



Méthode de mesure des impédances transitoires - Application aux puces RFID HF

R. Vauche, B Couraud, T Deleruyelle, E Kussener

► To cite this version:

R. Vauche, B Couraud, T Deleruyelle, E Kussener. Méthode de mesure des impédances transitoires - Application aux puces RFID HF. Journées Nationales Micro-Ondes, May 2019, Caen, France. hal-02470033

HAL Id: hal-02470033

<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-02470033>

Submitted on 6 Feb 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.

Méthode de mesure des impédances transitoires – Application aux puces RFID HF

R. Vauché¹, B. Couraud², T. Deleruyelle³, E. Kussener³

¹Aix Marseille Univ, Univ Toulon, CNRS, IM2NP, Marseille, France

²Institute of Sensors, Signals and Systems, Heriot-Watt University, Edinburgh, UK

³ISEN-Toulon, CNRS, IM2NP, Toulon, France

remy.vauche@univ-amu.fr

Résumé – Cet article présente une méthode de mesure des impédances transitoires n'utilisant qu'un oscilloscope, un coupleur directionnel et un ordinateur. En plus d'obtenir des impédances comparables à celles obtenues avec un analyseur de réseaux standard, la méthode proposée permet également de visualiser l'évolution de l'impédance au cours du temps et ce, pour des puissances bien plus élevées que celles habituellement disponibles sur les analyseurs de réseaux. Appliquée à la RFID à 13,56MHz, cette méthode permet alors de mesurer les impédances en jeu lors de la communication entre un lecteur et une puce RFID, puis d'en déduire des informations telles que la consommation de la puce et les impédances de rétro-modulation, ces dernières permettant par exemple de vérifier la conformité d'une puce aux standards.

1. Introduction

L'IDentification par Radio-Fréquence (RFID) Haute-Fréquence (HF) autour de 13,56MHz est aujourd'hui utilisée dans de nombreuses applications telles que le paiement sans contact et les passeports électroniques. Elle consiste à établir une communication sans contact en champ proche via un couplage inductif entre un lecteur et un récepteur, ce dernier étant constitué d'un circuit intégré et d'une antenne. Dans le cas où ce récepteur est passif, le lecteur doit alors également transmettre l'énergie requise pour l'alimentation du récepteur.

Cependant, la RFID HF à 13,56MHz a connu ces dernières années de nombreux développements qui ont conduit à la multiplication et à l'accroissement des débits standardisés, ces derniers allant désormais de 106kbps à 6,78Mbps [1]. Or, cette augmentation des débits passe également par une augmentation de l'occupation spectrale des signaux transmis et donc par une réduction du facteur de qualité des circuits d'adaptation et de filtrage du lecteur, dégradant d'autant le transfert d'énergie vers le récepteur. Il devient dans ce cas critique de réduire les pertes dans ce dernier et une solution consiste alors à adapter parfaitement l'antenne et la puce du récepteur. Malheureusement, cela peut difficilement être mis en œuvre car l'impédance de la puce dépend très fortement du niveau de puissance reçu et de l'état dans lequel elle est (activation, lecture, écriture, opération cryptographique, etc.) [2-3].

De plus, pour garantir le respect des différents standards RFID à 13,56MHz (ISO 14 443, NFC Forum, EMVCo, etc.), les fabricants de puces RFID doivent garantir un certain taux de modulation défini par l'ISO/IEC. Or, le taux de modulation utilisé dépend directement des impédances de rétro-modulation en jeu lors de la communication et ces dernières ne peuvent être directement mesurées avec un analyseur de réseaux (VNA) standard, du fait de la vitesse de commutations entre les impédances et du niveau de puissance requis pour l'activation de la puce.

Par ailleurs, bien que certains travaux ont permis d'avancer sur la mesure d'impédance des puces RFID HF, les techniques actuelles ne sont toutefois pas utilisables avec les niveaux de puissance requis ou aux débits en jeux [4-6], ou bien ne permettent pas de réaliser la mesure pendant une communication [3][7-9]. Cet article présente donc une avancée dans les techniques de mesure d'impédance de puces RFID puisque la méthode proposée fonctionne à la fois pour des niveaux de puissance très faibles et très élevés, mais aussi lors des phases de communication et ce, pour n'importe quel débit standardisé.

