

MODELISATION ET TECHNIQUES DE MESURE DE L'IMPEDANCE DU TRANSPONDEUR DANS LES SYSTEMES D'IDENTIFICATION SANS CONTACT PAR COUPLAGE INDUCTIF

Stefan BARBU⁺, Simon ELRHARBI⁺, Christian RIPOLL^{*}, Geneviève BAUDOIN^{*}

⁺SchlumbergerSema – 50, avenue Jean Jaurès, 92542 Montrouge, FRANCE

^{*}ESIEE - Cité Descartes - B.P. 99, 93162 Noisy-le-Grand CEDEX, FRANCE

1. Introduction

Les systèmes RFID (**R**adio **F**requency **I**dentification) dont le but est l'identification par liaison Radio d'éléments déportés (appelés étiquette, transpondeur, etc...) par un élément fixe (appelé station de base, lecteur, coupleur, etc...) connaissent un succès sans cesse grandissant où de nouvelles applications se font jour, allant du contrôle d'accès et télé billettique jusqu'à l'interconnexion sécurisée de dispositifs électroniques Grand Public.

Pour que ces projets d'utilisation de systèmes RFID multi applications soient pleinement opérationnels, il faut maîtriser les différentes contributions électriques de leurs éléments constitutifs. Ceci permet de s'assurer de leur robustesse en termes de fiabilité, de reproductibilité mais également d'interopérabilité entre les transpondeurs et les stations de base qui proviennent de différents fabricants.

Le principe de fonctionnement des systèmes RFID repose sur le mécanisme de couplage inductif : la station de base (lecteur) émet un champ magnétique qui alimente le transpondeur tout en transportant l'information. La communication entre le transpondeur et le lecteur se fait par une modulation de charge : le transpondeur fait varier son impédance de charge au rythme des données à transmettre.

Dans cet article nous présentons des méthodes d'extraction de l'impédance du transpondeur par des techniques de mesure non destructives, évitant tout contact mécanique. La connaissance de l'impédance, qui représente un point-clé du système et les techniques de mesures non destructives donnent en effet la possibilité de caractériser à priori son fonctionnement sur le terrain, ainsi que d'établir des critères de variation dans la phase de qualification en production.

2. Couplage par induction magnétique

L'ensemble lecteur - transpondeur peut être modélisé comme un transformateur double - accordé dont le primaire représente le lecteur et le secondaire le transpondeur [1], avec:

- R_1, L_1, C_1 - antenne du lecteur (circuit primaire)
- R_2, L_2, C_2 - antenne du transpondeur (circuit secondaire)
- Z_L - impédance de la charge du transpondeur (CI)
- k - coefficient de couplage

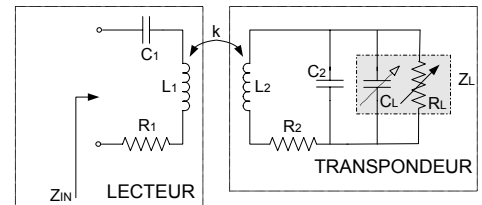


Figure 1. Couplage inductif entre le lecteur et le transpondeur

3. Détermination de la fréquence de résonance du transpondeur à partir du circuit primaire

Dans un premier temps, nous mesurons la fréquence de résonance du transpondeur, grandeur dérivée de ses paramètres électriques. Elle est donnée par le passage par zéro de la phase de son impédance Z_{transp} : $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_2 - R_2^2(C_2 + C_L)}{L_2^2(C_2 + C_L)}}$ (1)

L'impédance en entrée Z_{IN} vue à partir du circuit primaire est donnée par l'expression suivante

$$Z_{IN} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{Z_L} + j\omega C_2}} \quad (2)$$

Le transpondeur étant vu au primaire comme une charge ΔZ_{IN} en série sur l'antenne, celle-ci s'écrit :

$$\Delta Z_{IN} = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_L} + j\omega(C_2 + C_L)}} \quad (3)$$

