

Méthode robuste de synchronisation et de décodage pour les lecteurs RFID UHF

Romain BORGNA Julien HUILLERY Yvan DUROC Arnaud BRÉARD

Univ Lyon, Ecole Centrale de Lyon, INSA Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, CNRS, Ampère, UMR5005, 69130 Ecully, France

Résumé – Cette étude présente et évalue une chaîne complète de traitements en réception pour la RFID UHF passive basée sur des opérations de filtrage adapté pour la détection, la synchronisation et le décodage. Elle permet de garantir 95% de réussite de décodage pour un rapport signal sur bruit (RSB) de -5dB. Aussi, afin de maintenir ces performances face aux déviations de débit binaire dans la réponse de l'étiquette RFID, une méthode pour concevoir une banque de corrélateurs est proposée.

Abstract – This study presents and evaluates a complete receiver processing chain for passive UHF RFID based on matched filtering operations for detection, synchronisation and decoding. It guarantees 95% decoding success for a signal-to-noise ratio of -5dB. In order to maintain this performance in the presence of bit-rate deviations in the RFID tag response, a method for designing a bank of correlators is proposed.

1 Introduction

La technologie RFID (IDentification RadioFréquence) UHF (Ultra Haute Fréquence) passive, déjà largement utilisée dans l'industrie, est amenée à évoluer encore pour répondre aux besoins de l'internet des objets ou des étiquettes-capteurs. À titre d'exemple, la version 3 du protocole de communication RFID UHF Gen2 (notée Gen2v3), parue en janvier 2024, intègre la gestion des étiquettes-capteurs [1]. Ces évolutions nécessitent cependant des architectures de lecteurs robustes, efficaces et capables de traiter l'information en temps réel. Bien que l'architecture globale d'un récepteur comprenne toujours trois grandes étapes (détection/synchronisation, décision binaire et décodage), il n'y a pas de consensus partagé sur la méthode à appliquer pour chacune des étapes et pour la chaîne de traitement dans son ensemble. Parmi les méthodes existantes, celles fondées sur des filtres adaptés (c'est à dire à base de corrélateurs) pour la détection, la synchronisation et le décodage présentent a priori de bonnes performances en présence de bruit [2, 4] mais les détails sur leur implémentation ne sont pas toujours entièrement explicités. La première contribution de ce papier est de décrire une chaîne de traitement originale à base de corrélateurs pour les récepteurs RFID UHF.

Par ailleurs, le protocole Gen2v3 fixe des contraintes que doivent respecter lecteur et étiquettes [1]. Notamment, en début de communication, le lecteur impose le débit binaire auquel l'étiquette doit renvoyer ses données. Ce débit appelé *Backscatter Link Frequency* (BLF) doit être compris entre 40 et 640kHz, avec une déviation autorisée de +/- 22%. Cette déviation autorisée par rapport à la BLF nominale impose une contrainte forte au lecteur, qui doit pouvoir décoder la réponse sans connaître a priori la BLF effective. Une solution proposée par [4] consiste à utiliser une banque de 12 corrélateurs afin de couvrir la plage des déviations possibles. Cependant, ce nombre élevé de corrélateurs accroît la complexité du récepteur et le temps de calcul. La seconde contribution de ce papier est d'étudier l'impact d'une déviation de la BLF sur les performances du récepteur afin de pouvoir choisir de façon

optimale, en fonction du RSB, le nombre de ces corrélateurs.

La suite de ce papier est organisée comme suit : afin de concevoir l'architecture du récepteur, les éléments clés du protocole Gen2v3 sont présentés dans la section 2. Dans la section 3, chaque étape de la chaîne de traitement est détaillée et analysée et les performances globales du récepteur, à la BLF nominale, sont données. Pour faire face aux déviations de la BLF en s'inspirant des travaux de [4], une méthode de conception de la banque de corrélateurs est proposée dans la section 4. Les conclusions sont présentées dans la section 5.

2 Protocole Gen2v3

La communication entre un lecteur et une étiquette en RFID passive est standardisée et décrite dans le protocole Gen2v3 [1]. Dans cette étude, on s'intéresse au codage FM0, la méthode est transposable au codage de Miller, qui est l'autre codage autorisé. Ce codage impose une transition d'état (montante ou descendante) à chaque début de symbole, puis les symboles « 0 » et « 1 » sont différenciés par la présence d'une transition d'état à mi-symbole pour un « 0 » et par l'absence de transition pour un « 1 », comme illustré sur la figure 1.

