



HAL
open science

Application du retournement temporel à la technologie RFID

Yanis Merakeb

► **To cite this version:**

Yanis Merakeb. Application du retournement temporel à la technologie RFID. Electronique. Université Claude Bernard - Lyon I, 2023. Français. NNT : 2023LYO10001 . tel-04556342

HAL Id: tel-04556342

<https://theses.hal.science/tel-04556342>

Submitted on 23 Apr 2024

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.



**THESE de DOCTORAT DE
L'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD LYON 1
en cotutelle avec
l'Université des Sciences et de la Technologie Houari
Boumediene (Alger)**

**Ecole Doctorale N° 160
Electronique, Electrotechnique, Automatisme**

**Spécialité de doctorat :
Electronique Micro et Nanoélectronique, Optique et Laser
Discipline : Electronique**

Soutenue publiquement le 11/01/2023, par :
Yanis MERAKEB

Application du retournement temporel à la technologie RFID

Devant le jury composé de :

Boudraa, Malika Professeure Université des Sciences et de la Technologie Houari
Boumediene Présidente

Tedjini, Smail Professeur Université de Grenoble Alpes Rapporteur
Belouchrani, Adel Professeur Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Rapporteur
Noury, Norbert Professeur Université Claude Bernard de Lyon Examineur
Adnane, Mourad Professeur Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Examineur

Touhami, Rachida Professeure Université des Sciences et de la Technologie Houari
Boumediene et Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Directrice de thèse
Duroc, Yvan Professeur Université Claude Bernard de Lyon Co-directeur de thèse
Huillery, Julien Maître de conférences Ecole Centrale de Lyon Invité (encadrant)
KEDIR TALHA, Malika Professeure Université des Sciences et de la Technologie Houari
Boumediene Invitée

Table des matières

Table des figures	v
Liste des tableaux	xii
Abréviations	xiv
Introduction	1
I Technologie RFID UHF passive et ses limites - Optimisation des formes d'ondes	5
1 Introduction	5
2 La technologie RFID UHF passive	6
2.1 Description d'un système RFID UHF	6
2.2 Le lecteur	7
2.3 Le tag	7
2.4 La transmission d'énergie sans-fil	8
2.5 Le récupérateur d'énergie	10
2.5.1 L'adaptation d'impédance	11
2.5.2 Topologie de base d'un circuit redresseur	13
2.6 La communication suivant le protocole ISO-18000 GEN2	16
2.6.1 Lien ascendant (lecteur-tag)	17
2.6.2 Lien descendant (tag-lecteur)	18
2.7 Les limites des performances en milieu complexe	20
3 Optimisation des formes d'ondes pour la transmission d'énergie sans fil . .	25
3.1 Principe des ondes optimisées en puissance	25
3.2 Intérêt des ondes optimisées en puissance en communication RFID UHF passive	28
4 Retournement temporel en télécommunication électromagnétique	30
4.1 Principe du retournement temporel	30
4.2 Complexité du canal	33

4.3	Le retournement temporel pour la transmission de l'information . . .	35
4.4	Le retournement temporel pour la transmission de l'énergie	36
4.5	Le retournement temporel appliqué en communication RFID UHF passive	39
5	Conclusion	42
II The RFID Waveformer : plateforme expérimentale pour l'étude des formes d'ondes en technologie RFID UHF passive		45
1	Introduction	45
2	Contexte et exigences	46
2.1	Contraintes expérimentales	46
2.2	Fonctionnalités recherchées	47
3	Etat de l'art et solutions commerciales existantes	47
4	Plateforme développée « the RFID waveformer »	49
4.1	Environnement matériel	50
4.1.1	Choix de la configuration du lecteur	50
4.1.2	Emulation du lecteur	52
4.1.3	Amplificateur	52
4.1.4	Coupleur	53
4.2	Environnement logiciel	54
4.3	Environnement de propagation	55
4.4	Tags	58
5	Post-traitement des signaux en réception	58
5.1	Démodulation synchrone simple	60
5.2	Démodulation synchrone I/Q	60
5.3	Filtrage	63
6	Conclusion	64
III Technologie RFID UHF passive en mode impulsionnel		65
1	Introduction	65
2	Conception des formes d'ondes	66
2.1	Mode continuous wave (CW)	67
2.2	Mode pulsed wave (PW)	68
2.3	Mode retournement temporel (RT)	71
3	Critères d'évaluation des performances	73
3.1	Transfert d'énergie	73
3.2	Puissance minimale d'activation du tag	76
3.3	Amplitude du signal rétrodiffusé	77

4	Évaluation des performances en fonction de la fréquence	79
4.1	Performances de transfert énergétique	80
4.1.1	Méthode expérimentale	80
4.1.2	Évaluation des performances	80
4.1.3	Discussion	81
4.2	Caractérisation des tags en mode CW	82
4.2.1	Caractérisation en espace libre	82
4.2.2	Caractérisation en milieu complexe	85
4.2.3	Discussion	86
4.3	Performances du lien RFID en mode impulsionnel	86
4.3.1	Méthode expérimentale	86
4.3.2	Évaluation du paramètre P_{min}	87
4.3.3	Évaluation du paramètre ΔV	90
4.3.4	Discussion	90
5	Évaluation des performances en fonction de la période du train d'impulsions	94
5.1	Méthode expérimentale	94
5.2	Évaluation de la puissance P_{min}	94
5.3	Évaluation de la tension ΔV	95
5.4	Discussion	97
6	Discussion générale	98
7	Conclusion	99
IV Quantification du signal émis en mode retournement temporel		101
1	Introduction	101
2	Complexité du signal émis et contraintes matérielles	102
2.1	Caractéristiques du signal émis	102
2.2	Contraintes matérielles	103
2.3	Effet de non linéarité sur les signaux multiporteuses	105
2.4	Problématique	106
3	État de l'art sur la quantification du signal en mode retournement temporel	106
3.1	Optimisation matérielle	106
3.2	Optimisation de la forme d'onde	107
4	Étude en simulation	108
4.1	Modélisation statistique du canal de propagation	108
4.1.1	modèle de canal	108
4.1.2	Paramètres du modèle de canal	109
4.2	Description de la simulation	110
4.3	Performances en fonction de la résolution de quantification	116

4.4	Performances en fonction de la largeur de bande	118
4.5	Discussion des résultats	119
5	Étude expérimentale	121
5.1	Description de l'expérience expérimentale	122
5.2	Résultats expérimentaux et discussion	122
6	Conclusion	124
Conclusion		126
Annexe A		130
Annexe B		133
Liste des publications et des communications		135
Bibliographie		135

Table des figures

I.1	Illustration d'un système RFID UHF.	7
I.2	Architecture type d'un tag RFID UHF passif.	8
I.3	Illustration de la transmission d'énergie sans-fil intentionnelle et de la récupération d'énergie ambiante.	9
I.4	Schéma global d'un récupérateur d'énergie RF-dc passif où P_i est la puissance RF incidente, α le coefficient de réflexion des pertes d'insertion, P_{abs} la puissance absorbée, η le rendement de conversion RF-dc, P_{sortie} la puissance de sortie dc fournie à la charge.	10
I.5	Portée de communication en fonction de la sensibilité du tag pour différentes valeurs du coefficient de réflexion calculé en se basant sur la formule de FRIIS avec les paramètres suivants : pertes de polarisation négligée, 35 dBm PIRE, longueur d'onde correspondant à une fréquence de 910 MHz, gains de 4 dBi et 2 dBi de l'antenne du lecteur et du tag respectivement.	12
I.6	Topologie d'un circuit redresseur mono-alternance avec une antenne représentée par une source de tension dans le cas d'une adaptation d'impédance parfaite ($\alpha = 1$).	13
I.7	Illustration de la courbe courant-tension ($I_d - V_d$) d'une diode Schottky avec un signal d'entrée alternatif où V_T et V_{br} sont la tension seuil et la tension de claquage respectivement [27].	14
I.8	Enveloppe du signal transmis par le lecteur alternant entre onde continue (CW) et trame de commande, la réponse du tag est la rétrodiffusion de la partie CW du signal.	18
I.9	Spectre de la réponse d'un tag commercial passif (AD-222) renvoyant la séquence aléatoire RN16 à des fréquences sous-porteuses de 250 kHz autour de la fréquence porteuse de 910 MHz.	19
I.10	Explication simplifiée de la modulation par rétrodiffusion : dans ce cas l'état 1 représente l'état où un minimum de puissance est réfléchi, i.e., l'état bas de la réponse ; l'état 2 est l'état où le maximum de puissance est réfléchi correspondant à l'état haut de la réponse du tag.	19

I.11	Circuit électrique équivalent effectuant la variation du coefficient de réflexion sur deux états et le signal rétrodiffusé modulé en amplitude.	20
I.12	Schéma illustrant les limites des performances énergétiques du lien ascendant et descendant d'une communication RFID UHF passive dans un environnement complexe à forte atténuation.	21
I.13	L'atténuation dans le cas des pertes de trajets et de la propagation multi-trajets sur le signal reçu.	22
I.14	Schéma montrant les signaux émis et reçus produits par les interactions avec le canal sur une communication en rétrodiffusion dans les deux liens ascendant et descendant.	23
I.15	Comparaison illustrant la puissance moyenne du signal et l'enveloppe détectée par le circuit récupérateur d'énergie dans le cas d'une OOP à $N = 7$ sinusoïdes et d'une onde CW ayant une amplitude crête à crête égale à 1 V.	27
I.16	Le spectre d'une OOP à $N = 7$ sinusoïdes et le spectre d'une onde CW.	27
I.17	Illustration de l'expérience [10] évaluant la puissance d'activation du tag pour différentes N-OOP : le transmetteur utilise le logiciel Matlab pour générer les OOP mélangées avec la trame de requête, puis après mise sous-porteuse et amplification, le signal est transmis au tag et un récepteur à l'arrière du tag permet de démoduler le signal et d'observer la réponse rétrodiffusée sur l'oscilloscope ; un atténuateur réglable est utilisé pour réduire la puissance de transmission.	29
I.18	Signaux des deux étapes du RT réalisé pour un canal multitrajets (t) : (a) étape d'apprentissage avec $u(t)$ l'impulsion initiale émise et $y(t)$ la réponse impulsionnelle enregistrée, (b) étape de focalisation avec $x(t)$ signal émis et $z(t)$ le signal focalisé.	31
I.19	Gain en termes de focalisation temporelle en fonction de la largeur de bande [76].	34
I.20	Rapport signal sur bruit du signal focalisé en fonction du nombre d'antennes pour différents espacements entre les antennes : plus la séparation des antennes est grande moins les RI sont corrélées et plus le SNR est important [72].	35
I.21	Comparaison entre deux techniques qui permettent d'obtenir une onde directive : à gauche, la technique MIMO massif nécessitant un grand nombre d'antenne, et à droite, le RT utilisant une seule antenne et les réflexions produites par la propagation dans un environnement complexe [89].	36
I.22	Salle de réunion avec les différentes positions des antennes dans laquelle les expériences de RT ont été réalisées [17].	37

I.23	Tension récupérée en fonction de la fréquence porteuse pour l'onde impulsionnelle (en bleu), l'onde CW (en rouge) et le RT (en vert) [17].	38
I.24	Circuit redresseur doubleur de courant développé dans l'étude [97].	38
I.25	Illustration de l'expérience de TES avec la technique de formation de faisceau (beamforming, à gauche) et le RT (à droite) dans un environnement de propagation intérieur [14].	40
I.26	Configuration expérimentale pour la mesure de la tension de sortie du récupérateur d'énergie RF-dc large bande [98].	40
I.27	Configuration expérimentale de l'étude d'une communication RFID UHF passive en RT en boîte réverbérante [99]	41
I.28	Puissance minimale requise pour l'activation du tag en fonction de la période du train d'impulsion pour les formes d'ondes PW, RT et CW [99]	42
II.1	Schéma global de la plateforme RFID Waveformer : le PC hôte qui comprend les interfaces d'émission et de réception basées sur un environnement logiciel associant LabVIEW et Matlab, la partie matérielle RF consistant en un générateur de formes d'ondes arbitraires (AWG), un oscilloscope, un amplificateur et un coupleur placé avant l'antenne émettrice, le canal de propagation qui peut être n'importe quel environnement entre le tag et l'antenne d'émission.	50
II.2	Configurations monostatique et bistatique illustrant les interférences associées : réflexions et fuite de l'isolation dans le cas monostatique, effet de couplage entre les deux antennes dans le cas bistatique.	51
II.3	Vue d'ensemble du RFID Waveformer montrant les différentes parties le constituant : (A) interface LabVIEW, (B) AWG, (C) amplificateur, (D) antenne émettrice, (E) boîte réverbérante (variante du canal 1), (F) oscilloscope, (G) antenne réceptrice (derrière l'obstacle bloquant le trajet direct).	52
II.4	Réponse fréquentielle du coupleur du constructeur Voyantic placé avant l'antenne d'émission : le paramètre S21 mesuré montre une variation de 0.3 dB sur la bande 800-1000 MHz.	53
II.5	Diagramme de programmation graphique (<i>Block diagram</i> en anglais) de l'interface LabVIEW divisé en 3 parties : (A) les blocs graphiques du programme LabVIEW, (B) le code Matlab, (C) les blocs graphiques de configuration des instruments.	55
II.6	Exemple d'une interface (<i>front panel</i>) d'émission qui génère une impulsion : à gauche les paramètres d'entrée liés au AWG, à droite l'impulsion générée et son spectre.	56

II.7	Le canal 1 : à droite, vue latérale de la boîte réverbérante de dimension $100\text{ cm} \times 100\text{ cm} \times 200\text{ cm}$, à gauche, vue de l'intérieur de la variante du canal 1.	56
II.8	Le canal 2 : à droite, vue latérale de la boîte réverbérante de dimension $132\text{ cm} \times 70\text{ cm} \times 50\text{ cm}$, à gauche, vue de l'intérieur du canal 1.	57
II.9	Paramètre S11 des antennes larges bande du fabricant Voyantic utilisées en transmission et en réception. Le paramètre S11 mesuré montre une largeur de bande d'environ 500 MHz s'étalant de 625 MHz à 1175 MHz pour un coefficient de réflexion de -10 dB.	58
II.10	Tags utilisés : (A) AD Smartrac Accessory, (B) SML GB4U8 , (C) AD-222.	59
II.11	Schéma bloc d'une démodulation synchrone simple.	60
II.12	Représentation cartésienne du vecteur du signal complexe démodulé et filtré $\tilde{r}_{demo}(t)$	62
II.13	Schéma fonctionnel du post-traitement en réception en démodulation I/Q du signal en utilisant un mélangeur et un filtre passe-bas pour la voie I et la voie Q, et un additionneur pour le calcul du module du signal démodulé.	62
II.14	Réponse fréquentielle du filtre de type Butterworth pour un ordre variant de 1 à 5 ainsi que l'ordre 24 utilisé dans le post-traitement du RFID Waveformer.	63
III.1	Enveloppe standard $e(t)$ de la commande Query d'une durée de 1.488 ms	66
III.2	Illustration de la forme d'onde d'un signal correspondant à la succession d'un état haut (partie gauche) et d'un état bas (partie droite) de la trame Query dans les trois modes avec une période de $T_0 = 50\text{ ns}$ pour les modes impulsionnels : mode continuous wave (CW), mode pulsed wave (PW) et mode retournement temporel (RT).	67
III.3	Impulsion sinc-Hann d'une largeur de 10 ns et son spectre d'une largeur de bande de 200 MHz.	69
III.4	L'impulsion sinc-Hann modulée à 910 MHz et son spectre.	70
III.5	spectre du signal émis $s_{PW}(t)$ en mode PW de largeur de bande $B = 200\text{ MHz}$ et d'espacement des sous-porteuses de 10 MHz.	71
III.6	Le signal $x(t)$ de largeur de bande 200 MHz et son spectre mesuré à partir d'une réalisation du RT dans le canal 1.	72
III.7	Spectre du signal émis $s_{RT}(t)$ en mode RT de largeur de bande $B = 200\text{ MHz}$ et d'espacement des sous-porteuses de $\frac{1}{T_0} = 10\text{ MHz}$	72
III.8	Enveloppe ondulée (en rouge) récupérée en sortie du convertisseur RF-dc suivant les pics périodiques du signal impulsionnel (en bleu) reçu en entrée montrant les cycles de charge et de décharge du condensateur.	75

III.9 Schéma illustrant les paramètres mesurés avec le RFID Waveformer pour l'évaluation des performances énergétiques pour le transfert d'énergie à travers le canal et les liens ascendant et descendant en communication RFID UHF passive.	76
III.10 Illustration de la réponse du tag $s_r(t)$ démodulée montrant les deux niveaux des états haut et bas de la trame rétrodiffusée qui correspondent aux deux états du coefficient de réflexion $V_r\Gamma_2$ et $V_r\Gamma_1$ respectivement, où V_r est la tension du signal reçu par le tag.	78
III.11 Schéma bloc illustrant la méthode suivie pour le calcul de ΔV_{somme} pour le mode impulsionnel multiplexé.	79
III.12 Gains $G_{\frac{RT}{PW}}$ et $G_{\frac{RT}{PW}}$ en fonction de B	81
III.13 $PAPR_{PW}$ et $PAPR_{RT}$ en fonction de B	81
III.14 Caractérisation des tags en CW en fonction de la fréquence : Puissance moyenne minimale d'activation P_{min} dans le cas espace libre et le canal 1.	83
III.15 Caractérisation des tags en mode CW en fonction de la fréquence : ΔRCS et ΔV calculés dans le cas espace libre et le canal 1 respectivement pour les trois tags en fonction de la fréquence.	84
III.16 Fonctions de transfert du canal 1 et du canal 2 mesuré avec le VNA et incluant les antennes.	87
III.17 Réponse valide du tag reçue à la période $T_0 = 50 ns$ pour le cas du mode RT montrant une amplitude crête à crête de rétrodiffusée $\Delta V = 0.611 mV$	87
III.18 Puissance P_{min} calculée pour les trois tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 pour les trois modes CW, PW et RT dans le scénario du canal 1.	89
III.19 Tension ΔV calculée pour les trois tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 pour les modes PW, RT et CW.	91
III.20 Tension ΔV_{somme} calculée pour les trois tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 pour les modes PW et RT comparés aux valeurs minimales et maximales de la tension ΔV du mode CW.	92
III.21 Acquisition et post-traitement temps-réel des signaux reçus : en haut le signal reçu contenant la trame standard et la réponse rétrodiffusée du tag, en bas le signal démodulé et filtré avec une réponse du tag observable.	95
III.22 Puissance moyenne minimale transmise par le lecteur pour activer le tag en fonction de la période du train d'impulsions T_0 pour le mode continuous wave (CW), mode pulsed wave (PW) et le mode retournement temporel (RT).	96

III.23	Tension crête à crête ΔV de la réponse rétrodiffusée par le tag AD-222 aux puissances P_{min} du signal émis en fonction de la période du train d'impulsions T_0 pour le mode continuous wave (CW), mode pulsed wave (PW) et le mode retournement temporel (RT).	96
IV.1	Exemple de l'allure d'un signal émis $x(t)$ d'une largeur de bande de 200 MHz (tiré de l'une des acquisitions des expériences présentées au chapitre III).	102
IV.2	Spectre du train d'impulsions du signal émis $s_{RT}(t)$ d'une largeur de bande de $B = 200 MHz$ et d'un espacement entre les porteuses de $\frac{1}{T_0} = 12.5 MHz$ équivalent à 16 fréquences porteuses.	103
IV.3	Illustration d'un système de TES en mode RT dont un émetteur-récepteur comportant une partie de traitement numérique et des éléments de traitements analogiques, et le circuit récupérateur d'énergie.	104
IV.4	Exemple illustrant un signal $x(t)$ en bande de base quantifié à 3 bits.	105
IV.5	La partie réelle de la RI $h_r(t)$ du modèle de Rayleigh après l'application de la fenêtre exponentielle décroissante ayant une atténuation moyenne de - 40 dB.	110
IV.6	Spectre de la partie réelle de la RI $h_r(t)$ du modèle de Rayleigh après l'application de la fenêtre exponentielle décroissante.	111
IV.7	Spectre de la partie réelle de la RI $h_r(t)$ sur une plage de fréquence variant de 400 MHz à 1300 MHz mesuré par le VNA représenté par le S_{21} et généré par le modèle de Rayleigh représenté par "modèle de Rayleigh".	111
IV.8	Les différentes étapes de l'étude en simulation : (1) génération de l'impulsion $u(t)$ de largeur de bande B , (2) étape d'apprentissage où l'impulsion $u(t)$ est convoluée au canal $\tilde{h}(t)$ pour donner le signal $\tilde{y}(t)$, (3) inversion temporelle et quantification du signal $\tilde{y}(t)$ donnant le signal $\tilde{x}_{Nbit}(t)$, (4) étape de focalisation consistant à convoluer $\tilde{x}_{Nbit}(t)$ par $\tilde{h}(t)$ résultant en la focalisation du signal $\tilde{z}_{Nbit}(t)$	112
IV.9	Un exemple des signaux émis quantifiés $x_{1bit}(t)$, $x_{3bits}(t)$ et $x_{10bits}(t)$ tirés des partie réelles d'une réalisation.	113
IV.10	Organigramme du programme effectuant l'évaluation des performances en fonction de la résolution de quantification.	114
IV.11	Organigramme du programme effectuant l'évaluation des performances en fonction de la résolution de quantification et de la largeur de bande B	115

IV.12	Parties réelles des signaux focalisés $z_{Nbit}(t)$ pour une largeur de bande de 200 MHz et des résolutions de quantification variant de 1 bit à 10 bits obtenus avec une énergie normalisée du signal émis. Les résolutions de l'intervalle 5 à 10 bits présentent les mêmes performances et sont tracées en trait noir.	116
IV.13	PAPR pour les résolutions de quantification variant de 1 bit à 10 bits : $PAPR_{RT}$ de $z_{Nbit}(t)$ et $PAPR_{PW}$ de $y(t)$	117
IV.14	ETR pour des résolutions variant de 1 à 10 bits : η_{RT} , η_{PW} et η_{CW}	118
IV.15	PAPR pour des largeurs de bandes variant de 25 MHz à 1000 MHz : $PAPR_{RT}$ de $z_{Nbit}(t)$ quantifié de 1 bit à 10 bits par rapport au $PAPR_{PW}$ du signal $y(t)$	119
IV.16	ETR pour des largeurs de bande de 25 MHz à 1000 MHz : η_{RT} quantifié de 1 bit à 10 bits, η_{PW} et η_{CW}	120
IV.17	Gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ pour des largeurs de bandes variant de 25 MHz à 1000 MHz et des résolutions de quantification variant de 1 bit à 10 bits.	121
IV.18	Mesures expérimentales du PAPR en fonction de la quantification pour les modes RT et PW.	123
IV.19	Gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ expérimental en fonction de la résolution de quantification.	123
20	Interface de réception de l'étape d'apprentissage	131
21	Interface d'émission de l'étape de focalisation	131
22	Interface de réception de l'étape de focalisation	132
23	Signaux des modes PW et RT acquis pour l'évaluation des performances de transfert énergétique	132

Liste des tableaux

II.1	Caractéristiques fournies par le constructeur pour les tags : AD-222, SML GB4U8 et le tag AD Smartrac Accessory.	59
III.1	Gains en puissance P_{min} du mode RT par rapport aux modes PW et CW.	88
IV.1	Pic de focalisation, gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ et G_{PAPR} pour différentes résolutions de quantification.	117
IV.2	Gains $G_{\frac{RT}{PW}}$ et G_{PAPR} pour différentes résolutions de quantification et largeurs de bandes.	119
IV.3	Gains G_{PAPR} et $G_{\frac{TR}{PW}}$ expérimentaux comparés pour différentes résolutions de quantification.	122

Abréviations

ASK	Amplitude Shift Keying
AWG	Arbitrary Waveforme Generator
BER	Bit Error Rate
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CW	Continuous Wave
DSP	Digital Signal Processing
EAS	Electronic Article Surveillance
ETR	Energy Transfer Rate
EFR	Energy Focus Rate
EPC	Electronic Product Code
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal communications commission
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSK	Frequency Shift Keying
HF	High Frequencies
IoT	Internet of Things
ISO	International Standard Organization
ISM	Industrielle, scientifique et Médicale
LF	Low Frequencies
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NI	National Instrument

NLOS	Non Line Of Sight
NFC	Near Field Communication
OOP	Onde optimisée en Puissance
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PW	Pulsed Wave
PSK	Phase Shift Keying
PIE	Pulse Interval Enco-ding
PXI	PCI eXtension for Instrumentation
RCS	Radar Cross Section
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
RI	Réponse Impulsionnelle
RT	Retournement temporel
SDR	Software Defined Radio
SIMO	Single Input Multiple Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transmission
TES	Transmission d'Énergie Sans fil
UHF	Ultra Haute fréquence
UII	Unique Item Identifier
USRP	Universal Software Radio Periferal
UWB	Ultra Wideband
VNA	Vector Network Analyser
WPT	Wireless Power Transfer

Introduction

L'IDentification par radiofréquence (RFID, Radiofrequency IDentification en anglais) est une technologie d'identification sans fil largement répandue dans diverses applications, allant de l'utilisation grand public aux applications industrielles et logistiques. Initialement dédiée à l'identification d'objets, ses applications se sont rapidement étendues à l'identification d'animaux (par exemple pour la traçabilité) ou même de personnes (par exemple pour le contrôle d'accès), et donc à l'identification au sens large. Depuis la première application grand public avec le système antivol (EAS, Electronic Article Surveillance en anglais), la technologie RFID est devenue une technologie standardisée dans le monde entier omniprésente dans l'industrie et notre vie quotidienne, par exemple, la gestion et le suivi des articles, la logistique, les transports et les services publics, etc [1, 2, 3]. Les avantages de la RFID sont tels que cette technologie est en constante évolution et, en plus de la fonctionnalité d'identification, intègre désormais de nouvelles fonctionnalités telles que la localisation ou des fonctions de capteur [4, 5, 6]. L'utilisation de la technologie RFID dans le paradigme de l'Internet des objets (IoT, Internet of Things en anglais) est certainement la preuve la plus significative de cette évolution [7]. Avec l'émergence de l'IoT, la technologie RFID ne cesse d'évoluer avec le développement de nouvelles applications impliquant de nouvelles exigences. Cette évolution et l'intégration de ces nouvelles fonctionnalités nécessitent de nouvelles approches que ce soit en termes de traitement de l'information, de transfert de données et de transfert d'énergie sans fil. La technologie RFID UHF (Ultra Haute fréquence, Ultra High Frequency en anglais) passive en particulier présente de nombreux avantages. Tout d'abord, le caractère passif signifie que le tag n'embarque aucune source d'énergie : la puce est télé-alimentée et la communication du tag vers lecteur est basée sur une modulation par rétrodiffusion. De ce fait, l'architecture du tag est simplifiée, son coût est réduit et l'absence de batterie le rend plus durable. Comparées aux autres normes (normes RFID LF, Low Frequencies, et HF, High Frequency), la bande UHF permet à la fois un débit de données plus élevé et une portée de lecture de quelques mètres. Cependant, malgré la maturité de la technologie RFID UHF, l'amélioration de la portée de lecture et de la fiabilité des communications restent des questions centrales dans de nombreuses applications [8].

Pour pallier aux limites de la technologie RFID UHF passive, des recherches récentes se sont intéressées à l'optimisation des formes d'ondes émises. Des formes d'ondes non conventionnelles sont utilisées à la place de la forme d'onde sinusoïdale traditionnelle avec des tags commerciaux existants. Les expériences effectuées en espace libre montrent que les formes d'ondes impulsionnelles améliorent l'efficacité de la récupération d'énergie par le tag, et donc l'efficacité globale de la transmission d'énergie sans fil (TES) [9, 10, 11]. Cependant, de nombreuses applications ont lieu dans des environnements de propagation complexes. Les performances des communications RFID UHF passives sont d'autant plus limitées en milieux complexes où l'onde est sujette aux atténuations multitrajets [12, 13]. A cet effet, pour remédier aux effets du canal multitrajets, des formes d'ondes adaptées au canal de propagation sont conçues pour être plus robustes aux interférences [14, 15, 16]. Dans ce contexte, l'objectif principal de cette thèse est l'utilisation de formes d'ondes impulsionnelles adaptées au canal pour l'optimisation des performances du lien radio en technologie RFID UHF passive. La forme d'onde étudiée est basée sur la technique du retournement temporel (RT) qui se base sur l'apprentissage du canal de propagation pour la focalisation des ondes en réception. Des recherches sur le RT ont démontré la capacité du RT à améliorer le lien radio en propagation multitrajets montrant des performances prometteuses en transmission d'énergie sans fil et d'information [17, 14]. L'association du RT à la technologie RFID UHF passive est une idée innovante qui n'a pas encore été étudiée à notre connaissance. L'objectif général de la thèse est de transposer le RT en RFID UHF et d'en étudier le potentiel en termes de performances en transfert d'énergie et de données.

Cette thèse est organisée en quatre chapitres. Le chapitre I expose un état de l'art qui s'articule en trois parties. La technologie RFID est tout d'abord présentée en soulignant les éléments principaux constituant tout système RFID (notamment lecteur et tag), et en se focalisant sur le standard RFID UHF passif; les aspects protocolaires des communications et les aspects liés à la télé-alimentation des tags sont également décrits. La présentation proposée s'efforce de mettre en exergue les facteurs et paramètres agissant sur la performance des systèmes RFID, notamment en milieux complexes, tout en relevant les critères de performance classiquement utilisés. Ces éléments critiques permettent de justifier le besoin de nouvelles approches, qui dans le contexte des travaux présentés, prennent la forme de l'étude de la RFID impulsionnelle. L'état de l'art est alors complété en deux temps, en faisant pour chaque partie le lien avec la RFID. Dans le contexte de transmission d'énergie sans fil, les études visant à remplacer les signaux mis en jeu traditionnellement (c'est-à-dire les ondes sinusoïdales) par des signaux à formes d'ondes arbitraires sont résumées dans la deuxième partie. Ensuite, la technique de retournement temporel est exposée en distinguant deux contextes applicatifs : optimisation du transfert

d'énergie et optimisation du transfert d'information, en environnement de propagation RF complexe.

L'étude du couplage du RT et de la RFID UHF requiert un banc de test et de mesure adapté pour une étude sur différents scénarios de propagation et tags commerciaux. Le chapitre II présente la plateforme expérimentale "RFID Waveformer" conçue et développée spécifiquement pour l'étude de formes d'ondes arbitraires. Le RFID Waveformer est un outil flexible qui a pour but de faciliter le passage de la conception de formes d'ondes arbitraires à leur expérimentations tout en conférant une répétabilité des mesures. Dans un premier temps, les contraintes et les exigences expérimentales de l'étude sont expliquées. Ensuite, un état de l'art sur les solutions de test et de mesure existantes dans la littérature et le commerce est présenté. L'état de l'art souligne l'absence de solutions répondant au contexte de l'application du RT en RFID et la nécessité du développement d'une plateforme dédiée au contexte de l'étude. Dans un deuxième temps, les différentes parties constituant le RFID Waveformer sont présentées incluant : l'environnement logiciel associant les logiciels Matlab et LabVIEW, la partie instrumentation RF et les canaux de propagations considérées. Le post-traitement de la réponse du tag effectué par l'interface de réception est également présenté.

Le chapitre III présente l'étude comparative des performances de trois modes de formes d'ondes en termes de transmission d'énergie et d'information en communication RFID UHF. La construction des trois modes de formes d'ondes suivant le protocole de communication est présentée. Le premier mode est la porteuse sinusoïdale traditionnelle, le deuxième mode est la forme d'onde impulsionnelle et le troisième mode est la forme d'onde impulsionnelle adaptée au canal basée sur le RT. Les critères d'évaluation des performances sont présentés tout en justifiant leur choix et leur utilité. Les trois modes sont évalués expérimentalement sur une communication RFID UHF avec trois tags passifs commerciaux. La première étude évalue les performances en fonction des fréquences porteuses et de la largeur de bande des signaux pour étudier le comportement large bande du système RFID. La deuxième étude est effectuée en fonction de la période du train d'impulsions pour évaluer l'influence de ce dernier sur les performances. Les deux études expérimentales sont menées sur deux canaux différents pour évaluer la robustesse du RT au changement de canal en termes de transfert d'énergie.

L'étude en simulation et en expérimental présentée dans le chapitre IV porte sur le compromis complexité du signal émis du mode RT et performances énergétiques. Cette étude aborde la problématique liée à l'implémentation matérielle de la forme d'onde du mode RT. Les caractéristiques des signaux du mode RT et les contraintes qu'elles imposent à la partie matérielle et en termes de ressources numériques sont expliquées en soulignant qu'elles doivent être pris en compte en amont dans la conception de la forme d'onde. La

solution proposée par l'étude consiste en la réduction du nombre de bits de quantification et de la largeur de bande du signal émis. Un état de l'art sur la problématique est présenté montrant que la question de la réduction du nombre de bits de quantification a été abordé uniquement d'un point de vue traitement de l'information en télécommunications, et n'a pas été abordée sous l'angle de transmission d'énergie sans fil notamment en évaluation croisée avec la largeur de bande. La méthode suivie pour l'étude de l'impact de la réduction du nombre de bit de quantification et de la largeur de bande du signal émis sur les performances énergétiques est décrite, et les résultats sont discutés.

Enfin, une conclusion sur les différentes contributions de la thèse est tirée et des éléments de perspective sur le couplage de la technique du RT en technologie RFID UHF passive sont donnés.

Chapitre I

Technologie RFID UHF passive et ses limites - Optimisation des formes d'ondes

1 Introduction

Ce premier chapitre présente, d'une part, la technologie RFID UHF passive et les facteurs limitant ses performances, et d'autre part, l'utilisation de formes d'ondes spécifiques comme solution pour l'amélioration des performances en communication RFID UHF. La section I.2 traite de l'architecture générale de la technologie RFID UHF passive et de son principe de fonctionnement incluant la modulation par rétrodiffusion et la récupération d'énergie électromagnétique. Les limites inhérentes à l'architecture de la RFID UHF passive et à l'effet de l'environnement de propagation sont abordées. Dans la section I.3, l'optimisation des formes d'ondes en communication RFID UHF passive, et plus généralement, en TES est présentée. Le principe et l'intérêt des ondes optimisées en puissance dans la TES sont expliqués. Dans la section I.4, la technique du RT sur les ondes électromagnétiques est présentée comme une forme d'onde impulsionnelle optimale en milieu complexe. Le potentiel du RT en télécommunication et dans la TES est présenté. Dans la section I.5, l'apport potentiel des propriétés spatiotemporelles du RT en technologie RFID UHF passive en milieu complexe est traité. Enfin, la problématique et les contributions de la thèse sur le couplage du RT et de la technologie RFID UHF passive sont abordées dans une conclusion.

2 La technologie RFID UHF passive

La technologie RFID est une technologie d'identification sans contact qui a rapidement évolué au point de dépasser l'identification optique par code barre dans de nombreuses applications. La technologie RFID offre de nombreux avantages dont la mobilité et la distance de la communication avec des lectures sans visée directe contrairement aux autres types d'identification qui sont limités en distance et en mémoire. La technologie RFID est maintenant une technologie omniprésente et se retrouve dans diverses d'applications et services grand public tels que le contrôle d'accès, le télé-payage, les systèmes antivols, la logistique, etc.

