

Estimation du canal pour les systèmes MIMO RFID passifs

M. Fouad KHELLADI, Adel METREF, Belkacem FERGANI

Faculté d'électronique et d'informatique, Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes Intelligents et Communicants (LISIC),
Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumédiène
BP N32, Bab Ezzouar, Alger, Algérie

mkhelladi@usthb.dz, ametref@usthb.dz, b.fergani@usthb.dz

Résumé – Les systèmes RFID (*IDentification par Radio Fréquence*) sont des dispositifs électroniques d'identification d'objets par Radio-Fréquences. Le développement d'algorithmes de séparation de signaux RFID au niveau de la couche physique reste un problème ouvert, pour lequel l'estimation du canal de propagation est une étape déterminante. Dans ce travail, nous proposons une nouvelle méthode d'estimation du canal pour les systèmes MIMO (à entrées multiples et sorties multiples) d'identification radio fréquence. L'idée de base consiste en l'application de l'algorithme des moindres carrés régularisés sur la partie préambule de la réponse du tag dans laquelle, les données utiles sont superposées à une séquence d'apprentissage. Les performances de l'approche proposée sont comparées à la méthode conventionnelle dite FSA (Framed Slotted Aloha) et une méthode existante basée sur l'utilisation de pilotes d'estimation de canal, et ceci pour différentes configurations de nombre de tags et d'antennes de réception. Les résultats montrent que la méthode proposée présente une bonne performance d'estimation du canal, requiert un nombre réduit de requêtes nécessaires à l'identification, en particulier lorsque le nombre de tags est élevé et qu'elle est robuste à l'effet de contamination de pilotes.

Abstract – Radio frequency identification (RFID) systems are electronic devices which allow identification of objects by means of Radio waves. In the RFID physical layer, the development of tag signal separation algorithms is a promising research area, in which the channel estimation process is mandatory. In this paper, we propose a new channel estimation method for multiple-input multiple-output (MIMO) passive radio frequency identification systems. The basic idea consists in applying, at the reader side, a regularized least squares algorithm on the preamble of the tag response in which the information data is superimposed to pilot symbols. The performance of our approach is compared with the conventional framed slotted aloha (FSA) and an existing pilot estimation approach for different numbers of tags and receive antennas. The results show that the proposed method exhibits reduced total number of requests needed for successful identification in a dense tag population scenario and provides robustness against pilot contamination effect as well as good channel estimation performance.

1 Introduction

Les systèmes RFID sont des dispositifs électroniques d'identification d'objets par ondes Radio-Fréquences [1]. Pour cela, les objets (ou êtres vivants) à identifier et/ou à poursuivre sont dotés d'étiquette électronique appelée tag [2] qui peut transmettre les informations qui y sont encodés vers un récepteur radio appelé Lecteur. Cette technologie permet, contrairement aux codes barres, la lecture de données sans contacts et sans la nécessité d'une visibilité directe lecteur-tag. Aujourd'hui, les systèmes RFID passifs (sans batterie interne) fonctionnant à ultra haute fréquences (UHF) sont utilisés dans la majorité des processus commerciaux en raison de développement de tags à dimension réduite, faible consommation de puissance, une grande durée de vie et une distance de portée appréciable. Ce qui différencie un tag RFID passif d'un transpondeur sans fil conventionnel est l'utilisation de la modulation de charge pour la transmission des données tags au lecteur. En effet, l'implémentation à faible puissance de ce type de modulation peut se passer de la majorité des composants actifs utilisés dans la conception des transpondeurs sans fil classique. En pratique, on est souvent confronté à des situations où plusieurs tags se trouvent dans le champ d'un seul lecteur. Les informations qu'ils

transmettent partagent le même canal radio et arrivent au niveau du récepteur sous forme d'un mélange de signaux. En l'absence de protocoles d'anti-collision au niveau du lecteur, le processus d'identification individuelle de chaque tag est impossible. Traditionnellement, ces protocoles suppose que les décodeurs ne sont en mesure de récupérer qu'un signal à la fois et lorsque une transmission simultanée de plusieurs signaux survient, tous les signaux doivent être retransmis engendrant ainsi des temps d'identification pouvant être très long. De ce fait, le développement d'algorithmes de séparation de signaux de tags passifs au niveau de la couche physique reste un problème ouvert qui fédère plusieurs communautés scientifiques notamment les traiteurs de signaux, informaticiens et logisticiens.