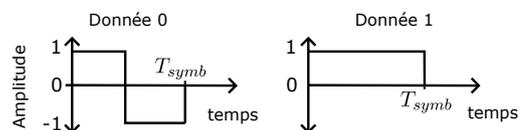


FIGURE 1 : Symboles utilisés dans le codage FM0. Les symboles opposés peuvent apparaître dans une séquence FM0.

La durée d'un symbole $T_{symb} = 1/BLF$ est imposée par le lecteur lors du choix de la BLF nominale, avec une variation possible de +/- 22%. La durée (ou le nombre d'échantillons) entre deux transitions est donc un indicateur du symbole transmis et sera utilisée pour le décodage.

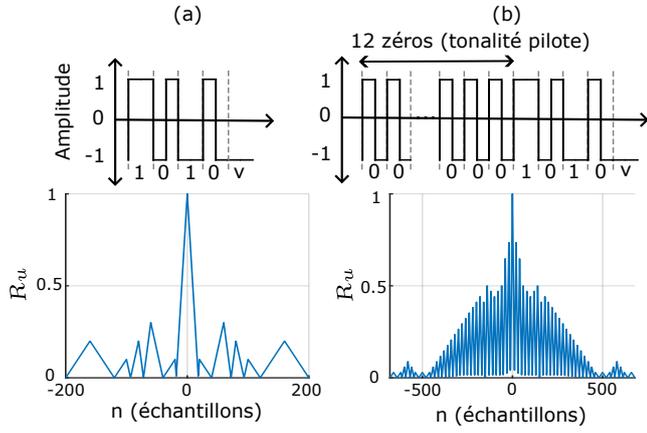


FIGURE 2 : Préambules court (a) et long (b) en codage FM0 et leurs fonctions d'autocorrélation respectives.

Le protocole Gen2v3 décrit également la structure de la réponse d'une étiquette qui est constituée d'une séquence pilote, le préambule, suivie d'une séquence aléatoire de 16 bits, appelée RN16 (pour *Random Number 16*). Le préambule, noté $u(n)$ dans la suite, existe sous deux variantes présentées figure 2 : un court (a) constitué de la séquence « 1010v » et un long (b) constitué de la même séquence précédée de 12 « 0 ». Le symbole « v » représente une violation du codage FM0 (pas de transition en début de symbole) qui indique le début de la séquence RN16.

3 Chaîne de traitement en réception

La figure 3 présente la chaîne de traitement générique qui doit être appliquée au signal reçu, noté $r(t)$, afin d'obtenir le RN16 de l'étiquette, noté m .

3.1 Démodulation IQ et échantillonnage

Étant donnée la fréquence porteuse utilisée par le lecteur à l'émission, la démodulation IQ du signal reçu $r(t)$ permet d'obtenir l'information de l'étiquette en bande de base. La fréquence de coupure du filtre passe-bas est fixée à $\nu_c = 10 \times BLF$ afin de ne pas filtrer d'informations utiles. Le signal complexe obtenu, noté $x(t)$, est ensuite échantillonné à la fréquence ν_s par un convertisseur analogique numérique. Le rapport entre la fréquence d'échantillonnage et la BLF détermine le nombre d'échantillons par symbole, soit

$$N_{symbole} = \left\lfloor \frac{\nu_s}{BLF} \right\rfloor \quad (1)$$

avec $\lfloor \cdot \rfloor$ la partie entière. Dans cette étude, les simulations ont pour paramètres $BLF = 100$ kHz et $\nu_s = 4$ MHz, d'où $N_{symbole} = 40$ échantillons. On note qu'il est souhaitable de maintenir ce nombre d'échantillons suffisamment élevé afin d'assurer un bon niveau de robustesse du récepteur.

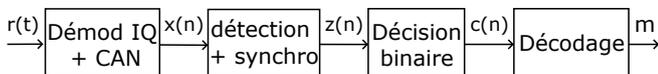


FIGURE 3 : Chaîne de traitement du signal reçu par le lecteur.