2.1 Description d'un système RFID UHF

La technologie RFID est constituée de deux composants principaux comme illustré par la figure I.1 : le tag qui est fixé à l'objet à identifier, et le lecteur qui interroge le tag pour obtenir des informations, classiquement un identifiant unique. Selon les types de systèmes RFID, le couplage lecteur-tag est magnétique ou électromagnétique. On distingue différents types de systèmes RFID selon leurs modes de fonctionnements et leurs applications. Les paramètres les plus significatifs sont la fréquence de communication et le type d'alimentation du tag. Les fréquences de communication en RFID sont classées dans les quatre gammes suivantes :

- basses fréquences (LF, low frequencies en anglais) 125-134 kHz ;
- hautes fréquences (HF, high frequencies en anglais) 13.56 MHz ;
- ultra-hautes fréquences (UHF, ultra-high frequencies en anglais) 860-960 MHz ;
- micro-ondes 2.4 et 5.8 GHz.

Les systèmes RFID qui utilisent des fréquences inférieures à 30 MHz utilisent un couplage inductif. Tandis que dans la gamme hyperfréquence, la communication se fait en utilisant des champs électromagnétiques [18, 3]. Les systèmes hyperfréquences ont une portée plus élevée que les systèmes inductifs en basses fréquences, généralement comprise entre 1 et 20 m. La gamme LF trouve des applications tels que le contrôle d'accès, la billetterie, les cartes intelligentes et l'étiquetage des animaux. Dans la gamme HF on retrouve des applications tels que les cartes intelligentes, l'étiquetage des articles, les systèmes anti-vols et la gestion des livres (dans les bibliothèques). Les gammes UHF et microondes se trouvent entre autres dans le télé-péage, la logistique et la sécurisation des accès.

La communication RFID UHF passive est basée sur la transmission simultanée de l'information et de l'énergie sans fil (SWIPT, simultaneous wireless information and power transmission). Le lecteur interroge le tag en envoyant une trame de commande et l'énergie

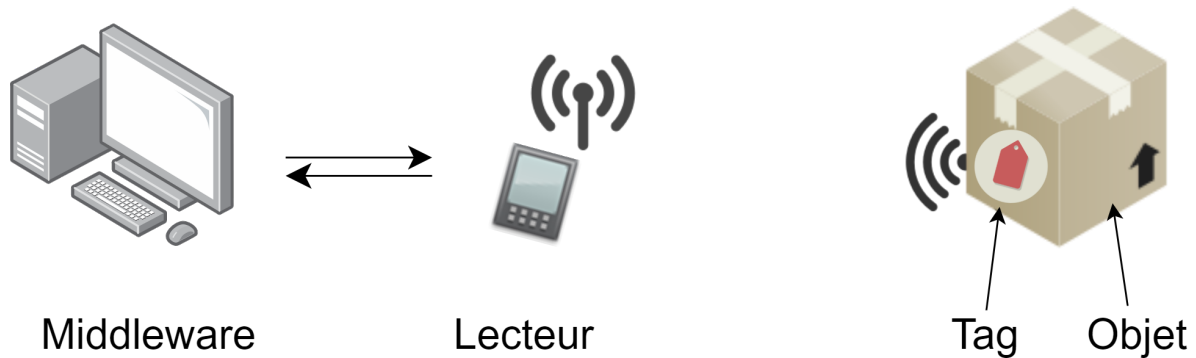


FIGURE I.1: Illustration d'un système RFID UHF.

pour alimenter le tag puis se met à l'écoute pour la réception de la réponse du tag. Le tag répond par rétrodiffusion en réfléchissant l'onde provenant du lecteur. Ce type de système de communication permet de simplifier l'architecture des tags pour les rendre compacts et fonctionnant à faible puissance et donc diminuant le coût de production tout en permettant une identification à une distance de plusieurs mètres.

2.2 Le lecteur

Le lecteur dans un système RFID UHF passif, comme son nom l'indique est l'élément qui lit l'information du tag. Le lecteur est composé d'un élément de couplage (de type antenne), d'un module émetteur-récepteur et d'une unité de commande. Généralement le lecteur est connecté à un « middleware » constituant la base de données globale qui permet de répertorier les tags et leurs informations (cf. figure I.1). Le lecteur est contrôlé par une interface utilisateur et transmet les données au middleware. Selon le type d'applications, le lecteur peut aussi intégrer la fonction d'écriture dans la mémoire du tag. Le lecteur consiste en un émetteur-récepteur radio qui, à la fois, transmet et reçoit l'information en communication avec le tag, et alimente à distance le tag à travers la TES. Les lecteurs les plus récents ont une sensibilité élevée (allant jusqu'à -90 dBm) pour pouvoir détecter les signaux de très faibles niveaux provenant du tag.

2.3 Le tag

Le tag comporte également un élément de couplage et un circuit intégré (appelé puce, chip en anglais) embarquant notamment un microcontrôleur. Les tags sont classés comme actifs ou passifs en fonction de leur source d'alimentation. Un tag actif possède une alimentation indépendante embarquée telle qu'une batterie qui fournit à la fois l'énergie nécessaire au fonctionnement du circuit intégré et celle utilisée pour l'émission radiofréquence. Un tag passif ne dispose ni d'alimentation propre, ni de radio-émetteur. Il exploite

l'énergie de l'onde électromagnétique transmise par le lecteur pour alimenter, à l'aide d'un récupérateur d'énergie, les circuits actifs constituant la puce (télé-alimentation) [19]. Ainsi, un tag passif reste inactif lorsqu'il n'est pas dans la zone d'interrogation du lecteur. Pour transmettre ses informations, un tag passif exploite également l'onde transmise par le lecteur (rétrodiffusion). La technologie RFID UHF passive est très répandue en raison de sa plus grande portée de communication (comparée à la RFID LF en termes de portée) ainsi que la simplicité et le faible coût des tags passifs [1, 2]. Un tag passif comporte une partie analogique et une partie numérique, comme illustré par la figure I.2 : la partie frontale (front-end en anglais) est constituée d'un circuit récupérateur d'énergie (pour l'alimentation en courant continu par télé-alimentation), le démodulateur (détecteur d'enveloppe pour décoder les informations envoyées par le lecteur) et le modulateur (le circuit permettant la réalisation d'une modulation de charges, dite modulation par rétrodiffusion ou rétro-modulation ; backscattering en anglais) ; la partie numérique comprend principalement l'unité logique de contrôle et de la mémoire (dont EEPROM). Il faut souligner que le tag doit premièrement recueillir suffisamment de puissance nécessaire à son fonctionnement à partir du champ électromagnétique reçu (avec une sensibilité allant jusqu'à -28 dBm). Cette puissance est utilisée principalement par la partie numérique (jusqu'à 70%) et par la partie frontale pour recevoir les données envoyées par le lecteur et permettre la transmission de données du tag au lecteur par rétrodiffusion [20].

2.4 La transmission d'énergie sans-fil

La TES (WPT, Wireless power transmission en anglais) a pour but de fournir de l'énergie à distance aux dispositifs électriques de faible puissance. La TES fournit l'énergie nécessaire au fonctionnement des appareils tels que les tags passifs et les capteurs autonomes permettant aux dispositifs alimentés de s'affranchir de l'utilisation des batte-

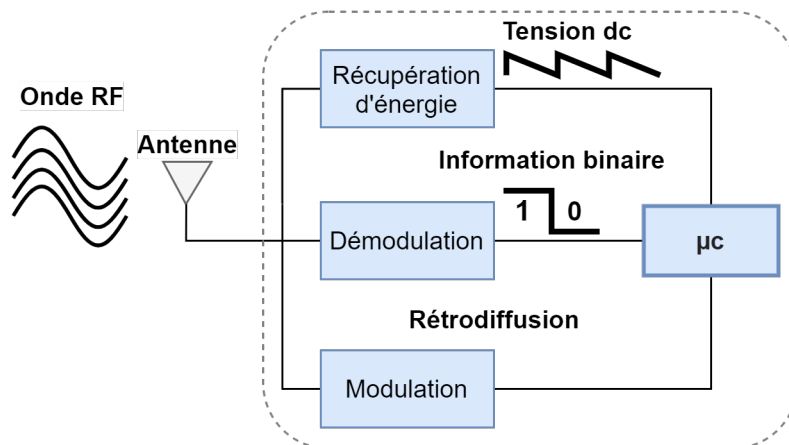


FIGURE I.2: Architecture type d'un tag RFID UHF passif.

ries, ainsi, contribuant à simplifier leur architecture [21, 22]. Les systèmes de récupération d'énergie diffèrent selon le contexte de l'application et la source d'énergie. La TES se distingue en deux types : intentionnel et non intentionnel (cf. figure I.3). Dans la TES non intentionnelle (energy harvesting en anglais), le dispositif électrique exploite l'énergie ambiante disponible dans l'environnement pour s'auto-alimenter. Dans le cas de l'énergie électromagnétique ambiante, à titre d'exemple, le récupérateur d'énergie fonctionne généralement en multi-bande pour récolter l'énergie issue de différentes sources telles que les ondes Wi-Fi et le réseau GSM. L'approche de l'exploitation de l'énergie ambiante est économique mais la quantité d'énergie disponible est limitée généralement à quelques microwatts.

La TES intentionnelle consiste en une station émettrice qui alimente volontairement un dispositif électrique. Dans ce cas, la conception du récupérateur d'énergie est adaptée pour fonctionner à une certaine plage de puissance et une bande passante connues. La TES intentionnelle peut être en champ proche ou en champ lointain. En champ proche, des couplages magnétiques sont utilisés pour la transmission d'énergie sur une distance ne dépassant pas la longueur d'onde. En champ lointain, des ondes radiatives HF et UHF sont utilisées pour la transmission d'énergie à des distances de plusieurs mètres. La TES qui utilise des ondes électromagnétiques en champ lointain permet un fonctionnement sur des distances plus longues mais la puissance transmise décroît rapidement en fonction de la distance et dépend fortement du canal de propagation. Des antennes directives sont utilisées pour augmenter la puissance transmise mais ce n'est pas optimal dans tous les cas notamment en milieu complexe sans ligne de vue directe (NLOS, non-line of sight en anglais). Donc l'optimisation d'un système de TES doit être étudiée en tenant compte de

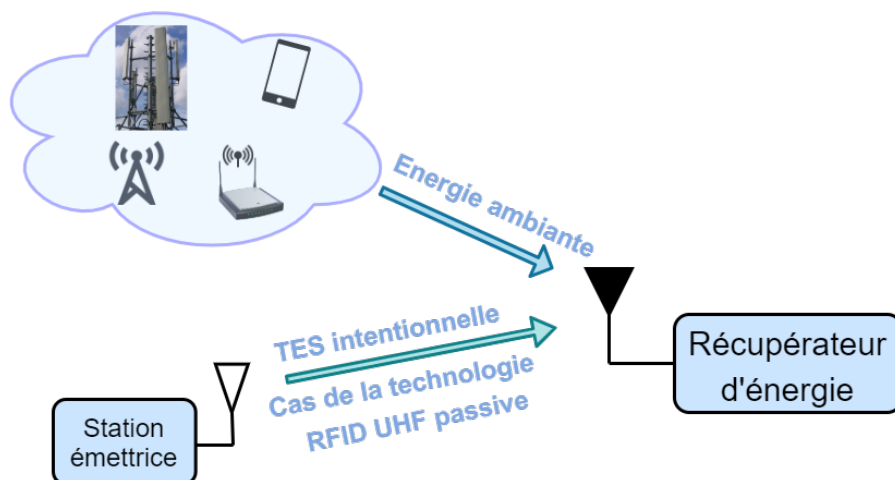


FIGURE I.3: Illustration de la transmission d'énergie sans-fil intentionnelle et de la récupération d'énergie ambiante.

l'ensemble du système de l'émetteur jusqu'à la charge qui reçoit la puissance continue. La technologie RFID UHF passive est l'une des principales applications de la TES en champ lointain. La technologie RFID UHF passive se base sur la SWIPT. Le tag récupère l'énergie RF transmise par le lecteur pour s'alimenter. Le circuit récupérateur d'énergie du tag est un élément central dont dépend l'efficacité énergétique du système de TES.

2.5 Le récupérateur d'énergie

L'un des principaux éléments dont dépend la portée de la communication et l'alimentation du tag est le circuit récupérateur d'énergie. Le récupérateur d'énergie convertit les signaux RF reçus provenant du lecteur en courant continu pour fournir l'énergie requise aux circuits intégrés. Le récupérateur d'énergie a pour fonction de tirer le maximum de puissance continue à partir de la puissance RF reçue pour fournir la charge en courant continu. Comme les tags RFID UHF passifs sont entièrement téléalimentés, la partie frontale est conçue de manière à réduire la consommation d'énergie requise et à optimiser la récupération d'énergie. Comme illustré par la figure I.4, les circuits récupérateurs RF-dc sont constitués d'une antenne réceptrice, d'un filtre passe-bande (circuit d'adaptation d'impédance), d'un circuit redresseur et d'un filtre passe-bas. Les antennes utilisées pour les tags UHF passifs sont généralement des antennes dipôles de demi-longueur d'onde de polarisation linéaire. Le filtre passe-bande permet une adaptation d'impédance de l'antenne au circuit redresseur. Le filtre passe-bas de sortie supprime les fréquences fondamentales et les harmoniques. Les performances d'un circuit redresseur en transmission d'énergie sans fil sont évaluées à partir de deux paramètres principaux : le rendement et la sensibilité. Le rendement total du récupérateur d'énergie représente le rendement de

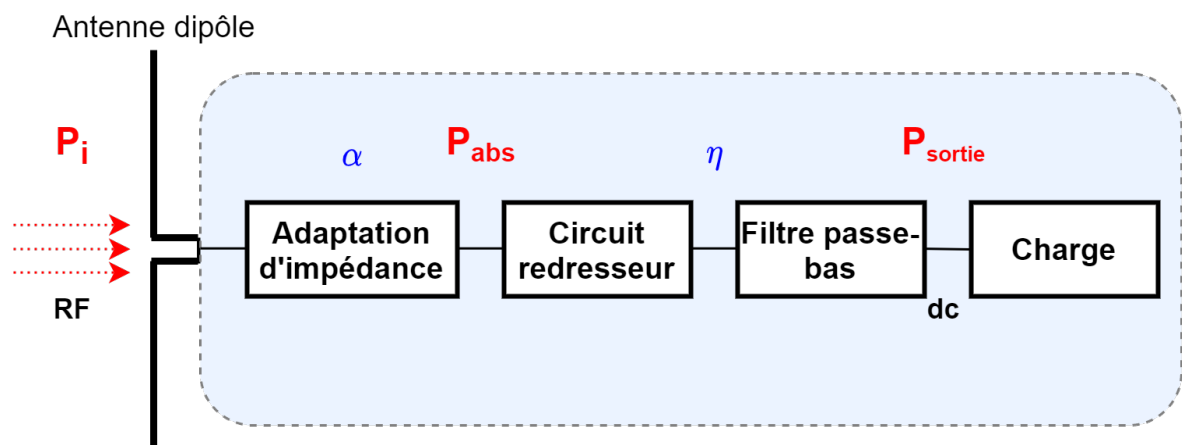


FIGURE I.4: Schéma global d'un récupérateur d'énergie RF-dc passif où P_i est la puissance RF incidente, α le coefficient de réflexion des pertes d'insertion, P_{abs} la puissance absorbée, η le rendement de conversion RF-dc, P_{sortie} la puissance de sortie dc fournie à la charge.

conversion de la puissance RF reçue en courant continu alimentant la charge. Le rendement total dépend de l'ensemble des éléments constituant le récupérateur d'énergie en partant de l'antenne jusqu'à la charge. La sensibilité est définie comme la puissance minimale nécessaire pour alimenter les circuits intégrés du tag. La sensibilité dépend de la technologie du circuit redresseur et des exigences liées à l'application. Le rendement et la sensibilité varient en fonction de la puissance et de la fréquence du signal d'entrée.

2.5.1 L'adaptation d'impédance

Afin de maximiser la puissance absorbée en entrée du circuit redresseur, l'impédance d'entrée du circuit redresseur doit représenter le conjugué complexe de l'impédance de l'antenne réceptrice. Le circuit d'adaptation d'impédance est conçu de manière à ce que les harmoniques générées par l'élément redresseur ne soient pas réfléchies vers l'environnement. La puissance absorbée à la sortie du circuit d'adaptation d'impédance est donnée par la puissance incidente multipliée par le coefficient de réflexion α :

$$P_{abs} = P_i \alpha \quad (\text{I.1})$$

La sensibilité du tag est un paramètre important qui détermine la portée de la communication. La sensibilité dépend de l'ensemble des éléments qui constituent le circuit récupérateur d'énergie incluant l'adaptation d'impédance entre le circuit redresseur et l'antenne [23, 24]. Dans l'espace libre, en champ lointain et en ligne de vue directe, la puissance incidente au niveau du tag peut être calculée par la formule de Friis simplifiée (pertes de polarisation étant non prises en compte) comme suit :

$$P_i = P_l G_l G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{I.2})$$

où P_l est la puissance transmise par le lecteur, G_l est le gain de l'antenne du lecteur, G_t le gain de l'antenne du tag, λ est la longueur d'onde et d la distance entre le lecteur et le tag. En introduisant la puissance absorbée (I.1) dans (I.2) on obtient ce qui suit :

$$P_{abs} = \alpha P_l G_l G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{I.3})$$

Pour une puissance de seuil d'activation du tag P_s , une puissance absorbée supérieure au seuil d'activation est nécessaire à l'entrée du circuit redresseur pour le fonctionnement du tag. Cette contrainte est formulée par l'inégalité suivante :

$$P_{abs} \geq P_s \quad (\text{I.4})$$

ce qui se traduit par une puissance incidente de la valeur suivante :

$$P_i \geq \frac{P_s}{\alpha} \quad (\text{I.5})$$

avec P_s la puissance minimale d'activation du tag à la sortie du circuit d'adaptation d'impédance. Alors, de (I.2) et (I.5), nous pouvons en déduire la portée théorique maximale de la communication lecteur-tag comme suit :

$$d \leq \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_l}{P_s} \alpha G_t G_l} \quad (\text{I.6})$$

La distance maximale à laquelle le tag est activé dépend des grandeurs de (I.6) notamment le coefficient de réflexion lié à l'adaptation d'impédance. La figure I.5 montre la portée de communication en fonction de P_s pour différents coefficients de réflexion avec une puissance émise PIRE¹ de 35 dBm. Pour une sensibilité de -20 dBm, la portée est réduite de moitié pour un coefficient de réflexion variant de 0,8 à 0,2. Nous pouvons en déduire qu'une portée de communication optimale implique une faible puissance seuil (faible sensibilité), une puissance émise élevée et un coefficient de réflexion idéal qui se rapproche de 1 [25, 26].

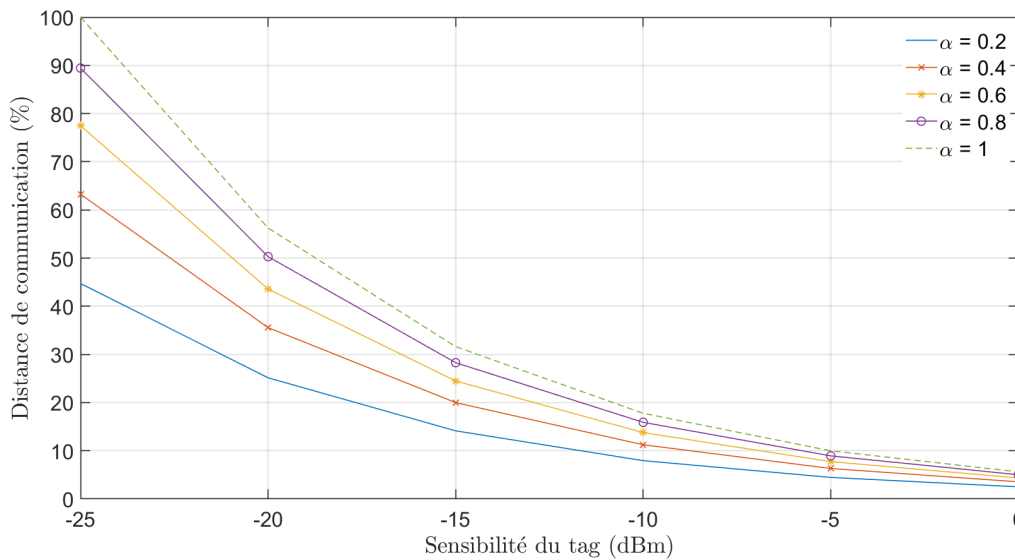


FIGURE I.5: Portée de communication en fonction de la sensibilité du tag pour différentes valeurs du coefficient de réflexion calculé en se basant sur la formule de FRIIS avec les paramètres suivants : pertes de polarisation négligées, 35 dBm PIRE, longueur d'onde correspondant à une fréquence de 910 MHz, gains de 4 dBi et 2 dBi de l'antenne du lecteur et du tag respectivement.

1. La PIRE (puissance isotrope rayonnée équivalente, effective isotropic radiated power en anglais) est égale au produit de la puissance fournie par l'amplificateur (la source) de l'émetteur à l'antenne et le gain de l'antenne directive par rapport à une source isotrope : $P_{PIRE}(dBm) = P_{source}(dBm) + G(dBi)$. Les réglementations de la limitation de la puissance émise se basent sur la PIRE.

2.5.2 Topologie de base d'un circuit redresseur

La figure I.6 montre le schéma simplifié d'un circuit redresseur mono-alternance. Lorsque le détecteur d'enveloppe est alimenté par une tension d'entrée alternative (supérieure à la tension seuil de la diode), le condensateur se charge sur le front montant du signal d'entrée et se décharge lentement à travers la résistance parallèle quand le signal décroît. Le redresseur le plus commun et le plus simple pour les applications de transmission d'énergie sans fil de faible puissance est le détecteur Schottky. Un détecteur Schottky est basé sur une diode Schottky constituée de couches de métal semiconducteur. La variation des types de matériaux utilisés (semiconducteurs et métaux) permet de varier les propriétés de la diode Schottky sur une large gamme de puissance. La caractéristique courant-tension de la diode Schottky métal semiconducteur est similaire à celle des diodes classiques à jonction PN, sauf que sa tension seuil présente une valeur beaucoup plus faible d'environ 0,4 V. De ce fait, pour les tags passifs on retrouve principalement des diodes Schottky dopées P, car elles ont une bonne sensibilité, adaptée à la détection de faibles signaux [18, 27, 23].

La courbe courant-tension est caractérisée par trois régions principales comme le montre la figure I.7. Pour les basses tensions en dessous de la tension de claquage, la diode est polarisée en inverse. Entre la tension de claquage et la tension de seuil, la diode est bloquée et une quantité négligeable de courant de fuite circule. Au-dessus de la tension de seuil d'activation, la diode est polarisée en direct où le courant est proportionnel à la tension. Dans le cas d'une forme d'onde d'entrée symétrique, la tension crête-à-crête du signal d'entrée est limitée par la tension de claquage V_{br} , ce qui signifie que la tension continue maximale d'entrée du circuit redresseur est limitée à :

$$V_{dc_{max}} = \frac{V_{br}}{2} \quad (I.7)$$

On en déduit la puissance maximale d'entrée suivante :

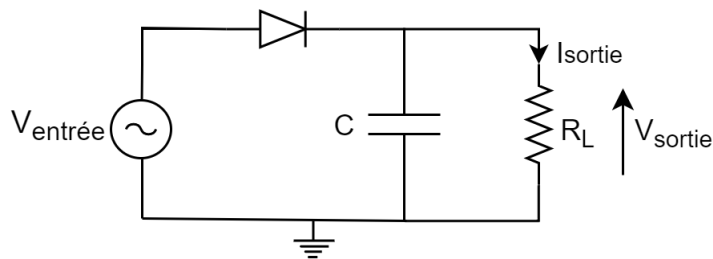


FIGURE I.6: Topologie d'un circuit redresseur mono-alternance avec une antenne représentée par une source de tension dans le cas d'une adaptation d'impédance parfaite ($\alpha = 1$).

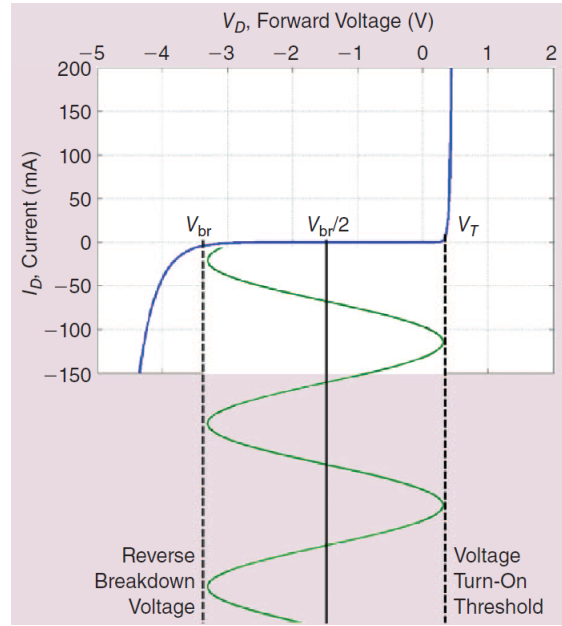


FIGURE I.7: Illustration de la courbe courant-tension ($I_d - V_d$) d'une diode Schottky avec un signal d'entrée alternatif où V_T et V_{br} sont la tension seuil et la tension de claquage respectivement [27].

$$P_{dc_{max}} = \frac{V_{br}^2}{4R_L} \quad (\text{I.8})$$

où R_L est la résistance de charge. La puissance à la sortie du circuit redresseur est exprimée par la tension continue de sortie à travers la résistance de charge :

$$P_{sortie} = \frac{V_{sortie}^2}{R_L} \quad (\text{I.9})$$

où P_{sortie} représente la puissance utile fournie au tag. La sensibilité d'un tag dépend du rendement de conversion RF-dc puisque la puissance absorbée en entrée du tag doit être convertie en courant continu avant son utilisation par la puce du tag.

A titre d'exemple, si un tag passif consomme $5 \mu\text{W}$ pour fonctionner et que le rendement du circuit RF-dc est de 10%, une puissance reçue de $50 \mu\text{W}$ en entrée du circuit récupérateur d'énergie est requise pour un bon fonctionnement. Dans le cas d'une adaptation d'impédance parfaite ($\alpha = 1$), c'est-à-dire une absorption totale de la puissance incidente, le rendement est donné par :

$$\eta = \frac{P_{sortie}}{P_i} \quad (\text{I.10})$$

En remplaçant (I.9), le rendement de conversion RF-dc (I.10) devient :

$$\eta = \frac{\frac{V_{sortie}^2}{R_L}}{P_i} \quad (\text{I.11})$$

Dans un cas réel, la puissance en entrée du circuit redresseur est exprimée par la puissance absorbée (I.1). Dans ce cas, le rendement devient :

$$\eta = \frac{V_{sortie}^2}{R_L P_{abs}} \quad (\text{I.12})$$

Le rendement des circuits récupérateurs d'énergie à base de diodes obéit à un comportement non-linéaire et dépend de la puissance absorbée. Le récupérateur d'énergie est conçu de manière à ce que le rendement soit optimal sur une certaine plage de puissance selon les applications. Le rendement de conversion RF-dc d'un circuit récupérateur d'énergie dépend aussi de la non-linéarité du circuit. L'adaptation d'impédance change à la fois en fonction de la fréquence et de la puissance d'entrée due à la non-linéarité des éléments constitutifs de la partie frontale, principalement l'élément redresseur. Le rendement de conversion RF-dc est réduit car une partie de la puissance absorbée est perdue dans les harmoniques générées par la diode. L'énergie perdue à cause des harmoniques générées augmente en fonction de la tension incidente. De ce fait, il y a un compromis entre la génération d'harmoniques, la tension de claquage et la sensibilité. La non-linéarité de la diode est exprimée par la relation courant-tension suivante [28, 29, 30] :

$$I_d(t) = I_s \left(\exp \frac{V_d(t)}{aV_T} - 1 \right) \quad (\text{I.13})$$

avec $I_d(t)$ et $V_d(t)$ le courant et la tension de jonction de la diode respectivement, I_s le courant de saturation inverse, a le facteur d'idéalité et V_T la tension thermique. Le détecteur Schottky fonctionne différemment selon la plage de puissance d'entrée. Par exemple, pour une puissance supérieure à -10 dBm (100 μ W), c'est la plage de détection linéaire. Pour une puissance inférieure à -20 dBm (10 μ W), le détecteur se comporte suivant la loi carrée (square law detection), c'est le cas de la technologie RFID UHF passive. Le rendement augmente proportionnellement à la puissance d'entrée jusqu'à une certaine limite déterminée par la puissance maximale (I.8) liée à la tension de claquage. Un seuil d'activation bas permet un fonctionnement plus efficace à de faibles puissances. Lorsque les niveaux de puissance sont faibles (typiquement inférieurs à 0 dBm), le rendement de conversion RF-dc diminue considérablement. Le rendement diminue quand la fréquence augmente en raison des effets des éléments parasites. Pour une puissance d'entrée de -20 dBm à -2 dBm, le rendement correspondant varie de 4 à 70% à la fréquence de 900 MHz [24].

Idéalement, un récupérateur d'énergie devrait avoir les performances suivantes : une faible sensibilité, un rendement élevé, une large plage de puissance et une tension de sortie constante suivant les pics du signal d'entrée (minimisant les ondulations). Le compromis

entre la tension de seuil et la tension de claquage inverse dans une diode induit un compromis entre la sensibilité et la gamme de puissance d'entrée. D'autres topologies sont utilisées, telles que les multiplicateurs de tension et les circuits à transistors [31]. Ces topologies visent essentiellement à augmenter la tension convertie et à se rapprocher d'un seuil d'activation nul [32, 27].

La sensibilité du récupérateur d'énergie est liée à la puissance incidente. La puissance incidente est un facteur important pour le rendement de conversion RF-dc et donc du système de TES et plus globalement de la fiabilité des communications du lien radio lecteur-tag-lecteur. L'onde émise entre en interaction avec le canal de propagation avant d'arriver à l'antenne réceptrice du récupérateur d'énergie. La puissance incidente dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur (perte de trajet ou path loss en anglais) ainsi que du canal de propagation (atténuation en propagation multi-trajets). Le niveau de puissance de l'onde incidente est un facteur déterminant pour le rendement de conversion RF-dc et donc la puissance délivrée à la charge. De ce fait, il y a une relation entre rendement RF-dc et canal de propagation. L'impact du canal et la robustesse de la forme d'onde face aux effets de ce dernier doivent être considérés dans une approche système d'optimisation.

2.6 La communication suivant le protocole ISO-18000 GEN2

La technologie RFID UHF passive est normalisée mondialement par les normes EPC (Electronic Product Code en anglais) global et ISO-18000 (International Standard Organization en anglais) [33]. La norme EPC global définit la structure de donnée de l'identification des produits destinée principalement à la gestion de la chaîne d'approvisionnement. L'ISO 18000 est une série de normes internationales pour l'interface radio RFID (dans les gammes UHF et supérieures) pour le marquage des marchandises dans la chaîne d'approvisionnement. Ce protocole définit les exigences physiques et logiques du système RFID. Il y a plusieurs catégories de normes ISO 18000 (A, B, C et D) selon le protocole de communication et l'application. La norme C ISO 18000-63 définit l'interface radioélectrique pour les dispositifs RFID fonctionnant dans la bande industrielle, scientifique et médicale (ISM) de 860 MHz à 960 MHz utilisée dans les applications de gestion d'articles. Cette norme spécifie en outre le protocole de communication utilisé dans l'interface radio, c'est-à-dire les exigences physiques et logiques du lien ascendant (lecteur-tag) et descendant (tag-lecteur) pour une rétrodiffusion passive. Ces spécifications comprenant notamment la couche physique, la fréquence de fonctionnement, le canal d'exploitation, la bande passante occupée, la PIRE, la modulation, le débit de communication, l'algorithme d'arbitrage de collision (lorsque plusieurs tags se trouvant dans la zone d'interrogation répondent aux lecteurs au même temps), les structures de commande et de réponse, et le

codage de données.

Une communication RFID UHF passive suivant le protocole ISO 18000-6c consiste en une série d'échanges entre le lecteur et le tag ou une population de tags pour effectuer un inventaire et récupérer le(s) numéro(s) d'identification de(s) tag(s) (ou l'écriture et la récupération de l'information en général pour les tags intégrant des fonctions plus avancées). Le lecteur récupère l'identifiant d'un tag en effectuant un cycle d'inventaire en envoyant la commande *Query*. Le tag rétrodiffuse une séquence aléatoire RN16 (un nombre aléatoire de 4 bits). Puis, après accusé de réception du RN16 par le lecteur, le tag renvoie l'identifiant UUI ("unique item identifier" en anglais, est l'identifiant unique enregistré dans la mémoire UUI du tag) au lecteur.

2.6.1 Lien ascendant (lecteur-tag)

Les tags qui se trouvent dans la zone d'interrogation du lecteur sont alimentés et adressés par une suite d'échanges pour récolter leur identifiant. La communication entre le lecteur et le tag est en semi-duplex, c'est-à-dire, le lecteur interroge et le tag écoute, ou vice versa (généralement c'est le lecteur qui interroge). Comme illustré par la figure I.8, le lecteur transmet à la fois l'information (partie commande, simplifiée sur la figure) et l'énergie (partie onde continue, dite "CW", Continuous Wave en anglais) requise pour le fonctionnement du tag. Le signal envoyé par le lecteur alterne donc entre une onde continue, correspondant à la TES, et la trame de commande pour la phase d'interrogation.

Le lecteur envoie des informations à un ou plusieurs tags en modulant une porteuse RF en modulation par déplacement d'amplitude (ASK, amplitude shift keying en anglais); modulation par déplacement de fréquence (FSK, frequency shift keying en anglais) ou modulation par déplacement de phase (PSK, phase shift keying en anglais) [9, 10]. Le codage binaire utilise un format par intervalle d'impulsions (PIE, pulse interval encoding en anglais) dans la liaison ascendante. Les tags reçoivent leur énergie nécessaire de fonctionnement de cette même porteuse RF modulée. Les lecteurs utilisent un format de modulation et un débit de données fixes pour la durée d'un cycle d'inventaire.

La couche physique utilise une modulation en saut de fréquence où un canal est alloué à chaque tag dans la bande passante, ce qui signifie que le nombre de tags identifiables et la vitesse de lecture dépendent de la largeur de bande. Le nombre de tags mis sous tension dépend également du canal utilisé, car les effets du canal de propagation varient en fonction de la fréquence [34]. Le problème de collision peut aussi survenir dans le cas où plusieurs tags répondent à la fois, le lecteur observe une forme d'onde rétrodiffusée comprenant plusieurs réponses [35]. Si l'opération d'identification échoue ou si un tag ne reçoit pas l'énergie suffisante, d'autres cycles d'inventaires seront nécessaires causant une plus grande consommation d'énergie [36, 37].

