^T \begin{bmatrix} \sigma_{hh} & \sigma_{hv} \\ \sigma_{vh} & \sigma_{vv} \end{bmatrix} [R], \quad (2)$$

où R est la matrice de rotation d'angle θ :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

La valeur de RCS mesurée dans cette nouvelle base correspond alors à :

$$|\sigma'_{vh}| = |\cos \theta \sin \theta \sigma_{vv}| \quad (4)$$

Et on voit qu'il est possible de contrôler l'amplitude du RCS simplement en modifiant l'orientation des résonateurs. Ce type de codage présuppose cependant que l'orientation du tag par rapport au lecteur soit connue. Nous supposons que c'est effectivement le cas pour la suite de l'article. Si cette orientation n'est pas connue, il est théoriquement possible de retrouver la valeur de θ en étudiant le rapport entre σ'_{vh} et σ'_{hh} . La réponse d'un résonateur a été mesurée en chambre anéchoïque à une distance de 15 cm des antennes pour différentes valeurs de θ (Fig. 4.a). La seule calibration nécessaire est une mesure à vide (absence de tag et de support) afin de caractériser le couplage entre les antennes [2]. La comparaison entre la prédiction théorique et les résultats de mesures est présenté Fig. 4.b. Une bonne concordance est obtenue. Les erreurs

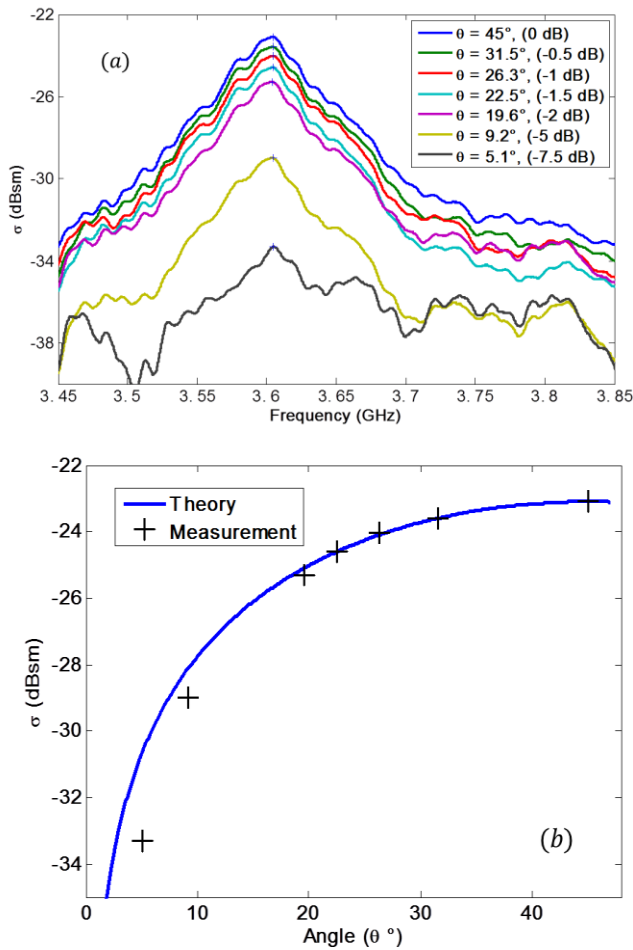


Figure 4. (a) Mesures de l'amplitude du pic correspond au résonateur n° 2 pour différentes valeurs de θ . (b) Comparaison entre l'amplitude mesurée et l'amplitude théorique calculée d'après (4).

observées pour des angles inférieurs à 10° peuvent être attribuées à l'incertitude sur l'angle θ lors de la mesure. Cette incertitude a été évaluée à une valeur de 1° . L'équation (4) montre que la sensibilité augmente lorsque θ s'approche de zéro. Afin d'éviter ces erreurs, on limite l'intervalle de variation de θ de 8° à 45° , ce qui correspond à un intervalle d'amplitude de 6 dB disponible pour le codage.

3. Compensation de l'effet de la distance

La quantité obtenue en mesure n'est pas directement le RCS mais la puissance réfléchie au niveau de l'antenne de réception. Si aucune calibration n'est faite, la puissance réfléchie dépend de la distance entre le tag et les antennes à cause de l'atténuation liée à la propagation en espace libre, ce qui peut mener à une détection erronée du niveau d'amplitude du RCS. L'équation du radar [5] montre alors que la distance induit une translation de la représentation du RCS en dB sur l'ensemble de la plage de fréquence considérée. Ceci est représenté par des résultats de mesure Fig. 5.