3.2 Détection et synchronisation

La détection et la synchronisation sont réalisées simultanément. L'existence du préambule, séquence connue au début de la réponse de l'étiquette, permet de réaliser un filtre adapté et donc un détecteur optimal au sens du RSB en présence de bruit additif blanc et gaussien. L'échantillon de synchronisation, noté n_{sync} , correspond au premier franchissement du seuil de détection η_1 par la fonction d'intercorrélation normalisée $R_{xu}(n)$ entre le préambule $u(n)$ et le signal complexe $x(n)$. Soit $[a_k; b_k]$, $k \leq N_{intervalles}$, les intervalles tels que $\forall n \in [a_k, b_k]$, $|R_{xu}(n)| \geq \eta_1$, on a alors par :

$$n_{sync} = \min_n \bigcup_k \left\{ \underset{n \in [a_k, b_k]}{\operatorname{argmax}} |R_{xu}(n)| \right\} \quad (2)$$

où

$$R_{xu}(n) = \frac{\sum_{k=1}^N x(k+n)u^*(k)}{\sqrt{\sum_{k=1}^N |x(k+n)|^2} \sqrt{\sum_{k=1}^N |u(k)|^2}} \quad (3)$$

avec $*$ le complexe conjugué.

Le signal synchronisé, noté $z(n)$, est extrait de $x(n)$ selon :

$$z(n) = x(n + n_{sync}) \quad (4)$$

Parmi les deux préambules possibles, le plus adapté pour la synchronisation est celui dont la fonction d'autocorrélation présente les lobes secondaires les plus faibles. Les figures 2 (a) et (b) montrent que l'autocorrélation du préambule court, qui sera retenu, présente les lobes secondaires les plus faibles (0,3 contre 0,72).

Pour illustration, la figure 4 présente la constellation complexe à deux états associée à un signal $x(n)$ en présence de bruit (RSB = -3dB) (a), sa partie réelle (b) et la sortie du détecteur (c). Pour un seuil de détection $\eta_1 = 0,5$ (ce choix est discuté dans la section 3.5), la synchronisation est correctement réalisée sur cet exemple.

3.3 Décision binaire

Le signal synchronisé $z(n)$, à valeurs complexes, doit être ramené sous un format adapté au codage FM0, à savoir un signal binaire noté $c(n)$. Cette décision binaire est réalisée dans le plan complexe avec l'algorithme de classification non-supervisée *k-means* [7]. Le résultat de la classification, incluant des erreurs dues au bruit important, est illustré figure 5(a). En présence d'une unique étiquette, l'étape de classification n'est pas nécessaire. Cependant, l'algorithme *k-means* permettant de choisir le nombre de classes à extraire des données, il peut être mis à profit pour détecter des collisions (réponses simultanées de deux étiquettes) qui se caractérisent par la présence de plus de deux états dans la constellation [5].

3.4 Décodage FM0

Contrairement à [2] et [4] qui proposent une méthode de décodage basée sur le maximum a posteriori sur les symboles FM0 (illustrés figure 1), cette étude reprend la proposition faite dans [3] qui utilise le nombre d'échantillons entre deux transitions consécutives pour identifier les symboles. Les transitions sont détectées par une méthode similaire à la détection, en comparant l'intercorrélation $R_{ct}(n)$ entre le signal binaire $c(n)$