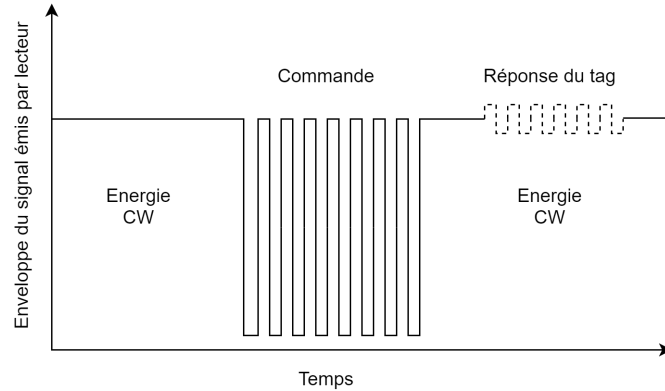


FIGURE I.8: Enveloppe du signal transmis par le lecteur alternant entre onde continue (CW) et trame de commande, la réponse du tag est la rétrodiffusion de la partie CW du signal.

2.6.2 Lien descendant (tag-lecteur)

Dans un système RFID UHF passif, la réflexion des ondes électromagnétiques est utilisée pour la transmission des données du lien descendant. Le lecteur reçoit des informations du tag en transmettant une porteuse RF non modulée et en écoutant une réponse rétrodiffusée. Les tags communiquent des informations par rétrodiffusion en modulant l'amplitude et/ou la phase de la porteuse RF. Le format de codage, sélectionné en réponse aux commandes du lecteur, est une sous-porteuse de modulation FM0 (cf. figure I.9). Le principe de la rétro-modulation est basé sur le fait que l'antenne du tag renvoie plus ou moins, et par réflexion, l'onde électromagnétique incidente en provenance du lecteur. En effet, l'antenne est plus ou moins désadaptée en variant l'impédance d'entrée équivalente de la puce qui est connectée à l'antenne. Le coefficient de réflexion de l'antenne bascule ainsi entre deux états [38, 39].

Le circuit effectuant la modulation par rétrodiffusion peut être simplifié par un transistor en mode commutateur relié à la charge de l'antenne, tel qu'illustré par la figure I.10. Lorsque le transistor est porté à sa tension seuil, le courant circule induisant une réflexion de l'onde au niveau de l'antenne. Lorsque le transistor commute le courant est nul et le champ réfléchi par l'antenne est négligeable. En charge, l'antenne réfléchit le maximum de puissance tandis qu'en circuit ouvert la réflexion est négligeable. En commutant le transistor sur deux états, le signal réfléchi par l'antenne du tag est modulé en basse fréquence (quelques dizaines à centaines de kHz). La puissance du signal rétrodiffusé peut être définie par la densité de puissance incidente multipliée par la variation du coefficient de réflexion comme suit [18, 38] :

$$P_r = \frac{S\lambda^2 G^2}{4\pi} |\Gamma_1 - \Gamma_2|^2 \quad (\text{I.14})$$

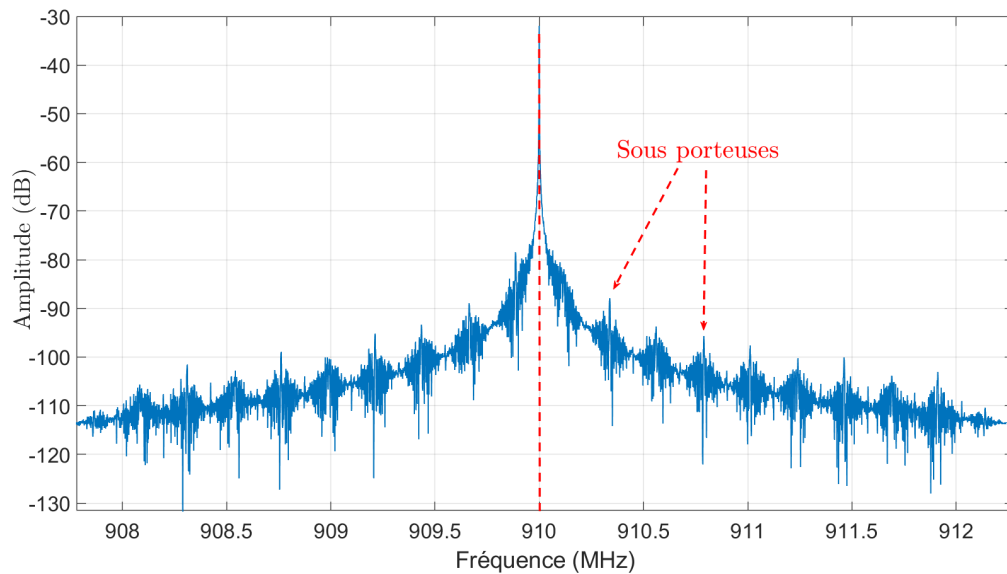


FIGURE I.9: Spectre de la réponse d'un tag commercial passif (AD-222) renvoyant la séquence aléatoire RN16 à des fréquences sous-porteuses de 250 kHz autour de la fréquence porteuse de 910 MHz.

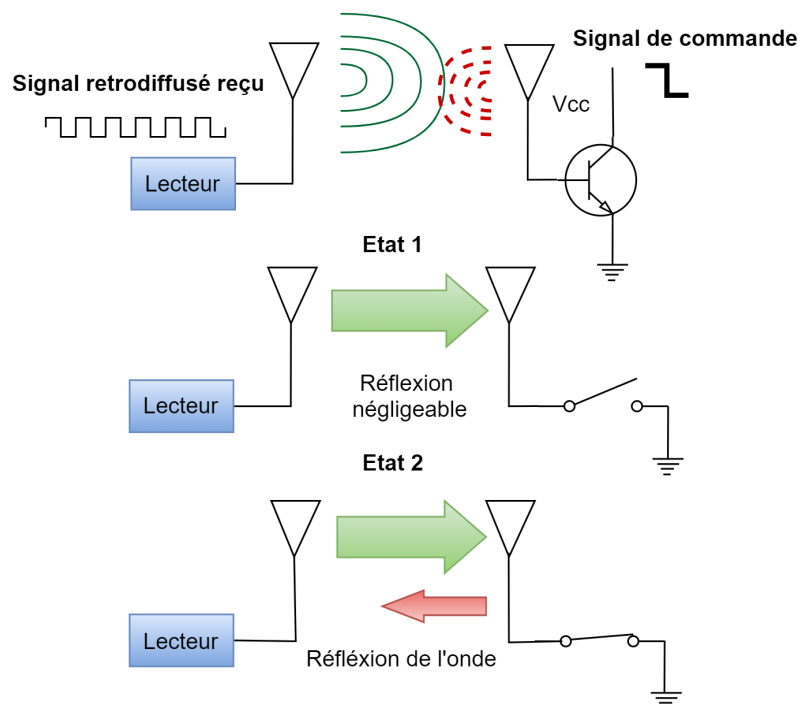


FIGURE I.10: Explication simplifiée de la modulation par rétrodiffusion : dans ce cas l'état 1 représente l'état où un minimum de puissance est réfléchi, i.e., l'état bas de la réponse; l'état 2 est l'état où le maximum de puissance est réfléchi correspondant à l'état haut de la réponse du tag.

avec P_r la puissance du signal rétrodiffusé, Γ_1 et Γ_2 les coefficients de réflexion correspondant aux deux états de la variation d'impédance, λ la longueur d'onde, G le gain de l'antenne du tag et S la densité de puissance rayonnée de l'onde incidente. Le terme $\frac{\lambda^2 G^2}{4\pi}$ est la surface effective de réception de l'antenne du tag. Donc, P_r est la différence entre la puissance réfléchie dans les deux états de commutation. Le coefficient de réflexion de l'antenne dépend de l'impédance de charge et de l'impédance de l'antenne comme suit :

$$\Gamma_{1/2} = \frac{Z_{1/2} - Z_a^*}{Z_{1/2} + Z_a^*} \quad (\text{I.15})$$

Le circuit électrique équivalent effectuant la rétrodiffusion est illustré par la figure I.11. Dans le cas d'un fonctionnement à la fréquence de résonance de l'antenne la partie réactive est nulle et en ignorant les pertes, l'antenne est représentée par une source de tension et son impédance résistive Z_a . Z_a^* est l'impédance conjuguée de l'antenne et l'indice "1/2" indique les deux états de la charge de la puce. La puissance du signal rétrodiffusé dépend de l'adaptation d'impédance entre l'antenne et la puce du tag [39, 40]. La rétrodiffusion des tags passifs est basée sur une architecture simple où des transmissions atteignant une distance de 20 m sont réalisables. Cependant, la puissance du signal rétrodiffusé est très faible (de l'ordre du μW) et dépend de la puissance incidente. La réponse du tag au lecteur peut être entravée particulièrement en milieux complexes à forte atténuation.

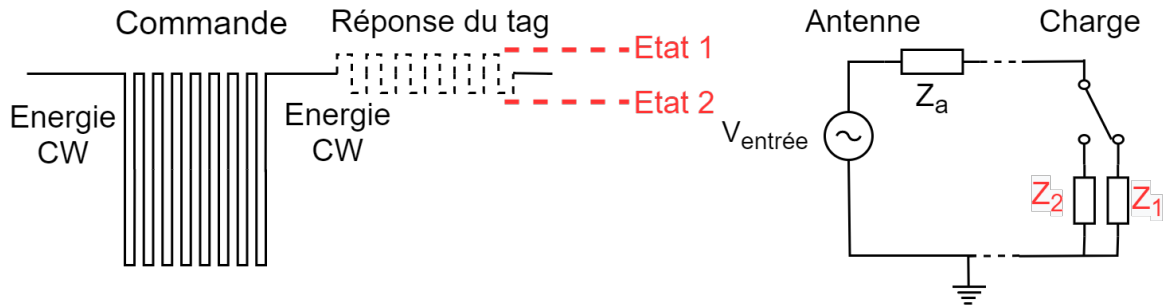


FIGURE I.11: Circuit électrique équivalent effectuant la variation du coefficient de réflexion sur deux états et le signal rétrodiffusé modulé en amplitude.

2.7 Les limites des performances en milieu complexe

Bien que la technologie RFID UHF passive présente de nombreux avantages grâce à son caractère passif et la simplicité de l'architecture du tag, elle reste limitée en termes de performances. La portée et la fiabilité de la communication dépendent de plusieurs facteurs qui affectent ses performances [40, 41]. D'une part, il y a les caractéristiques intrinsèques du tag (la conception de la partie front-end du tag comme traité précédemment) tel que le gain de l'antenne, l'adaptation d'impédance et le rendement de la conversion RF-dc

[42, 43]. D'autre part, il y a l'influence de l'environnement du tag principalement le milieu de propagation à proximité du tag et le matériau de l'objet sur lequel le tag est attaché [44]. Les performances de la liaison radio dans les systèmes RFID UHF, plus particulièrement dans les environnements de propagation complexes, sont limitées par deux principaux facteurs qui doivent être pris en considération : a) la sensibilité du tag qui représente la puissance minimale d'activation qui correspond implicitement à la distance maximale à laquelle le tag peut répondre ; et b) la capacité du lecteur à détecter la réponse rétrodiffusée (sensibilité du récepteur du lecteur). Un lecteur peut détecter des signaux de très faible puissance allant jusqu'à -90 dBm, tandis que le tag est limité par une sensibilité d'environ -28 dBm. Par conséquent, la sensibilité du tag est le facteur limitant des performances en termes d'énergie (cf. figure I.12).

En l'espace libre, le signal reçu est sujet aux pertes de trajet. Selon la formule de Friis, les pertes de trajet dépendent essentiellement de la distance de communication où la puissance du signal émis décroît proportionnellement à $\frac{1}{4\pi d^2}$ comme suit :

$$\frac{P_r}{P_s} = G_r G_s \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{I.16})$$

où P_r , P_s , G_r , G_s , λ et d sont la puissance reçue, la puissance émise, le gain de l'antenne émettrice, le gain de l'antenne réceptrice, la longueur d'onde et la distance de communication respectivement. Cette assertion suppose un environnement parfait dépourvu de réverbérations, ce qui est rarement le cas en télécommunication électromagnétique en champ lointain. Dans les applications qui ont lieu dans des milieux intérieurs et denses en

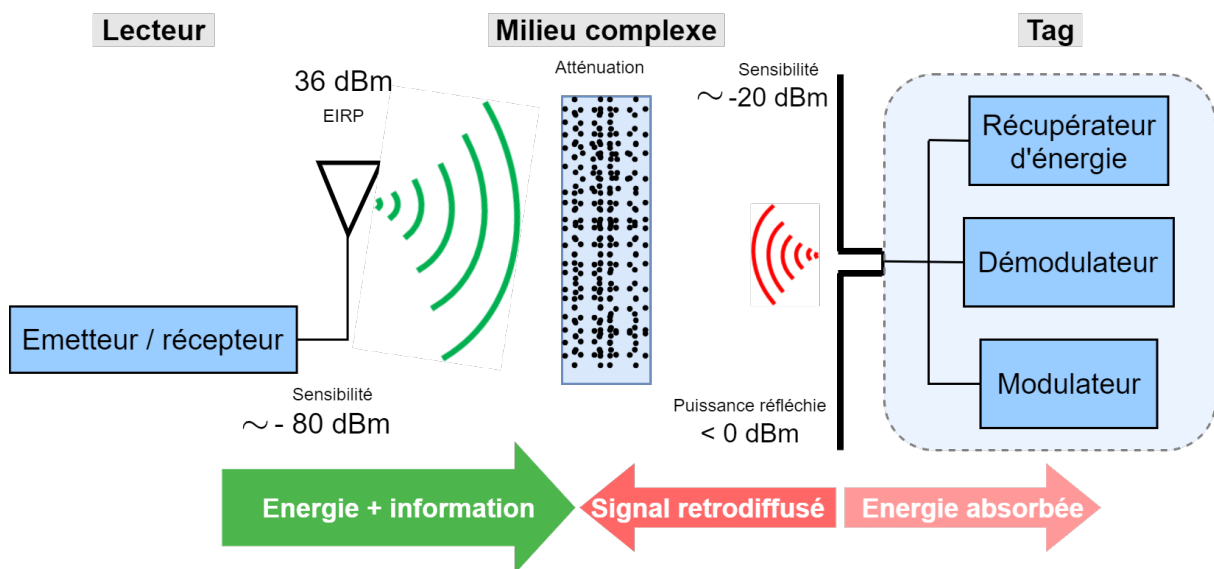


FIGURE I.12: Schéma illustrant les limites des performances énergétiques du lien ascendant et descendant d'une communication RFID UHF passive dans un environnement complexe à forte atténuation.

général (entrepôts, bâtiments...), en plus des pertes de trajet, les communications sont sujettes aux interférences multi-trajets à petite échelle [12, 13]. La figure I.13 illustre les variations de la puissance dans le cas espace libre et dans le cas propagation multitrajets. Les effets multitrajets à petite échelle causent des variations rapides de la puissance du signal qui sont observées sur une distance de l'ordre de la longueur d'onde. Ces variations sont dues à des interférences constructives et destructives des multiples trajets parcourus entre l'émetteur et le récepteur. La présence d'obstacles dans le milieu de propagation bloque le trajet des ondes directes LOS entre l'émetteur et le récepteur. Par conséquent, des trajets de propagation NLOS sont engendrés par réflexion, diffraction et diffusion. Il en résulte que les ondes reçues proviennent de différentes directions avec des retards. Les multiples ondes se combinent à l'antenne du récepteur pour donner un signal composite [45, 46]. Un canal multitrajets n'affecte pas uniquement la puissance du signal mais également son amplitude et sa phase ce qui peut déformer le signal.

Pour un signal émis $s(t)$ et un canal de propagation $h(t)$, le signal reçu s'écrit suivant le produit de convolution suivant :

$$r(t) = s(t) * h(t) \quad (\text{I.17})$$

Un canal multitrajets est généralement représenté par une somme de gains retardés dans le temps. La notation « $\tilde{\cdot}$ » est introduite pour indiquer un signal complexe. Le canal $\tilde{h}(t)$ est formulé en complexe par :

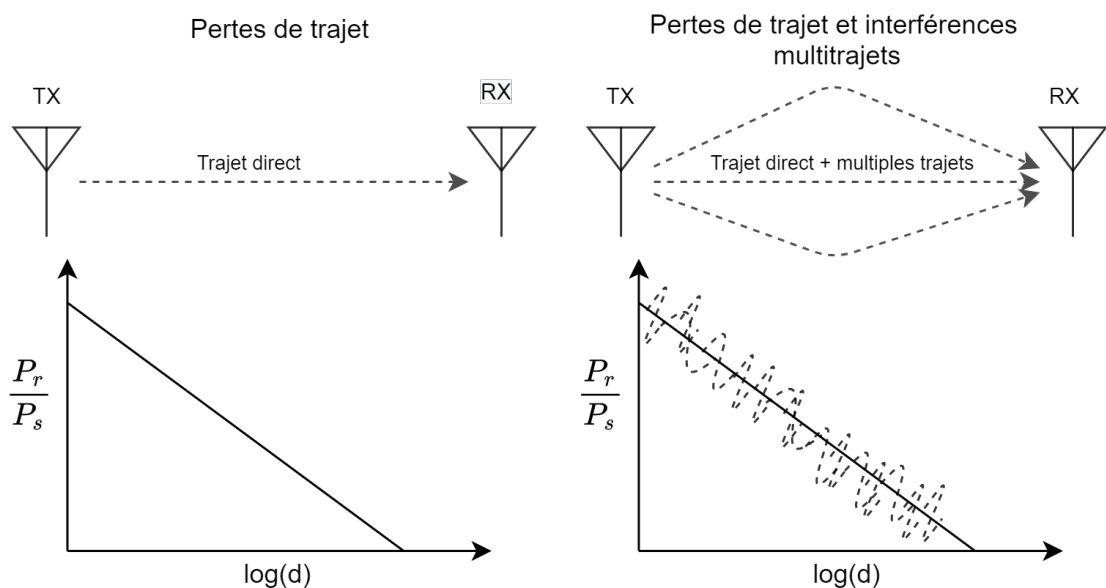


FIGURE I.13: L'atténuation dans le cas des pertes de trajets et de la propagation multitrajets sur le signal reçu.

$$\tilde{h}(t) = \sum_{i=0}^L A_i \delta(t - \tau_i) e^{j\phi_i} \quad (\text{I.18})$$

avec L le nombre de trajets où $i = 0$ est le trajet direct (dans le cas d'une propagation multitrajets comprenant un trajet direct), A_i ($0 < A_i < 1$) les gains des trajets, τ_i et ϕ_i les retards et les phases des trajets respectivement. (I.17) devient :

$$\tilde{r}(t) = s(t) * \sum_{i=1}^L A_i \delta(t - \tau_i) e^{j\phi_i} = \sum_{i=1}^L s(t - \tau_i) \cdot A_i e^{j\phi_i} \quad (\text{I.19})$$

Les atténuations dues aux effets multi-trajets à petite échelle sont plus importantes sur un signal rétrodiffusé que dans le cas d'un signal d'une liaison radio traditionnelle dans un seul sens. L'atténuation d'un signal rétrodiffusé est le produit de l'atténuation des deux liens ascendant et descendant comme le montre la figure I.14 [47]. Dans le cas d'une propagation en espace libre en rétrodiffusion les pertes de trajet sont proportionnelles à $\frac{1}{d^4}$. En propagation multitrajets, le signal rétrodiffusé émis est convolué au canal de propagation du lien descendant $h(t)$ (en supposant un canal stationnaire invariant dans le temps). En posant $\tilde{\Gamma}(t) = \Gamma(t) e^{j\theta}$ le signal du tag produit par rétro-modulation par variation du coefficient de réflexion, le signal rétrodiffusé est défini par le produit du signal reçu par $\tilde{\Gamma}(t)$ comme suit :

$$\tilde{s}_r(t) = \tilde{\Gamma}(t) \cdot \tilde{r}(t) \quad (\text{I.20})$$

Le signal rétrodiffusé reçu noté $\tilde{r}_r(t)$ au niveau du lecteur représente le signal $\tilde{s}_r(t)$ convolué au canal [48], on obtient :

$$\tilde{r}_r(t) = \tilde{s}_r(t) * \tilde{h}(t) \quad (\text{I.21})$$

en remplaçant par (I.20), on obtient :

$$\tilde{r}_r(t) = [\tilde{\Gamma}(t) \cdot \tilde{r}(t)] * \tilde{h}(t) \quad (\text{I.22})$$

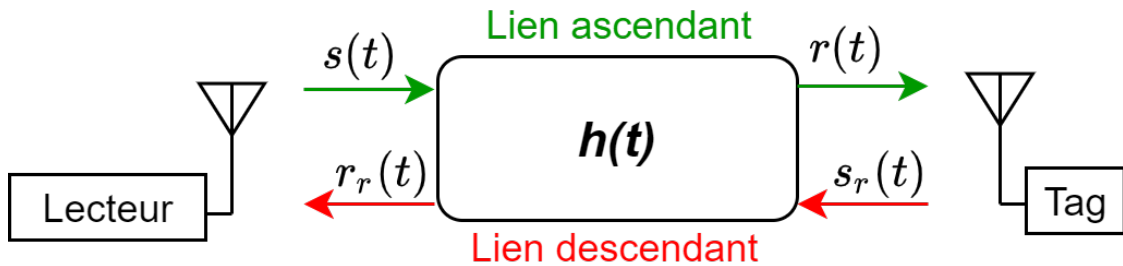


FIGURE I.14: Schéma montrant les signaux émis et reçus produits par les interactions avec le canal sur une communication en rétrodiffusion dans les deux liens ascendant et descendant.

$$\tilde{r}_r(t) = [\tilde{\Gamma}(t) \cdot (\tilde{s}(t) * \tilde{h}(t))] * \tilde{h}(t) \quad (\text{I.23})$$

de (I.22) et (I.19), le signal rétrodiffusé reçu peut s'écrire comme ci-après :

$$\tilde{r}_r(t) = \left[\sum_{i=1}^L \Gamma(t) e^{j\theta} \cdot s(t - \tau_i) \cdot A_i e^{j\phi_i} \right] * \sum_{i=1}^L A_i \delta(t - \tau_i) e^{j\phi_i} \quad (\text{I.24})$$

$$\tilde{r}_r(t) = \sum_{i=1}^L \sum_{i=1}^L \Gamma(t) \cdot s(t - 2\tau_i) \cdot A_i^2 e^{j2\phi_i + j\theta} \quad (\text{I.25})$$

avec θ la phase du signal rétrodiffusé par le tag. En mettant le signal final reçu sous porteuse à la fréquence ω_c (avec $\omega_c = 2\pi\nu_c t$ où ν_c est la fréquence porteuse) on trouve :

$$\tilde{r}_c(t) = \left[\sum_{i=1}^L \sum_{i=1}^L \Gamma(t) \cdot s(t - 2\tau_i) \cdot A_i^2 e^{j2\phi_i + j\theta} \right] e^{j\omega_c t} \quad (\text{I.26})$$

(I.26) montre qu'une communication en rétrodiffusion interagit avec le canal de propagation dans le lien ascendant et descendant et subit les atténuations A_i^2 et des déphasages de $2\phi_i$. La phase est associée au retard comme suit : $\phi_i = -2\pi f_c \tau_i$. Sachant que le retard lié à chaque trajet est $\tau_i = \frac{d_i}{c}$ où c est la célérité et d_i la distance parcourue par le trajet, la phase peut s'exprimer par $\phi_i = -2\pi f_c \frac{d_i}{c}$.

Les interférences multitrajets causent une atténuation sélective en fréquence qui dépend fortement du canal de propagation. Dans le cas d'une communication RFID, les interférences multitrajets peuvent réduire la puissance reçue par le tag qui ne récolte pas l'énergie suffisante pour s'activer. Ces effets peuvent aussi avoir pour conséquence d'augmenter la durée d'un cycle de lecture d'un tag ou d'une population de tags. Dans des scénarios réels de milieux complexes, une partie des tags bien que situés à des distances théoriquement atteignables peuvent ne pas être lus par un lecteur commercial [49, 34]. De ce fait, les effets des interférences multitrajets dégradent les performances globales des systèmes RFID, à savoir la portée et la fiabilité des communications, et plus généralement les taux de lecture [50].

Augmenter la puissance émise n'est pas forcément la bonne solution pour résoudre la question des interférences multitrajets, et dans tous les cas, des contraintes réglementaires existent. La puissance émise est limitée à l'échelle nationale, continentale, et mondiale par des organismes tels que l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) pour l'Europe ou encore la FCC (Federal communications commission) pour les États-Unis, limitant ainsi la portée de la communication. Par exemple en technologie RFID UHF, la PIRE maximale autorisée est de 36 dBm (4 W PIRE) aux États-Unis et de 33 dBm (2 W PIRE) (ou également 36 dBm selon le canal utilisé) en Europe [51]. Par ailleurs,

augmenter la puissance émise du lecteur augmente également l'auto-interférence de celui-ci puisqu'il fonctionne en émetteur-récepteur. La sensibilité du lecteur est affectée par les imperfections de l'isolation entre l'émission et la réception puisque le lecteur émet en permanence et se met à l'écoute pour recevoir la réponse du tag induisant une fuite d'une partie du signal émis dans la partie réception. Les interférences du lecteur par lui-même s'expliquent par les imperfections de l'isolation du circulateur dans le cas d'une configuration mono-statique et à l'effet de couplage entre les deux antennes dans le cas d'une configuration bi-statique. De ce fait, il est préférable de ne pas travailler à pleine puissance.

En conséquence, l'optimisation de la liaison radio entre le lecteur et le tag est une question centrale en RFID UHF passive, et cela notamment dans les environnements complexes. Différentes approches sont étudiées pour l'optimisation du lien radio lecteur-tag. Des solutions matérielles (dite hardware pour reprendre le terme anglais) travaillent sur la conception des circuits intégrés des tags pour améliorer leur sensibilité et la conversion RF-dc [52]. Les systèmes RFID UHF qui communiquent en utilisant des formes d'ondes continues traditionnelles à bande passante étroite sont vulnérables aux interférences dues à la propagation multitrajets [53]. D'autres approches travaillent sur la couche physique du lien lecteur-tag en utilisant des formes d'ondes optimisées. Des formes d'ondes non conventionnelles adaptées au canal de propagation et à l'architecture du tag sont conçues pour l'optimisation du lien radio RFID UHF passif et de la TES.

3 Optimisation des formes d'ondes pour la transmission d'énergie sans fil

Pour palier aux interférences et améliorer les performances en communication haut débit, des formes d'ondes impulsionnelles occupant une large bande spectrale sont utilisées [54, 55, 56]. En TES, les ondes optimisées en puissance (OOP) ont pour but d'augmenter le rapport signal sur bruit (SNR, « Signal to Noise Ratio en anglais ») pour fournir un pic de puissance en entrée du circuit récupérateur d'énergie du tag pour optimiser le rendement RF-dc.

3.1 Principe des ondes optimisées en puissance

Les circuits redresseurs sont basés sur des composants semiconducteurs qui sont polarisés à une certaine tension de seuil d'entrée du signal reçu. Par conséquent, l'activation d'un tag passif dépend de la quantité d'énergie transmise au circuit redresseur et de son rendement de conversion en courant continu. Le rendement de conversion RF-dc ne dé-

pend pas uniquement de la puissance d'entrée mais aussi de la forme d'onde du signal d'entrée. Des recherches ont montré qu'un pic de puissance élevé en entrée du circuit redresseur améliore le rendement de conversion RF-dc. Cette puissance est fournie par des formes d'ondes présentant des pics élevés par intermittence au lieu de la forme d'onde sinusoïdale CW traditionnelle [57, 29, 10]. Les formes d'ondes ayant un rapport élevé de puissance crête par rapport à la puissance moyenne (PAPR, peak to average power ratio en anglais) en général comme l'OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence, en anglais orthogonal frequency-division multiplexing), le bruit blanc, les signaux chaotiques et impulsionnels améliorent la conversion RF-dc au niveau du récupérateur d'énergie comparé aux signaux CW à bande étroite [57, 58].

Les OOP sont des formes d'ondes impulsionnelles (cf. figure I.15) qui peuvent être formées de différentes manières et avoir différentes allures temporelles et donc spectrales. Les OOP peuvent être des impulsions classiques telles que des impulsions gaussiennes ou bien des impulsions formées de multi-sinusoïdes. Les impulsions N-OOP multi-sinusoïdes sont les OOP les plus communes car elles sont générées par la sommation de N sinusoïdes ce qui rend leur implémentation matérielle plus simple. Les OOP multi-sinusoïdes peuvent être exprimées en bande de base comme ci-après :

$$u_{OOP}(t) = \sum_{n=0}^N A_n \cos(n\Delta\omega t + \phi_n) \quad (\text{I.27})$$

où N représente le nombre de sinusoïdes, A_n , $\Delta\omega$ et ϕ_n , l'amplitude, l'espacement et la phase des sinusoïdes. Les OOP ont une enveloppe temporelle périodique et des composantes spectrales discrètes à des fréquences sous-porteuses de la fréquence centrale tel que montré la figure I.16. L'OOP a une puissance spectrale étalée sur une large gamme de fréquences. La puissance est répartie entre les sous-porteuses à des niveaux plus faibles comparées aux CW où la puissance est concentrée à une seule fréquence (cf. figure I.16). Les OOP sont caractérisées par le nombre, l'amplitude, la phase et l'espacement des sous-porteuses. Ces paramètres affectent la bande passante, le PAPR et l'énergie moyenne du signal. En modifiant l'espacement et les amplitudes des sous-porteuses, différentes formes d'ondes OOP peuvent être créées. L'espacement entre les sous-porteuses détermine la période de l'OOP avec $T_0 = \frac{1}{\Delta f}$. Le nombre des sous-porteuses détermine l'amplitude du pic : plus il est élevé plus le pic de l'impulsion dans le domaine temporel est important lorsque les sous-porteuses se combinent. Les sous-porteuses produisent un PAPR optimal lorsqu'elles sont régulièrement espacées à des multiples entiers avec une phase nulle. Plus l'écart entre les sous-porteuses est grand, plus les sous-porteuses seront éloignées de la fréquence centrale correspondante [59]. Le nombre des sous-porteuses et leur espacement sont limités par le standard GEN2 où le spectre doit être conforme à une certaine largeur

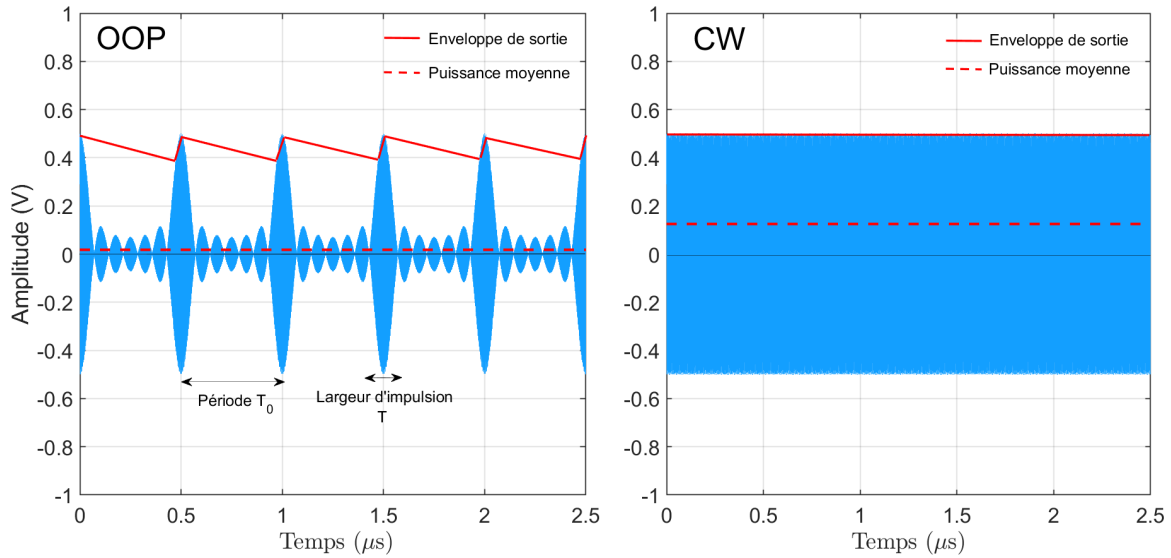


FIGURE I.15: Comparaison illustrant la puissance moyenne du signal et l'enveloppe détectée par le circuit récupérateur d'énergie dans le cas d'une OOP à $N = 7$ sinusoïdes et d'une onde CW ayant une amplitude crête à crête égale à 1 V.

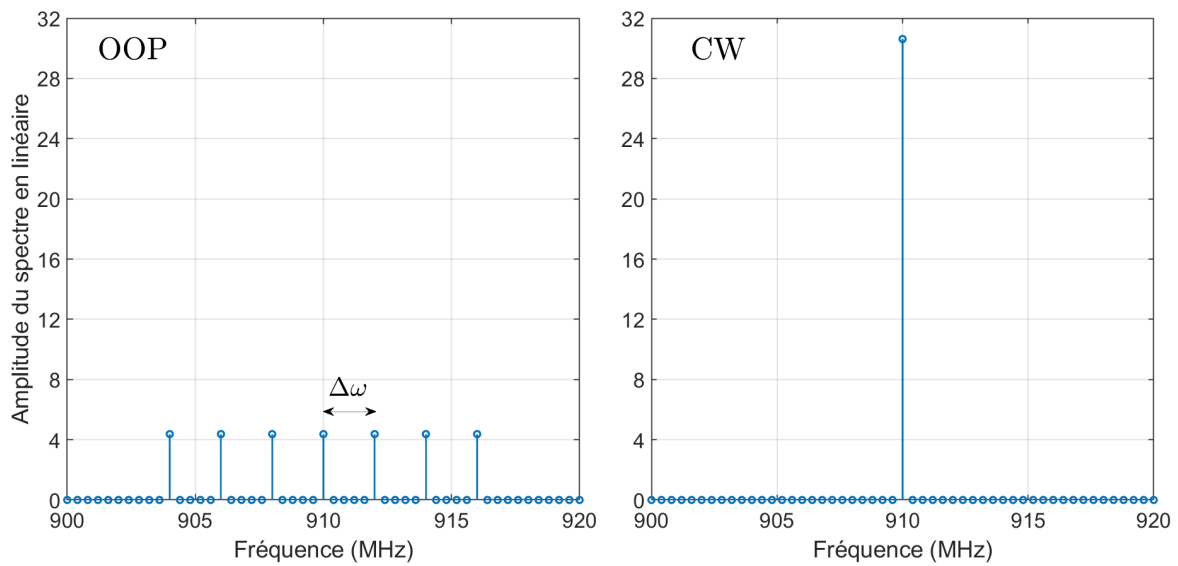


FIGURE I.16: Le spectre d'une OOP à $N = 7$ sinusoïdes et le spectre d'une onde CW.

de bande [9]. De plus, les OOP occupent une plus large bande passante, ce qui rend l'adaptation d'impédance plus complexe car sur une large gamme de fréquences.