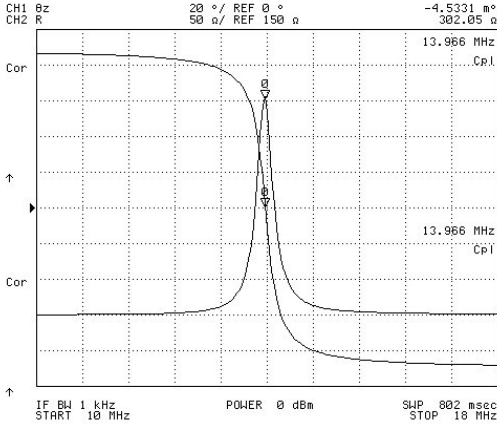


Figure 2. Phase de Z_{transp} et Partie réelle de ΔZ_{IN}

4. Mesures d'impédance du transpondeur

Les circuits de régulation de tension de la puce du transpondeur ne sont généralement pas connus. Pour extraire les paramètres électriques, ainsi que leur variation en fonction du niveau de signal, nous partons des courbes de variation de ΔZ_{IN} en fonction de la fréquence, d'une part, et du niveau du signal de test, d'autre part, puis nous essayerons de remonter jusqu'aux valeurs de k , R_2 , L_2 , C'_2 et R_L et de caractériser la variation de R_L et C_L (à noter que la capacité déterminée sera la capacité totale qui apparaît dans le modèle : $C'_2 = C_2 + C_L$). Pour ceci nous employons plusieurs méthodes.

4.1 Première méthode : Ajustement de courbe par inversion de matrice (curve fitting)

Cette méthode consiste à effectuer les mesures de ΔZ_{IN} , puis à ajuster les courbes obtenues pour les différents niveaux de puissance aux équations attendues. En partant de l'expression de ΔZ_{IN} (3), nous séparons la partie réelle de la partie imaginaire et nous obtenons deux équations de la forme :

$$\text{Re}(\Delta Z_{IN})(f) = \frac{p_4 f^4 + p_2 f^2}{f^4 + q_2 f^2 + q_0}; \quad \text{Im}(\Delta Z_{IN})(f) = \frac{p_5 f^5 + p_3 f^3}{f^4 + q_2 f^2 + q_0} \quad (4), \text{ avec}$$

$$p_2 = \frac{k^2 L_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_L}\right)}{4\pi^2 L_2 C_2^2 R_L}; \quad p_3 = \frac{k^2 L_1 \left(\frac{1}{C_2} - \frac{L_2}{R_L C_2^2}\right)}{2\pi L_2}; \quad p_4 = \frac{k^2 L_1 R_2}{L_2}; \quad p_5 = -2\pi k^2 L_1; \quad q_0 = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_L}\right)^2}{16\pi^4 L_2^2 C_2^2}; \quad q_2 = \frac{\left(\frac{R_2^2}{L_2^2} - \frac{2}{L_2 C_2} + \frac{1}{C_2^2 R_L^2}\right)}{4\pi^2}$$

Aux courbes obtenues expérimentalement, nous allons ajuster les courbes calculées à partir des équations (4). Une fois les coefficients p et q déterminés, nous avons un système d'équations d'où nous déduirons les paramètres électriques du transpondeur, ainsi que le coefficient k .

Cette méthode requiert la connaissance préalable de l'inductance L_2 de l'antenne du transpondeur et ne permet pas de dissocier les valeurs de C_2 et C_L dans C'_2 .

A ces inconvénients se rajoutent des problèmes de convergence des algorithmes d'ajustement de courbe, qui doivent être réglés très finement. Ces problèmes sont liés principalement à l'inversion des matrices intervenant dans la résolution du système d'équations (4). Les identifications ont été réalisées à l'aide de l'outil Matlab « Curve Fitting Toolbox », ainsi que par résolution directe du système (4). Dans les deux cas, la même limitation en terme de conditionnement de matrices intervient.

4.2 Deuxième méthode : Balayage du niveau du signal de test à fréquence fixe

Cette méthode ne détermine que les paramètres électriques variables (R_L et C'_2), impliquant la connaissance de tous les paramètres fixes (i.e. R_2 , L_2), ainsi que du coefficient de couplage k . Nous partons de la formule (3), d'où :

$$\frac{1}{R_L} + j\omega C'_2 = \frac{1}{\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{\Delta Z_{IN}} - R_2 - j\omega L_2} \quad (5)$$

A partir de la courbe de variation de ΔZ_{IN} en fonction du niveau du signal de test et des autres paramétriques électriques (R_2 , L_2 et k), nous évaluons le terme gauche de la formule (5) qui correspond à l'admittance de la charge du transpondeur. Le résultat nous donne accès à R_L (la partie réelle) et C'_2 (la partie imaginaire). Nous traçons ensuite des courbes qui correspondent à leur variation en fonction du niveau de test, ainsi que celle correspondant à la fréquence de

Nous avons déterminé par simulation numérique que la fréquence de résonance du transpondeur correspond au maximum de la partie réelle de ΔZ_{IN} . L'approximation est d'autant meilleure que la valeur de R_L est grande [2].