La section II présente ainsi la technique de mesure d'impédance transitoire 1 port qui a été développée, tandis que la section III décrit comment cette méthode peut être utilisée pour évaluer les caractéristiques des puces RFID.

2. Méthode de mesure des impédances transitoires

2.a. Plate-forme de mesure

La plate-forme de mesure des impédances transitoires est décrite sur la Figure 1. Tout d'abord, sont mesurées les tensions incidente $v_{i0}(t)$ et réfléchie $v_{r0}(t)$ images des ondes incidente a_0 et réfléchie b_0 dans le plan du coupleur, à un facteur α près dépendant du coupleur. Puis, un logiciel de calcul ad hoc va déterminer le module et la phase de chacune d'elles à une fréquence donnée f , puis en extraire le module et la phase des tensions incidente $v_{i1}(t)$ et réfléchie $v_{r1}(t)$ dans le plan du dispositif testé (DUT). Ces tensions étant l'image des ondes incidente a_1 et réfléchie b_1 dans le plan du DUT, le coefficient de réflexion Γ_1 au niveau de ce dernier, ou autrement dit le paramètre S_{11} du DUT, s'exprime alors :

$$\Gamma_1 = S_{11-DUT} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_{r1}}{V_{i1}} = \frac{V_{r1} \cdot e^{j\phi_{r1}}}{V_{i1} \cdot e^{j\phi_{i1}}} \quad (1)$$

L'impédance du DUT peut alors être déterminée à cette même fréquence en utilisant la relation :

$$Z_{DUT} = Z_C \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1} \quad (2)$$

avec Z_C , l'impédance de dénormalisation égale ici à 50Ω du fait que les tensions $v_{i0}(t)$ et $v_{r0}(t)$ sont mesurées avec un oscilloscope 50Ω , que les câbles sont également d'impédances 50Ω et que donc le coupleur présente sur chacun de ses accès une impédance de 50Ω .

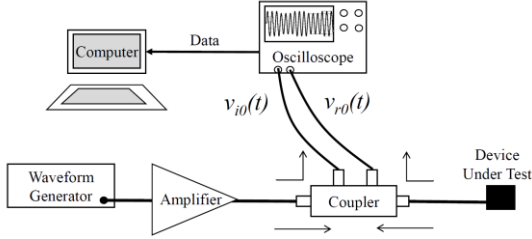


Figure 1. Plate-forme de mesure d'impédance.

2.b. Changement de plan des tensions incidente et réfléchie

Du fait notamment de la présence du coupleur et des câbles, il n'est pas possible de calculer directement le coefficient de réflexion dans le plan du DUT à partir des tensions incidente et réfléchie dans le plan du coupleur. En effet, comme indiqué sur la Figure 2, trois termes d'erreur doivent être compensés à savoir e_{00} , e_{11} et $e_{01}e_{10}$. Néanmoins, comme il est possible d'écrire :

$$a_1 = a_0 + e_{11}b_1 = b_1/\Gamma_1 \quad (3)$$

on a alors :

$$\frac{b_1}{a_0} = \frac{\Gamma_1}{1 - e_{11}\Gamma_1} \quad (4)$$

et le diagramme de fluence peut alors se dessiner comme indiqué sur la Figure 3. Il est alors possible d'écrire :

$$\frac{b_0}{a_0} = e_{00} + e_{10}e_{01} \frac{\Gamma_1}{1 - e_{11}\Gamma_1} \quad (5)$$

ce qui permet d'exprimer le coefficient de réflexion mesuré dans le plan du coupleur Γ_0 en fonction de celui dans le plan du DUT Γ_1 et des termes d'erreur tel que :

$$\Gamma_0 = \frac{b_0}{a_0} = \frac{e_{00} - \Delta_e \Gamma_1}{1 - e_{11}\Gamma_1} \quad (6)$$

avec :

$$\Delta_e = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01} \quad (7)$$

ce qui conduit à l'expression :

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\Gamma_0 - e_{00}}{e_{11}\Gamma_0 - \Delta_e} \quad (8)$$

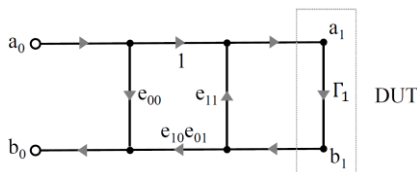


Figure 2. Diagramme de fluence des ondes incidente et réfléchie d'un dispositif 1 port.