Dans la littérature des systèmes RFID UHF passifs, l'algorithme FSA (Frame Slotted Aloha) est largement utilisé pour la gestion de l'accès multiple des tags au canal. L'algorithme FSA est une technique d'accès multiple à répartition dans le temps qui consiste à répartir le temps en trames où chaque trame est subdivisée en slots. Dans le but de minimiser la probabilité d'accès simultané, chaque tag choisit d'une manière aléatoire un slot par trame pour transmettre ses données. Cependant, l'inconvénient majeur de l'algorithme FSA est le problème dit

saturation de choix de slot où deux tags ou plus choisissent à chaque fois le même slot dans chaque trame. Pour résoudre ce problème, des travaux récents [3, 4] se sont intéressés à l'exploitation de la couche signal (physique) pour le traitement des collisions. Le travail dans [4] est le premier qui a proposé une mise en oeuvre pratique d'une solution pour la résolution des collisions dans les systèmes RFID UHF passifs en utilisant des détecteurs de type ZF (zero forcing) et MMSE (minimum mean squared error). Pour la réalisation de ces détecteurs, les auteurs ont proposé une méthode d'estimation du canal basée sur l'observation du signal de collision dans le plan I-Q. Cependant, cette méthode permet d'estimer seulement deux coefficients du canal par slot. Pour l'estimation d'un maximum de huit coefficients canal par slot, Jelena *et al.* [3] ont proposé l'utilisation des séquences d'apprentissage multiplexées en temps avec le signal du tag. L'idée de cette approche consiste à prolonger la réponse du tag en y incorporant un post-préambule dédié à l'estimation du canal. Toutefois, utiliser des bits supplémentaires résulte en un temps d'identification des tags important. De plus, si le nombre de tags est important, la limitation du nombre des séquences d'apprentissage peut causer le problème de contamination des pilotes entraînant ainsi une dégradation significative des performances d'estimation du canal.

Dans ce travail, nous proposons un nouveau schéma basé sur l'utilisation de pilotes cachés pour l'estimation du canal MIMO RFID. L'idée de base consiste en l'application de l'algorithme des moindres carrés régularisés sur la partie préambule du mélange reçu des réponses des tags. Contrairement à [3], notre approche ne requiert pas l'utilisation de bits supplémentaires, améliore les performances d'estimation du canal tout en assurant une réduction du nombre total de requêtes nécessaires à l'identification des tags en collision. De plus, elle présente une certaine robustesse au problème de contamination des pilotes.

Le travail est organisé comme suit : dans la section 2, nous présentons le modèle du système MIMO RFID. Dans la section 3, nous illustrons la solution proposée. L'expression analytique de l'EQM (erreur quadratique moyenne) de la méthode d'estimation de canal que nous proposons est élaborée et validé par la simulation. Dans la section 4, les performances de la méthode sont évaluées en terme de l'EQM et du nombre total de requêtes nécessaires à l'identification. Enfin, les conclusions sont rapportées dans la section 5.