3.2 Intérêt des ondes optimisées en puissance en communication RFID UHF passive

Le pic de puissance des OOP permet l'activation du tag à une plus grande distance qu'en utilisant des ondes CW monoporteuses. Les OOP améliorent le rendement de la conversion RF-dc par le tag sans avoir à augmenter la puissance d'émission du lecteur. Comme illustré par la figure I.15, l'enveloppe redressée par le récupérateur d'énergie dans le cas OOP a un niveau égal à l'enveloppe dans le cas CW pour une puissance moyenne inférieur du signal d'entrée. Un rendement amélioré pour la même puissance d'entrée améliore la portée et la fiabilité d'une communication RFID UHF passive. La portée de communication augmente en fonction du nombre de sinusoïdes utilisées, le nombre de sinusoïdes étant proportionnel au pic de puissance [60]. Les OOP à PAPR élevé fournissent une tension d'entrée élevée concentrée sur une courte fenêtre temporelle. Cette puissance est absorbée par le récupérateur d'énergie du tag. Le signal RF reçu est converti en courant continu à travers le circuit redresseur qui est composé d'éléments non-linéaires. Par conséquent, la puissance de sortie augmente de manière non-linéaire avec la tension d'entrée. Les formes d'ondes impulsionnelles qui présentent un pic élevé commutent la diode du circuit redresseur avec une meilleure efficacité énergétique par rapport aux ondes CW. Le condensateur du filtre passe-bas se charge durant un temps court suivant le pic de l'impulsion puis se décharge lentement jusqu'au prochain pic. De ce fait, la tension récupérée est une tension continue ondulée suivant le niveau d'amplitude du pic des impulsions. Le niveau d'amplitude de la tension continue récupérée est supérieur au niveau de la tension récupérée dans le cas de l'onde CW pour une même puissance moyenne du signal.

Dans [10], des expériences de communication RFID UHF avec des tags passifs commerciaux en utilisant des OOP ont été effectuées. Comme illustré par la figure I.17, le tag est maintenu à une distance fixe de l'émetteur et une antenne placée à l'arrière du tag permet la réception de la réponse du tag pour ensuite être filtrée, démodulée et visualisée sur un oscilloscope. En émission, la commande *Query* générée est amplifiée et un atténuateur variable permet de varier la puissance émise pour trouver le seuil d'activation du tag. La puissance émise requise pour l'activation du tag est mesurée juste avant l'antenne d'émission et comparée pour l'onde continue et l'OOP. Pour une OOP de 4 sinusoïdes et sur une distance de communication de 35,5 cm, les mesures montrent que l'OOP nécessite 2,3 dB de moins en puissance émise équivalent à un gain en portée de 6,1 m comparé à l'onde continue monoporteuse. Dans [11], une autre expérience suivant le même principe mais avec un lecteur commercial de type Alien compatible avec la norme ISO/IEC 18000-

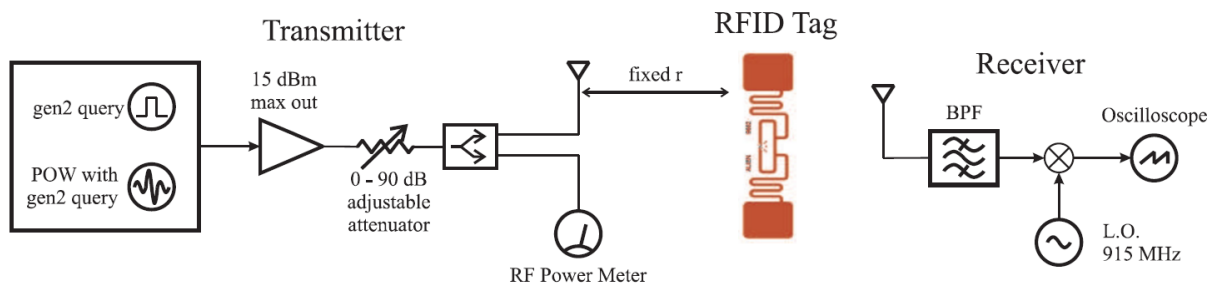


FIGURE I.17: Illustration de l'expérience [10] évaluant la puissance d'activation du tag pour différentes N-OOP : le transmetteur utilise le logiciel Matlab pour générer les OOP mélangées avec la trame de requête, puis après mise sous-porteuse et amplification, le signal est transmis au tag et un récepteur à l'arrière du tag permet de démoduler le signal et d'observer la réponse rétrodiffusée sur l'oscilloscope ; un atténuateur réglable est utilisé pour réduire la puissance de transmission.

6 et EPC global GEN 2 a été réalisée avec un tag UHF passif. En utilisant une OOP à 8 porteuses et un espacement des sous-porteuses de 2 MHz, le lecteur a récupéré l'ID du tag avec succès avec une réduction de la puissance émise de 1,9 dB comparé à l'onde continue monoporteuse sur une distance de communication de 1,7 m.

Bien que les OOP confèrent des avantages en termes de conversion RF-dc, il est à noter que la détection de l'enveloppe est plus sujette aux erreurs comparées à une enveloppe continue. Si l'enveloppe n'est pas correctement détectée, le tag risque de ne pas répondre même si la puissance reçue est suffisante. La largeur et la période de l'impulsion influencent l'ondulation du signal de sortie en agissant sur le temps de charge et de décharge du condensateur de sortie [61, 9]. Des ondulations lentes du condensateur suivant l'enveloppe des OOP peuvent induire des erreurs de détection des symboles [10]. Autrement dit, il y a un compromis entre le nombre de sous-porteuses et la détection de l'enveloppe. Augmenter le nombre de sous-porteuses (i.e., de sinusoides dans le cas des N-OOP) augmente le rendement RF-dc mais la période est plus large induisant des ondulations plus importantes. Le nombre des sous-porteuses et leur espacement doivent être judicieusement choisis en tenant compte des filtres, du circuit redresseur et aux interférences dues à l'augmentation de la largeur de bande [11].

Les OOP ne nécessitent pas de modification matérielle au niveau du tag, la génération des formes d'ondes est effectuée par le lecteur suivant le protocole de communication. De ce fait, la complexité est focalisée au lecteur et préserve la simplicité du tag. Les OOP peuvent être mélangées à un oscillateur local au niveau du lecteur, puis le signal résultant est mélangé aux commandes lecteur-tag suivant le protocole GEN2 [11, 62]. L'intérêt des OOP a été prouvé théoriquement et expérimentalement. Néanmoins, les expériences ont été effectuées en espace libre à des distances de communication allant de quelques dizaines de centimètres à 2 m [11, 10, 9]. Les contraintes liées au canal de propagation n'ont pas été prises en considération dans l'évaluation des performances des

OOP. L'utilisation des OOP et leur optimisation restent encore un champ de recherche ouvert. Des modèles sont développés pour étudier les différents paramètres influant les performances des OOP tels que : le canal de propagation, la non-linéarité du convertisseur RF-dc, la rétrodiffusion, etc. La conception des OOP nécessite de prendre en considération tous les éléments qui interagissent avec la forme d'onde. Pour des performances optimales, la conception des OOP devrait être adaptée à la fois au canal de propagation, à la non-linéarité et à l'adaptation d'impédance du récupérateur d'énergie [15, 63, 64]. Des circuits redresseurs conçus spécifiquement pour un rendement optimal dans le contexte des OOP ont montré des performances significatives en termes de conversion RF-dc [61, 65].

Le rendement de conversion RF-dc dépend directement de la puissance de l'onde incidente et cette dernière dépend du transfert d'énergie à travers le canal de propagation. Dans cette optique, en plus du caractère impulsionnel, l'optimisation des formes d'ondes doit prendre en considération le canal de propagation pour l'optimisation de la puissance incidente au niveau du tag. L'amélioration de l'efficacité de la TES doit être étudiée en prenant en compte le système RFID UHF passif de bout en bout. Pour ces raisons, des formes d'ondes spécifiques et plus élaborées sont étudiées pour une optimisation globale du système incluant le transfert d'énergie à travers le canal de propagation notamment en milieux complexes présentant un spectre sélectif en fréquence.

4 Retournement temporel en télécommunication électromagnétique

Une autre forme d'onde impulsionnelle qui fournit un signal à PAPR élevé est produite par la technique du RT. Le RT est une technique qui permet de focaliser les ondes dans le temps et dans l'espace en exploitant la complexité du canal. La technique du RT est apparue dans la seconde moitié du XXème siècle où elle a été expérimentée pour remédier à l'atténuation des signaux de télévision et pour l'optimisation de la transmission de données téléphoniques [66]. Le RT a été popularisé en acoustique pour trouver des applications telles que la communication sous-marine ou dans le domaine biomédical [67, 68]. Ensuite, Lerosey et al. dans [69], ont démontré une expérience de focalisation temporelle avec des ondes électromagnétiques.

4.1 Principe du retournement temporel

Le RT en électromagnétisme se base sur la réciprocité du milieu de propagation linéaire invariant dans le temps et la symétrie temporelle des équations de Maxwell pour la focalisation de l'onde [70]. Le RT repose sur la connaissance du milieu de propagation

en utilisant la réponse impulsionnelle d'un canal complexe pour focaliser l'onde. La réalisation du RT se fait suivant deux étapes [69, 71, 72]. La première étape, noté (a) dans la figure I.18, est l'étape d'apprentissage du canal dans laquelle l'antenne source émet une impulsion $u(t)$ puis l'antenne réceptrice reçoit le signal $y(t)$ après propagation. Le signal $y(t)$ reçu est une succession d'impulsions plus ou moins atténuées et retardées dans le temps qui représentent la propagation multi-trajet des ondes. Le signal reçu enregistré s'écrit comme suit :

$$y(t) = u(t) * h(t) \quad (\text{I.28})$$

avec $h(t)$ qui représente la RI (la réponse impulsionnelle) du canal de propagation multitrajets, $y(t)$ le signal reçu et «*» l'opérateur mathématique de convolution. La seconde étape, notée (b) dans la figure I.18, est l'étape de focalisation pour laquelle le signal $y(t)$, enregistré pour une durée T , est retourné dans le temps et normalisé en amplitude avant d'être utilisé comme onde transmise. Le signal obtenu est donné par :

$$x(t) = A \cdot y(T - t) \quad (\text{I.29})$$

où $x(t)$ est le signal causal inversé dans le temps et normalisé à 1 en amplitude par le facteur A . Le signal $x(t)$ est retransmis dans le canal pour converger vers le récepteur cible qui reçoit un signal proche de l'impulsion initiale. Le résultat est une focalisation spatio-temporelle du signal $z(t)$ au point de réception :

$$z(t) = h(t) * x(t) \quad (\text{I.30})$$

A partir de (I.29) on peut écrire $z(t)$ comme suit :

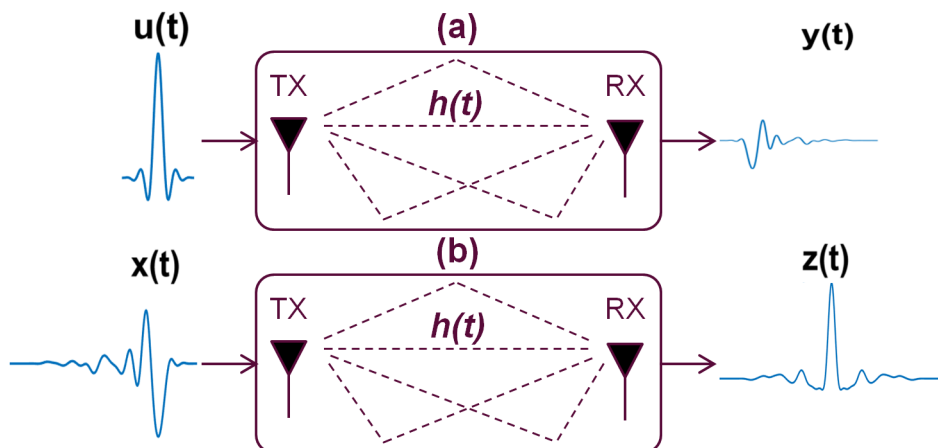


FIGURE I.18: Signaux des deux étapes du RT réalisé pour un canal multitrajets (t) : (a) étape d'apprentissage avec $u(t)$ l'impulsion initiale émise et $y(t)$ la réponse impulsionnelle enregistrée, (b) étape de focalisation avec $x(t)$ signal émis et $z(t)$ le signal focalisé.

$$z(t) = h(t) * [A \cdot y(T - t)] \quad (\text{I.31})$$

Le RT permet de réaliser une focalisation spatio-temporelle. La focalisation temporelle est observée lorsqu'un pic élevé se produit à l'instant T (cet instant correspond à la durée de la RI). La focalisation spatiale est réalisée lorsque le signal est nul dans l'espace en dehors du point de focalisation. La focalisation spatiale peut être mesurée expérimentalement suivant différentes méthodes. Manuellement, en translatant l'antenne réceptrice avec des incréments constants sur un axe fixe. Automatiquement, en utilisant un réseau d'antennes en matrice pour faire plusieurs mesures simultanément [72]. Ces méthodes ont le même but : relever l'impulsion focalisée à des points distants du point de focalisation dans l'espace pour mesurer la focalisation spatiale. Ces méthodes permettent de tracer la courbe de l'amplitude ou la puissance de l'impulsion focalisée en fonction de la distance du point de focalisation. La puissance du signal est décroissante au fur et à mesure qu'on s'éloigne du point de focalisation et elle devient négligeable à partir d'une distance d'une longueur d'onde.

Le pic du signal focalisé est dû à la reconstruction du signal au point de focalisation. Autrement dit, toutes les composantes des différentes fréquences des signaux inversés temporellement s'additionnent de manière cohérente et constructive en phase au point de focalisation. En remplaçant (I.28) dans (I.31) on obtient :

$$z(t) = h(t) * [A \cdot h(T - t) * u(T - t)] \quad (\text{I.32})$$

Lorsque l'impulsion est symétrique $u(-t) = u(t)$ on peut écrire :

$$z(t) = A \cdot h(t) * h(T - t) * u(t) \quad (\text{I.33})$$

Le terme $h(t) * h(T - t)$ représente la fonction d'autocorrélation $R_h(t - T)$ du canal. Donc (I.33) devient :

$$z(t) = A \cdot R_h(t - T) * u(t) \quad (\text{I.34})$$

De (I.34), on déduit que la focalisation temporelle du RT dépend principalement de l'autocorrélation du canal de propagation et de l'impulsion $u(t)$ [53]. En fréquentiel, suivant la transformée de Fourier, l'opération d'inversion temporelle correspond au conjugué complexe du spectre du signal et la convolution devient un produit, donc la transformée de Fourier $\mathcal{F}[\cdot]$ de (I.34) est donnée par :

$$Z(\nu) = \mathcal{F}[z(t)] \quad (\text{I.35})$$

$$Z(\nu) = A e^{-j2\pi\nu T} \cdot |H(\nu)|^2 \cdot U(\nu) \quad (\text{I.36})$$

La formule (I.36) montre que le spectre du signal focalisé est proportionnel à la densité spectrale de puissance de la fonction de transfert du canal $H(\nu)$. L'effet des retards multitrajets qui se traduit en déphasage est éliminé et la focalisation dépend principalement de la densité spectrale d'énergie de la fonction de transfert du canal.

La condition de stationnarité du canal soulève la question de la robustesse de la technique du RT en cas de variations du canal de propagation. Dans [73], des expériences de RT effectuées en milieu intérieur ont montré que les performances de la focalisation peuvent être préservées si le canal maintient une corrélation partielle avec le canal précédent durant la communication. Par contre, si le récepteur est déplacé de sa position, le canal est totalement décorrélé. Il n'est pas nécessaire de ré-estimer la RI du canal s'il y a des changements mineurs dans l'environnement tels que le mouvement des personnes. Cependant, les performances du RT se dégradent rapidement lorsque le récepteur change de position ou pour un changement de position significatif des objets présents dans le canal. Donc l'étape d'apprentissage du milieu doit être considérée pour une évaluation de la robustesse du RT selon le contexte de l'application. Le RT est sujet à la dégradation des performances de la focalisation dans un environnement de propagation dynamique où l'apprentissage du milieu doit être mis à jour en effectuant l'étape d'apprentissage plus fréquemment. Certains milieux intérieurs sont des environnements de propagation qui ne présentent pas beaucoup de variations ce qui permet de préserver une corrélation de la RI entre les deux étapes du RT et de limiter la dégradation des performances ainsi que l'opération d'apprentissage du milieu [74].

4.2 Complexité du canal

Le pic de compression temporelle dépend de la largeur de bande et de l'amplitude de la fonction de transfert du canal [75]. Dans [76], des expériences en milieu intérieur de laboratoire ont été effectuées en UWB (ultra wideband) où l'émetteur est à une distance de 6,6 m du récepteur. La focalisation a été évaluée par le rapport de la puissance du pic maximal de la focalisation à la puissance du pic le plus élevé lorsqu'une impulsion est émise, où l'énergie totale du signal émis est maintenue constante pour les deux cas. La figure I.19 montre que le gain en focalisation (exprimé en dB) est croissant en fonction de la largeur de bande de l'impulsion avec une augmentation de 8,2 à 14 dB entre 500 et 2500 MHz de largeur de bande [76]. La reconstruction de l'impulsion $z(t)$ dépend principalement de la complexité du canal de propagation (la fonction $h(t)$) et de sa stationnarité. Plus le milieu est complexe et inhomogène, plus $H(\nu)$ présente un spectre riche. Augmenter la largeur de bande revient à augmenter le contenu spectral et donc le nombre de multitrajets. De ce fait, plus le spectre est riche plus l'autocorrélation de la RI donne une compression temporelle plus importante induisant un pic de focalisation élevé [66, 71].

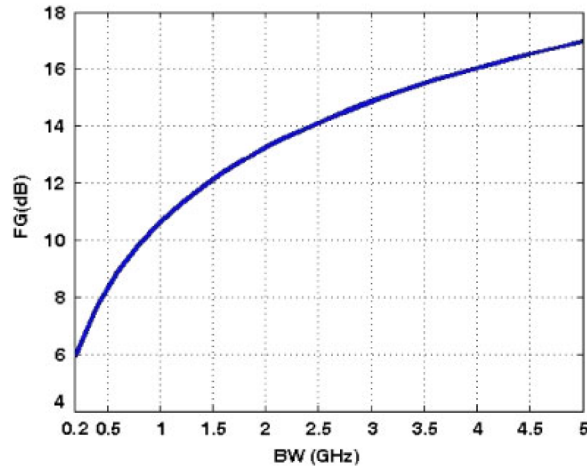


FIGURE I.19: Gain en termes de focalisation temporelle en fonction de la largeur de bande [76].

La réciprocité du canal implique aussi que le signal focalisé est le même quelle que soit l'antenne (TX ou RX) qui transmet le signal émis $x(t)$. La compression temporelle augmente linéairement en fonction du nombre d'antennes utilisées en émission car si M antennes sont utilisées, M canaux de propagations s'additionnent en phase au point de focalisation (voire figure I.20) [75]. Dans ce cas, (I.34) devient :

$$z(t) = u(t) * \sum_{m=1}^M A_i \cdot R_{h_i}(t - T) \quad (\text{I.37})$$

Autrement dit, l'utilisation de plusieurs antennes introduit davantage de diversité en émission. De ce fait, plusieurs antennes en émission avec des canaux de propagation décorrélés augmentent les signaux multi-trajets comparées à une seule antenne [77]. Cependant, un gain en termes de SNR au niveau du signal focalisé est obtenu seulement s'il y a une faible corrélation spatiale entre les canaux de propagation. Plus les antennes sont espacées plus le SNR est important comme le montre la figure I.20 car les antennes récoltent des RI qui ne sont pas corrélées donc incluant plus de diversité. Bien qu'un nombre élevé d'antennes en émission donne une meilleure compression temporelle, le nombre d'antennes nécessaires peut être réduit à une seule antenne émettrice à condition que le milieu de propagation soit suffisamment dispersif sur une large bande spectrale [69, 72]. Un canal complexe permet d'avoir un signal multitrajets qui permet de récolter suffisamment d'information pour la reconstruction de l'impulsion pour produire un SNR plus élevé [78, 75]. En outre, idéalement une focalisation spatio-temporelle performante est réalisée avec une largeur de bande infinie qui se traduit par un nombre élevé de multitrajets, c'est-à-dire un canal complexe riche en réverbération tels que les environnements intérieurs NLOS ou les environnements de propagation denses en général [79].

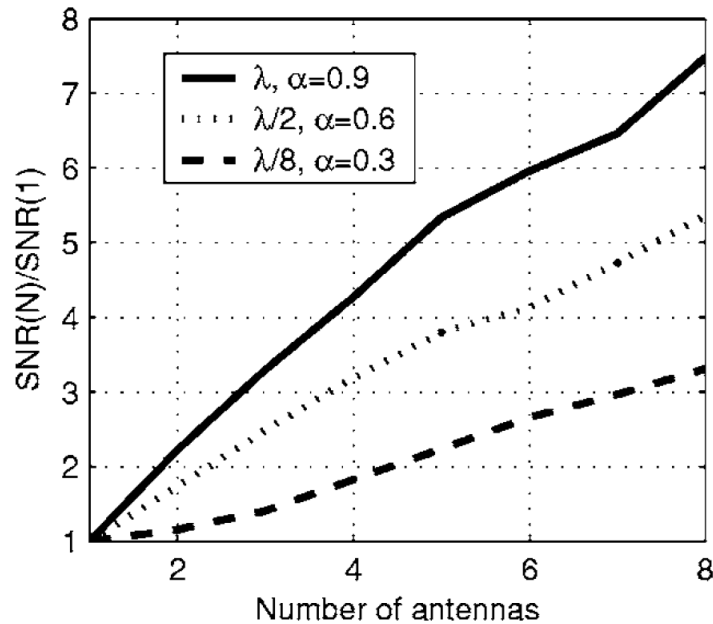


FIGURE I.20: Rapport signal sur bruit du signal focalisé en fonction du nombre d'antennes pour différents espacements entre les antennes : plus la séparation des antennes est grande moins les RI sont corrélées et plus le SNR est important [72].

4.3 Le retournement temporel pour la transmission de l'information

Du fait de ses propriétés spatio-temporelles, le RT a suscité l'intérêt de la recherche en télécommunications [80, 81]. A l'heure où les communications se densifient avec l'augmentation de la quantité de données et d'utilisateurs (déploiement du réseau 5G et des objets connectés), il y a un besoin croissant en débit de données et en bande passante. Le RT est étudié pour l'optimisation des communications multi-utilisateurs haut débit dans les milieux de propagations denses. Le RT permet de palier aux problèmes d'interférences entre utilisateurs et aux interférences multitrajets [82, 83, 84]. La focalisation maximise le SNR au niveau du récepteur en ciblant un seul utilisateur dans l'espace optimisant ainsi la détection de l'information tout en évitant les interférences aux autres utilisateurs. Par conséquent, plusieurs utilisateurs peuvent utiliser la même bande passante simultanément ce qui augmente la capacité du canal, et donc le débit de communication. La capacité du RT à exploiter l'effet de la propagation multitrajets permet de palier au problème d'interférences entre symboles qui limite le débit binaire [85, 86, 87]. Le RT est étudié comme une forme d'onde alternative plus performante et moins coûteuse pour les futures communications sans fil [88, 89]. Par exemple, le RT réduit considérablement la complexité tout en étant performant en propagation multitrajets, là où le MIMO massif nécessite un traitement et des ressources matérielles plus complexes (nombre d'antennes et traitement nécessaire comme le montre la figure I.21) [90, 91].

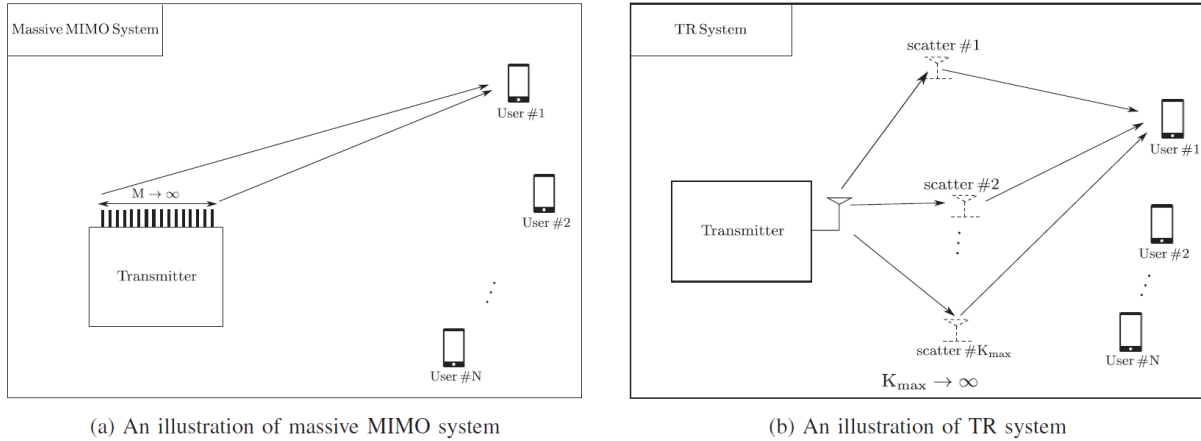


FIGURE 1.21: Comparaison entre deux techniques qui permettent d'obtenir une onde directive : à gauche, la technique MIMO massif nécessitant un grand nombre d'antenne, et à droite, le RT utilisant une seule antenne et les réflexions produites par la propagation dans un environnement complexe [89].

4.4 Le retournement temporel pour la transmission de l'énergie

En plus de la transmission de données, la sélectivité spatiale et la compression temporelle du RT sont des propriétés également intéressantes pour la TES intentionnelle. L'avantage du RT est double. En premier lieu, le pic de focalisation est d'autant plus efficace que le milieu est complexe, ce qui rend le RT adapté aux applications de TES en milieu de propagation complexe en NLOS [92, 93]. En deuxième lieu, la focalisation spatiale permet de cibler le récupérateur d'énergie pour lui fournir un pic de puissance tout en s'assurant que la puissance est négligeable voire nulle ailleurs [94]. De ce fait, le RT permet une optimisation du système de TES tout en réduisant l'exposition des personnes aux ondes RF en dehors du point de réception, ce qui est un avantage par rapport aux contraintes sanitaires de sécurité [95, 94].

Dans [96, 17] le RT a été expérimenté dans une cavité réverbérante (2,45 m × 2,45 m × 2,45 m) dans laquelle une antenne émettrice et une autre réceptrice sont placées de part et d'autres, séparées d'un obstacle pour une propagation NLOS. Les expériences effectuées ont montré, qu'en moyenne, le RT permet de transmettre une énergie 12,4 fois supérieure qu'en utilisant une onde CW. Les expériences ont montré que la transmission d'énergie du RT (pour une largeur de bande de 100 MHz) est généralement plus efficace que la transmission CW sur un intervalle de fréquences porteuses variant de 2,4 GHz à 2,5 GHz tandis que les performances du CW varient fortement en fonction de la fréquence. Cette variation est en accord avec la réponse fréquentielle de la cavité réverbérante sur l'intervalle montrant la vulnérabilité du CW au variation du canal. Une seconde étude théorique et expérimentale dans [17] a été faite dans un environnement plus réaliste pour évaluer l'efficacité énergétique du RT dans le contexte de la TES en champ lointain en milieu intérieur. Les expériences de RT ont été effectuées dans une salle de réunion (de

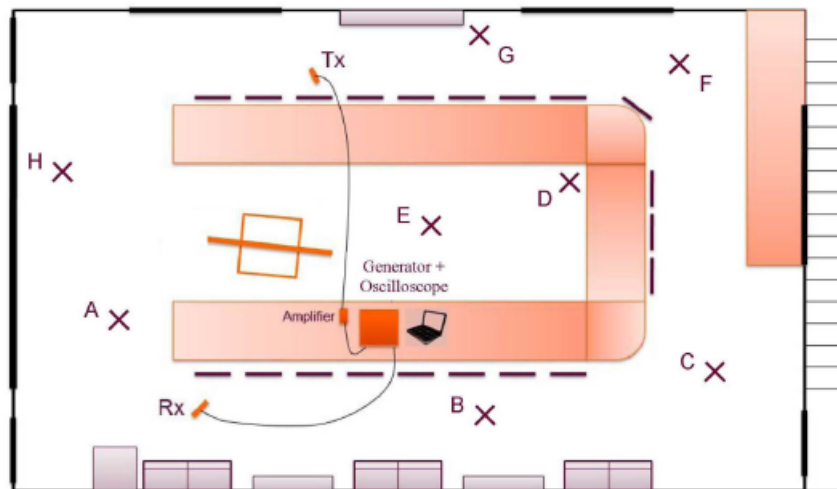


FIGURE I.22: Salle de réunion avec les différentes positions des antennes dans laquelle les expériences de RT ont été réalisées [17].

dimensions $12\text{ m} \times 6\text{ m} \times 3\text{ m}$) en variant les positions de l'émetteur et du récepteur en configuration NLOS comme illustré par la figure I.22. En utilisant le RT, l'étude a pour but d'augmenter le rendement de la transmission en maximisant l'énergie au point de focalisation et d'assurer un niveau de champ faible dans l'espace en dehors du point cible. La focalisation du RT est comparée au mode impulsionnel (transmission d'une impulsion formée par une fenêtre de Hamming modulée à la fréquence porteuse) et à l'onde continue monoporteuse CW. Les résultats montrent que le pic reçu en mode RT est toujours supérieur aux modes impulsionnel et CW avec un gain allant jusqu'à 12 dB et 19 dB respectivement comme présenté par la figure I.23. Le gain en termes de transmission d'énergie entre le RT et l'onde continue est de 13 dB à 2.42 GHz. L'étude montre également que même dans le cas LOS et pour différentes positions dans la salle de réunion, le RT reste supérieur en termes de performances de transfert énergétique. Les expériences réalisées en milieu intérieur et en chambre réverbérante ont montré que les propriétés spatio-temporelles du RT offrent des performances énergétiques optimales pour un système de TES présentant un rendement de transmission d'énergie supérieur à la forme d'onde CW.

Dans le cadre de la même étude, un récupérateur d'énergie large bande adapté aux ondes impulsionnelles a été développé et testé expérimentalement pour la récupération d'énergie en mode RT. Le récupérateur d'énergie consiste en une antenne omnidirectionnelle large bande adaptée à un circuit redresseur de type doubleur de courant avec un filtre passe-bas en sortie (cf. figure I.24). Des performances supérieures de conversion RF-dc ont été obtenues en mode PW comparées au mode CW [97]. Les résultats expérimentaux montrent que le récupérateur d'énergie a un rendement avec des signaux impulsionnels atteignant 64% pour une puissance moyenne incidente de 4 dBm à une fréquence por-

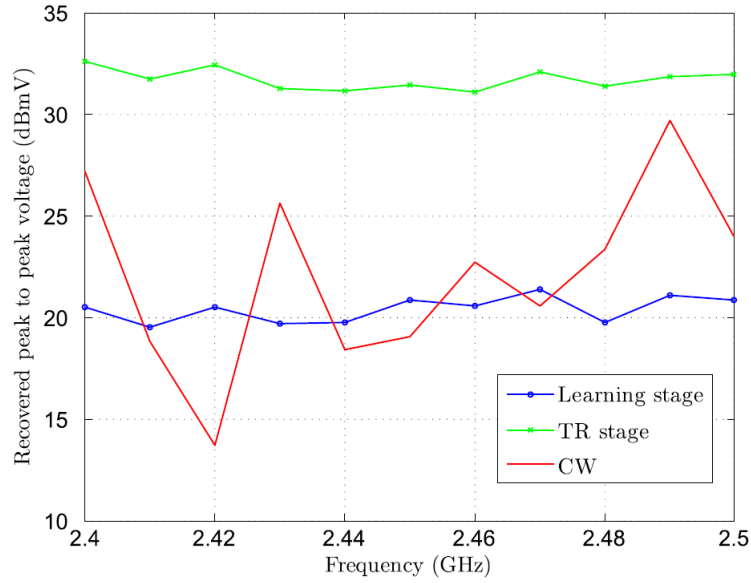


FIGURE I.23: Tension récupérée en fonction de la fréquence porteuse pour l'onde impulsionnelle (en bleu), l'onde CW (en rouge) et le RT (en vert) [17].

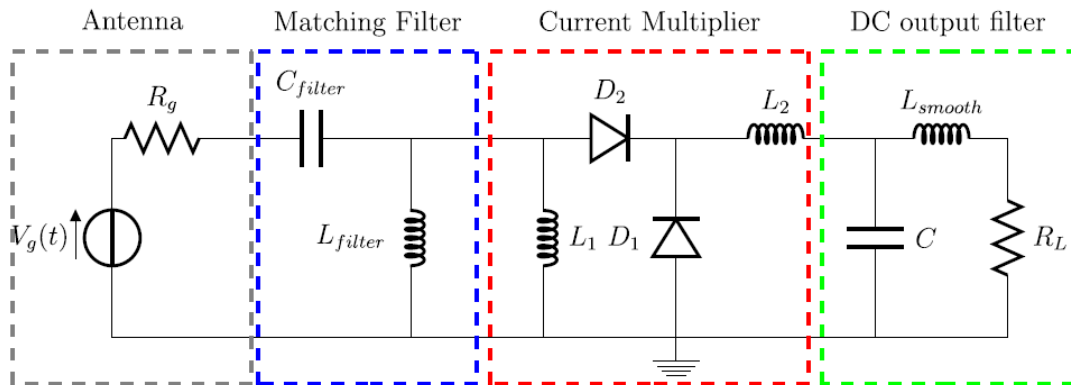


FIGURE I.24: Circuit redresseur doubleur de courant développé dans l'étude [97].

teuse de 2.4 GHz et une largeur de bande de 100 MHz. Pour le cas du RT, le meilleur rendement obtenu est de 32%. Le rendement dépend de la qualité de la focalisation et de la période du train d'impulsions. Le bruit du signal focalisé en dehors de la compression temporelle (dû à l'effet de non-linéarité lors de la réalisation du RT) augmente l'énergie globale du signal diminuant ainsi le PAPR et donc le rendement RF-dc. Ces résultats montrent que la dégradation de la focalisation affecte les performances de TES en RT. Ces résultats montrent aussi que la durée du tronçonnage de la RI du canal, la périodicité du train d'impulsions doivent être choisies judicieusement en tenant compte à la fois de la qualité de la focalisation temporelle ainsi que le comportement des circuits constituant le récupérateur d'énergie (notamment les cycles de charge et décharge du condensateur du filtre passe-bas). Dans cette étude, la comparaison du rendement de conversion RF-dc entre le mode impulsionnel et le mode RT n'est pas évidente car les expériences ont été

effectuées dans deux canaux différents. Le premier a été expérimenté en espace libre à une distance de 42 cm entre l'émetteur et la rectenna, le deuxième a été expérimenté dans une cavité réverbérante sur une distance de 2.45 m séparant l'émetteur et la rectenna.