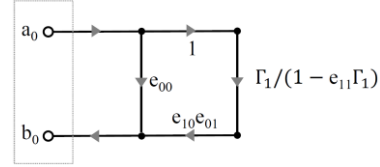


Figure 3. Diagramme de fluence équivalent des ondes incidente et réfléchie d'un dispositif 1 port.

qui donne le coefficient de réflexion dans le plan du DUT Γ_1 en fonction de celui dans le plan du coupleur Γ_0 et des termes d'erreur.

Maintenant, pour mesurer le coefficient de réflexion dans le plan du coupleur à une fréquence f avec la plateforme proposée, il suffit de calculer :

$$\Gamma_0 = \frac{b_0}{a_0} = \frac{\alpha \cdot V_{r0}}{\alpha \cdot V_{i0}} = \frac{V_{r0} \cdot e^{j\phi_{r0}}}{V_{i0} \cdot e^{j\phi_{i0}}} \quad (9)$$

où les modules et les phases des tensions incidente et réfléchie se calculent directement à partir des tensions $v_{i0}(t)$ et $v_{r0}(t)$ mesurées à l'oscilloscope (α étant pour rappel un paramètre intrinsèque du coupleur). Pour les obtenir, l'algorithme décrit dans la partie suivante qui réalise la transformée de Fourier sur une fréquence unique est appliquée sur ces deux tensions. Pour ensuite déterminer les trois termes d'erreur inconnus, il est alors nécessaire, comme pour un VNA standard, de réaliser une calibration avec trois charges connues afin de se ramener à un système de trois équations à trois inconnues de l'équation (6). En choisissant pour ces trois charges un circuit fermé ($\Gamma_{1-CC} = -1$), une charge d'impédance Z_C égale ici à 50Ω ($\Gamma_{1-LOAD} = 0$) et un circuit ouvert ($\Gamma_{1-CO} = 1$), les termes d'erreur sont alors égaux à :

$$\begin{aligned} e_{00} &= \Gamma_{0-LOAD} \\ e_{11} &= \frac{\Gamma_{0-CC} + \Gamma_{0-CO} - 2\Gamma_{0-LOAD}}{\Gamma_{0-CO} - \Gamma_{0-CC}} \\ \Delta_e &= \frac{2\Gamma_{0-CC}\Gamma_{0-CO} - \Gamma_{0-LOAD}(\Gamma_{0-CC} + \Gamma_{0-CO})}{\Gamma_{0-CO} - \Gamma_{0-CC}} \end{aligned} \quad (10)$$

où Γ_{0-CC} , Γ_{0-LOAD} et Γ_{0-CO} représentent respectivement les coefficients de réflexion mesurés dans le plan du coupleur pour le circuit fermé, pour l'impédance Z_C et pour le circuit ouvert. Il reste alors à injecter les valeurs de ces termes d'erreurs et du coefficient de réflexion mesuré dans le plan du coupleur dans l'équation (8) pour obtenir le coefficient de réflexion dans le plan du DUT.

2.c. Algorithme d'extraction du module et de la phase à une fréquence donnée

Comme indiqué précédemment, il est possible de déterminer le coefficient de réflexion dans le plan du coupleur à l'aide de l'équation (9). Il est alors nécessaire de calculer à la fréquence visée les modules et phases des tensions mesurées ce qui est coûteux en temps de calcul si une transformée de Fourier numérique complète est utilisée. Il est donc proposé ici d'utiliser à la place l'algorithme itératif de Goertzel [10] qui réalise également une transformée de Fourier numérique mais sur une fréquence unique f . En notant, N le nombre d'échantillons sur lequel appliquer l'algorithme, f_{ech} la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope, il faut alors tout d'abord définir le paramètre θ tel que :