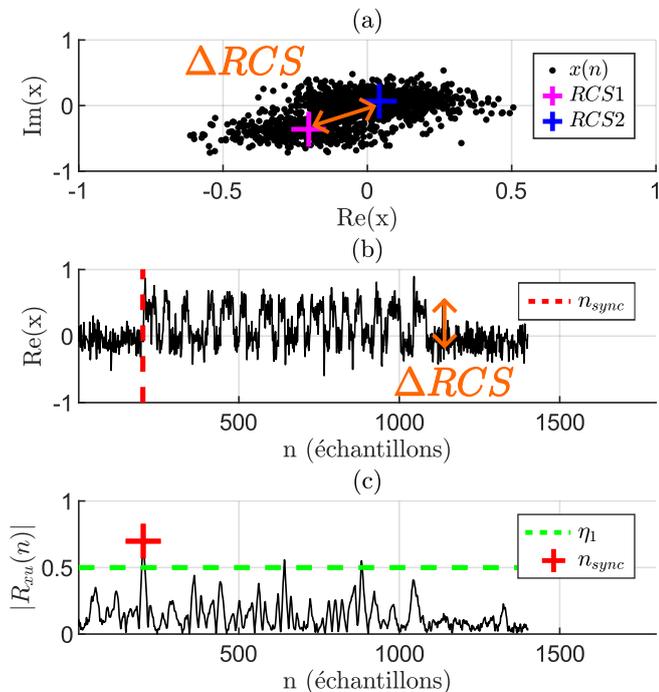


FIGURE 4 : (a) Constellation du signal démodulé $x(n)$. Le $\Delta RCS = |RCS1 - RCS2|$ (défini dans [6]) représente l'amplitude de la réponse de l'étiquette. (b) Partie réelle après rotation de la constellation. (c) Intercorrélation calculée à partir de (3), et point de synchronisation déduit de (2).

et un symbole de transition $t(n)$ (symbole de taille $N_{symbole}$ avec un changement d'état à $N_{symbole}/2$) avec un seuil de décodage η_2 . En utilisant les mêmes notations que dans (2) avec la fonction R_{ct} et le seuil de décodage η_2 , l'ensemble des échantillons $\{n_i\}$ correspondants à des transitions est obtenu selon :

$$\{n_i\} = \bigcup_k \left\{ \underset{n \in [a_k, b_k]}{\operatorname{argmax}} |R_{ct}(n)| \right\} \quad (5)$$

La distance entre deux transitions $d_i = n_{i+1} - n_i$ est enfin comparée à $\eta_3 = 3/4 \times N_{symbole}$, ce qui permet de différencier un intervalle « long » caractéristique d'un symbole « 1 », d'un intervalle « court » caractéristique de la moitié d'un symbole « 0 » (voir figure 1) et par suite d'obtenir le message m .

La figure 5 montre la détection des transitions pour un seuil de décodage $\eta_2 = 0,4$ (b) et les symboles décodés à partir des distances d_i (c). Lors du décodage, une dernière vérification est effectuée en cherchant la séquence préambule « 1010v ». Les 16 symboles qui suivent correspondent au RN16 recherché.

3.5 Performances de la chaîne de traitement

Pour évaluer les performances, la chaîne de traitement est appliquée sur 100 réponses d'étiquette bruitée $r(t)$, pour lesquelles le bruit est choisi additif, blanc et gaussien, de puissance σ^2 . Le rapport signal sur bruit (RSB) est défini selon

$$RSB = \frac{(\Delta RCS/2)^2}{\sigma^2} \quad (6)$$

dans lequel ΔRCS est la distance dans le plan complexe entre les deux états de rétro-modulation de l'étiquette vus par le

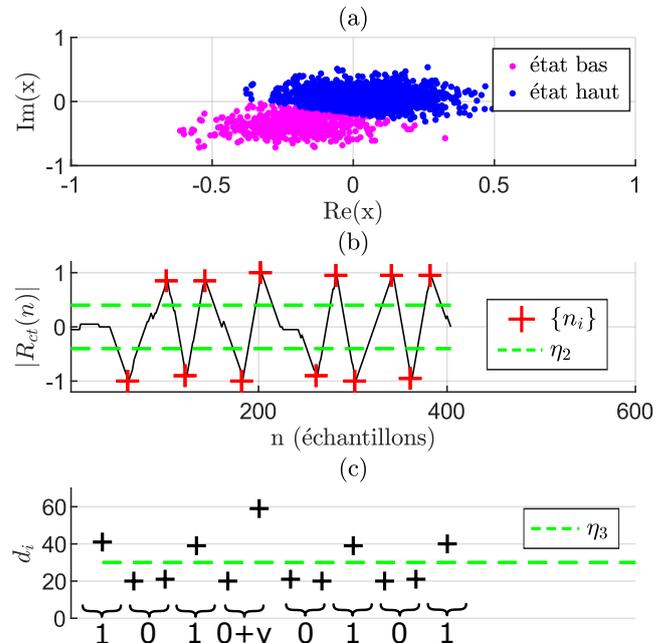


FIGURE 5 : (a) Résultat de la classification (b) Intercorrélation utilisée pour détecter les transitions à partir de (5) (400 premiers échantillons). (c) Distance entre les transitions et symboles associés.

récepteur (le ΔRCS de notre exemple est indiqué en orange sur la figure 4(a)).