Une autre étude compare les performances de TES du RT par rapport aux performances de la technique de formation de faisceaux dans un environnement de propagation complexe [14]. Les expériences sont réalisées dans une salle de réunion de bureau (7,35 m \times 3,2 m \times 2,5 m) telle qu'illustrée par la figure I.25. Un réseau d'antennes d'émission de quatre antennes monoconiques et une antenne de réception (également un monocône) sont placés dans des positions diagonalement opposées de la pièce. Une impulsion gaussienne de 500 MHz de largeur de bande modulée à 1 GHz est utilisée dans le cas du RT et des porteuses à 1 GHz sont utilisées pour la formation de faisceaux. Les résultats montrent que l'onde reçue par la technique de formation de faisceaux est dégradée en raison des trajets multiples alors que le RT focalise l'onde dans l'espace à une puissance élevée. Un gain en terme de pic de focalisation variant de 10 à 30 dB entre le cas LOS et NLOS est enregistré. De ce fait, pour une même puissance moyenne d'émission, le RT fournit une tension de crête plus élevée que la technique de formation de faisceaux, ce qui permet une récupération d'énergie et une conversion RF-dc plus efficace en environnement de propagation complexe. L'évaluation des performances de récupération d'énergie est effectuée avec un récupérateur d'énergie large bande ayant un rendement supérieur à 50% sur un intervalle de fréquences allant de 0,54 à 1,3 GHz (largeur de bande inférieure à 500 MHz) pour une tension d'entrée de 5 dBm [98]. L'évaluation du rendement de conversion RF-dc est réalisée séparément en enregistrant les signaux reçus du RT et avec la technique de formation de faisceaux, puis dans un deuxième temps, en appliquant ces signaux en entrée du récupérateur d'énergie moyennant un AWG (Générateur d'onde arbitraire, « Arbitrary Waveform Generator » en anglais) comme le montre la figure I.26. Les expériences ont montré un rendement RF-dc dans le cas RT variant entre 30% et 60% tandis que la technique de formation de faisceaux ne dépasse pas 50%. Dans les deux scénarios LOS et NLOS, le RT produit une tension continue plus élevée que la technique de formation de faisceaux.

4.5 Le retournement temporel appliqué en communication RFID UHF passive

De nombreuses études expérimentales et en simulation ont vérifié le potentiel que présente le RT dans l'optimisation de bout en bout des systèmes de télécommunications en termes de transmission de l'information et de l'énergie. Il a été démontré que le RT a la capacité de focaliser une puissance élevée au niveau du récupérateur d'énergie pour optimiser la puissance continue fournie à la charge. Cependant, la TES en RT a été ex-

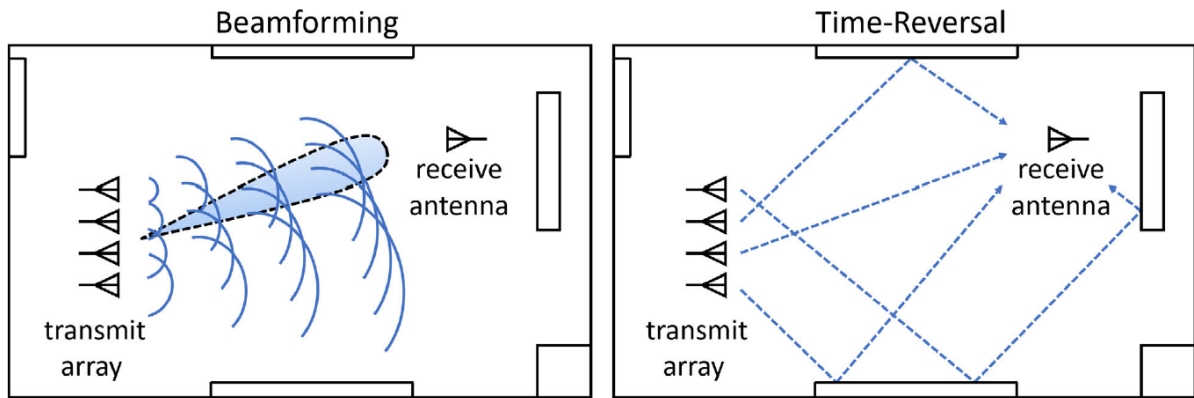


FIGURE I.25: Illustration de l'expérience de TES avec la technique de formation de faisceau (beamforming, à gauche) et le RT (à droite) dans un environnement de propagation intérieur [14].

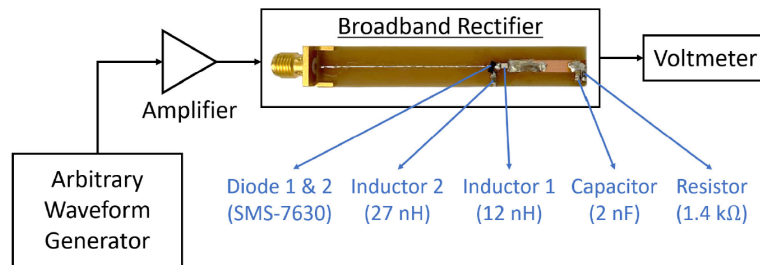


FIGURE I.26: Configuration expérimentale pour la mesure de la tension de sortie du récupérateur d'énergie RF-dc large bande [98].

périmentée avec des récupérateurs d'énergie adaptés à une puissance d'entrée d'environ 5 dBm qui est un contexte différent des tags RFID UHF passifs où les puissances sont beaucoup plus faibles (de l'ordre de -20 dBm). Cette différence est à prendre en considération puisque le récupérateur d'énergie se comporte différemment en fonction de la puissance d'entrée. Les systèmes RFID UHF passifs sont basés sur la SWIPT où la communication dépend entièrement de l'efficacité énergétique de la TES. Les études citées précédemment considèrent l'évaluation du RT en séparant la récupération de l'information du transfert énergétique. De plus, les circuits RF étudiés sont des circuits simples qui ne représentent pas la complexité des dispositifs commerciaux qui ont pour fonction à la fois le traitement de l'information et la récupération de l'énergie. L'application du RT en communication RFID UHF passive requiert de tenir compte du protocole de communication ainsi que l'efficacité énergétique du lien ascendant et la détection de l'information en rétrodiffusion sur le lien descendant.

Dans [99], une première étude expérimentale (la première étude à notre connaissance) préliminaire a été menée pour démontrer la faisabilité d'une communication RFID UHF passive en utilisant le RT avec un tag passif commercial (le tag AD-222 du constructeur Avery Dennison). Des expériences de RT ont été effectuées dans un environnement complexe multitrajets qui consiste en une boîte réverbérante en aluminium (120 cm × 60

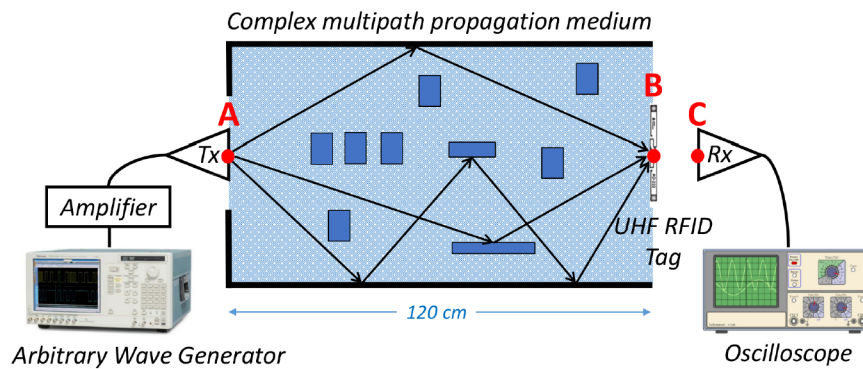


FIGURE I.27: Configuration expérimentale de l'étude d'une communication RFID UHF passive en RT en boîte réverbérante [99]

cm \times 50 cm) incluant des obstacles à l'intérieur également en aluminium comme illustré par la figure I.27. Trois modes de formes d'ondes ont été étudiés à une fréquence centrale de 900 MHz : le mode CW classique, le mode PW (forme d'onde impulsionnelle, pulse wave en anglais) et le mode RT. Les modes RT et PW ont une largeur de bande de 200 MHz (équivalent à une largeur d'impulsion de 5 ns) et sont centrés à 900 MHz. Les résultats montrent que le mode RT transmet une énergie 1,8 fois supérieur comparé au mode PW. Au moyen du même environnement de propagation, une communication RFID UHF passive a été réalisée suivant le protocole de communication ISO 18000-6c en étudiant l'impact de l'intervalle du train d'impulsions sur la réponse du tag commercial. Des commandes *Query* modulées par les trois modes de formes d'ondes sont transmises au tag pour une période de train d'impulsions variant de 10 à 60 ns pour les modes RT et PW. La puissance d'activation du tag est évaluée en augmentant par incréments la puissance du signal émis jusqu'à la détection d'une réponse rétrodiffusée du tag. Cette puissance est mesurée et représente la puissance minimale requise pour l'activation du tag.

La figure I.28 montre la puissance d'activation du tag en fonction de la période du train d'impulsions. Les réponses du tag ont été observées avec une période inférieure à 40 ns en mode PW et 70 ns en mode mode TR. Les modes RT et PW améliorent l'efficacité énergétique du lien radio ascendant comparés au mode CW avec un gain de 2.5 dBm et 3.3 dBm respectivement. Pour ce qui est du mode PW et RT, les résultats ne montrent pas un écart clair car les variations de la puissance ne suivent pas une tendance stable. Néanmoins, on peut observer que la performance du mode RT en termes de puissance d'activation est supérieure à 30 ns et inférieure ailleurs par rapport au mode PW. Ces expériences ont constitué une première démonstration d'une communication RFID UHF passive en mode RT qui montre le potentiel du RT en termes d'efficacité énergétique en milieux complexes. Néanmoins, les expériences ont été effectuées avec un banc de test et de mesure peu adapté susceptible de déformer les mesures. En effet, l'évaluation de la sensibilité du tag repose sur l'observation empirique de la réponse du tag en variant la

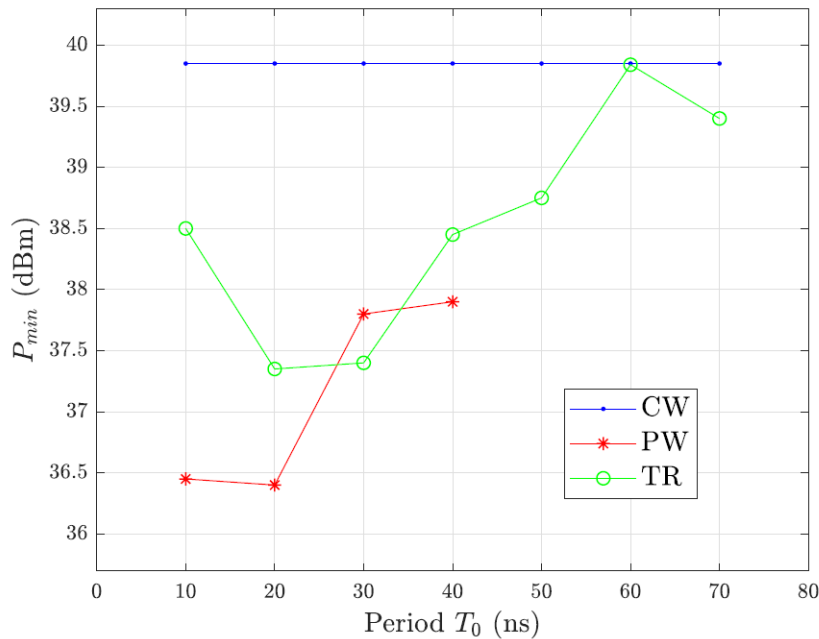


FIGURE I.28: Puissance minimale requise pour l'activation du tag en fonction de la période du train d'impulsion pour les formes d'ondes PW, RT et CW [99]

puissance émise par le lecteur. Cette observation demande une répétabilité des mesures, le cas échéant, les mesures peuvent être altérées comme on peut le constater sur la figure I.28 où les courbes de la puissance minimale pour l'activation du tag enregistrées suivent une tendance irrégulière. En l'occurrence, l'observation de la réponse du tag a été faite au niveau de l'oscilloscope sur des signaux modulés et bruités susceptibles de fausser la mesure de la puissance d'activation. De plus, l'évaluation des performances du RT devrait être répétée dans différents canaux de propagation et avec différents tags commerciaux pour tester la robustesse du RT dans différents contextes.

5 Conclusion

Bien que la RFID UHF passive soit une technologie mature et largement déployée dans des applications variées, la portée et les performances des communications restent des questions centrales. La technologie RFID UHF passive est limitée en performances de TES et en portée en raison, d'une part, des limites inhérentes au caractère passif des tags, et d'autre part, aux effets de la propagation multitrajets. Le fonctionnement d'un tag passif dépend entièrement de la TES, et donc de l'onde incidente au niveau de son antenne (onde transmise par le lecteur). Par conséquent, la forme d'onde utilisée doit être conçue de manière à répondre aux différentes contraintes du système RFID UHF passif. Les formes d'ondes impulsionnelles ont prouvé leur efficacité dans l'amélioration

de la conversion d'énergie RF-dc au niveau du récupérateur d'énergie, améliorant ainsi la portée des communications. Cependant, en plus de la conversion RF-dc, l'impact du canal de propagation doit être pris en compte a fortiori en milieux complexes où les performances des communications RFID UHF passives sont d'autant plus détériorées. Dans cette optique, la technique du RT qui a prouvé son efficacité en termes de transmission d'énergie et d'information en milieux complexes est potentiellement intéressante en technologie RFID UHF passive. L'exploitation de la focalisation spatiotemporelle du RT en technologie RFID UHF passive est un couplage innovant qui n'a pas encore été étudié à notre connaissance. L'optimisation des formes d'ondes en communication RFID UHF passive, en particulier en RT, impose une approche système d'optimisation qui doit tenir compte des performances de l'ensemble des éléments constituant le système RFID de bout en bout à savoir le lecteur, le canal et le tag ; et ceci à plus forte raison en RT où la focalisation dépend de la connaissance de la RI du canal préalablement enregistrée. Idéalement, la forme d'onde en mode RT doit à la fois maximiser le transfert d'énergie à travers le canal de propagation complexe, optimiser le rendement de conversion RF-dc au niveau du tag ainsi que la détection de l'information en rétrodiffusion.

A cet effet, la robustesse du RT dans différents scénarios de propagation avec différents types de tags commerciaux doit être étudiée. Pour l'étude expérimentale du couplage de la technique du RT et de la technologie RFID avec une évaluation comparative des performances entre différentes formes d'ondes, un banc de tests et de mesures adapté doit être développé. Un banc flexible et suffisamment performant pour prendre en charge des formes d'ondes arbitraires larges bandes tout en facilitant les opérations expérimentales est nécessaire. En plus d'une conception qui tienne compte de l'optimisation de la TES en milieux complexes, les caractéristiques intrinsèques de la forme d'onde du RT doivent être considérés dans le contexte de l'implémentation en RFID UHF passif. La forme d'onde du RT occupe un spectre large bande et présente des niveaux d'amplitude à la fois élevés et très faibles. Ces caractéristiques rendent le signal sujet aux distorsions et gourmand en ressources numériques dans un système matériel limité en performances. De ce fait, la conception de la forme d'onde doit inclure en amont les contraintes et les limites imposées par les ressources matérielles et numériques du système RFID UHF passif. Pour une étude des performances du couplage de la technique du RT et de la technologie RFID UHF passive tout en tenant compte des contraintes décrites précédemment, cette thèse se focalise sur trois principales contributions :

- conception et développement d'un banc de tests et de mesures expérimental comme un outil adapté pour l'étude du couplage du RT et de la technologie RFID UHF passive (chapitre II) : l'objectif est de développer un outil flexible et performant qui facilite les opérations expérimentales dans le contexte de la réalisation du RT en permettant des

traitement en temps réel en particulier pour la récupération de la réponse rétrodiffusée du tag.

- réalisation de divers scénarios expérimentaux avec des tags commerciaux pour démontrer l'apport du RT en termes de performances énergétiques et de détection de l'information en milieux complexes dans une communication RFID UHF passive suivant le protocole de communication ISO 1800-6c (chapitre III) : l'objectif est de mener une étude comparative de différentes formes d'ondes en évaluant les performances en se basant sur des paramètres à définir spécifiquement au contexte RFID impulsionnelle en milieux complexes.

- étude du compromis complexité de la forme d'onde émise et performances énergétiques dans le contexte de l'implémentation matérielle du RT (chapitre IV) : le but de cette étude est l'évaluation de l'impact de la réduction de la complexité de la forme d'onde du RT, en termes de nombre de bits de quantification et de largeur de bande, sur les performances de transfert énergétique en milieux complexes.

Chapitre II

The RFID Waveformer : plateforme expérimentale pour l'étude des formes d'ondes en technologie RFID UHF passive

1 Introduction

Pour le développement de la technologie RFID, en complément des études théoriques sur les lecteurs et les tags, il est nécessaire de s'appuyer sur des plateformes expérimentales pour le test et la caractérisation ; ceci est généralement vrai dans le domaine de la RF en général, et a fortiori en RFID. A chaque application RFID correspond des contraintes propres, notamment environnementales, contraintes telles que seul un test en conditions réelles permet une véritable évaluation objective et quantitative. Toutefois, il n'est pas toujours possible ou facile de réaliser ce type de tests grandeur nature, et plusieurs solutions commerciales ont été développées pour évaluer les performances des tags de façon pratique. Toutefois, ce type de bancs expérimentaux reste peu évolutif et relativement contraint par les différents standards et normes existants. A ce jour, ces plateformes expérimentales n'intègrent pas la possibilité d'utiliser des signaux aux formes d'ondes complexes (telles que les OOP). C'est pourquoi l'une des contributions principales développées dans le cadre de cette thèse a été de mettre en œuvre une plateforme expérimentale versatile et flexible permettant l'étude des performances de systèmes RFID UHF en utilisant des formes d'ondes non conventionnelles. Cette plateforme, l'une des premières plateformes visant ce type d'applications à notre connaissance, a été nommée « the RFID waveformer ».

Ce chapitre est organisé comme suit. La section 2 présente les contraintes et les fonc-

tionnalités recherchées dans le contexte de l'optimisation des formes d'ondes en technologie RFID UHF passive. La section 3 présente les solutions de tests et de mesures existantes dans le commerce et dans la littérature. La section 4 présente la plateforme « RFID waveformer » conçue et développée en expliquant chaque partie la constituant. La section 5 traite du mode de fonctionnement d'une liaison radio RFID UHF passive au moyen du RFID waveformer notamment le post traitement des signaux. Enfin, des éléments de conclusion sont fournis en soulignant les points fondamentaux et quelques perspectives.

2 Contexte et exigences

La réalisation expérimentale du RT dans le contexte de la RFID se fait en plusieurs étapes dans lesquelles des traitements en émission et en réception sont nécessaires. Le contexte de l'étude impose des contraintes particulières où certaines fonctionnalités sont requises dans le banc de tests et de mesures. Ces contraintes expérimentales et ces fonctionnalités sont énumérées et expliquées dans cette section.

2.1 Contraintes expérimentales

Le test de formes d'onde arbitraires dans le contexte de la RFID UHF passive impose de prendre en compte les contraintes suivantes :

- Signaux large bande : les formes d'ondes optimisées sont généralement des signaux impulsionnels qui occupent un large spectre qui peut dépasser la bande passante du système, et ainsi induire des effets de non linéarité.
- Signaux à PAPR élevé : les formes d'ondes optimisées et notamment le signal émis du RT présentent une large variation d'amplitude qui peut dépasser la plage d'amplitudes prise en charge par le matériel utilisé et déformer les signaux.
- Opérations expérimentales fastidieuses : l'évaluation comparée des performances des formes d'ondes nécessite de nombreuses mesures avec des traitements adaptés en émission et en réception pour chacune des mesures.
- Amplitude du signal rétrodiffusé de faible niveau : la réponse rétrodiffusée du tag est très faible (moins de quelques dixièmes de mV) et mélangée au signal émis et au bruit environnant, ce qui rend sa détection difficile notamment avec des signaux impulsionnels qui peuvent déformer son allure.
- Environnements de propagations variables : les différentes applications de la RFID UHF passive peuvent avoir lieu dans différents canaux de propagation donc la robustesse de la forme d'onde au changement de canal doit être prise en compte dans l'évaluation des performances.

2.2 Fonctionnalités recherchées

A partir des contraintes définies, différentes fonctionnalités recherchées peuvent être déterminées pour la conception et le développement du banc de tests et de mesures. L'évaluation expérimentale des performances d'une communication RFID UHF avec des tags commerciaux passifs en utilisant des formes d'ondes arbitraires requiert une plateforme expérimentale répondant aux exigences suivantes :

- Fiabilité et répétabilité des mesures : l'évaluation comparée des performances des formes d'ondes requiert que les conditions expérimentales soient maintenues et la préservation des formes d'ondes tout au long de la chaîne émission-réception pour toutes les mesures. Toute déformation ou modification diminue la fiabilité des mesures.
- Traitement et visualisation des signaux en temps réel : visualisation de la réponse démodulée du tag et acquisition des signaux en temps réel.
- Limitation des opérations manuelles : faciliter les différentes opérations expérimentales ainsi que les près et post-traitements.
- Transition entre conception et expérimentation des formes d'ondes : passage rapide et facile de la conception des formes d'ondes sous logiciel vers leur expérimentation et l'évaluation de leurs performances énergétiques (le transfert des formes d'ondes de Matlab vers la chaîne émission-réception RF et vice versa).
- Instrumentation RF performante : nécessité d'une large bande passante avec une bonne sensibilité en réception (idéalement jusqu'à -80 dBm) et une fréquence d'échantillonnage dépassant les 6 GHz.
- Flexibilité et reconfigurabilité matérielles et logicielles : possibilité de tester différentes configurations de canaux de propagation, adaptabilité logicielle pour permettre de changer d'instruments ou le passage de configuration mono-statique ou en bi-statique sans avoir à changer d'environnement logiciel.

3 Etat de l'art et solutions commerciales existantes

Des solutions de tests et de mesures ont été développées pour répondre aux besoins d'évaluation et de vérification de la technologie RFID destinées à la recherche académique et aux industriels [100]. Par exemple, le système Voyantic Tagformance propose une solution matérielle et logicielle pour la mesure de performances [101]. Cette solution comprend un instrument de mesure, des accessoires et des interfaces logiciels adaptés pour les communications allant de la HF/NFC (communication en champ proche, « near field communication » en anglais) aux communications UHF en champ lointain. CISC Semiconductor propose une solution appelée RFID Xplorer [102], qui est un instrument de test

des performances des lecteurs et d'évaluation de tags qui donne la possibilité de tester plusieurs tags à la fois. La solution RFID NI-VISN-100 2 Tester [103] du constructeur NI (national instrument) est un système de tests et de mesures de conformité au protocole de communication RFID basé sur l'instrumentation RF PXI (protocole de bus PCI extensions pour l'instrumentation). Il s'agit d'un émetteur-récepteur modulaire contrôlé par une unité de contrôle fournissant une synchronisation de haute précision. Les lecteurs commerciaux programmables peuvent également être utilisés pour la caractérisation et l'évaluation des performances des tags [104, 105, 106].

Les solutions commerciales ci-dessus offrent principalement des systèmes pour les tests de conformité et de performances, en garantissant des mesures fiables de différents paramètres tels que la portée et la sensibilité. En effet, ces solutions commerciales proposent des systèmes fiables pour les fournisseurs et les industries, et également des systèmes personnalisés conçus pour la recherche et le développement. Cependant, ces solutions sont insuffisantes pour couvrir les besoins d'une technologie RFID en constante évolution. Pour plus de flexibilité, des systèmes de test reconfigurables ont été développés [107, 108] pour la caractérisation et la mesure pour des applications spécifiques [109, 110]. Par exemple, le lecteur peut être émulé par des modules radio-logiciels (SDR, software defined radio en anglais), tels que les périphériques radio logiciels universels (USRP, universal software radio periferal). Les modules USRP sont utilisés comme émetteurs-récepteurs dans une configuration bistatique (deux antennes sont utilisées, une pour la transmission et l'autre pour la réception) et contrôlé avec un programme GNU radio ou avec une interface LabVIEW. Dans [111, 112], un outil peu onéreux basé sur des modules SDR a été développé pour la mesure de la sensibilité des tags et de l'amplitude du signal rétrodiffusé. Dans [113, 34], des modules USRP sont utilisés pour l'étude de l'effet des interactions entre les couches physiques et MAC sur le lien radio et les performances du lecteur. Les lecteurs peuvent également être émulés avec des cartes FPGA (Field Programmable Gate Array) associée à une partie front-end émission-réception qui effectue le traitement en bande de base. Dans [114], un système de traitement numérique et de mesure en temps réel reconfigurable est développé avec une carte FPGA et une partie front-end où les deux configurations bistatique et monostatique (une seule antenne émettrice-réceptrice et un circulateur) peuvent être implémentées ; ce système fonctionne dans les bandes HF et UHF et peut être étendu à 2,4 GHz. Dans [115, 116], des tags sont implémentés dans des systèmes embarqués afin de tester leur robustesse en termes de sécurité, de gestion des collisions et des perturbations extérieures en général. Des plateformes reconfigurables composées de processeurs ou de cartes FPGA associées à des parties front-end RF analogiques et des lecteurs commerciaux sont aussi développées pour le test des performances par rapport au protocole de communication et le cryptage dans des scénarios réels [117, 118].

Dans notre étude, nous nous focalisons sur l'optimisation des formes d'ondes en technologie RFID UHF passive en milieu complexe. Dans [11, 9], les OOP ont été expérimentées avec des émetteurs-récepteurs basés sur des lecteurs ou des convertisseurs numérique-analogique (DAC) combinés à des parties front-end. Ces configurations utilisent un mélangeur pour moduler l'enveloppe standard en bande de base avec le OOP à la fréquence porteuse. La modulation est réalisée dans la partie analogique où les trames de commande en bande de base sont générées par un lecteur commercial. Dans une étude récente [62], une plateforme UHF SDR basée sur un microcontrôleur et un processeur (MCU/DSP) a été développée. Cette plateforme permet la modulation et la démodulation I/Q (en phase et quadrature) des signaux multi-sinusoïdes N-OOP pour l'amélioration de la sensibilité des tags en communication RFID UHF passives. Il s'agit d'une solution qui permet la génération de formes d'ondes impulsionnelles avec le contrôle de différents paramètres mais une partie du post-traitement est effectuée séparément en important les données acquises sur Matlab. En outre, c'est un prototype de lecteur embarqué conçu pour des communications avec des OOP destinées à un contexte industriel. Pour des expériences en laboratoire, ces configurations manquent de flexibilité et ne sont pas adaptées pour la conception et l'évaluation expérimentales de formes d'ondes arbitraires et de modes de modulations non-conventionnels. L'étude de l'optimisation des formes d'ondes en communication RFID UHF passive nécessite le contrôle des paramètres du protocole de communication et des formes d'ondes avec la possibilité de tester différents scénarios en effectuant des traitements en temps réel dans un système large bande.

4 Plateforme développée « the RFID waveformer »

Les travaux précédents effectués au laboratoire Ampère consistaient à réaliser expérimentalement le RT, puis dans un deuxième temps, exporter manuellement les données pour faire un post-traitement moyennant le logiciel Matlab [99]. La réponse rétrodiffusée du tag était visualisée directement sur les instruments de mesure sur des signaux bruités et modulés où le signal émis est mélangé au signal rétrodiffusé. Dans ce cas, l'observation de la réponse du tag de faible niveau est rendue difficile, diminuant ainsi la fiabilité et la répétabilité des mesures. Pour plus de flexibilité et d'efficacité, une plateforme expérimentale dédiée à l'optimisation des formes d'ondes que nous appelons le « RFID Waveformer » a été développée : une plateforme flexible pour l'étude expérimentale de l'optimisation des formes d'onde, et du RT en particulier, en communication RFID UHF passive suivant le protocole de communication ISO 18000. Le RFID Waveformer est un outil matériel et logiciel qui permet de passer facilement de la conception des formes d'ondes à l'évaluation expérimentale des performances. D'une part, la plateforme permet la conception

et la génération de formes d'ondes suivant le protocole de communication ISO 18000, et d'autre part, permet l'acquisition et le traitement en temps réel de signaux ainsi que la réponse rétrodiffusée du tag. Le RFID Waveformer n'est pas limité par l'implémentation matérielle comme dans le cas du prototypage ou les solutions commerciales prédéfinis. La plus grande partie du traitement est effectué au niveau de l'interface logiciel et le lecteur est émulé par des instruments de laboratoire RF hautes performances. Dans cette section, nous allons mettre en exergue les différentes parties constituant la plateforme RFID Waveformer à savoir : l'environnement matériel incluant la partie instrumentation RF, l'environnement logiciel qui est l'interface d'acquisition et de contrôle hébergé dans l'ordinateur hôte, le canal de propagation. La figure II.1 schématise une vue d'ensemble de la plateforme RFID Waveformer. Les éléments la constituant sont décrits ci-après.

4.1 Environnement matériel

4.1.1 Choix de la configuration du lecteur

Dans la plateforme RFID Waveformer, le lecteur est émulé en configuration bi-statique moyennant des instruments RF de laboratoire. La configuration bi-statique se distingue de la configuration monostatique par la séparation de l'émission et de la réception en utilisant une antenne pour chaque voie comme le montre la figure II.2. Selon la configuration utilisée, les traitements nécessaires et les performances varient au niveau du lecteur. Le lecteur fonctionne en émetteur-récepteur, par conséquent, une partie du signal émis fuit vers la partie réception à cause des réflexions et de l'effet de couplage. En effet, le signal émis est beaucoup plus puissant que le signal rétrodiffusé par le tag avec une différence de l'ordre de dizaines de dBm. Cette différence de niveau rend la détection de la réponse du

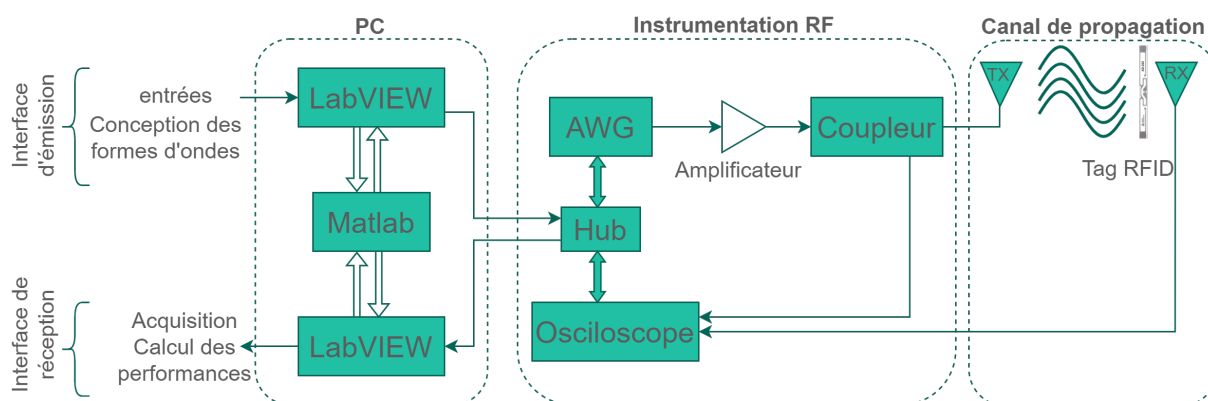


FIGURE II.1: Schéma global de la plateforme RFID Waveformer : le PC hôte qui comprend les interfaces d'émission et de réception basées sur un environnement logiciel associant LabVIEW et Matlab, la partie matérielle RF consistant en un générateur de formes d'ondes arbitraires (AWG), un oscilloscope, un amplificateur et un coupleur placé avant l'antenne émettrice, le canal de propagation qui peut être n'importe quel environnement entre le tag et l'antenne d'émission.

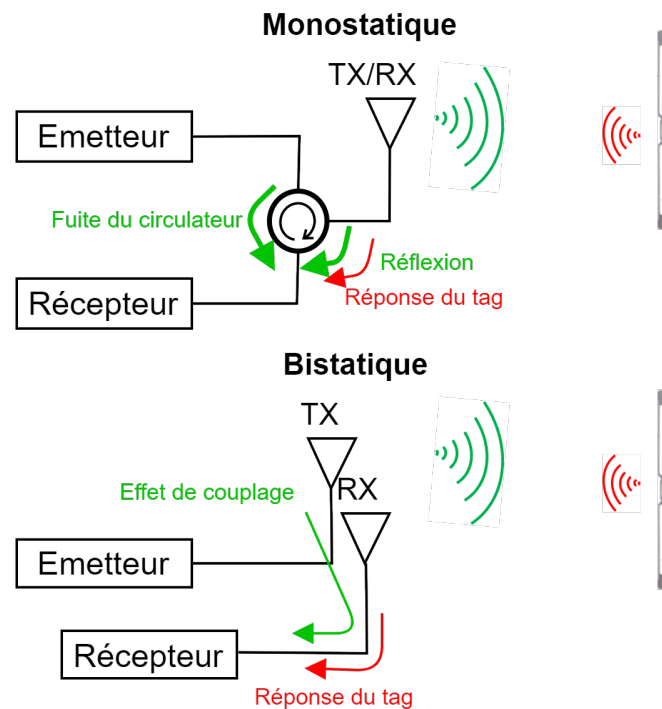


FIGURE II.2: Configurations monostatique et bistatique illustrant les interférences associées : réflexions et fuite de l'isolation dans le cas monostatique, effet de couplage entre les deux antennes dans le cas bistatique.

tag difficile et affecte les performances du lecteur. Cela impose à la partie front-end (notamment l'amplificateur faible bruit, LNA) du lecteur d'avoir une large plage de puissance et une grande sensibilité ce qui n'est pas facile à obtenir et qui ajoute de la complexité à l'architecture du lecteur. Cependant, il est plus facile de séparer le signal rétrodiffusé du tag du signal émis dans le cas bistatique que dans le cas monostatique. Dans le cas monostatique, une seule antenne est utilisée en émission et en réception, le signal reçu est séparé du signal issu de la partie émission en utilisant un circulateur ou un coupleur bidirectionnel. Dans ce cas, la sensibilité et les performances en réception sont affectées par les imperfections de l'isolation et par le signal réfléchi par l'antenne ce qui nécessite une conception judicieuse de la partie front end et un traitement numérique adapté. Dans une configuration bistatique, deux antennes sont utilisées, une pour l'émission et l'autre pour la réception. Bien que cette configuration permette de séparer la partie émission de la partie réception évitant ainsi les imperfections dues à l'isolation, une fuite d'une partie du signal émis demeure présente par effet de couplage entre les deux antennes. L'effet de couplage entre les deux antennes peut être minimisé en éloignant les antennes à une distance suffisamment grande et avec une conception adaptée des antennes (polarisation, lobes secondaires. . .). Dans notre étude, le RFID Waveformer est configuré en bistatique pour l'étude de la liaison radio lecteur-tag. La configuration bistatique a été choisie, d'une

part, pour minimiser les imperfections de l'isolation émission-réception, et d'autre part, parce qu'on s'intéresse au lien ascendant, i.e. la sensibilité du tag qui est le facteur limitant en performances énergétiques. Cependant, les deux configurations (monostatique et bistatique) peuvent être implémentées. L'implémentation d'une configuration monostatique nécessite l'introduction d'un circulateur et l'ajout d'un traitement dans la partie logicielle pour supprimer les imperfections dues à l'isolation et aux réflexions.