Ce résultat a été confirmé par des mesures effectuées sur des transpondeurs dont les paramètres électriques étaient fixes et connus (Figure 2).

Comme pour les transpondeurs réels la fréquence de résonance dépend du niveau du signal de test, Cette mesure s'effectue à un niveau assez faible du signal de test, correspondant au cas où le circuit intégré n'est pas encore alimenté, ce qui permet d'atteindre une assez bonne précision, car la résistance de charge (R_L) est théoriquement très grande.

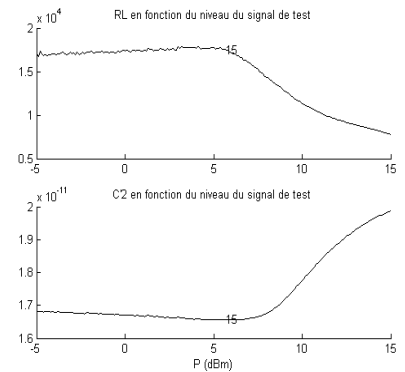


Figure 3. R_L et C'_2 en fonction de la puissance du signal de test

résonance calculée. Pour des faibles niveaux de test, la valeur de la fréquence de résonance est à peu près constante et correspond à celle déterminée par la méthode décrite en §3.

Une précaution importante à prendre avec cette méthode est de s'assurer de la sensibilité des résultats à la mesure de ΔZ_{IN} . Pour avoir des résultats fiables, il faut effectuer les mesures à une fréquence où ΔZ_{IN} prend des valeurs assez importantes, afin que les erreurs de mesure ne faussent pas les résultats. Le principal inconvénient de cette approche consiste dans le fait que la précision de mesure atteinte à la fréquence de fonctionnement du système est assez faible. (l'équation (5) montre que si ΔZ_{IN} est grand, le 1^{er} terme du dénominateur devient moins prépondérant et la précision de l'extraction devient la précision de R_2 et L_2 ; si ΔZ_{IN} est faible, le 1^{er} terme du dénominateur devient prépondérant devant les autres et la précision dépend surtout de k).

4.3 Troisième méthode : Ajustement direct de courbe

Les deux méthodes précédentes présentent des limitations importantes, et ne permettent pas une identification précise de tous les paramètres électriques à partir des mesures expérimentales. De plus, il est nécessaire de passer par des équations intermédiaires afin de pouvoir effectuer le calcul, ce qui augmente également le nombre de paramètres à déterminer : 6 paramètres p et q , pour seulement 5 inconnues (k, R_2, L_2, C'_2 et R_L).

L'ajustement direct de courbe part du même principe que l'ajustement de courbe « classique », présenté en §4.1, mais au lieu d'effectuer une inversion de matrice, on effectue un balayage des valeurs des paramètres électriques. Cette approche élimine la redondance introduite par les équations (4).

Répétée plusieurs fois, à différents niveaux de puissance du signal de test, cette méthode permet également de trouver la variation de R_L et C'_2 avec une meilleure précision qu'à l'aide du balayage du niveau du signal de test.

Les données (ΔZ_{IN}) mesurées à l'aide d'un analyseur de réseaux Agilent 4395 A disposant de l'option analyse d'impédance, sont stockées dans 2 vecteurs, correspondant respectivement aux parties réelle et imaginaire de ΔZ_{IN} pour toutes les fréquences de la bande d'analyse.

En partant de l'équation (3), nous obtenons :

$$\text{Re}(\Delta Z_{IN}) = \frac{\omega^4 k^2 L_1 L_2 R_2 C'^2_2 + \omega^2 \frac{k^2 L_1 L_2}{R_L} \left(1 + \frac{R_2}{R_L}\right)}{\omega^4 L_2^2 C'^2_2 + \omega^2 \left(R_2^2 C'^2_2 - 2L_2 C'_2 + \frac{L_2^2}{R_L^2}\right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_L}\right)^2} \quad (6) \quad \text{Im}(\Delta Z_{IN}) = \frac{-\omega^5 k^2 L_1 L_2^2 C'^2_2 + \omega^3 k^2 L_1 L_2 \left(C'_2 - \frac{L_2}{R_L}\right)}{\omega^4 L_2^2 C'^2_2 + \omega^2 \left(R_2^2 C'^2_2 - 2L_2 C'_2 + \frac{L_2^2}{R_L^2}\right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_L}\right)^2} \quad (7)$$

La valeur de L_1 , qui apparaît également dans les formules est connue, car elle est mesurée directement au primaire des circuits couplés en l'absence de transpondeur.