La figure 6 présente, en fonction du seuil de détection η_1 et du seuil de décodage η_2 , la valeur RSB_{min} du plus petit RSB pour lequel la réception réussie dans au moins 95% des cas. La réception est considérée comme réussie si le RN16 décodé est strictement identique au RN16 émis par l'étiquette. On observe d'une part que le récepteur proposé, pour ce niveau de performance de 95%, peut supporter un RSB de -5dB. On observe d'autre part qu'une large gamme de valeurs de seuils garantit ce niveau de performance. Par la suite, les seuils ont été choisis tels que $\eta_1 = 0,5$ et $\eta_2 = 0,35$.

4 Gestion des variations de BLF

Lorsque la BLF effective, notée BLF_{eff} , utilisée par l'étiquette n'est pas identique à la BLF nominale, notée BLF_{nom} , imposée par le lecteur, le nombre d'échantillons par symbole $N_{symbole}$ défini en (1) n'est plus le même entre le préambule $u(n)$ utilisé par le détecteur et la réponse de l'étiquette $x(n)$ et la détection/synchronisation peut échouer. Cette section présente une étude de la robustesse du détecteur en présence de déviations de la BLF, puis propose la conception d'une banque de corrélateurs permettant de maintenir les performances en réception quelle que soit la BLF effective appartenant à l'intervalle $[0,78; 1,22] \times BLF_{nom}$ prévu par le protocole Gen2v3.

4.1 Étude de robustesse du détecteur

En reprenant l'exemple du signal bruité présenté figure 4, le tableau 1 donne le point de synchronisation n_{sync} et la valeur de la fonction de détection (3) en ce point, obtenus pour les plus

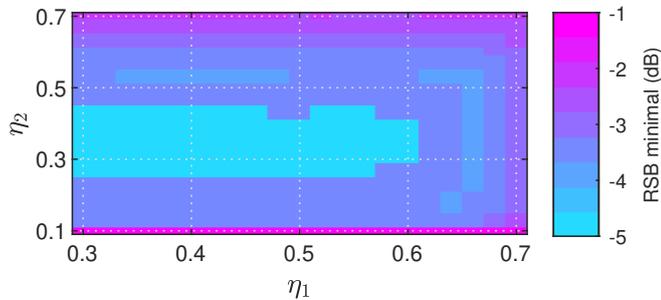


FIGURE 6 : Valeur du plus petit RSB (en dB) assurant 95% de réussite en réception en fonction des seuils η_1 et η_2 .

grandes déviations de BLF autorisées. Le point de synchronisation étant théoriquement à l'échantillon 300, l'erreur de synchronisation est supérieure à la marge de $N_{symbole}/4 = 10$ échantillons introduite dans le procédé ce qui, par suite, met en échec le décodage du RN16.

TABLE 1 : Valeurs obtenues pour n_{sync} et valeur de la fonction de détection en ce point pour les BLF effectives extrêmes.

BLF_{eff}	n_{sync}	$ R_{xu}(n_{sync}) $
$0,78 \times BLF_{nom}$	1064	0,501
$1 \times BLF_{nom}$	300	0,92
$1,22 \times BLF_{nom}$	590	0,510

Plus généralement, la figure 7 présente le taux de réussite de la synchronisation, noté τ_r , pour le détecteur construit sur la BLF nominale en fonction de la BLF effective et pour différents RSB. Ce taux de réussite correspond au taux pour lequel l'erreur de synchronisation est inférieure à $N_{symbole}/4$ échantillons. Pour un RSB fixé, on observe que le détecteur possède une plage de BLF effectives, notée Δ_{BLF} , pour laquelle la synchronisation est réussie avec un taux τ_r supérieur à 0,95 et que plus le RSB est faible, plus Δ_{BLF} est petit. Même en l'absence de bruit (RSB infini), Δ_{BLF} ne couvre pas l'entière des déviations autorisées par le protocole Gen2v3.