4.1.2 Emulation du lecteur

Le lecteur est émulé par un générateur de forme d'onde arbitraire Tektronix AWG7122c (AWG, arbitrary waveform generator en anglais) et un oscilloscope numérique Tektronix DPO 70604C connectés à un ordinateur hôte dans un réseau local via un hub. L'interface LabVIEW (le choix du logiciel LabVIEW est justifié dans ce qui suit) communique depuis l'ordinateur hôte avec chaque instrument en l'adressant par son adresse IP locale correspondante par connexion Ethernet gigabit (cf. figure II.1). La figure II.3 montre une vue d'ensemble du RFID Waveformer incluant le canal de propagation.

4.1.3 Amplificateur

Un amplificateur de puissance de type AAMCS-AMP-400M-2700M-40dB-40dBm-F2 du constructeur AA-MCS placé à la sortie du AWG est utilisé pour l'amplification des signaux en émission. L'amplificateur fournit un gain allant jusqu'à 40 dB dans une bande

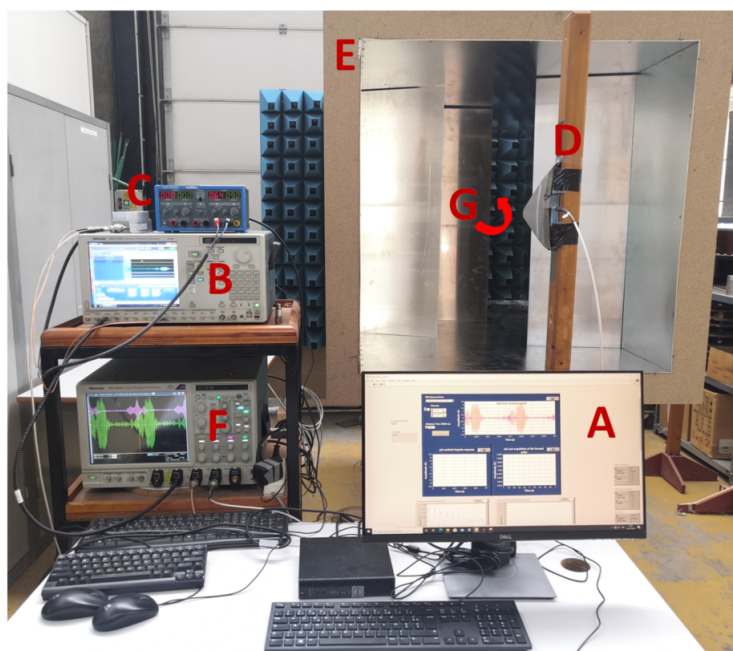


FIGURE II.3: Vue d'ensemble du RFID Waveformer montrant les différentes parties le constituant : (A) interface LabVIEW, (B) AWG, (C) amplificateur, (D) antenne émettrice, (E) boîte réverbérante (variante du canal 1), (F) oscilloscope, (G) antenne réceptrice (derrière l'obstacle bloquant le trajet direct).

passante comprise entre 400 et 2700 MHz. La puissance de saturation en sortie est de 41 dBm et la puissance maximale d'entrée est limitée à 0 dBm. Les OOP à PAPR élevé ont une forte variation d'amplitude ce qui peut causer un écrêtage au niveau de l'amplificateur si la puissance d'entrée dépasse la limite de la plage de puissance. Par conséquent, une solution à l'effet d'écrêtage est de placer des atténuateurs entre l'AWG et l'amplificateur pour éviter le dépassement de la puissance d'entrée et préserver la forme d'onde du signal d'entrée.

4.1.4 Coupleur

Un coupleur directionnel large bande (600-1300 MHz) du constructeur Voyantic est placé entre l'amplificateur de puissance et l'antenne émettrice. Les signaux générés par l'AWG sont amplifiés et le coupleur fournit une sortie pour mesurer les signaux amplifiés juste avant l'antenne émettrice. Cette sortie du coupleur est utile pour calculer la puissance émise. L'oscilloscope reçoit deux signaux : le signal issu du coupleur et le signal provenant de l'antenne réceptrice. Le constructeur indique une atténuation de -1.2 dB sur la voie de couplage direct. La mesure du paramètre S_{21} montre une variation de -1.5 dB à -1.8 dB dans la bande de fréquence 600-1300 MHz comme le montre la figure II.4, soit une variation négligeable de 0.3 dB qui ne risque pas de déformer les signaux OOP large bande.

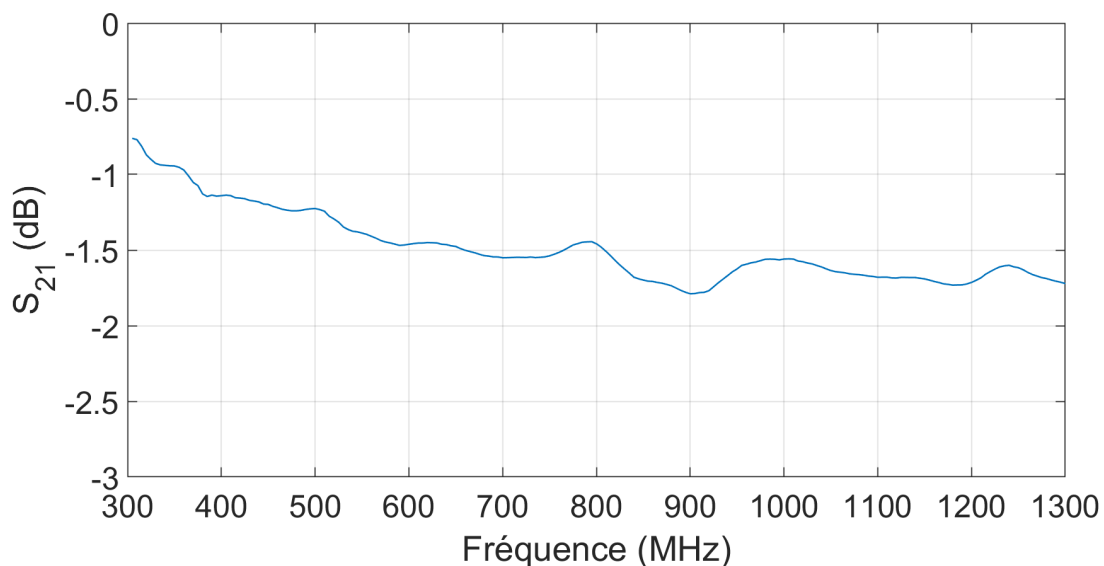


FIGURE II.4: Réponse fréquentielle du coupleur du constructeur Voyantic placé avant l'antenne d'émission : le paramètre S_{21} mesuré montre une variation de 0.3 dB sur la bande 800-1000 MHz.

4.2 Environnement logiciel

Le RFID Waveformer est contrôlé par un environnement logiciel basé sur l'interface LabVIEW hébergé dans un ordinateur hôte. LabVIEW est une plateforme du constructeur NI (National Instrument) conçue pour les systèmes de tests, de mesures et de commande. L'interface LabVIEW couplée aux instruments RF du laboratoire facilite l'acquisition et le transfert de données, permet de communiquer avec divers instruments en temps réel, elle offre aussi la possibilité d'analyser et de traiter les signaux. Le logiciel LabVIEW utilise un langage graphique adapté au traitement temps réel. Il permet de créer des liens dynamiques avec d'autres logiciels tels que Matlab. L'environnement logiciel développé intègre des programmes Matlab dans l'interface LabVIEW. Comme le montre la figure II.1 (PC), LabVIEW permet le partage des données entre la plateforme et le logiciel Matlab en créant un nœud où les boîtes à outils Matlab sont prises en charge. Les logiciels Matlab et LabVIEW doivent être installés sur le même ordinateur sous le système Microsoft Windows où ActiveX, disponible par défaut, crée un lien dynamique entre les deux logiciels. Les variables entrées dans le logiciel LabVIEW sont transférées aux programmes Matlab, où elles sont utilisées pour l'exécution des routines Matlab. Les résultats des calculs Matlab sont retournés à l'interface LabVIEW.

L'interface LabVIEW hébergée au niveau de ordinateur hôte permet de concevoir, générer puis rapidement transférer la forme d'onde au AWG pour la transmission. En d'autres termes, cette association LabVIEW/Matlab crée une « passerelle » entre la modélisation et l'étude expérimentale. L'autre intérêt de l'interface LabVIEW est aussi le fait qu'elle prenne en charge une grande variété d'instruments pas seulement les instruments NI. Des instruments externes peuvent être commandés en installant les pilotes nécessaires (y compris les modules SDR, cartes FPGA, PXI, etc.). L'interface LabVIEW se compose d'une interface utilisateur « front panel » et d'un diagramme de programmation graphique « block diagram ». Le *front panel* est l'interface utilisateur utilisée pour la visualisation des signaux et pour l'introduction des paramètres d'entrée. Le *block diagram* est divisé en trois parties tel que illustré par la figure II.5 : les blocs graphiques LabVIEW (figure II.5 (A)), le code Matlab (figure II.5 (B)) et les blocs graphiques de configuration des instruments (figure II.5 (C)). Les blocs graphiques de LabVIEW incluent le traitement en émission et en réception, l'acquisition et le traitement temps-réel. Les formes d'ondes sont conçues suivant les normes du protocole de communication ISO 1800 dans les programmes Matlab qui communiquent avec le *block diagramme*. Les blocs graphiques de configuration des instruments permettent de configurer les paramètres des instruments et de régler la communication pour le transfert de données et l'acquisition en temps réel.

Plusieurs interfaces LabVIEW en transmission et en réception ont été développées pour différentes formes d'ondes et expériences. Les interfaces développées fonctionnent toutes

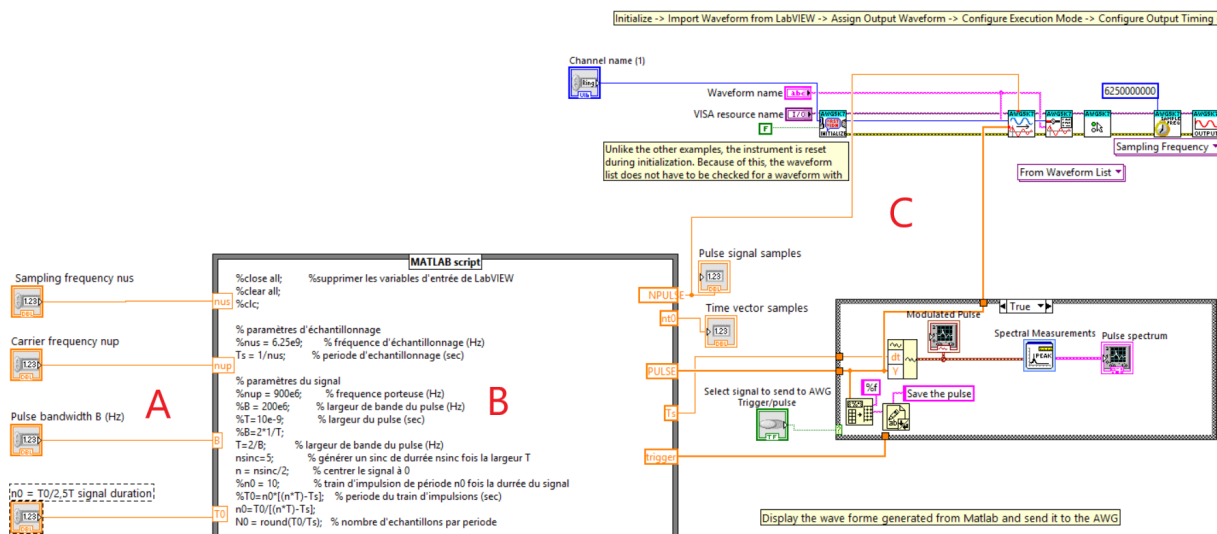


FIGURE II.5: Diagramme de programmation graphique (Block diagram en anglais) de l'interface LabVIEW divisé en 3 parties : (A) les blocs graphiques du programme LabVIEW, (B) le code Matlab, (C) les blocs graphiques de configuration des instruments.

suivant le principe décrit ci-après. En émission, l'utilisateur spécifie les paramètres de la forme d'onde et l'initialisation de l'AWG dans l'interface d'émission. La figure II.6 montre un exemple d'une des interfaces permettant de générer une forme d'onde impulsionnelle où les paramètres, tels que la largeur de bande et la fréquence porteuse, doivent être entrés. Les entrées sont utilisées dans le programme Matlab pour générer la trame de commande modulée suivant le protocole de communication de la norme ISO-18000 GEN2. Les signaux générés sont transférés au AWG puis transmis au tag après amplification. En réception, l'oscilloscope reçoit deux signaux : le signal mesuré en sorti du coupleur, et à la fois le signal émis et la réponse du tag reçus par l'antenne placée derrière le tag. Les deux signaux reçus par l'antenne sont superposés et modulés. Après acquisition, démodulation et filtrage par l'interface de réception LabVIEW, la réponse du tag est visualisée en temps réel et l'énergie du signal émis est calculée. Les signaux reçus affichés sur l'oscilloscope sont visualisés en temps réel sur l'interface LabVIEW après traitement. Lorsque l'utilisateur arrête l'acquisition depuis l'interface de réception, les dernières données acquises sont enregistrées dans un fichier.

4.3 Environnement de propagation

Selon l'application, différents scénarios de canaux de propagation peuvent être étudiés, par exemple : un environnement intérieur ou un entrepôt pour un contexte réaliste, une chambre anéchoïque pour la caractérisation, une chambre réverbérante pour un contexte de propagation riche en réverbération et stationnaire. Les performances d'une communication RFID UHF peuvent être évaluées en variant l'environnement de propagation pour

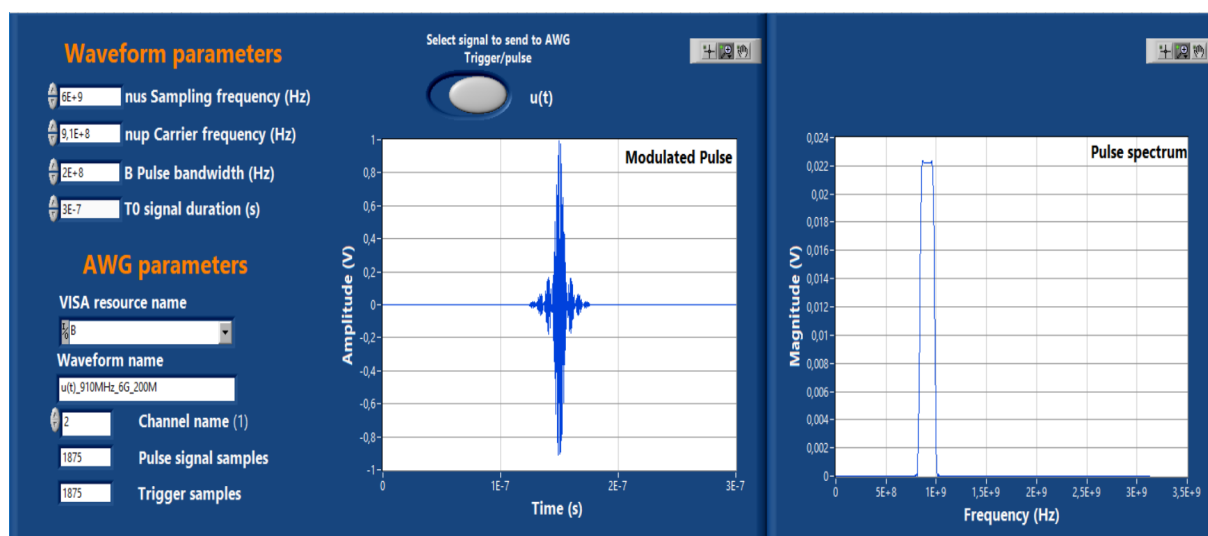


FIGURE II.6: Exemple d'une interface (front panel) d'émission qui génère une impulsion : à gauche les paramètres d'entrée liés au AWG, à droite l'impulsion générée et son spectre.

tester la robustesse des formes d'ondes dans différents cas : en variant les matériaux des objets présents dans l'environnement, en variant la distance, en présence ou en absence de trajet direct, etc.

Notre étude se focalise sur l'optimisation des performances du lien radio ascendant en milieu complexe. Afin de comparer les performances de différents modes de formes d'ondes, des canaux de laboratoire pratiques ont été configurés avec des dimensions limitées pour des scénarios de propagation fixes. De ce fait, dans les différentes études présentées dans le reste de ce travail, deux canaux différents ont été considérés pour étudier la robustesse du RT au changement de canal. Le canal 1 est une boîte entièrement en aluminium de



FIGURE II.7: Le canal 1 : à droite, vue latérale de la boîte réverbérante de dimension $100\text{ cm} \times 100\text{ cm} \times 200\text{ cm}$, à gauche, vue de l'intérieur de la variante du canal 1.

dimensions $100\text{ cm} \times 100\text{ cm} \times 200\text{ cm}$ (cf. figure II.3) dans laquelle un obstacle en aluminium en forme de plaque rectangulaire est placé à l'intérieur pour créer un environnement NLOS riche en réverbération, et deux obstacles de la même forme sont utilisés pour fermer la boîte au niveau de l'émission afin d'éviter que les ondes soient réfléchies vers l'extérieur (cf. figure II.7). Les antennes réceptrice et émettrice sont placées sur les deux extrémités de la boîte de part et d'autre. Une variante du canal 1 est utilisée dans l'étude présentée dans le chapitre IV consistant à disposer les deux plaques qui ferment la boîte à l'intérieur de la boîte pour ajouter davantage de complexité comme montré par la figure II.3. Le canal 2 est une boîte en carton (de dimensions $132\text{ cm} \times 70\text{ cm} \times 50\text{ cm}$) dont les parois sont recouvertes de papier aluminium et dans laquelle des obstacles en aluminium ont été placés de manière aléatoire (cf. figure II.8) également afin de créer de multiples trajets. Les antennes utilisées en émission et en réception sont des antennes large bande (700-1200 MHz) du constructeur Voyantic. Les antennes ont une polarisation linéaire et un gain de 5 dBi. Le coefficient de réflexion S11 des antennes a été mesuré en utilisant le VNA indiquant une bande passante s'étalant de 625 MHz à 1175 MHz à -10 dB (cf. figure II.9). L'antenne de réception reçoit à la fois la réponse du tag et le signal transmis par l'antenne d'émission. Une photo du RFID Waveformer incluant la boîte réverbérante est présentée par la figure II.3. Le tag est placé de l'autre côté de la boîte à une distance d'une longueur d'onde de l'antenne de réception (à mi-hauteur de la boîte).



FIGURE II.8: Le canal 2 : à droite, vue latérale de la boîte réverbérante de dimension $132\text{ cm} \times 70\text{ cm} \times 50\text{ cm}$, à gauche, vue de l'intérieur du canal 1.

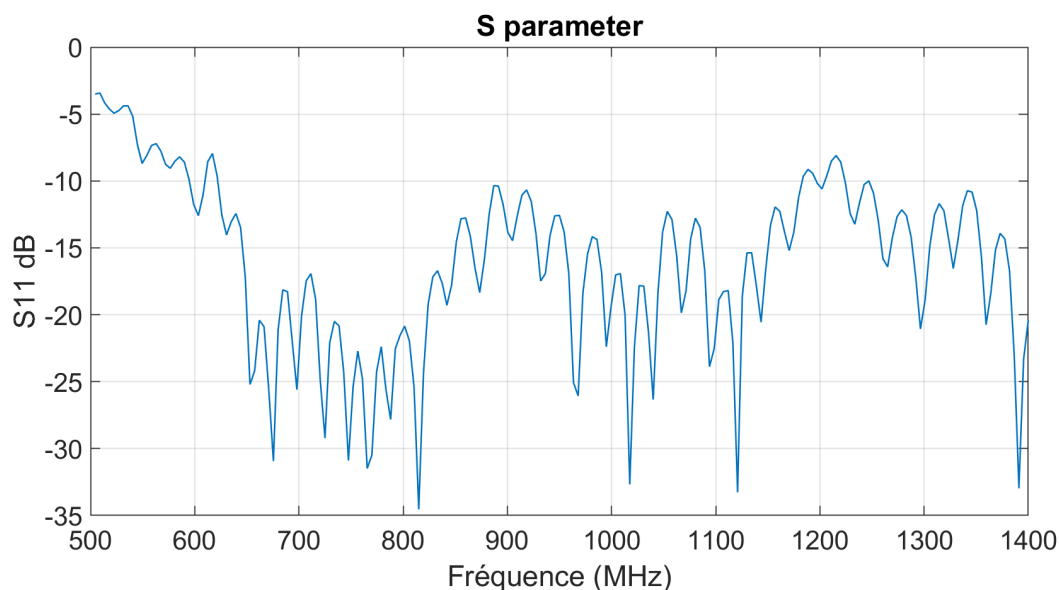


FIGURE II.9: Paramètre S_{11} des antennes larges bande du fabricant Voyantic utilisées en transmission et en réception. Le paramètre S_{11} mesuré montre une largeur de bande d'environ 500 MHz s'étalant de 625 MHz à 1175 MHz pour un coefficient de réflexion de -10 dB.

4.4 Tags

Les performances des tags commerciaux (en termes de sensibilité et donc de portée de communication) varient en fonction de l'application visée. Pour prendre en compte cette variabilité, différents types de tags destinés à des applications variées et ayant des puces différentes ont été choisis. Trois tags commerciaux passifs ont été utilisés dans le cadre de cette thèse : le tag SML GB4U8 du fabricant SML, les tags AD-222 et AD Smartrac Accessory du fabricant Avery Dennison. Les caractéristiques des tags sont présentées par la table II.1 et une photo des trois tags est présentée par la figure II.10. Les trois tags fonctionnent dans la bande UHF conformément au protocole de communication ISO/IEC 18000-6C.

5 Post-traitement des signaux en réception

Le signal reçu par l'antenne contient la requête émise modulée et la réponse rétrodiffusée du tag. L'observation de la réponse du tag en temps réel en milieu complexe nécessite une démodulation adaptée pour éviter la déformation du signal utile. La démodulation synchrone est utilisée en démodulation temps-réel notamment dans les technologies SDR. Il existe deux types de démodulations synchrones qui seront présentés dans ce qui suit : la démodulation synchrone simple et la démodulation synchrone I/Q.

TABLE II.1: Caractéristiques fournies par le constructeur pour les tags : AD-222, SML GB4U8 et le tag AD Smartrac Accessory.

Caractéristiques	AD-222	SML GB4U8	AD Smartrac Accessory
Dimensions	94,9 × 7,9 mm	42 × 16 mm	30 × 15 mm
Puce	Impinj Monza 2	NXP UCODE 8	Impinj Monza R6
Gamme de fréquence	866 - 954 MHz	860 - 960 MHz	860 - 960 MHz
Portée de communication / sensibilité	~ 10 m	-23 dBm	~ 4 m
Protocole de communication	ISO/IEC 18000-6C et EPC Classe 1 Gen 2.	ISO/IEC 18000-63 et EPC Global Classe 1 Gen 2	ISO 18000-6C et EPC Class 1 Gen 2
Applications	Suivi et inventaire de cartons pour la gestion de la logistique, suivi des stocks, applications industrielles telles que industrie du vêtement	Suivi des articles, y compris : denim, sacs en polyéthylène, étiquettes de vêtements et article en boîte	Bijoux et lunettes de soleil, applications Pharmaceutiques et médicales, accessoires pour enfants

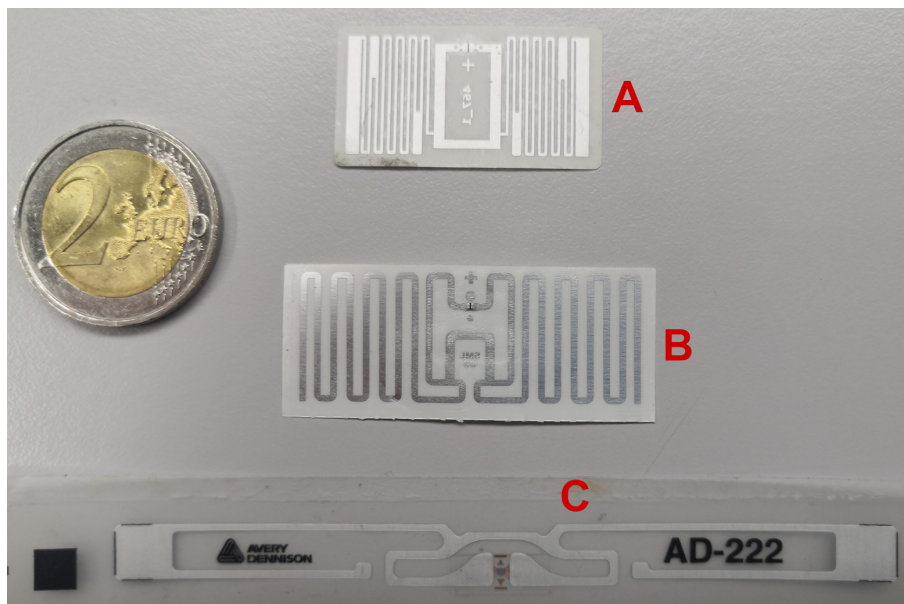


FIGURE II.10: Tags utilisés : (A) AD Smartrac Accessory, (B) SML GB4U8 , (C) AD-222.

5.1 Démodulation synchrone simple

Le signal à démoduler reçu au niveau de l'antenne réceptrice peut être exprimé ainsi (en négligeant les effets du canal de propagation) :

$$r(t) = m(t) \cos(2\pi f_p t) \quad (\text{II.1})$$

où $m(t)$ est l'enveloppe de la trame modulée par la porteuse reçue après propagation dans le canal et f_p la fréquence porteuse. Une démodulation synchrone consiste à multiplier le signal reçu par une porteuse identique à la même fréquence et à la même phase (II.2), soit

$$r_d(t) = r(t) \cdot \cos(2\pi f_p t) \quad (\text{II.2})$$

en développant suivant les identités trigonométriques on déduit le signal à la sortie du détecteur synchrone, et (II.2) devient :

$$r_d(t) = \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t) \cos(4\pi f_p t) \quad (\text{II.3})$$

Le résultat de l'opération est la suppression de la porteuse dans le premier terme qui contient l'information utile $m(t)$. Il suffit d'éliminer la fréquence $2f_p$ du signal $r_d(t)$ avec un filtre passe-bas pour obtenir l'enveloppe $m(t)$ contenant l'information.

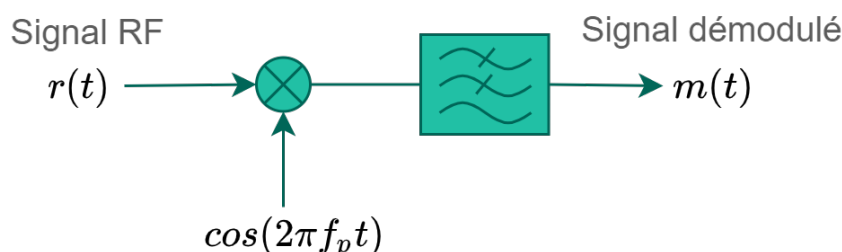


FIGURE II.11: Schéma bloc d'une démodulation synchrone simple.

5.2 Démodulation synchrone I/Q

Dans la plupart des cas, la démodulation synchrone ne suffit pas car elle ne tient pas compte de la phase du signal. Dans ce qui précède, la phase a été ignorée dans la formulation de la démodulation synchrone. Si le signal reçu contient un terme de phase non-nul, le signal utile $m(t)$ risque de ne pas être correctement récupéré. Après interaction avec le canal de propagation et la partie instrumentation, le signal en réception comporte une phase. Dans ce cas (II.1) devient :

$$r(t) = m(t) \cos(2\pi f_p t + \varphi) \quad (\text{II.4})$$

avec φ la phase du signal induite par le canal de propagation et les interactions avec la partie instrumentation. Dans ce cas $r(t)$ peut s'écrire en complexe comme suit :

$$\tilde{r}(t) = m(t) \cos(2\pi f_p t) \cos(\varphi) + jm(t) \sin(2\pi f_p t) \sin(\varphi) \quad (\text{II.5})$$

où $\Re\{\tilde{r}(t)\} = m(t) \cos(2\pi f_p t) \cos(\varphi)$ et $\Im\{\tilde{r}(t)\} = m(t) \sin(2\pi f_p t) \sin(\varphi)$. Une démodulation synchrone I/Q permet de récupérer l'information utile quelque soit l'effet du déphasage. Comme illustré dans la figure II.13, l'interface de réception effectue une démodulation en phase et en quadrature de phase à la fréquence porteuse. La démodulation I/Q permet d'obtenir les composantes réelle (I) et imaginaire (Q) qui correspondent à la représentation vectorielle du signal comme illustré par la figure II.12. Le signal reçu (II.4) est multiplié par la porteuse sur la voie I, et par la porteuse avec un déphasage de $\pi/2$ sur la voie Q. La composante en phase est donnée par :

$$r_I(t) = \tilde{r}(t) \cdot \cos(2\pi f_p t) = m(t) [\cos(2\pi f_p t) \cos(\varphi) + j \sin(2\pi f_p t) \sin(\varphi)] \cdot \cos(2\pi f_p t) \quad (\text{II.6})$$

la composante en quadrature est donnée comme suit :

$$r_Q(t) = \tilde{r}(t) \cdot \sin(2\pi f_p t) = m(t) [\cos(2\pi f_p t) \cos(\varphi) + j \sin(2\pi f_p t) \sin(\varphi)] \cdot \sin(2\pi f_p t) \quad (\text{II.7})$$

en développant on obtient :

$$r_I(t) = \frac{1}{2} m(t) [\cos(\varphi) + \cos(4\pi f_p t + \varphi) - j \sin(4\pi f_p t) \sin(\varphi)] \quad (\text{II.8})$$

$$r_Q(t) = \frac{1}{2} m(t) [\sin(4\pi f_p t) \cos(\varphi) + j(\cos(4\pi f_p t + \sin(\varphi)))] \quad (\text{II.9})$$

Le résultat de l'opération est la suppression de la porteuse dans le premier terme de $r_I(t)$ et $r_Q(t)$ et l'extraction de l'enveloppe contenant l'information $m(t)$ déphasée de φ . Un filtre passe-bas permet d'éliminer les hautes fréquences $2f_p$ présentes dans le second terme de $r_I(t)$ et $r_Q(t)$ pour garder uniquement le signal en bande de base. Après filtrage on obtient les signaux suivants :

$$r_{Ibb}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi) \quad (\text{II.10})$$

$$r_{Qbb}(t) = \frac{1}{2} m(t) \sin(\varphi) \quad (\text{II.11})$$

On en déduit le signal complexe démodulé et filtré suivant :

$$\tilde{r}_{demo}(t) = r_{Ibb}(t) + jr_{Qbb}(t) \quad (\text{II.12})$$

$$\tilde{r}_{demo}(t) = \frac{1}{2}m(t) [\cos(\varphi) - j \sin(\varphi)] = \frac{1}{2}m(t) e^{j\varphi} \quad (\text{II.13})$$

Le module $|\tilde{r}_{demo}(t)|$ et la phase φ du signal peuvent être calculés comme suit :

$$|\tilde{r}_{demo}(t)| = \sqrt{(r_{Ibb})^2(t) + (r_{Qbb})^2(t)} = \frac{1}{2}m(t) \quad (\text{II.14})$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{r_Q(t)}{r_I(t)} \right) \quad (\text{II.15})$$

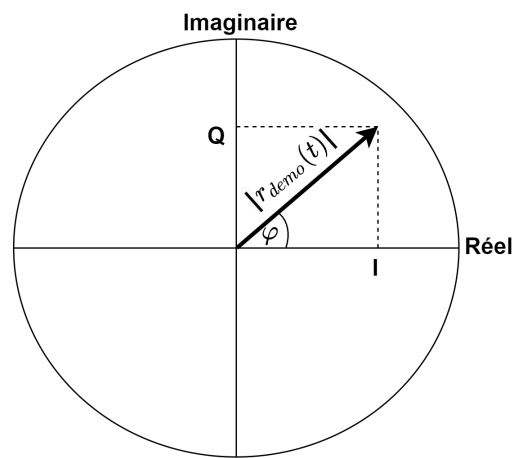


FIGURE II.12: Représentation cartésienne du vecteur du signal complexe démodulé et filtré $\tilde{r}_{demo}(t)$.

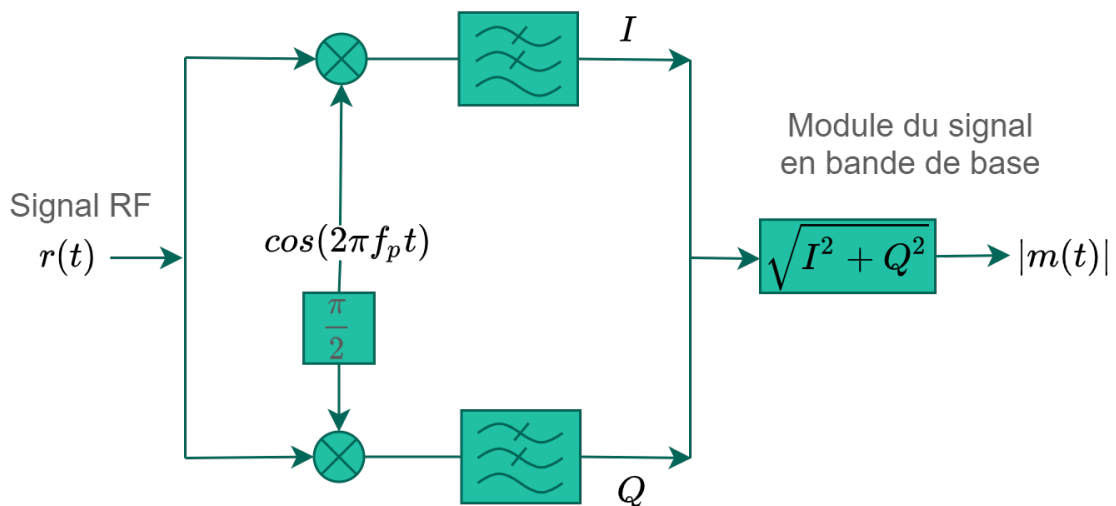


FIGURE II.13: Schéma fonctionnel du post-traitement en réception en démodulation I/Q du signal en utilisant un mélangeur et un filtre passe-bas pour la voie I et la voie Q, et un additionneur pour le calcul du module du signal démodulé.