2 Système MIMO-RFID

2.1 Modèle

Considérons un lecteur avec une antenne d'émission et N_{RA} antennes de réception. Quand R tags transmettent simultanément leurs données dans le même slot, le modèle complexe en bande de base du signal reçu est donné par [3] :

$$\mathbf{s}_c(t) = \mathbf{H}_c \mathbf{a}(t) + \mathbf{n}_c(t) \quad (1)$$

avec $\mathbf{s}_c(t) \in \mathbb{C}^{N_{RA} \times 1}$ et $\mathbf{n}_c(t) \in \mathbb{C}^{N_{RA} \times 1}$ sont les vecteurs du signal reçu et du bruit. $\mathbf{a}(t) \in \mathbb{R}^{R \times 1}$ est le vecteur contenant

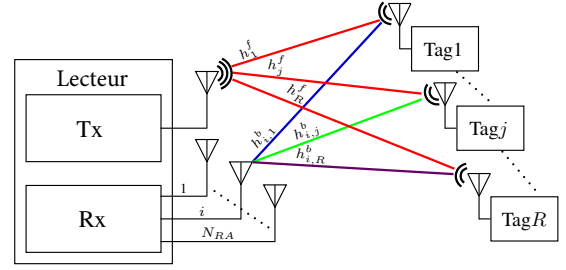


FIGURE 1 – Modèle du canal MIMO-RFID.

les R signaux tag codés en FMO où chaque signal est constitué d'un préambule suivi d'une séquence aléatoire de 16 symboles dite RN16. $\mathbf{H}_c = \mathbf{H}_c^b \text{diag}(\mathbf{h}_c^f) \in \mathbb{C}^{N_{RA} \times R}$ est la matrice équivalente du canal RFID dont chaque élément $h_{i,j}$ est constitué d'un produit du coefficient complexe d'aller $h_j^f = |h_j^f| e^{j\varphi_j^f}$ avec le coefficient de retour $h_{i,j}^b = |h_{i,j}^b| e^{j\varphi_{i,j}^b}$. Le module de chacun des coefficients suit une loi de Rayleigh [3].

2.2 Récepteur Minimum Mean Square Error

La résolution des collisions des signaux tag peut se faire en utilisant un récepteur de type MMSE au niveau du lecteur. Le détecteur MMSE prend en considération l'interférence et le bruit additif pour équilibrer l'erreur. La sortie du récepteur MMSE est donnée par [5] :

$$\hat{\mathbf{a}}(t) = (\hat{\mathbf{H}}^T \hat{\mathbf{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_R)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^T (\mathbf{s}(t) - \hat{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{a}}(t)) \quad (2)$$

avec $\hat{\mathbf{H}} \in \mathbb{R}^{2N_{RA} \times R}$ est la matrice estimée du canal, $\mathbf{I}_R \in \mathbb{R}^{R \times R}$ est la matrice identité et $\bar{\mathbf{a}}(t)$ est la moyenne statistique du signal transmis $\mathbf{a}(t)$.

3 Estimation du canal en utilisant des pilotes cachés

L'estimation du canal à l'aide de séquences superposées ou cachées consiste à sommer arithmétiquement une séquence connue à faible puissance avec les symboles de données utiles. Contrairement aux méthodes utilisant un multiplexage temporel des données avec des symboles pilotes, la technique des pilotes superposés permet une meilleur efficacité spectrale [3].

3.1 Suppositions

Dans les systèmes RFID passif, le standard (EPCglobal classe 1 génération 2) définit le préambule comme une succession de 12 symboles zero "0" suivis d'une séquence spécifique de six symboles [1]. Nous supposons que le signal du tag (préambule+RN16) $\mathbf{a}(t) = [\mathbf{a}_{Pr}(t), \mathbf{a}_{RN16}(t)]$ varie entre les niveaux -1 et $+1$ avec une moyenne $\bar{a}_j(t) = 0$. Pour éviter le problème de contamination de pilotes, en particulier dans le cas où le nombre de tags est important, il est commode d'avoir un nombre élevé de séquences superposées. En utilisant l'algorithme de recherche de séquences orthogonales décrit dans [3],

nous obtenons pour une longueur de 64 bits un ensemble de 16 séquences que nous notons \mathbf{S}_{P1} .