Les valeurs des paramètres k, R_2, L_2, C'_2 et R_L sont balayées sur tout leur domaine de variation. A tous les pas nous évaluons les équations (6) et (7), ainsi que l'erreur correspondant à :

$$\left| \text{Re}(\Delta Z_{IN})_{\text{calculé}} - \text{Re}(\Delta Z_{IN})_{\text{mesuré}} \right| + \left| \text{Im}(\Delta Z_{IN})_{\text{calculé}} - \text{Im}(\Delta Z_{IN})_{\text{mesuré}} \right|.$$

Les valeurs des paramètres k, R_2, L_2, C'_2 et R_L que nous retenons sont celles qui minimisent le terme d'erreur.

Etant donné que la méconnaissance des domaines de variation possible pour les valeurs des paramètres peut mener à des temps de calcul prohibitifs, il est recommandé d'effectuer d'abord un balayage sur une large plage de variation, avec un grand pas, puis d'affiner au fur et à mesure que l'on s'approche du résultat.

Les figures suivantes montrent des résultats obtenus avec un transpondeur de test, dont les paramètres électriques sont connus :

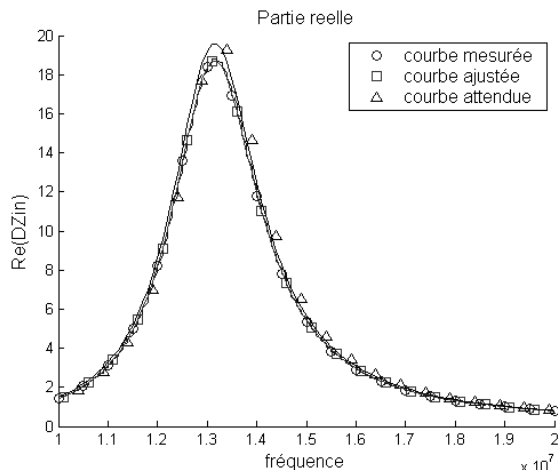


Figure 4. Courbe ajustée sur les mesures de $\text{Re}(\Delta Z_{IN})$ pour le transpondeur de test

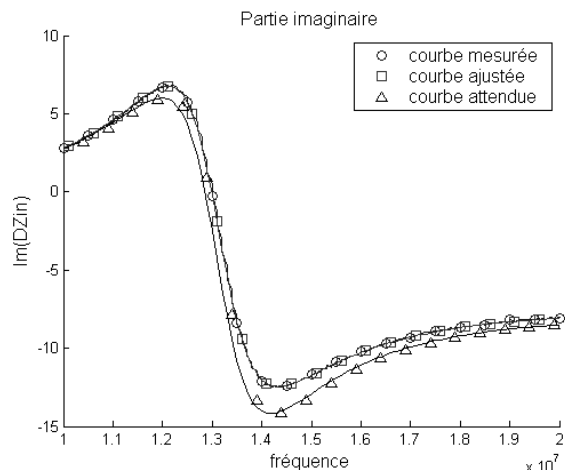


Figure 5. Courbe ajustée sur les mesures de $\text{Im}(\Delta Z_{IN})$ pour le transpondeur de test

Les courbes attendues sont tracées pour les paramètres électriques connus du transpondeur (Tableau 1). Les courbes obtenues par ajustement se superposent sur celles obtenues par mesure (Tableau 1).