5.3 Filtrage

Le signal issu du mélangeur sur la voie I et la voie Q est un signal à une fréquence de quelques centaines de kHz auquel s'ajoutent les harmoniques de fréquence $2f_p$ induite par la démodulation I/Q. Ces signaux sont filtrés par un filtre passe-bas pour la suppression de la fréquence $2f_p$. La réponse du tag dans le contexte des formes d'ondes optimisées large bandes est étalée sur plusieurs fréquences, de ce fait, le filtre doit avoir une fonction de transfert plate sur une large bande de fréquences. Dans ce contexte le filtre de Butterworth est le type de filtre qui a été choisi dans le post-traitement dans l'interface de réception du RFID Waveformer. La figure II.14 montre la fonction de transfert du filtre Butterworth présentant un gain constant et égal à 1 dans la bande passante. Le choix de l'ordre du filtre détermine la bande de transition entre la bande passante et les fréquences rejetées où le gain du filtre tend vers 0. Plus l'ordre du filtre est élevé, plus la transition est rapide et plus la bande passante est plate et proche de 1. La pente du gain dans la bande de transition est linéaire avec une atténuation de $-20n$ dB/décade (où n est l'ordre du filtre). La fréquence de coupure est définie à -3 dB. Un filtre passe-bas de type Butterworth à une fréquence de coupure de 500 kHz (fréquence correspondant aux sous-porteuses portant les informations de réponse du tag) est utilisé à la sortie du démodulateur. Le filtre de Butterworth a une bande de transition faible, c'est pour cette raison que nous avons choisi l'ordre du filtre à 24 pour avoir une transition rapide du gain (cf. figure II.14). Augmenter l'ordre du filtre augmente sa complexité dans sa réalisation matérielle. Dans le cas du RFID Waveformer, le post-traitement des signaux se fait en logiciel sous LabVIEW/Matlab, donc le choix du

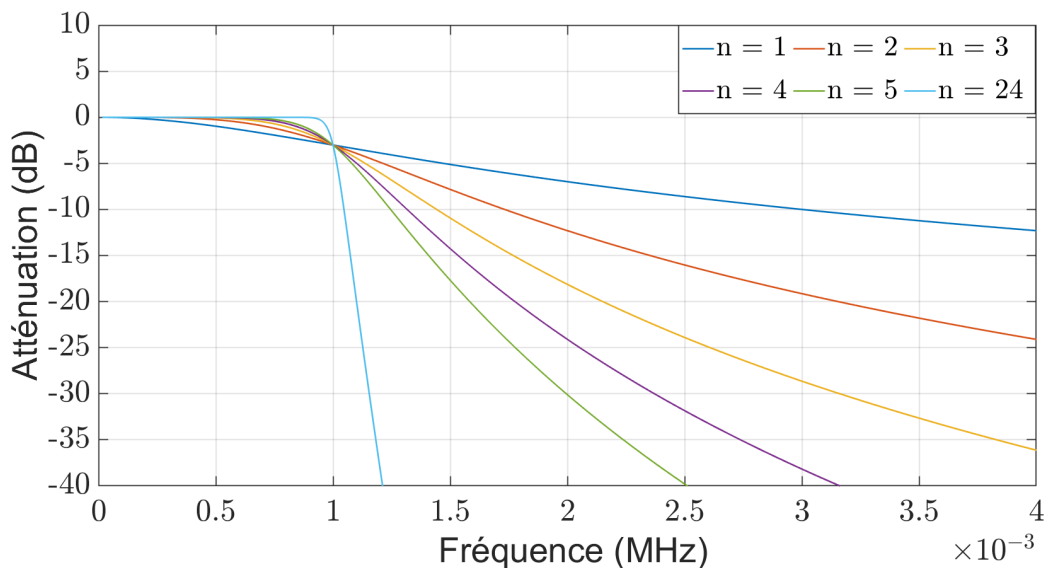


FIGURE II.14: Réponse fréquentielle du filtre de type Butterworth pour un ordre variant de 1 à 5 ainsi que l'ordre 24 utilisé dans le post-traitement du RFID Waveformer.

filtre n'est pas limité par la partie matérielle.

6 Conclusion

L'application du RT en technologie RFID UHF passive impose de nouvelles contraintes expérimentales. Un banc de mesure ayant des fonctionnalités adaptés spécifiquement aux formes d'ondes arbitraires est requis pour une évaluation des performances en communication RFID UHF passive. Le RFID Waveformer est un outil flexible et personnalisable conçu et développé pour permettre l'étude expérimentale de l'optimisation de la forme d'onde dans le contexte de la technologie RFID UHF passive. Il s'agit d'une passerelle entre la conception des formes d'ondes et l'évaluation expérimentale de leurs performances. Le RFID Waveformer émule un lecteur en configuration bistatique avec une interface LabVIEW qui communique et contrôle des instruments RF de laboratoire hautes performances. D'une part, le RFID Waveformer permet de concevoir et de générer des formes d'ondes non conventionnelles en respectant les normes du protocole de communication ISO-18000 GEN2, et d'autre part, il permet l'acquisition et le traitement temps-réel des signaux en vue d'une évaluation des performances.

Les chapitres suivants traiteront de l'évaluation des performances énergétiques en comparaison pour différentes formes d'ondes dans différents scénarios de propagations. Les expériences présentées illustrent des exemples d'utilisation du RFID Waveformer. Le RFID Waveformer est une architecture générale qui ne se limite pas aux cas étudiés dans cette thèse et peut être étendue à d'autres scénarios. Il s'agit d'un outil adapté et utile pour la recherche sur l'optimisation des formes d'ondes appliquée en technologie RFID.

Chapitre III

Technologie RFID UHF passive en mode impulsionnel

1 Introduction

Ce chapitre traite de l'évaluation expérimentale, en utilisant le RFID Waveformer, des performances de trois types de formes d'ondes en communication RFID UHF passive en milieu complexe suivant le protocole de communication ISO-18000 GEN 2. Les trois modes de formes d'ondes considérées sont : le mode CW, le mode PW et le mode RT. Le mode CW est la porteuse traditionnelle sinusoïdale qui fournit une enveloppe constante au circuit récupérateur d'énergie. Les modes PW et RT sont des formes d'ondes impulsionnelles qui sont utilisées à la place de la porteuse sinusoïdale pour la modulation. Les deux modes impulsionnels fournissent une enveloppe périodique impulsionnelle à l'entrée du circuit récupérateur d'énergie. Le mode PW est une forme d'onde impulsionnelle similaire à l'OOP multi-porteuses où toutes les porteuses du signal émis sont en phase et à amplitude égale. Le mode RT utilise également un signal multi-porteuses, mais l'amplitude et la phase de chaque porteuse sont adaptées au canal de propagation de sorte que l'onde résultante se focalise dans le temps et dans l'espace au niveau du tag, augmentant ainsi le caractère impulsif du signal RF fourni au circuit redresseur du tag.

Le chapitre est organisé en cinq sections. La conception des trois modes de formes d'ondes et leurs caractéristiques sont présentées par la section III.2. Les critères d'évaluation des performances en termes d'énergie et d'information sont décrits dans la section III.3. La section III.4 présente l'évaluation expérimentale des performances en fonction de la fréquence avec trois tags commerciaux dans le scénario de propagation du canal 1. La section III.5 présente l'évaluation des performances en fonction de la période du train d'impulsions avec le scénario de propagation du canal 2. Dans la section III.6, Les résultats sont discutés et une analyse sur l'optimisation énergie-information des formes

d'ondes tout en tenant compte du système canal-tag est faite. Enfin, une conclusion sur les résultats de l'étude expérimentale est tirée dans la section III.6.

2 Conception des formes d'ondes

Rappelons le principe de communication en RFID UHF passive : le lecteur RFID interroge le tag en émettant un signal sinusoïdal modulé par une enveloppe, $e(t)$, qui porte l'information montrée par la figure III.1, c'est-à-dire la trame de commande *Query* standard. Quand il n'interroge pas de tags (mode écoute par exemple), le lecteur RFID émet toujours le signal sinusoïdal (qui est donc non modulé) pour assurer la télé-alimentation. Avec l'objectif de modifier la forme d'onde porteuse, traditionnelle sinusoïdale, le signal émis, $s_{mode}(t)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$s_{mode}(t) = c_{mode}(t) \cdot e(t) \quad (\text{III.1})$$

où $e(t)$ est le signal modulant (constant ou informatif selon le standard de la requête *Query*) et $c_{mode}(t)$ est la « porteuse » pour le mode CW de forme sinusoïdale, pour les modes PW et RT, la porteuse prend la forme d'un train d'impulsions (cf. figure III.2). Dans les trois modes, la fréquence porteuse centrale est fixée à 910 MHz, choisie arbitrairement dans la bande UHF 860-960 MHz. Après avoir reçu la commande *Query*, le tag répond par rétrodiffusion du signal continu (constant non modulé) reçu. Le tag retourne le nombre aléatoire RN16 précédé par un préambule contenant 12 zéros binaires. La suite de cette section décrit l'expression analytique et les caractéristiques du signal émis obtenu pour

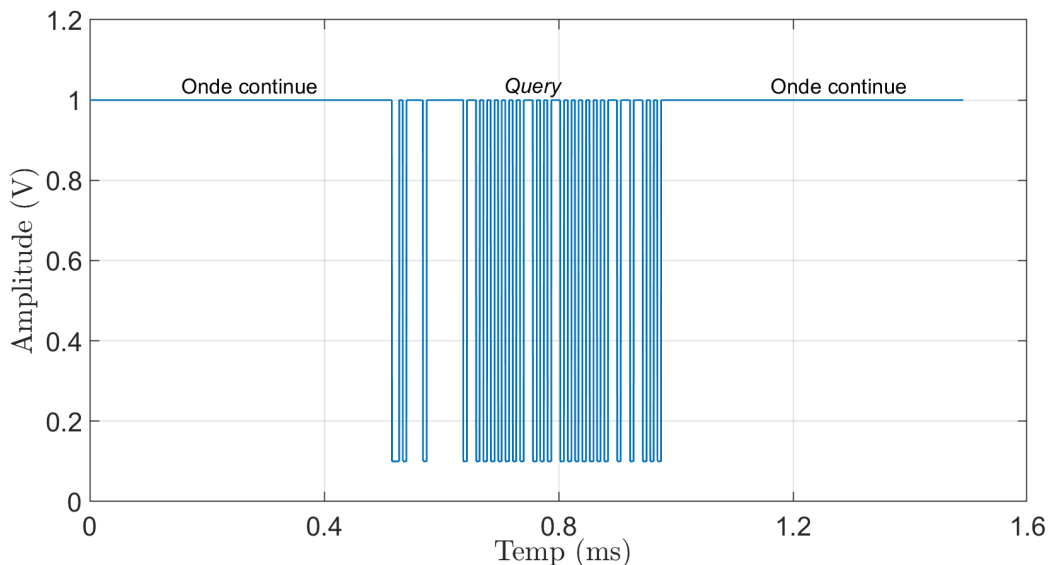


FIGURE III.1: Enveloppe standard $e(t)$ de la commande *Query* d'une durée de 1.488 ms

chacun des trois modes CW, PW et enfin RT, ainsi que les signaux reçus et rétrodiffusés. La rétrodiffusion de la réponse du tag se fait dans la phase où l'enveloppe de $e(t)$ est constante (la partie constante dans la figure III.1), ceci permet de négliger l'enveloppe $e(t)$ dans les expressions analytiques des signaux.

2.1 Mode continuous wave (CW)

Le mode CW correspond au cas classique d'une modulation d'amplitude en communication RFID avec une porteuse sinusoïdale à la fréquence " ν_p " d'amplitude S_{ν_p} . Le signal émis est exprimé par :

$$s_{CW}(t) = S_{\nu_p} \sin(2\pi\nu_p t) \quad (\text{III.2})$$

Le signal émis est montré sur la figure III.2 pour une transition binaire d'un état haut à un état bas. En utilisant la représentation complexe, le signal émis peut s'écrire suivant :

$$\tilde{s}_{CW}(t) = S_{\nu_p} \cdot e^{j2\pi\nu_p t} \quad (\text{III.3})$$

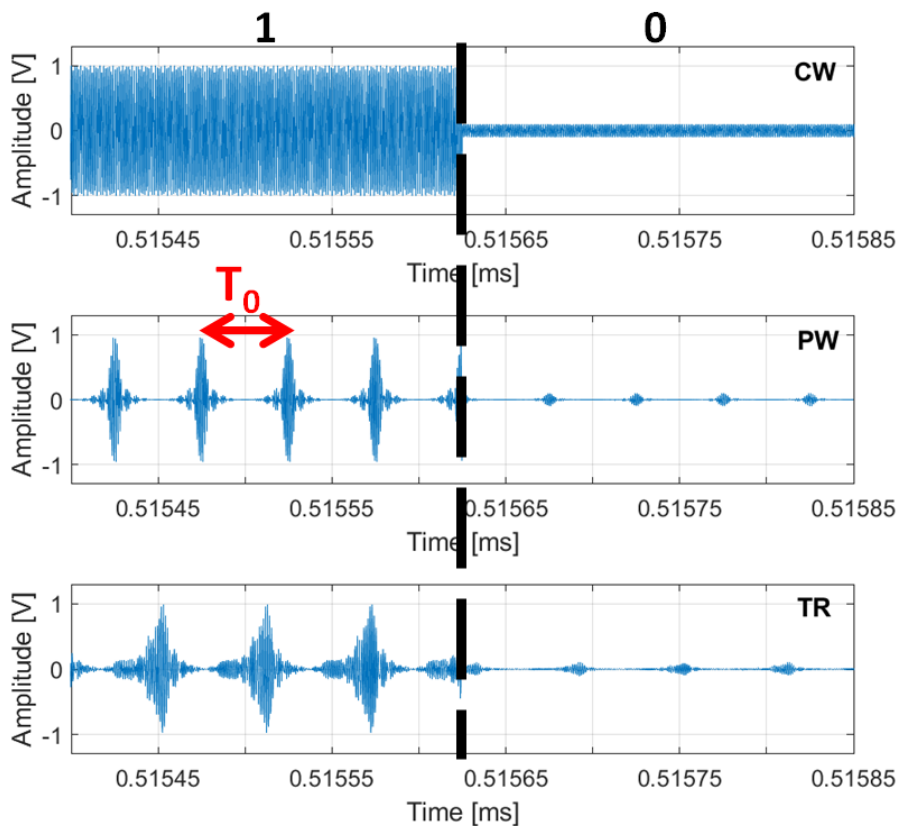


FIGURE III.2: Illustration de la forme d'onde d'un signal correspondant à la succession d'un état haut (partie gauche) et d'un état bas (partie droite) de la trame Query dans les trois modes avec une période de $T_0 = 50$ ns pour les modes impulsionnels : mode continuous wave (CW), mode pulsed wave (PW) et mode retournement temporel (RT).

Le signal reçu au niveau du tag est le produit de convolution du signal $\tilde{s}_{CW}(t)$ par la RI $\tilde{h}(t)$ du canal de propagation :

$$\tilde{r}_{CW}(t) = \tilde{s}_{CW}(t) * \tilde{h}(t) \quad (\text{III.4})$$

Dans un système LTI, la réponse d'une convolution d'un signal d'entrée sinusoïdal complexe par un canal stationnaire peut s'écrire par le produit du signal d'entrée complexe par les coefficients complexes de la réponse fréquentielle du canal \tilde{H}_{ν_p} . En remplaçant (III.3) dans (III.4) on obtient :

$$\tilde{r}_{CW}(t) = \tilde{H}_{\nu_p} S_{\nu_p} \cdot e^{j2\pi\nu_p t} \quad (\text{III.5})$$

où $\tilde{H}_{\nu_p} = A_{\nu_p} e^{j\phi_{\nu_p}}$ représente le coefficient complexe de la réponse fréquentielle du canal à la fréquence ν_p avec un gain A_{ν_p} et une phase ϕ_{ν_p} .

Puisque dans notre cas, le signal rétrodiffusé est mesuré à l'arrière du tag à une distance d'une longueur d'onde, donc l'effet du canal du lien descendant n'est pas pris en considération. Le signal rétrodiffusé par le tag, $\tilde{s}_{ret(CW)}(t)$, correspond à une modulation du signal $\tilde{r}_{CW}(t)$ (émis par le lecteur, à enveloppe constante). Cette modulation est provoquée par la variation de charge de la puce du tag, et le signal résultant $\tilde{s}_{ret(CW)}(t)$ peut être formulé en introduisant le signal $\Gamma_{\nu_p}(t)$:

$$\tilde{s}_{ret(CW)}(t) = \Gamma_{\nu_p}(t) \cdot \tilde{H}_{\nu_p} S_{\nu_p} \cdot e^{j2\pi\nu_p t} \quad (\text{III.6})$$

$\Gamma_{\nu_p}(t)$ étant un signal binaire (comme formulé par (III.7)) variant sur deux états suivant la réponse fréquentielle du tag d'une largeur de bande supérieure à la largeur de bande B du signal émis. L'enveloppe de modulation du tag peut s'écrire par :

$$\Gamma_{\nu_p}(t) = \Gamma_{\nu_p1} + m(t) \cdot (\Gamma_{\nu_p2} - \Gamma_{\nu_p1}) \quad (\text{III.7})$$

où Γ_{ν_p1} et Γ_{ν_p2} sont les coefficients de réflexion complexes correspondant aux deux états d'adaptation d'impédance à la fréquence ν_p , et $m(t) \in \{0, 1\}$ est le message binaire généré par la puce du tag.

2.2 Mode pulsed wave (PW)

L'impulsion choisie est la fonction sinus cardinal pondérée par une fenêtre de Hanning. Le spectre de la fonction sinus cardinal présente un module constant sur une bande donnée. L'impulsion s'écrit par :

$$g(t) = sinc(Bt) \cdot w\left(\frac{Bt}{5}\right) \quad (\text{III.8})$$

où B est la largeur de bande de l'impulsion et $w\left(\frac{Bt}{5}\right)$ la fenêtre de Hanning. B est liée à la largeur du lobe principal du sinus cardinal comme suit : $T = \frac{2}{B}$. La fenêtre de Hanning $w\left(\frac{Bt}{5}\right)$ a une durée $T_w = 5T$ cinq fois plus large que le lobe principal. La fenêtre de Hanning tronque l'impulsion pour limiter les ondulations infinies de la fonction sinus cardinal. L'impulsion résultante sinc-Hann présente un spectre dont l'amplitude est constante sur la largeur de bande occupée comme montrée par la figure III.3. Par exemple, pour une largeur de bande de $B = 200 \text{ MHz}$, la durée du lobe principal de l'impulsion correspond à $T = 10 \text{ ns}$ et le tronquage temporel de la fenêtre de Hanning est de $T_w = 50 \text{ ns}$.

La figure III.4 montre l'impulsion sinc-Hann modulée à 910 MHz. L'impulsion sinc-Hann modulée à la fréquence ν_p est donnée par :

$$u(t) = g(t) \cdot \sin(2\pi\nu_p t) \quad (\text{III.9})$$

Dans le cas du mode PW, un train d'impulsions formé par la convolution d'un peigne de Dirac à l'impulsion $u(t)$ est utilisé à la place de la porteuse sinusoïdale classique. Le train d'impulsions est représenté sur la figure III.2 (mode PW) et le signal émis est finalement donné par :

$$s_{PW}(t) = u(t) * III_{T_0}(t) \quad (\text{III.10})$$

où $III_{T_0}(t)$ désigne un peigne de Dirac de période T_0 et $u(t)$ est l'impulsion sinc-Hann modulée donnée en (III.9). Le train d'impulsions sinc-Hann est similaire aux formes d'ondes multi-sinusoïdales N-OOP (décrites au chapitre I). Le nombre N de porteuses dépend

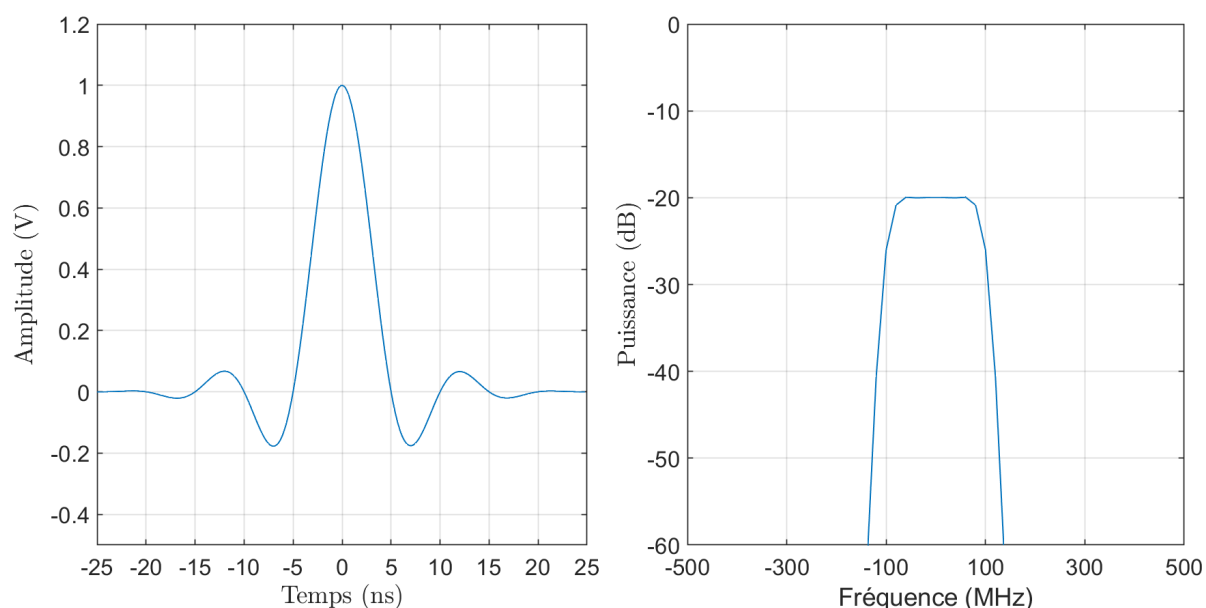


FIGURE III.3: Impulsion sinc-Hann d'une largeur de 10 ns et son spectre d'une largeur de bande de 200 MHz.

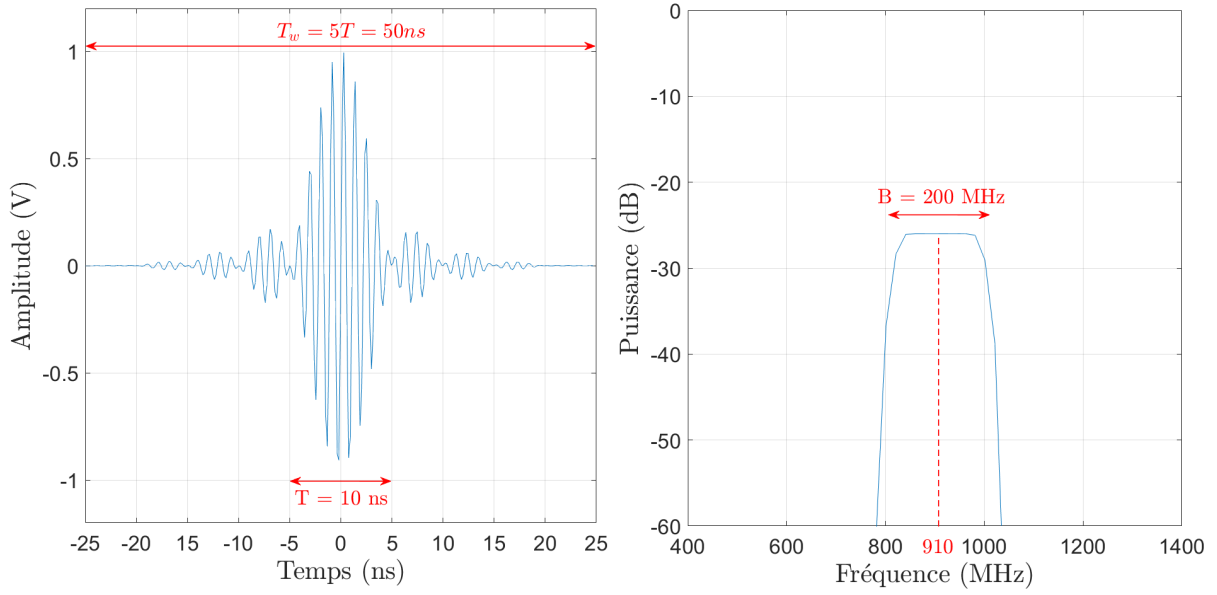


FIGURE III.4: L'impulsion sinc-Hann modulée à 910 MHz et son spectre.

de la largeur de bande B de l'impulsion et de la période T_0 du train d'impulsions comme suit :

$$N = B \cdot T_0 \quad (\text{III.11})$$

La période T_0 détermine l'espacement entre les porteuses comprises dans la bande passante de largeur B . Plus l'impulsion est courte et la période du train d'impulsions est petite, plus N augmente. Les multiporteuses en mode PW peuvent être représentées en complexe comme la somme des porteuses aux fréquences ν_n et aux amplitudes S_n comme formulée par (III.12). Dans le cas du mode PW, les amplitudes des différentes porteuses du signal émis sont égales, donc $S_n = S$. La figure III.5 montre le spectre du signal émis $s_{PW}(t)$.

$$\tilde{s}_{PW}(t) = \sum_{n=1}^N S \cdot e^{j2\pi\nu_n t} \quad (\text{III.12})$$

Le signal reçu au niveau du tag est le produit de convolution du signal $\tilde{s}_{PW}(t)$ par le canal de propagation $\tilde{h}(t)$ comme ce qui suit :

$$\tilde{r}_{PW}(t) = \tilde{s}_{PW}(t) * \tilde{h}(t) \quad (\text{III.13})$$

En utilisant la représentation complexe, le signal reçu est le produit du signal émis (III.12) par les coefficients complexes de la fonction de transfert $\tilde{H}_n = A_n \cdot e^{j\phi_n}$ du canal aux fréquences ν_n . En développant on obtient :

$$\tilde{r}_{PW}(t) = \sum_{n=1}^N S \tilde{H}_n \cdot e^{j2\pi\nu_n t} \quad (\text{III.14})$$

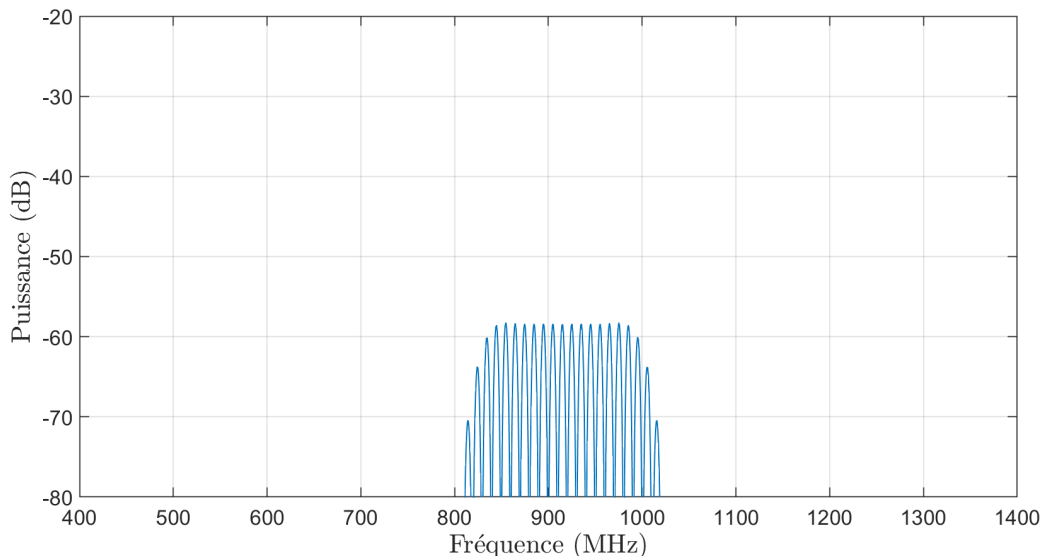


FIGURE III.5: spectre du signal émis $s_{PW}(t)$ en mode PW de largeur de bande $B = 200$ MHz et d'espacement des sous-porteuses de 10 MHz.

Le signal rétrodiffusé est donné par :

$$\tilde{s}_{ret(PW)}(t) = \Gamma_n(t) \cdot \sum_{n=1}^N S\tilde{H}_n \cdot e^{j2\pi\nu_n t} \quad (\text{III.15})$$

La réponse fréquentielle d'un tag et la puissance incidente varient en fonction de la fréquence, de ce fait, l'enveloppe rétrodiffusée varie également en fonction des fréquences ν_n tel que :

$$\Gamma_n(t) = \Gamma_{n1} + m(t) \cdot (\Gamma_{n2} - \Gamma_{n1}) \quad (\text{III.16})$$

2.3 Mode retournement temporel (RT)

La même forme d'impulsion sinc-Hann en mode PW est utilisée pour l'étape d'apprentissage du mode RT. L'impulsion sinc-Hann ($u(t)$) est utilisée pour l'apprentissage du milieu puis le signal reçu $y(t)$ est inversé dans le temps et normalisé pour être utilisée comme signal émis ($x(t)$). Le signal retourné dans le temps et normalisé utilisé est présenté par la figure III.6 et est exprimé par :

$$x(t) = y(T - t) = u(t) * h(T - t) \quad (\text{III.17})$$

Le signal émis $s_{RT}(t)$ (montré par la figure III.2) est formé par la convolution de $x(t)$ par le train d'impulsions tel que exprimé par (III.18).

$$s_{RT}(t) = x(t) * III_{T_0}(t) \quad (\text{III.18})$$

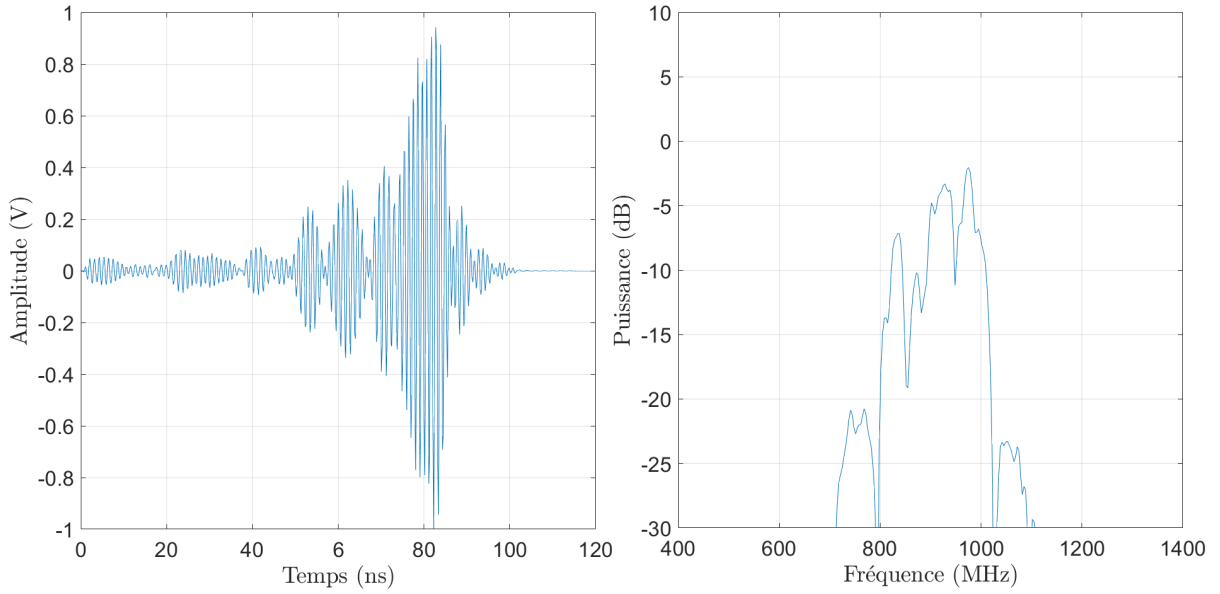


FIGURE III.6: Le signal $x(t)$ de largeur de bande 200 MHz et son spectre mesuré à partir d'une réalisation du RT dans le canal 1.

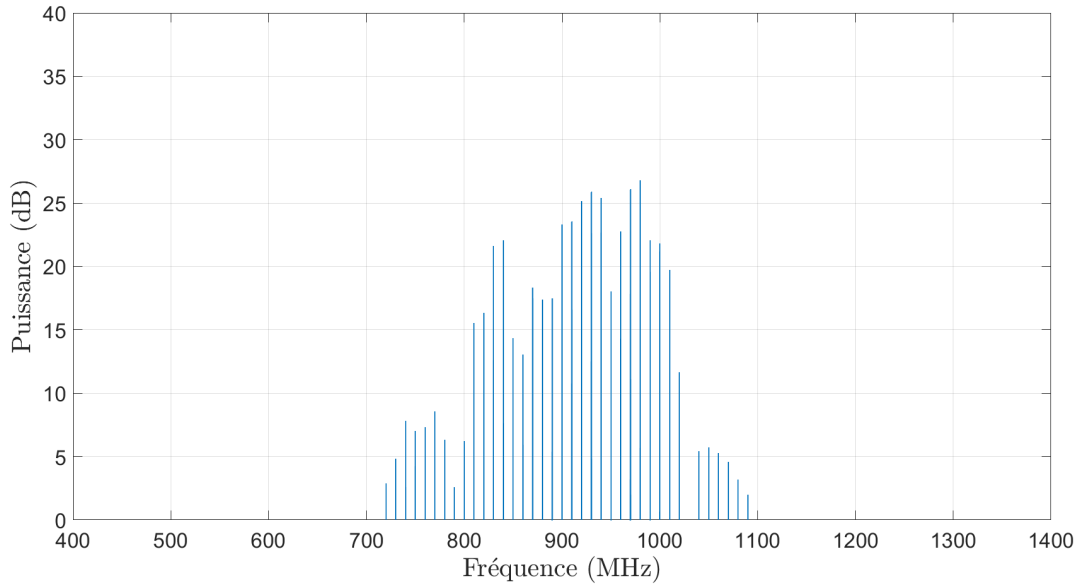


FIGURE III.7: Spectre du signal émis $s_{RT}(t)$ en mode RT de largeur de bande $B = 200$ MHz et d'espacement des sous-porteuses de $\frac{1}{T_0} = 10$ MHz.