Afin de réduire le rapport signal-sur-interférence (SIR) et d'améliorer la performance de détection, nous considérons des séquences superposées unipolaires c.-à-d $\mathbf{S}_{P1}(i, j) \in \{0, 1\}$ avec une valeur moyenne de 0.5. Nous introduisons également un facteur d'échelle ρ de telle sorte que les valeurs de $((1 - \sqrt{\rho})\mathbf{S}_{P1}(t) + \sqrt{\rho}\mathbf{a}(t)) \in \{-1, 1\}$. La figure 2 illustre un schéma de principe expliquant la méthode de superposition des données dans un slot.

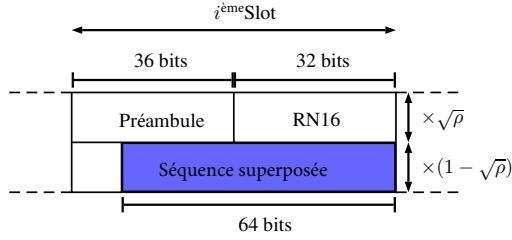


FIGURE 2 – Schéma de superposition des séquences.

Le modèle du signal reçu en utilisant des séquences superposées est donné par :

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(\mathbf{a}^\rho(t) + \mathbf{S}_{P1}^\rho(t)) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

avec $\mathbf{a}^\rho(t) = \sqrt{\rho}\mathbf{a}(t)$ et $\mathbf{S}_{P1}^\rho(t) = (1 - \sqrt{\rho})\mathbf{S}_{P1}(t)$ sont le signal tag et la séquence superposée, misent à l'échelle par les facteurs $\sqrt{\rho}$ et $(1 - \sqrt{\rho})$, respectivement.

3.2 Description de la méthode

Notons par $\mathbf{r}_1 \in \mathbb{R}^{N_{RA} \times 64}$ la partie du signal reçu qui contient les séquences superposées, $\mathbf{a}^\rho \in \mathbb{R}^{R \times 64}$ la partie du signal tag contenant \mathbf{r}_1 et $\mathbf{S}_{P1}^\rho = [\mathbf{s}_{P1_1}^\rho, \mathbf{s}_{P1_2}^\rho, \dots, \mathbf{s}_{P1_R}^\rho]^T \in \mathbb{R}^{R \times 64}$ l'ensemble des séquences superposées. Nous pouvons alors écrire :

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}(\mathbf{a}^\rho + \mathbf{S}_{P1}^\rho) + \mathbf{n}_1. \quad (4)$$

Multiplions par $(\mathbf{S}_{P1}^\rho)^T (\mathbf{S}_{P1}^\rho (\mathbf{S}_{P1}^\rho)^T)^{-1}$ les membres de (4) et évaluons l'espérance, nous obtenons :

$$E\{\mathbf{r}_1 (\mathbf{S}_{P1}^\rho)^T (\mathbf{S}_{P1}^\rho (\mathbf{S}_{P1}^\rho)^T)^{-1}\} = \|\mathbf{s}_{P1}^\rho\|^2 \mathbf{H} \quad (5)$$

où $E\{\cdot\}$ et $\|\cdot\|$ désignent respectivement la moyenne statistique et la norme euclidienne. Par la suite, si nous remplaçons l'espérance par sa valeur "instantanée" nous obtenons une estimation grossière de la matrice du canal $\bar{\mathbf{H}}$. Cette estimation sera utilisée comme une information a priori dans le problème d'optimisation bi-critère.

Comme les séquences $\mathbf{s}_{P1_i}^\rho$ sont unipolaires, $\bar{\mathbf{H}}$ devient

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{r}_1 (\mathbf{S}_{P1}^\rho)^T / E_{\mathbf{s}_{P1}^\rho} \quad (6)$$

avec $E_{\mathbf{s}_{P1}^\rho} = \|\mathbf{s}_{P1}^\rho\|^2$ est l'énergie de chaque séquence d'apprentissage.