Une fois la méthode validée avec le transpondeur de test, nous effectuons des mesures avec un transpondeur réel (ISO 14443 Type B) :

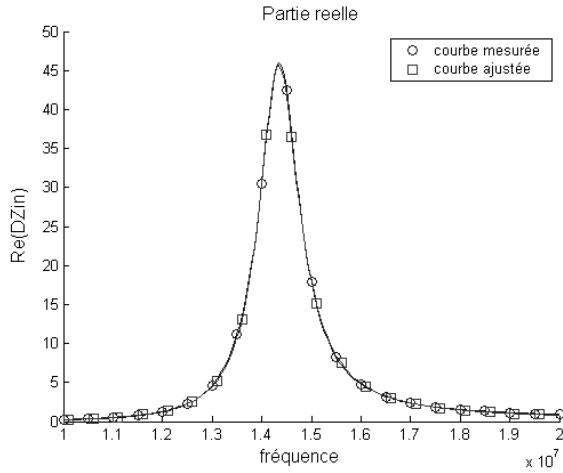


Figure 6. Courbe ajustée sur les mesures de $\text{Re}(Z_{IN})$ pour le transpondeur réel

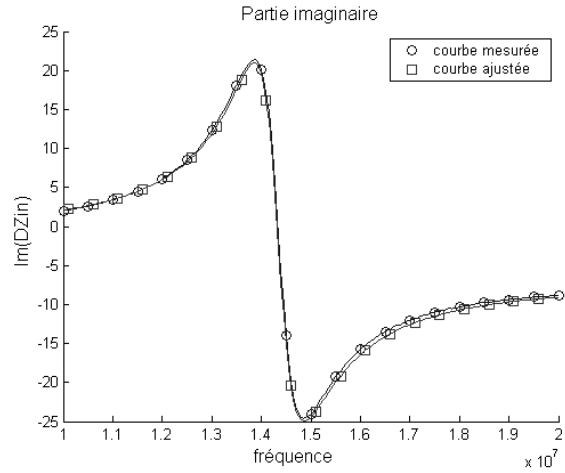


Figure 7. Courbe ajustée sur les mesures de $\text{Im}(Z_{IN})$ pour le transpondeur réel

Paramètre	Valeur attendue transpondeur test	Valeur extraite transpondeur test
k	0,4	0,4
R_2	2 Ω	2,1 Ω
L_2	1 μH	0,98 μH
C'_2	150 pF	150 pF
R_L	560 Ω	582 Ω

Tableau I: Extraction des paramètres électriques du transpondeur de test

Paramètre	Valeur extraite transpondeur réel
k	0,39
R_2	4,6 Ω
L_2	0,98 μH
C'_2	126 pF
R_L	5000 Ω

Tableau II Extraction des paramètres électriques du transpondeur réel

Les valeurs obtenues (Tableau II) correspondent bien à des paramètres électriques rencontrés couramment pour ce type de transpondeur.

5. Conclusions

Cet article présente quelques techniques de mesure d'impédance du transpondeur dans les systèmes RFID par couplage inductif. Ces méthodes imposent la mesure aux bornes de l'antenne du lecteur, puis l'estimation des paramètres électriques conformément au modèle utilisé.

L'impédance du transpondeur varie avec le niveau du signal de test (du fait des circuits de régulation de la puce), ce qui nécessite la prise en compte de références en termes de niveau du signal de mesure.

Les deux premières méthodes de mesure d'impédance présentées ici sont complémentaires : on peut utiliser l'ajustement de courbe pour déterminer les paramètres électriques fixes, puis le balayage du niveau du signal de test pour tracer la variation de R_L et C'_2 . La méthode de mesure de la fréquence de résonance du transpondeur à des faibles niveaux du signal de test constitue une approche plus qualitative, qui permet par la suite de valider les résultats des mesures d'impédance. Néanmoins, ces deux méthodes présentent des inconvénients en termes de convergence et de précision.

La troisième méthode de mesure de l'impédance permet la détermination précise des valeurs de tous les paramètres électriques du modèle utilisé, ainsi que du coefficient de couplage k . Cette approche plus directe que dans les deux autres méthodes nous permet de nous affranchir de leurs limitations, tout en obtenant une meilleure précision, avec néanmoins un temps de calcul plus important.

Conçues principalement pour les systèmes RFID à 13,56 MHz [3], les outils et les méthodes employées sont caractéristiques des techniques hautes fréquences, pouvant être utilisées également pour d'autres applications.

Références

- [1] « Equivalent circuit simulation for inductively coupled transponders » - Note d'application AN97024, Philips, 1997
- [2] S. Barbu, S. Elrharbi, C. Ripoll, G. Baudoin – « Influence de l'impédance du transpondeur sur la communication dans les systèmes RFID à 13,56 MHz », 2^{ème} Colloque International "Mathematics in Engineering and Numerical Physics" (MENP-2), Bucarest, Roumanie, 22-24 Avril, 2002
- [3] ISO IEC 14443-2, 10373-6