$$\theta = \frac{2\pi}{N} \left\lfloor 0,5 + \frac{N \cdot f}{f_{ech}} \right\rfloor \quad (11)$$

avec $\lfloor x \rfloor$ correspondant à la partie entière de x , puis de calculer sur les N échantillons $v_{x0}[n]$ de la tension $v_{x0}(t)$ considérée la suite $g[n]$ simple suivante :

$$\begin{aligned} g[1] &= v_{x0}[1] \\ g[2] &= v_{x0}[2] + 2 \cos \theta \cdot g[1] \\ g[n] &= v_{x0}[n] + 2 \cos \theta \cdot g[n-1] - g[n-2] \end{aligned} \quad (12)$$

ce qui permet d'envisager un traitement temps-réel. Le module et la phase de la tension $v_{x0}(t)$ considérée pour la fréquence choisie s'expriment alors tel que :

$$\begin{aligned} V &= \frac{\sqrt{g[N]^2 + g[N-1]^2 - 2g[N]g[N-1]\cos\theta}}{N/2} \\ \varphi &= \arctan\left(\frac{g[N-1] \cdot \sin\theta}{g[N] - g[N-1] \cdot \cos\theta}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

Une fois l'algorithme appliqué sur les tensions incidente $v_{i0}(t)$ et réfléchie $v_{r0}(t)$, il ne reste qu'à utiliser l'équation (9) et d'injecter le résultat dans (8) pour déterminer le coefficient de réflexion dans le plan du DUT.

2.d. Choix de la vitesse d'échantillonnage et du nombre d'échantillons

Pour garantir une précision suffisante, plusieurs points doivent être considérés. Tout d'abord, il est indispensable que le générateur de signaux produise un signal de test contenant de l'énergie à la fréquence où le coefficient de réflexion doit être déterminé. Typiquement, un signal sinusoïdal ou carré de fréquence f peut être utilisé pour extraire le coefficient de réflexion à la fréquence f . Cependant, il est tout à fait possible d'avoir un signal de test de forme quelconque (périodique, aléatoire, etc.) tant qu'il contient de l'énergie à la fréquence f .

Ensuite, la fréquence d'échantillonnage f_{ech} et le nombre d'échantillons N sur lequel appliquer l'algorithme de Goertzel doivent être judicieusement choisis. Dans le cas où le signal de test est sinusoïdal ou carré, la fréquence d'échantillonnage ne doit pas nécessairement respecter le théorème de Shannon et peut alors être prise telle que :

$$f_{ech} = \frac{p}{q} \cdot f \quad (14)$$

où p est un entier supérieur ou égal à 3 et q un entier supérieur ou égal à 1, de sorte que θ ne soit pas un multiple de π , ou autrement dit que $2q/p$ ne soit pas un entier. Le coefficient p fixe alors la précision de l'algorithme, q l'ordre de grandeur de f_{ech} et le nombre d'échantillon N peut alors être directement pris égal à p .

Néanmoins, dans le cas d'un signal de test quelconque, il est préférable de respecter le théorème de Shannon pour éviter les repliements incontrôlés. Pour cela, p et q doivent être choisis de sorte f_{ech} soit supérieur à deux fois la fréquence maximale contenue dans le signal de test. Par ailleurs, il peut alors également être dans ce cas préférable de limiter les effets de bords en

appliquant au préalable un fenêtrage (par exemple de type Hann ou Blackman) sur les tensions incidente et réfléchie avant la mise en œuvre de l'algorithme Goertzel. Il faudra alors veiller à prendre comme nombre d'échantillons N un multiple entier de p suffisamment grand pour que l'algorithme converge vers la bonne valeur de phase et ce avec une précision suffisante. Il est à noter aussi que bien que le module sera obtenu à un facteur près si la fenêtre utilisée n'a pas un gain unitaire à la fréquence visée, ceci n'est pas dérangeant vis à vis du coefficient de réflexion dans la mesure où ce facteur sera identique pour les tensions incidente et réfléchie.