L'estimation du canal en utilisant des pilotes cachés est donnée par la solution du problème d'optimisation bi-critère suivant :

$$\min_{\hat{\mathbf{H}}} \left[\text{Tr} \left((\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})^H \mathbf{\Pi} (\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}) \mathbf{\Sigma} \right) + \|\mathbf{r}_2 - \mathbf{H}\mathbf{S}_{P2}\|_F^2 \right] \quad (7)$$

avec $\mathbf{r}_2 = \mathbf{H}\mathbf{S}_{P2} + \mathbf{n}_2 \in \mathbb{R}^{N_{RA} \times 36}$ la partie du signal reçu contenant le préambule, $\mathbf{S}_{P2} = \mathbf{a}_{P2}^\rho + \mathbf{S}_{P1}^\rho \in \mathbb{R}^{R \times 36}$ la somme du préambule avec la séquence superposée. $\mathbf{\Pi} \in \mathbb{R}^{N_{RA} \times N_{RA}}$ et $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{R \times R}$ sont des matrices diagonales définies positives. $\text{Tr}(\cdot)$ désigne l'opérateur de la trace et $\|\cdot\|_F$ est la norme de Frobenius.

La motivation derrière l'utilisation d'un problème d'optimisation bi-critère est d'intégrer $\bar{\mathbf{H}}$ comme une information a priori sur la solution. En effet, les valeurs de chaque matrice diagonales $\mathbf{\Pi}$ et $\mathbf{\Sigma}$ sont des paramètres définissant un compromis entre la première estimation $\bar{\mathbf{H}}$ et la solution du second critère dans le problème d'optimisation. Par conséquent, la valeur du terme de régularisation dans (7) $(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})^H \mathbf{\Pi} (\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}) \mathbf{\Sigma}$ reflète une sorte de degré de confiance dans la première estimation $\bar{\mathbf{H}}$. Si nous choisissons $\mathbf{\Pi} = \pi \mathbf{I}_{N_{RA}}$ et $\mathbf{\Sigma} = \sigma \mathbf{I}_R$, chaque terme de $\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}$ sera multiplier par le même coefficient $\pi\sigma$, ce qui signifie que le même degré d'incertitude est considéré pour tous les éléments de $\bar{\mathbf{H}}$. La solution du problème (7) est donnée par

$$\text{vec}(\hat{\mathbf{H}}) = \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}) + \left(\mathbf{W} + \tilde{\mathbf{S}}_{P2} \tilde{\mathbf{S}}_{P2}^H \right)^{-1} \tilde{\mathbf{S}}_{P2} \text{vec}(\mathbf{r}_2 - \bar{\mathbf{H}}\mathbf{S}_{P2}) \quad (8)$$

avec $\mathbf{W} = \mathbf{\Sigma} \otimes \mathbf{\Pi}$ et $\tilde{\mathbf{S}}_{P2} = \mathbf{S}_{P2} \otimes \mathbf{I}_{N_{RA}}$ étant le produit de Kronecker.

Nous constatons que la matrice définie positive \mathbf{W} garantit toujours l'existence de l'inverse de la matrice $(\mathbf{W} + \tilde{\mathbf{S}}_{P2} \tilde{\mathbf{S}}_{P2}^H)$ indépendamment du rang de la matrice $\tilde{\mathbf{S}}_{P2}$. Par conséquent, la solution $\hat{\mathbf{H}}$ existe toujours et elle est unique. Ce résultat est très intéressant par rapport à la méthode du post-préambule où la solution existe et est unique si et seulement si la matrice des séquences d'apprentissage est de rang complet. Le cas d'une matrice des pilotes à rang incomplet peut se manifester facilement et en particulier pour un faible nombre de séquences d'apprentissage, lorsque deux ou plusieurs tags utilisent le même post-préambule. Il en résulte le problème de contamination des pilotes. Comme la solution (8) est indépendante du rang de la matrice d'apprentissage, l'approche que nous proposons est peu sensible au problème de contamination des pilotes.