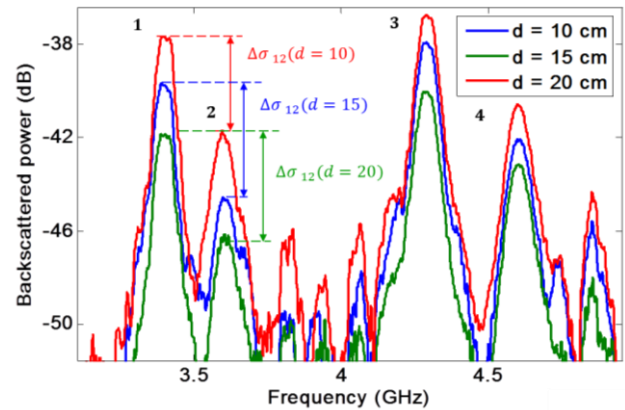


Figure 5. Effet de la distance et compensation par une mesure relative.

TABLEAU II
RESULTATS DE MESURE

(dB)	$\Delta\sigma_{12}$	$\Delta\sigma_{13}$	$\Delta\sigma_{14}$
$d = 10$ cm	4	1	2.9
$d = 15$ cm	4.9	1.8	2.4
$d = 20$ cm	4.4	1.8	1.4
Erreur Max.	0.9	0.8	1.5

Afin de retrouver la bonne valeur de RCS, il est possible d'utiliser l'un des résonateurs comme référence pour le niveau d'amplitude. Les mesures alors réalisées sont des mesures relatives qui sont indépendantes de la distance tant que le rapport signal sur bruit reste suffisamment élevé comme le montre la Fig. 5.

L'amplitude du premier pic (à 3.4 GHz) est utilisée comme référence et n'est donc pas utilisée pour le codage. La valeur relative du deuxième pic par rapport au premier est notée $\Delta\sigma_{12}$ et est indiqué sur la Fig. 5. Les amplitudes relatives des pics pour différentes distances d'observation sont données Tableau 2 et présentent une variation maximale pour le quatrième pic. Cette étude permet d'évaluer la résolution d'amplitude nécessaire pour distinguer deux niveaux d'amplitude différents : $\Delta\sigma = 1.5$ dB. Pour des distances d'observation plus élevées, le rapport signal sur bruit diminue et une valeur de résolution plus grande est nécessaire. Il est intéressant d'observer sur la Fig. 5 que le sommet des pics semble beaucoup plus perturbé par le bruit que la valeur des pentes dans leur voisinage. Cet aspect pourrait éventuellement être utilisé pour effectuer des détections de niveau d'amplitude plus précises.

Etant donné l'intervalle d'amplitude considéré dans la partie précédente et la résolution d'amplitude évaluée, chaque résonateur peut coder 4 états différents. Une capacité de codage additionnelle de 6 bits est donc obtenue.

4. Conclusion

Une méthode de codage de l'information en amplitude a été proposée pour des applications de RFID sans puce. Cette méthode est compatible avec les tags déjà proposés dans [2] et permet d'augmenter simplement la capacité de codage. Lorsque la distance entre le tag et le lecteur est variable, une mesure relative

de l'amplitude est nécessaire pour retrouver la bonne valeur de RCS.

5. Bibliographie

- [1] E. Perret, "Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID," Wiley-ISTE, 2014.
- [2] A. Vena, E. Perret and S. Tedjni, "A Depolarizing Chipless RFID Tag for Robust Detection and Its FCC Compliant UWB Reading System," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 61, no. 8, pp. 2982-2994, Aug. 2013
- [3] F. Costa, S. Genovesi and A. Monorchio, "Chipless RFIDs for Metallic Objects by Using Cross Polarization Encoding," *IEEE Trans. Antennas and Prop.*, vol. 62, no. 8, pp. 4402-4407, Aug. 2014
- [4] A. Vena, E. Perret and S. Tedjni, "Design of Compact and Auto-Compensated Single-Layer Chipless RFID Tag," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 60, no. 9, pp. 2913-2924, Sept. 2012
- [5] C. A. Balanis, "Microstrip Antenna", in *Antenna theory analysis and design*, 3rd ed. Ch. 14.
- [6] A. Hoorfar, K.C. Gupta and D.C. Chang, "Cross-polarization level in radiation from a microstrip dipole antenna," *IEEE Trans. Antennas and Prop.*, vol. 36, no. 9, pp. 1197-1203, Sep 1988
- [7] S. Riegger and W. Wiesbeck, "Wide-band polarimetry and complex radar cross section signatures," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 5, pp.649-658, May 1989 *IEEE*, vol. 77, no. 5, pp.649-658, May 1989