2.e. Comparaison avec un analyseur de réseau

Enfin, pour vérifier le bon fonctionnement de la plate-forme, les impédances mesurées avec cette dernière ont été comparées avec celles obtenues à l'aide d'un VNA. Les résultats de ces mesures sont indiqués dans le Tableau 1. Ils démontrent la précision de la méthode puisqu'une erreur de l'ordre du pourcent est obtenue pour le module et la phase.

Impédance à mesurer (Ω)	Impédance mesurée (Ω)	Erreur sur le module (%)	Erreur sur la phase (%)
99,96+j0,3	99,86+j0,3	0,10	0,10
0,46+j22,1	0,12+j22,7	2,69	1,00
0,9-j458	2,1-j449	1,96	0,17

Tableau 1. Erreurs de mesure obtenues

3. Caractérisation des puces RFID HF

Pour caractériser des puces RFID HF avec la méthode proposée, il est tout d'abord nécessaire de concevoir judicieusement un kit de calibration contenant les trois charges connues comme indiqué sur la Figure 4. Puis, une fois la calibration faite en utilisant comme signal de test une sinusoïde à la fréquence porteuse utilisée en RFID HF qui est de 13,56MHz, il est possible de mesurer l'évolution du coefficient de réflexion d'une puce RFID en utilisant le même signal de test. Il est alors possible d'en extraire les paramètres du modèles RC parallèle de la puce à 13,56MHz à l'aide des équations suivantes :

$$\begin{aligned} R_p &= \operatorname{Re}\left[\frac{1}{Z_{DUT}(f)}\right] \\ C_p &= \frac{1}{2\pi f} \operatorname{Im}\left[\frac{1}{Z_{DUT}(f)}\right] \end{aligned} \quad (15)$$

où f est la fréquence d'intérêt correspondant à celle du signal de test et qui est égale ici à 13,56MHz. Il est alors possible d'en déduire l'évolution de la consommation de la puce comme indiqué sur la Figure 5 du fait que R_p est inversement proportionnelle à sa consommation.

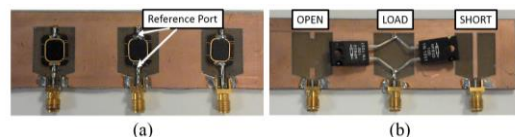


Figure 4. Puces RFID HF à caractériser (a) et kit de calibration associé (b).

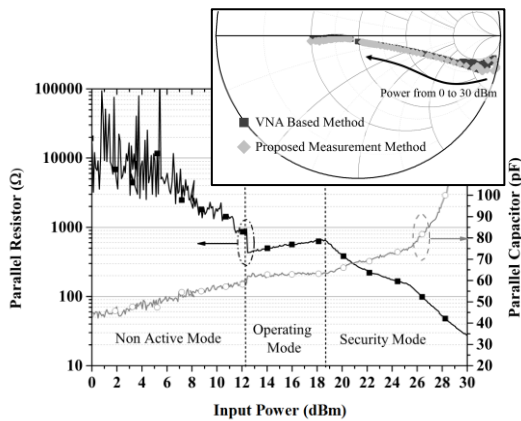


Figure 5. Evolution des paramètres du modèle RC parallèle selon la puissance du signal de test.

En utilisant maintenant comme signal de test une porteuse à 13,56MHz modulée de façon à ce que le signal soit intelligible pour la puce RFID HF, il est possible, en appliquant l'algorithme de Goertzel sur une fenêtre glissante des tensions incidente et réfléchie mesurées, de visualiser l'évolution de l'impédance de la puce au cours d'une communication. Un exemple est indiqué sur la Figure 6 et la Figure 7, ces dernières mettant en évidence respectivement l'évolution de la consommation de la puce après une requête et les impédances en jeux lors de la rétro-modulation.

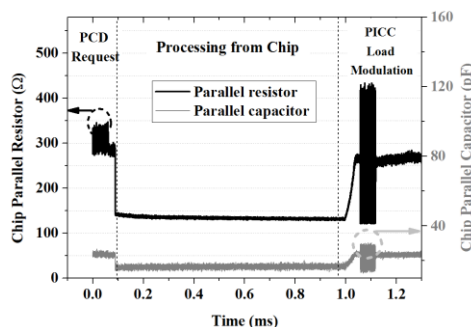


Figure 6. Mise en évidence de la consommation après une requête du lecteur.