3.3 EQM de l'estimateur utilisant les pilotes cachés

L'EQM de l'estimateur utilisant les pilotes cachés est définie comme suit : $\text{EQM}_{SP} \triangleq E \left\{ \left\| \hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H} \right\|_F^2 \right\}$. Après calcul, nous trouvons :

$$\begin{aligned} \text{EQM}_{SP} &= \sigma_n^2 \left(\text{Tr}(\mathbf{A}\mathbf{A}^H) + \text{Tr}(\mathbf{B}\tilde{\mathbf{S}}_{P1}\tilde{\mathbf{S}}_{P1}^H\mathbf{B}^H) \right) + \\ &\quad \text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{D}\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H\mathbf{D}^H\mathbf{B}^H) + \\ &\quad \sigma_{a^\rho}^2 \left(\text{Tr}(\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{C}^H\mathbf{B}^H) \right) \end{aligned} \quad (9)$$

avec $\mathbf{D} = \left(\mathbf{I}_R - \frac{1}{E_{\mathbf{s}_{P1}^\rho}} \mathbf{S}_{P1}^\rho \mathbf{S}_{P1}^{\rho H} \right) \otimes \mathbf{I}_{N_{RA}}$, $\tilde{\mathbf{S}}_{P1} = \mathbf{S}_{P1}^\rho \otimes \mathbf{I}_{N_{RA}}$, $\mathbf{A} = (\mathbf{W} + \tilde{\mathbf{S}}_{P2} \tilde{\mathbf{S}}_{P2}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{S}}_{P2}$, $\mathbf{B} = (\mathbf{A} \tilde{\mathbf{S}}_{P2}^H - \mathbf{I}_{N_{RA} \times R})$, $\mathbf{C} = \frac{1}{E_{\mathbf{s}_{P1}^\rho}} (\mathbf{S}_{P1}^\rho \otimes \mathbf{H})$, $E\{\text{vec}(\mathbf{a}^\rho)\text{vec}(\mathbf{a}^\rho)^H\} = \sigma_{a^\rho}^2 \mathbf{I}_{R \times 64}$ et

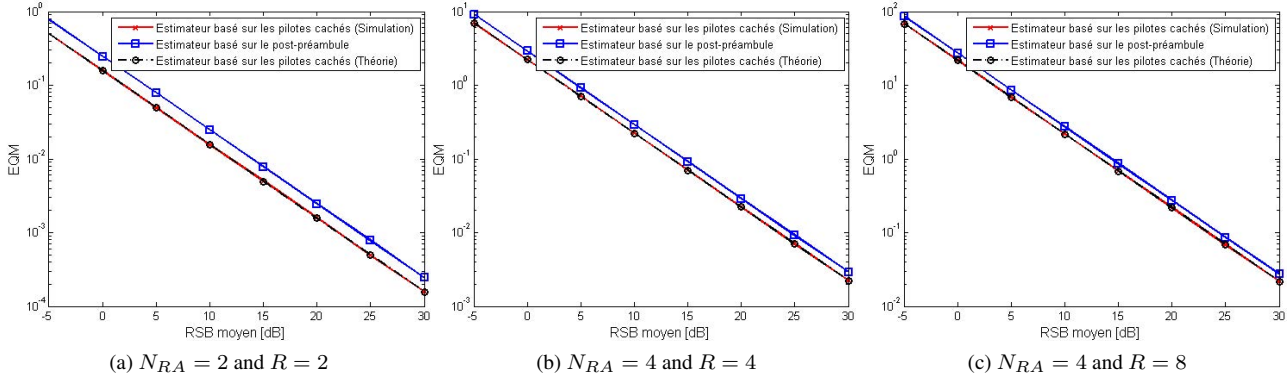


FIGURE 3 – EQM pour les méthodes pilotes cachés (valeurs optimales de ρ , Σ et Π) et de post-preamble.

$$E\{\tilde{\mathbf{n}}_2 \tilde{\mathbf{n}}_2^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{RA} \times 36}.$$