4.2 Conception d'une banque de corrélateurs

L'étude précédente montre que pour garantir un niveau de performance donné pour toute la plage de BLF autorisées, il est nécessaire d'utiliser une banque de préambules (dénommée dans la suite banque de corrélateurs) associés à des BLF différentes à l'étape de détection/synchronisation. Ceci rejoint la proposition introduite dans [4] d'utiliser 12 corrélateurs.

Les résultats présentés figure 7 montrent toutefois que le nombre de corrélateurs à utiliser, noté N_{cor} , dont une estimation est donnée par :

$$N_{cor}(RSB) = \left\lceil \frac{1,22 - 0,78}{\Delta_{BLF}(RSB)} \right\rceil \quad (7)$$

avec $\lceil \cdot \rceil$ la partie entière supérieure, dépend fortement du RSB. Par exemple, pour un RSB de 0 dB, le détecteur possède une plage de robustesse $\Delta_{BLF} = 0,14$ (voir figure 7, courbe bleue), ce qui donne $N_{cor} = 4$. Ces 4 corrélateurs seront répartis uniformément sur la plage des BLF autorisées.

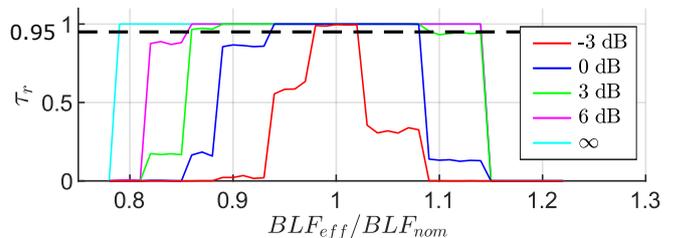


FIGURE 7 : Taux de réussite τ_r de la synchronisation en fonction du rapport BLF_{eff}/BLF_{nom} , pour différents RSB.

À l'étape de détection/synchronisation, les valeurs de $n_{sync,i}$ et $|R_{xu,i}(n_{sync})|$, $i \in \{1, \dots, N_{cor}\}$, sont déterminées et le corrélateur retenu est celui qui maximise la valeur de $|R_{xu,i}(n_{sync})|$. La BLF associée à ce corrélateur donne une estimation de la BLF effective, permettant de calculer $N_{symbole}$ et d'ajuster le seuil η_3 utilisé à l'étape du décodage FM0.

5 Conclusion

Cette étude présente une méthode originale de détection/synchronisation et de décodage pour un lecteur RFID UHF, basée sur l'utilisation de filtres adaptés et robustes aux déviations de BLF autorisées par le protocole Gen2v3. À la BLF nominale, la méthode garantit 95% de réussite pour un RSB supérieur à -5dB. Pour garantir ce niveau de performance en présence de déviations de la BLF, l'utilisation d'une banque de corrélateurs dont le nombre dépend du RSB est proposée.

Références

- [1] EPC® Radio-Frequency Identity Generation-2 UHF RFID Standard, version 3.0.
- [2] C. ANGERER et M. RUPP : Advanced Synchronisation and Decoding in RFID Reader Receivers. *In 2009 IEEE Radio and Wireless Symposium*, pages 59–62, 2009.
- [3] N. BARBOT, R. de AMORIM et P. NIKITIN : Simple Low Cost Open Source UHF RFID Reader. *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 7:20–26, 2023.
- [4] C. HUANG, Y. LIU, Y. HAN et H. MIN : A New Architecture of UHF RFID Digital Receiver for SoC Implementation. *In 2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pages 1659–1663, 2007.
- [5] R. S. KHASGIWALE, R. U. ADYANTHAYA et D. W. ENGELS : Extracting Information from Tag Collisions. *In 2009 IEEE International Conference on RFID*, pages 131–138, 2009.
- [6] P. NIKITIN, K.V. RAO et R.D. MARTINEZ : Differential RCS of RFID Tag. *Electronics Letters*, 43:431–432, 2007.
- [7] G. A. WILKIN et X. HUANG : K-Means Clustering Algorithms : Implementation and Comparison. *In Second International Multi-Symposiums on Computer and Computational Sciences (IMSCCS 2007)*, pages 133–136, 2007.