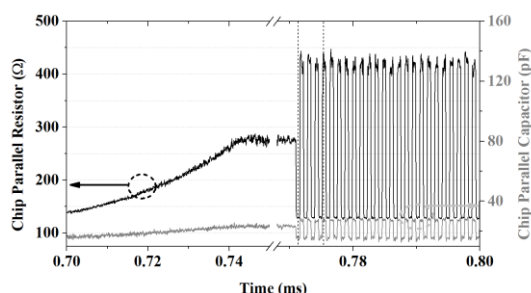


Figure 7. Mise en évidence des impédances de rétro-modulation.

4. Conclusion

Dans cet article a été présentée une méthode de mesure d'impédance ne nécessitant qu'un oscilloscope, un coupleur directionnel et un ordinateur pour le traitement des signaux mesurés. Grâce à l'atténuation intrinsèque du coupleur, les tensions incidente et réfléchie peuvent être mesurées sans endommager

l'oscilloscope et ce même lorsque des puissances élevées sont testées. Une comparaison avec les mesures provenant d'un VNA a permis de vérifier la précision des résultats obtenus. De plus, du fait de l'utilisation d'un oscilloscope, il a été possible de mesurer l'évolution de l'impédance en fonction du temps. Dans le cadre de la RFID HF, la méthode proposée permet alors comme indiqué ici de visualiser les impédances en jeu lors d'une communication et ce, avec une résolution suffisante pour déterminer les impédances de rétro-modulation quel que soit le débit standardisé considéré. Ceci permet alors par exemple d'estimer la puissance à partir de laquelle la puce fonctionne correctement et donc de connaître l'impédance à laquelle l'antenne devra être adaptée, mais également, d'en déduire la consommation de la puce lors de ses différentes phases de fonctionnement.

Références

- [1] ISO, « *ISO/IEC 14443-2:2010 - Identification cards - Contactless integrated circuit cards -- Proximity cards -- Part 2: Radio frequency power and signal interface.* » <https://www.iso.org/standard/50941.html>
- [2] T. Bjorninen, M. Lauri, L. Ukkonen, R. Ritala, A. Z. Elsherbeni, and L. Sydanheimo, « *Wireless Measurement of RFID IC Impedance* », IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 60, no. 9, pp. 3194–3206, Sep. 2011.
- [3] M. Gebhart, J. Bruckbauer, and M. Gossar, « *Chip Impedance Characterization for Contactless Proximity Personal Cards* », Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 2010 7th International Symposium on, pp. 826–830.
- [4] L. Angrisani, A. Baccigalupi, and A. Pietrosanto, « *A digital signal-processing instrument for impedance measurement* », IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 6, pp. 930–934, 1996.
- [5] G. Andia Vera, Y. Duroc, and S. Tedjini, « *RFID Test Platform: Nonlinear Characterization* », IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 63, no. 9, pp. 2299–2305, Sep. 2014.
- [6] S. M. R. Taha, « *Digital measurement of the polar and rectangular forms of impedances* », IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, no. 1, pp. 59–63, 1989.
- [7] J. Kantz, J. Waldmann, and F. M. Landstorfer, « *Measuring System for Time-Variant Impedances* », IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 54, no. 1, pp. 258–263, Feb. 2005.
- [8] B. Couraud, R. Vauche, T. Deleruyelle, and E. Kussener, « *A low cost impedance measurement method for integrated circuits* », IEEE International Conference on Communication Technology (ICCT), 2015, pp. 13–16.
- [9] A. P. Jurkus and U. Stumper, « *National standards and standard measurement systems for impedance and reflection coefficient* », Proc. IEEE, vol. 74, no. 1, pp. 39–45, 1986.
- [10] G. Goertzel, « *An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series* », The American Mathematical Monthly, vol. 65, no. 1, pp. 34–35, 1958.