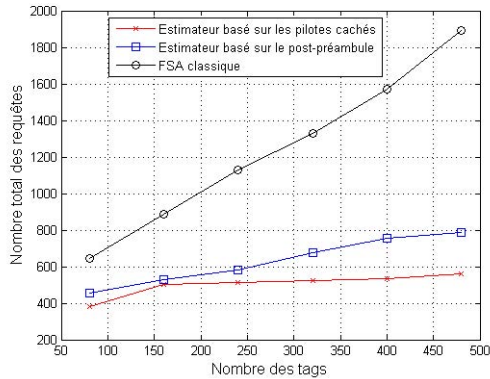


FIGURE 4 – Comparaison du nombre total des requêtes nécessaires à l’identification pour un lecteur avec $N_{RA} = 4$.

4 Résultats

Dans cette section, nous évaluons en premier lieu les performances en termes de l’EQM en fonction du rapport signal sur bruit. Par la suite, nous simulons les performances globales du système en terme de nombre total des requêtes nécessaires à l’identification.

Comme le montre la figure 3, la précision d’estimation du canal de notre approche est meilleure comparée à la méthode utilisant post-préambule et ceci pour différentes combinaison du nombre de tags R et d’antennes de réception N_{RA} du lecteur. Pour une EQM de 10^{-3} , des gains de 2 dB, 1 dB et 1 dB peuvent être observés pour $N_{RA} \times R = 2 \times 2$, 4×4 et 4×8 , respectivement. La figure montre aussi que les tracés de l’expression théorique de l’EQM sont en concordance avec les résultats obtenus par simulation.

La figure 4 illustre les performances d’identification pour les méthodes : FSA classique (sans résolution de collision), FSA avec estimation du canal utilisant un post-préambule et FSA avec notre approche d’estimation du canal. Nous pouvons constater que pour 480 tags, le FSA avec estimateur à post-préambule présente un gain de 2.4 par rapport au FSA clas-

sique, alors que le FSA avec estimateur basé sur des pilotes cachés montre un gain de 3.4. Cette amélioration s’explique par le fait que la méthode basée sur les pilotes cachés peut identifier avec succès un certain nombre de tags même dans une situation de contamination de pilotes, contrairement à la méthode d’estimation utilisant le post-préambule où l’estimation des coefficients du canal ne peut être réalisée que si la matrice des séquences d’apprentissage est de rang complet.

5 Conclusion

Nous avons présenté une méthode de moindres carrés régularisés pour l’estimation du canal dans les systèmes RFID passifs multi-tags en utilisant des pilotes cachés. L’approche a révélé une réduction considérable du nombre de requêtes nécessaires à l’identification. L’Analyse des performances a montré une amélioration significative de la précision d’estimation du canal par rapport à la méthode d’estimation utilisant un post-préambule. L’expression analytique de l’EQM a été également calculée et validée par simulation.

Références

- [1] J.-M. Laheurte, C. Ripoll, D. Paret, and C. Loussert, *UHF RFID technologies for identification and traceability*. John Wiley & Sons, 2014.
- [2] S. Tedjini, E. Perret, A. Vena, and D. Kaddour, “Mastering the electromagnetic signature of chipless rfid tags,” *Chipless and conventional radio frequency identification : systems for ubiquitous tagging*. IGI Global, pp. 146–174, 2012.
- [3] J. Kaitovic, M. Simko, R. Langwieser, and M. Rupp, “Channel estimation in tag collision scenarios,” *IEEE International Conference on RFID*, pp. 74–80, 2012.
- [4] C. Angerer, R. Langwieser, and M. Rupp, “Rfid reader receivers for physical layer collision recovery,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 12, pp. 3526–3537, 2010.
- [5] J. Kaitovic, R. Langwieser, and M. Rupp, “Rfid reader with multi antenna physical layer collision recovery receivers,” *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, pp. 286–291, 2011.