Les amplitudes et les phases des porteuses du signal émis sont adaptées à la réponse fréquentielle du canal de propagation de façon à ce que l'onde arrive en phase à la réception. En représentation complexe, l'opération d'inversion temporelle du signal représente le conjugué complexe des coefficients \tilde{H}_n (III.19).

$$\tilde{H}_n^* = A_n \cdot e^{-j\phi_n} \quad (\text{III.19})$$

Les amplitudes des porteuses du signal émis $\tilde{s}_{RT}(t)$ sont réparties suivant les atténuations du canal A_n comme formulé par (III.20).

$$\tilde{s}_{RT}(t) = \sum_{i=1}^N S\tilde{H}_n^* \cdot e^{j2\pi\nu_n t} \quad (\text{III.20})$$

Le signal reçu est le signal focalisé ($z(t)$) périodique $\tilde{r}_{RT}(t)$ d'une période T_0 qui représente la convolution du signal émis $\tilde{s}_{RT}(t)$ par la fonction du canal de propagation $\tilde{h}(t)$, le résultat de la convolution est donné par :

$$\tilde{r}_{RT}(t) = \sum_{n=1}^N S\tilde{H}_n\tilde{H}_n^* \cdot e^{j2\pi\nu_n t} \quad (\text{III.21})$$

pour un canal stationnaire, la phase du terme $\tilde{H}_n\tilde{H}_n^*$ s'annule et reste les gains A_n^2 . Dans ce cas, (III.21) devient :

$$\tilde{r}_{RT}(t) = \sum_{n=1}^N SA_n^2 \cdot e^{j2\pi\nu_n t} \quad (\text{III.22})$$

le signal $\tilde{r}_{RT}(t)$ arrive en phase au niveau du tag et la puissance du signal focalisé est proportionnelle au carré des gains du canal. Le signal rétrodiffusé mesuré à l'arrière du tag est donné par :

$$\tilde{r}_{ret(RT)}(t) = \Gamma_n(t) \cdot \sum_{n=1}^N SA_n^2 \cdot e^{j2\pi\nu_n t} \quad (\text{III.23})$$

3 Critères d'évaluation des performances

La performance en termes de distance de lecture d'une communication RFID UHF passive dépend principalement de l'activation du tag par la TES et de la détection de l'information rétrodiffusée au niveau du lecteur. L'activation du tag dépend de la quantité d'énergie RF fournie au tag à travers le canal de propagation, et du rendement de conversion de celle-ci en courant continu afin d'alimenter la puce du tag. Les performances énergétiques doivent être évaluées de bout en bout en incluant, d'une part, les paramètres qui dépendent du canal de propagation, et d'autre part, les paramètres qui dépendent du tag.

3.1 Transfert d'énergie

La forme d'onde interagit avec le canal avant d'arriver à l'antenne du tag. Par conséquent, la puissance reçue en entrée du récupérateur d'énergie dépend de la robustesse de

la forme d'onde aux effets induits par le canal de propagation. La transmission d'énergie à travers le canal est quantifiée en calculant le paramètre ETR, noté η_{mode} , défini par le rapport de l'énergie du signal reçu $r_{mode}(t)$ sur l'énergie du signal émis $s_{mode}(t)$ tel que formulé ci-dessous :

$$\eta_{mode} = \frac{\int_0^{T_a} r_{mode}^2(t) dt}{\int_0^{T_a} s_{mode}^2(t) dt} \quad (III.24)$$

avec T_a la durée totale du signal.

Le gain de transfert énergétique entre les deux modes impulsionnels est évalué en calculant le rapport de l'ETR « η_{RT} » de l'étape de focalisation sur l'ETR « η_{PW} » du mode PW (étape d'apprentissage). Le gain de transfert énergétique est donné par :

$$G_{\frac{RT}{PW}} = \frac{\eta_{RT}}{\eta_{PW}} \quad (III.25)$$

Dans le cas des deux modes impulsionnels PW et RT, l'énergie du signal reçu au niveau de l'antenne du tag est concentrée sur une courte fenêtre temporelle. De ce fait, l'enveloppe continue récupérée en sortie du récupérateur d'énergie suit le pic périodique du train d'impulsions tel que illustré par la figure III.8. Le condensateur du filtre passe-bas qui vient après le circuit redresseur se charge sur le front montant de l'impulsion sur un temps T_{charge} et se décharge jusqu'à la prochaine impulsion sur $T_{décharge}$. La période T_0 est lié au temps de charge T_{charge} et de décharge $T_{décharge}$ du filtre passe-bas par la formule suivante :

$$T_0 = T_{charge} + T_{décharge} \quad (III.26)$$

où $T_{décharge}$ dépend du filtre passe-bas qui doit être conçu en fonction de la période T_0 de façon à ce que la chute de tension durant l'intervalle $T_{décharge}$ ne décroît pas en dessous de la tension d'alimentation de la puce. L'enveloppe dépend de la différence entre la constante RC et la période du train d'impulsions T_0 . Pour récupérer suffisamment de tension et maintenir le seuil requis pour alimenter la puce du tag, la constante de temps RC doit être très grande (d'un facteur de 10 à 10000 [19]) comparée à l'intervalle de temps T_0 . Donc le niveau de tension continue récupérée en sortie (et donc l'activation du tag), dépend de l'énergie concentrée sur la largeur de l'impulsion T et de la période T_0 . L'ondulation de la tension de sortie dépend également de la période du train d'impulsions et de la tension de seuil V_{seuil} de commutation du circuit redresseur comme illustré par la figure III.8. T_{charge} dépend de la largeur d'impulsion et de l'instant correspondant à la tension V_{seuil} comme suit :

$$T_{charge} = \frac{T}{2} - t_{seuil} \quad (III.27)$$

La période T_0 est un paramètre qui influence, à la fois l'allure temporelle et fréquentielle du signal reçu en entrée du récupérateur d'énergie. La période T_0 influence l'espacement

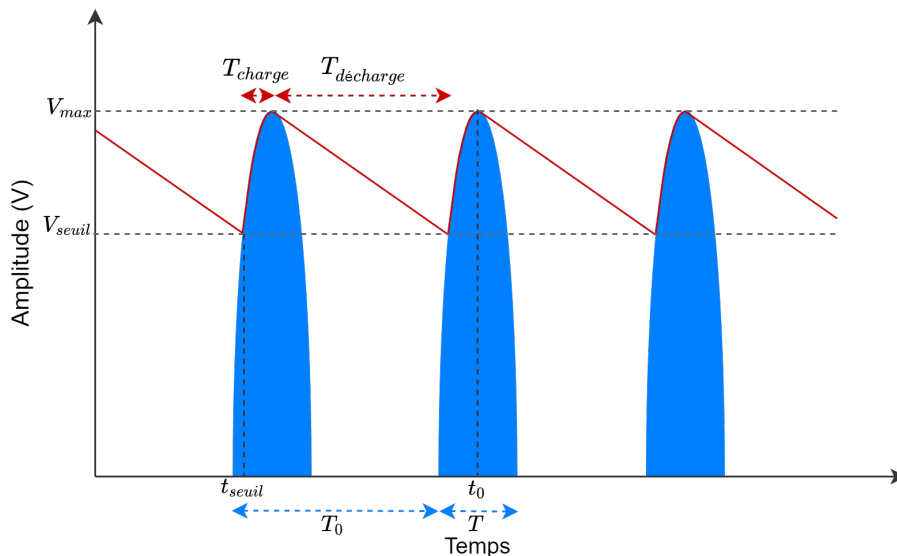


FIGURE III.8: Enveloppe ondulée (en rouge) récupérée en sortie du convertisseur RF-dc suivant les pics périodiques du signal impulsionnel (en bleu) reçu en entrée montrant les cycles de charge et de décharge du condensateur.

entre les porteuses et donc le nombre de porteuses et les fréquences porteuses du signal émis.

A partir des considérations précédentes, deux autres paramètres sont introduits dans l'évaluation du transfert d'énergie : le taux de focalisation énergétique EFR (EFR, "energy focusing rate" en anglais) et le PAPR. Le paramètre EFR est défini par l'énergie reçue dans l'intervalle T de la largeur d'impulsion émise divisée par l'énergie totale du signal émis :

$$\beta_{mode} = \frac{\int_{t_0-T/2}^{t_0+T/2} r(t)^2 dt}{\int_0^{T_a} s(t)^2 dt} \quad (\text{III.28})$$

où t_0 est l'instant auquel l'amplitude du signal est maximale (noté V_{max} à la figure III.8). Le gain de focalisation énergétique entre les deux modes impulsionnels est calculé par le rapport de l'EFR défini par :

$$G_T \frac{\beta_{RT}}{\beta_{PW}} = \frac{\beta_{RT}}{\beta_{PW}} \quad (\text{III.29})$$

avec β_{RT} , l'EFR du mode RT (l'étape de focalisation) et β_{PW} , l'EFR du mode PW (étape d'apprentissage).

En télécommunications, le signal est optimisé en émission pour réduire le PAPR de façon à s'adapter aux contraintes imposées par la plage de linéarité limitée de l'amplificateur de puissance. Dans ce contexte, le PAPR indique la dynamique du signal, c'est-à-dire, l'écart entre l'amplitude maximale et la puissance moyenne du signal. Dans l'optimisation des formes d'ondes en TES, le PAPR quantifie le caractère impulsionnel du signal reçu au niveau du tag. Le PAPR est calculé pour évaluer l'efficacité énergétique en termes

de pic de puissance fourni au tag (tension V_{max}). Le PAPR représente le rapport de la puissance maximale sur la puissance moyenne des signaux reçus $z(t)$ et $y(t)$ pour le mode RT (III.30) et le mode PW (III.31) respectivement. Les paramètres de performance sont illustrés par la figure III.9 qui montre les critères de performance de transfert énergétique et les critères de performance du lien radio RFID UHF passif.

$$PAPR_{RT} = \frac{\max(z^2(t))}{\frac{1}{T} \int_0^{T_a} z^2(t) dt} \quad (III.30)$$

$$PAPR_{PW} = \frac{\max(y^2(t))}{\frac{1}{T} \int_0^{T_a} y^2(t) dt} \quad (III.31)$$

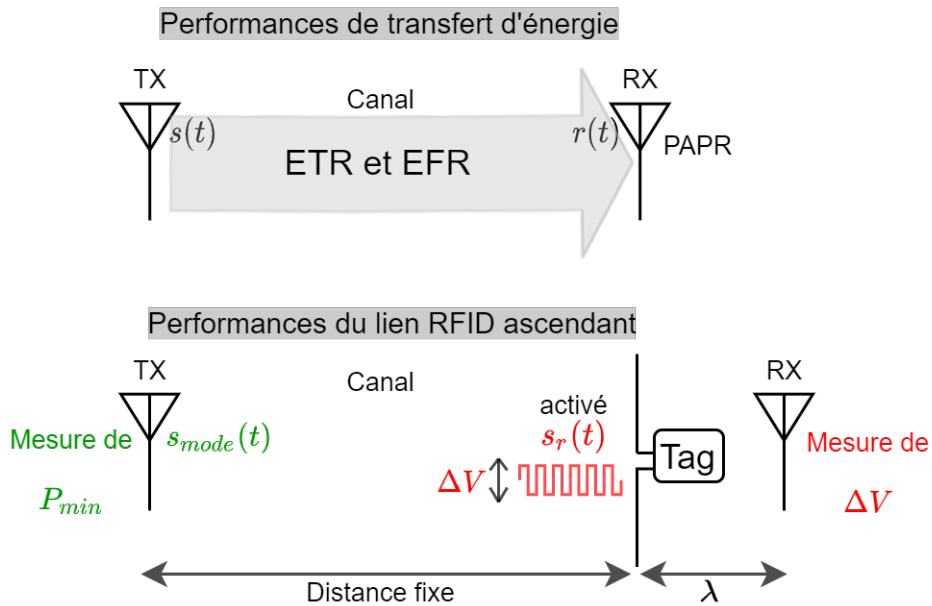


FIGURE III.9: Schéma illustrant les paramètres mesurés avec le RFID Waveform pour l'évaluation des performances énergétiques pour le transfert d'énergie à travers le canal et les liens ascendant et descendant en communication RFID UHF passive.

3.2 Puissance minimale d'activation du tag

Les performances énergétiques du lien ascendant lecteur-tag sont également évaluées en termes de puissance moyenne minimale d'activation du tag, notée P_{min} . Afin d'évaluer expérimentalement les performances du lien ascendant d'un tag commercial passif, deux méthodes peuvent être suivies : par variation de la distance ou de la puissance émise.

1) La mesure de la distance maximale de communication consiste à maintenir le signal émis par le lecteur au même niveau de puissance et à déplacer le tag de sa position initiale. Le tag est éloigné du lecteur linéairement par un incrément constant sur l'axe lecteur-tag jusqu'à ce que la réponse du tag ne soit plus détectée, la dernière distance à laquelle une

réponse rétrodiffusée est détectée est la distance de lecture maximale à laquelle le tag peut encore être activée.

2) La puissance P_{min} est mesurée en maintenant le tag à une position fixe et en augmentant la puissance émise avec un pas constant jusqu'à ce qu'une première réponse du tag soit observée, la puissance mesurée est la puissance émise minimale requise pour l'activation du tag (cf. figure III.9). Pour des raisons pratiques, cette seconde approche est plus simple car moins fastidieuse à réaliser et plus adaptée pour l'automatisation des mesures. C'est pour cette raison qu'elle est utilisée par exemple dans les bancs de test et de mesure Voyantic [101]. Les performances énergétiques du lien radio ascendant lecteur-tag sont évaluées en calculant la puissance P_{min} , soit :

$$P_{min} = \min \{P_{s_{mode}(t)}\} = \min \left\{ \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} s_{mode}^2(t) dt \right\} \quad (\text{III.32})$$

où $s_{mode}(t)$ est le signal émis et T_0 la période du train d'impulsions pour les modes RT et PW, et la période de la porteuse en mode CW. L'optimisation du lien ascendant vise à minimiser la puissance P_{min} requise pour l'activation du tag. Une diminution en termes de P_{min} se traduit par une augmentation de la distance de communication du lien ascendant. Dans le cas d'une propagation en espace libre, l'onde décroît en fonction de la distance sous l'effet des pertes de trajet. Le gain en distance de communication peut être déduit à partir de la mesure P_{min} par le bilan des puissances suivant la formule de Friis. Dans le cas d'une propagation multitrajets, en plus des pertes de trajet (I.3) le signal subit des distorsions de phase et d'amplitude qui varient en fonction de la fréquence. En conséquent, la formule de Friis n'est pas suffisante car l'effet du canal doit être pris en compte. Dans un contexte de canal de propagation complexe, le gain en distance de communication peut être mesuré avec la deuxième méthode expérimentale qui consiste à mesurer le seuil d'activation du tag par variation de la distance de communication du lien ascendant.

3.3 Amplitude du signal rétrodiffusé

L'optimisation d'une communication RFID UHF passive ne se limite pas uniquement à l'activation du tag mais implique également la réception de l'information rétrodiffusée au niveau du lecteur. Le lecteur doit être capable de récupérer correctement la trame rétrodiffusée par le tag contenant la séquence RN16 (ainsi que toutes les réponses du tag jusqu'à la récupération de l'IDentifiant UII) sur le lien descendant. Le niveau d'amplitude du signal détermine le rapport SNR dont dépendent les erreurs de détection au niveau du lecteur. Dans le but d'évaluer l'amplitude du signal rétrodiffusé par le tag, la tension crête-à-crête est calculée sur le module du signal rétrodiffusé en bande de base (après démodulation et filtrage) mesurée par l'antenne TX à une distance d'une longueur d'onde

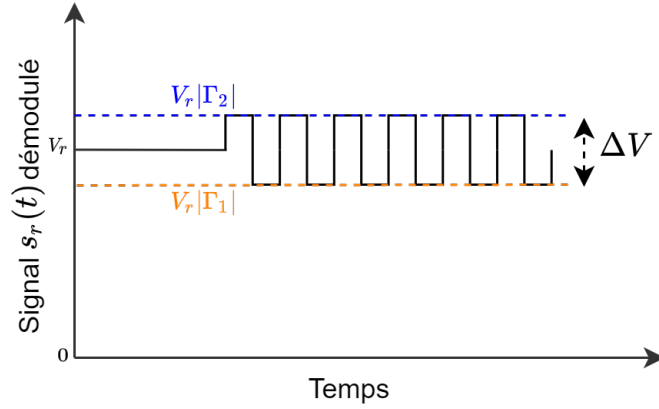


FIGURE III.10: Illustration de la réponse du tag $s_r(t)$ démodulée montrant les deux niveaux des états haut et bas de la trame rétrodiffusée qui correspondent aux deux états du coefficient de réflexion $V_r\Gamma_2$ et $V_r\Gamma_1$ respectivement, où V_r est la tension du signal reçu par le tag.

à l'arrière du tag (cf. figure III.9). Après démodulation et filtrage, le module du signal rétrodiffusé en bande de base est centré en amplitude par rapport à zéro de façon à obtenir une amplitude symétrique sur l'axe des abscisses. La tension crête à crête représente la différence de tension des états hauts et bas qui correspondent aux deux états du coefficient de réflexion Γ_2 et Γ_1 respectivement comme illustrée par la figure III.10. La tension crête à crête ΔV est donnée par :

$$\Delta V = V_r \cdot |\Gamma_{m(t)=1} - \Gamma_{m(t)=0}|(t) = V_r \cdot |\Gamma_2 - \Gamma_1| \quad (\text{III.33})$$

avec V_r l'amplitude maximale de la partie continue du signal incident $r_{mode}(t)$ au niveau du tag.

Dans le cas d'une forme d'onde impulsionnelle multiporteuses, le tag rétrodiffuse une réponse à différentes fréquences porteuses. Pour chaque fréquence porteuse comprise dans la bande B du signal reçu au niveau du tag, le tag rétromodule le signal reçu à une fréquence sous-porteuse. De ce fait, pour une évaluation du paramètre ΔV en mode impulsionnel, la diversité spectrale du signal doit être prise en compte en réception. L'amplitude totale du signal rétrodiffusé répartie sur les porteuses est reconstituée en calculant la somme des tensions ΔV_n démodulées sur toutes les fréquences porteuses comme suit :

$$\Delta V_{somme} = \sum_{n=\nu_{min}}^{\nu_{max}} \Delta V_n \quad (\text{III.34})$$

avec ν_{min} et ν_{max} les fréquences minimale et maximale de la bande à laquelle une réponse du tag est observée, et ΔV_n est la tension crête à crête correspondant à chaque fréquence

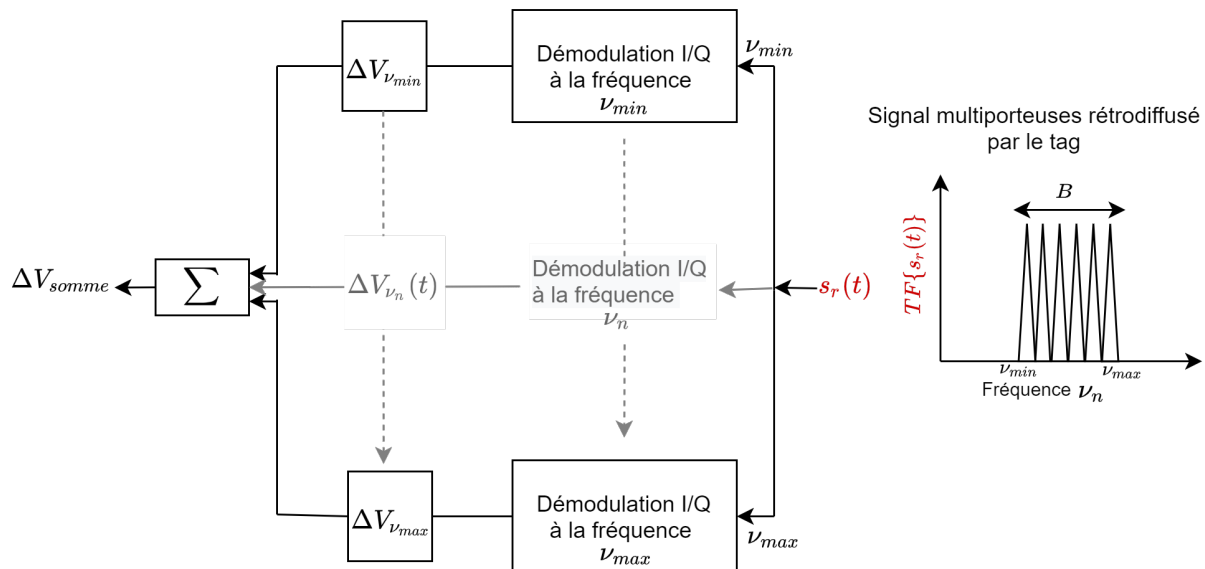


FIGURE III.11: Schéma bloc illustrant la méthode suivie pour le calcul de ΔV_{somme} pour le mode impulsionnel multiporteuses.

ν_n qui peut s'exprimer par :

$$\Delta V_{somme} = \sum_{n=\nu_{min}}^{\nu_{max}} V_{r(n)} \cdot |(\Gamma_{2(n)} - \Gamma_{1(n)})| \quad (\text{III.35})$$

Le schéma bloc de la figure III.11 résume les opérations effectuées pour le calcul de ΔV_{somme} . Il est à noter que, dans ce qui précède, la somme est calculée en post-traitement sur les tensions ΔV_n des modules des signaux (en bande de base) démodulés à chaque fréquence porteuse séparément dans le but de comparer les performances entre différents modes. Cependant, pour un récepteur tel un lecteur RFID, un algorithme adapté et plus élaboré devrait être conçu pour la sommation des trames des réponses démodulées aux différentes fréquences porteuses en tenant compte de la phase et du SNR de chaque signal pour une combinaison optimale des signaux.

4 Évaluation des performances en fonction de la fréquence

Dans cette étude expérimentale, les performances des trois modes sont étudiées avec trois différents tags UHF passifs à travers le canal 1 (décrit au chapitre II). Dans un premier temps, les performances de transfert énergétique des modes impulsionnels sont évaluées en fonction de la largeur de bande B . Dans un second temps, les paramètres de performances ΔV et P_{min} sont évalués en fonction des différentes porteuses comprises

dans la bande passante du signal dans une communication RFID UHF.

4.1 Performances de transfert énergétique

4.1.1 Méthode expérimentale

La focalisation de l'onde au niveau du tag en mode RT dépend de la largeur de bande B . Pour étudier les performances de transfert énergétique en fonction de B , des expériences de RT sont réalisées en variant B avec un pas de 25 MHz entre 25 MHz et 100 MHz, et un pas de 100 MHz entre 100 MHz et 600 MHz. Pour chaque valeur de B , les signaux $u(t)$, $y(t)$, $x(t)$ et $z(t)$ sont enregistrés. Les interfaces permettant l'acquisition et l'envoi des formes d'ondes sont présentées en Annexe A. Les gains $G_{\frac{RT}{PW}}$, $G_T \frac{RT}{PW}$ et le PAPR sont calculés et les résultats sont représentés en fonction de B par la figure III.12 et la figure III.13.

4.1.2 Évaluation des performances

Les gains $G_{\frac{RT}{PW}}$, $G_T \frac{RT}{PW}$ sont supérieurs à 1 pour toutes les valeurs de B sauf quand $B = 25$ MHz où $G_T \frac{RT}{PW} = 0,98$. Cela montre que le mode RT est toujours supérieur au mode PW en termes de transfert énergétique quelle que soit la largeur de B . Les courbes montrent une tendance croissante entre 25 et 200 MHz où le gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ varie entre 1,05 à 1,74, et le gain $G_T \frac{RT}{PW}$ varie de 0,98 à 1,78. Cette croissance montre que la focalisation du RT est meilleure lorsque B est large car le nombre de trajets contribuant à la focalisation de l'onde augmente. A partir de 500 MHz le gain $G_T \frac{RT}{PW}$ devient supérieur au gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ atteignant 2,1 montrant que l'énergie est de plus en plus concentrée dans la largeur de l'impulsion T pour des largeurs de bandes supérieures 500 MHz.

Pour les largeurs de bande inférieures à 200 MHz, les gains $G_{\frac{RT}{PW}}$, $G_T \frac{RT}{PW}$ et le PAPR diminuent fortement et les modes PW et RT présentent des performances proches lorsque $B = 25$ MHz. Le mode RT est similaire au mode PW dans les bandes étroites car le mode RT tend vers un signal impulsionnel classique où il n'y a pas de focalisation temporelle. L'apprentissage du canal n'est pas réalisable en bande étroite car la largeur de l'impulsion est supérieure à la durée de la RI du canal réduisant le nombre de trajets. A l'inverse, la figure III.13 montre que le PAPR des deux modes RT et PW est croissant en fonction de B car la largeur de l'impulsion diminue et l'énergie du signal est concentrée essentiellement sur le pic de l'impulsion lorsque B est plus grand. Néanmoins, jusqu'à $B = 600$ MHz, les modes PW et RT sont similaires en termes de PAPR car même si le pic du mode RT est plus élevé, le signal $z(t)$ comporte des lobes secondaires et une énergie en dehors de la largeur d'impulsion qui est due aux imperfections expérimentales de non-linéarité. Cette énergie en dehors de la largeur de l'impulsion augmente l'énergie totale du signal par

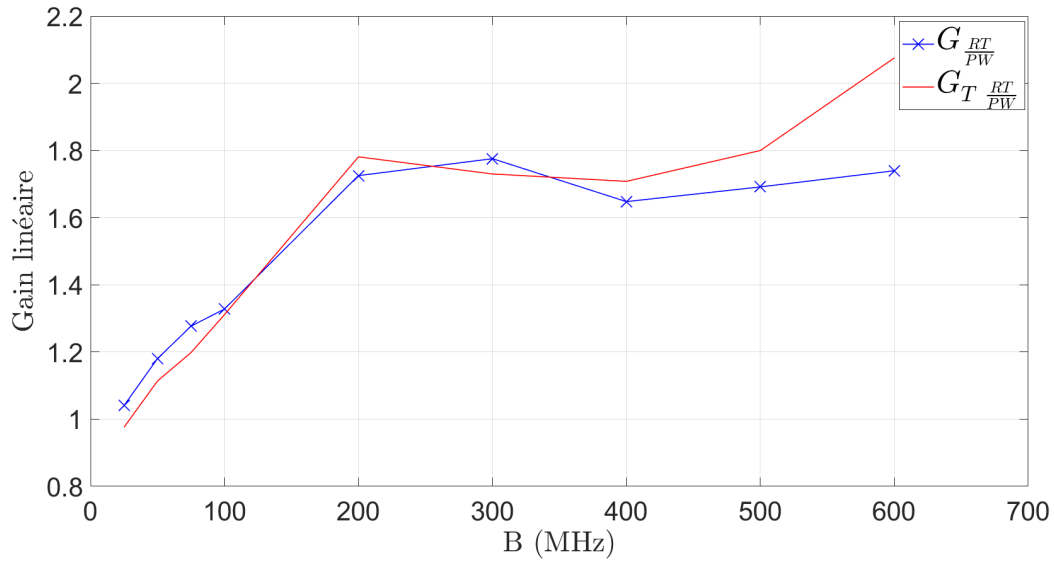


FIGURE III.12: Gains $G_{RT/PW}$ et $G_{T/PW}$ en fonction de B .

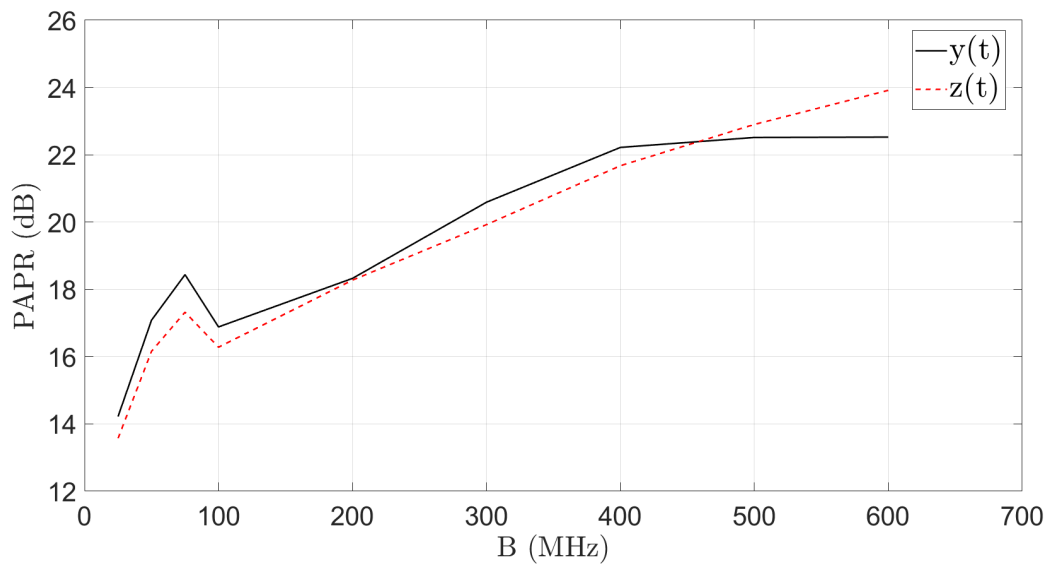


FIGURE III.13: $PAPR_{PW}$ et $PAPR_{RT}$ en fonction de B .

rapport au pic, ainsi diminuant le $PAPR_{RT}$.

4.1.3 Discussion

Le mode RT n'est intéressant en termes de transfert d'énergie qu'à partir d'une certaine largeur de bande. Par exemple, ici à partir de 200 MHz, le RT est environ deux fois supérieur au mode PW en termes de $G_{RT/PW}$ et $G_{T/PW}$. Dans le contexte de la RFID UHF, la largeur de bande B est limitée par la réglementation et en conséquence par la bande passante des lecteurs et des tags. La largeur de bande doit être suffisamment grande

pour une focalisation performante de l'onde, et elle doit être limitée pour le respect de la réglementation et de la bande passante du système RFID. Le choix de B est un compromis entre largeur de bande et performances énergétiques. Dans les expériences en mode impulsionnel suivantes, trois cas de largeur de bande seront considérés pour étudier l'effet de la variation de B sur les performances du lien RFID UHF. Le choix de B est fait à la fois pour ne pas trop s'éloigner des normes RFID UHF, et pour avoir une largeur de bande suffisante pour permettre la réalisation de la focalisation en mode RT performante.

4.2 Caractérisation des tags en mode CW

Avant l'étude en mode impulsionnel, les trois tags passifs commerciaux SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 sont caractérisés en mode CW en fonction de la fréquence. Une première caractérisation des tags est effectuée dans l'espace libre en LOS pour avoir des mesures de référence des performances des tags indépendamment du canal de propagation. Ensuite, une caractérisation est effectuée en milieu complexe NLOS pour étudier le comportement des trois tags à travers le scénario de propagation du canal 1.

4.2.1 Caractérisation en espace libre

La première caractérisation en espace libre est effectuée avec le banc de test Tagformance de Voyantic. Le banc de test se base sur les pertes de trajet (suivant la formule de Friis) pour le calcul des performances. Le tag placé à 30 cm de l'antenne émettrice est adressé par des commandes à différentes fréquences porteuses variant de 800 à 1000 MHz avec un pas de 200 kHz et un balayage en puissance croissant commençant à -20 dBm. Le seuil de puissance P_{min} est calculé pour chaque fréquence et le paramètre ΔRCS (differential radar cross section ou surface équivalente radar différentielle en français) correspondant à chaque niveau de puissance P_{min} est calculé suivant (III.36) où P_r est la puissance du signal rétrodiffusé reçue au niveau du lecteur.

$$\Delta RCS = \frac{2P_r}{P_{min}} \frac{(4\pi)^3 d^4}{\lambda^2} \quad (\text{III.36})$$

Un ΔRCS élevé traduit une différence d'amplitude élevée entre les deux états de modulation du signal rétrodiffusé. Les mesures sont répétées pour les trois tags et les résultats obtenus permettent de tracer les courbes de la figure III.14 et la figure III.15.

i) Paramètre P_{min} :

Le tag SML GB4U8 montre une meilleure sensibilité nécessitant moins de puissance P_{min} (puissance émise côté lecteur pour son activation) comparé aux tags AD Smartrac Accessory et AD-222. A la fréquence de 910 MHz, les tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 ont une puissance P_{min} de -18, -12.5 et -10 dBm respectivement. A

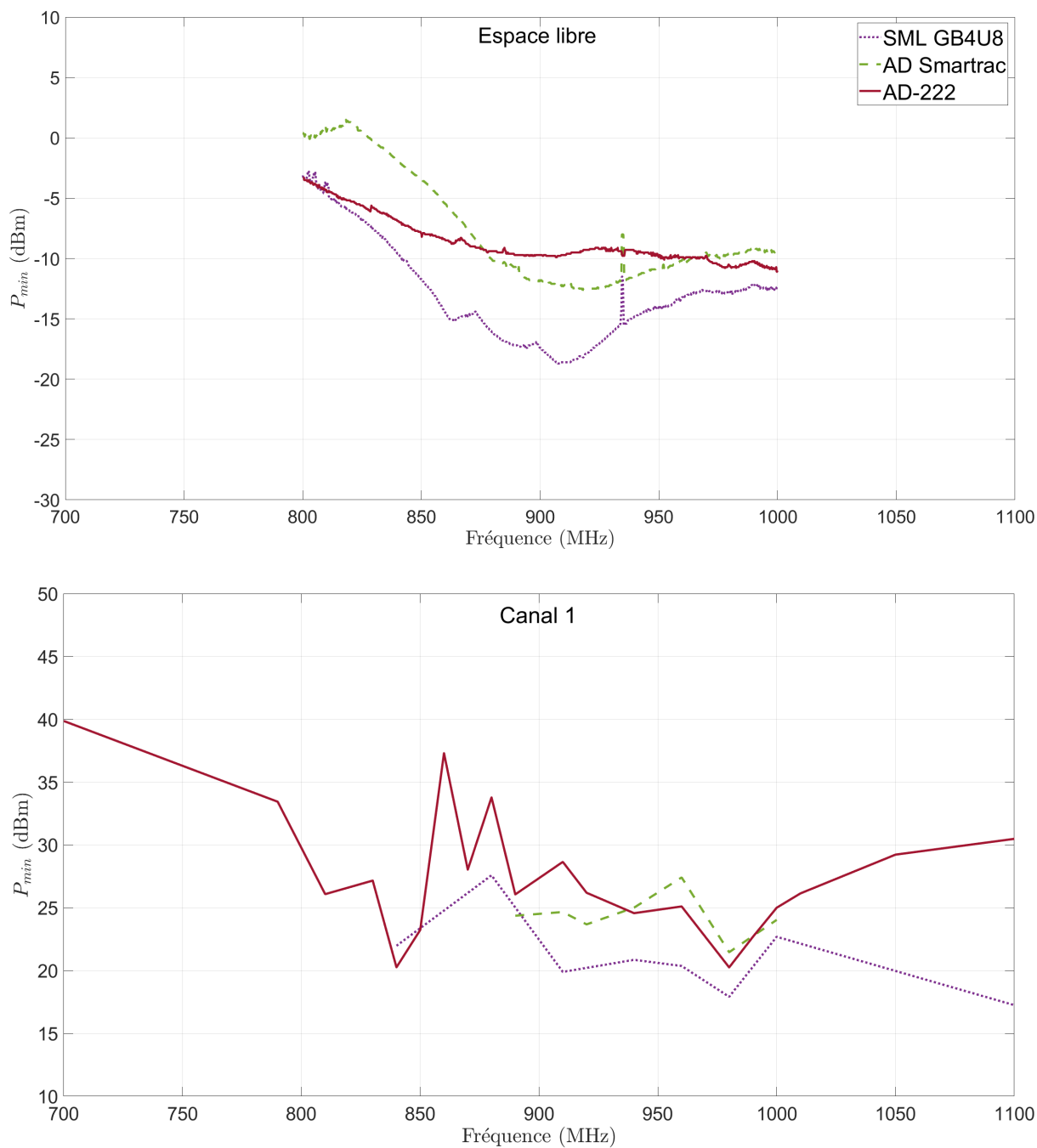


FIGURE III.14: Caractérisation des tags en CW en fonction de la fréquence : Puissance moyenne minimale d'activation P_{min} dans le cas espace libre et le canal 1.

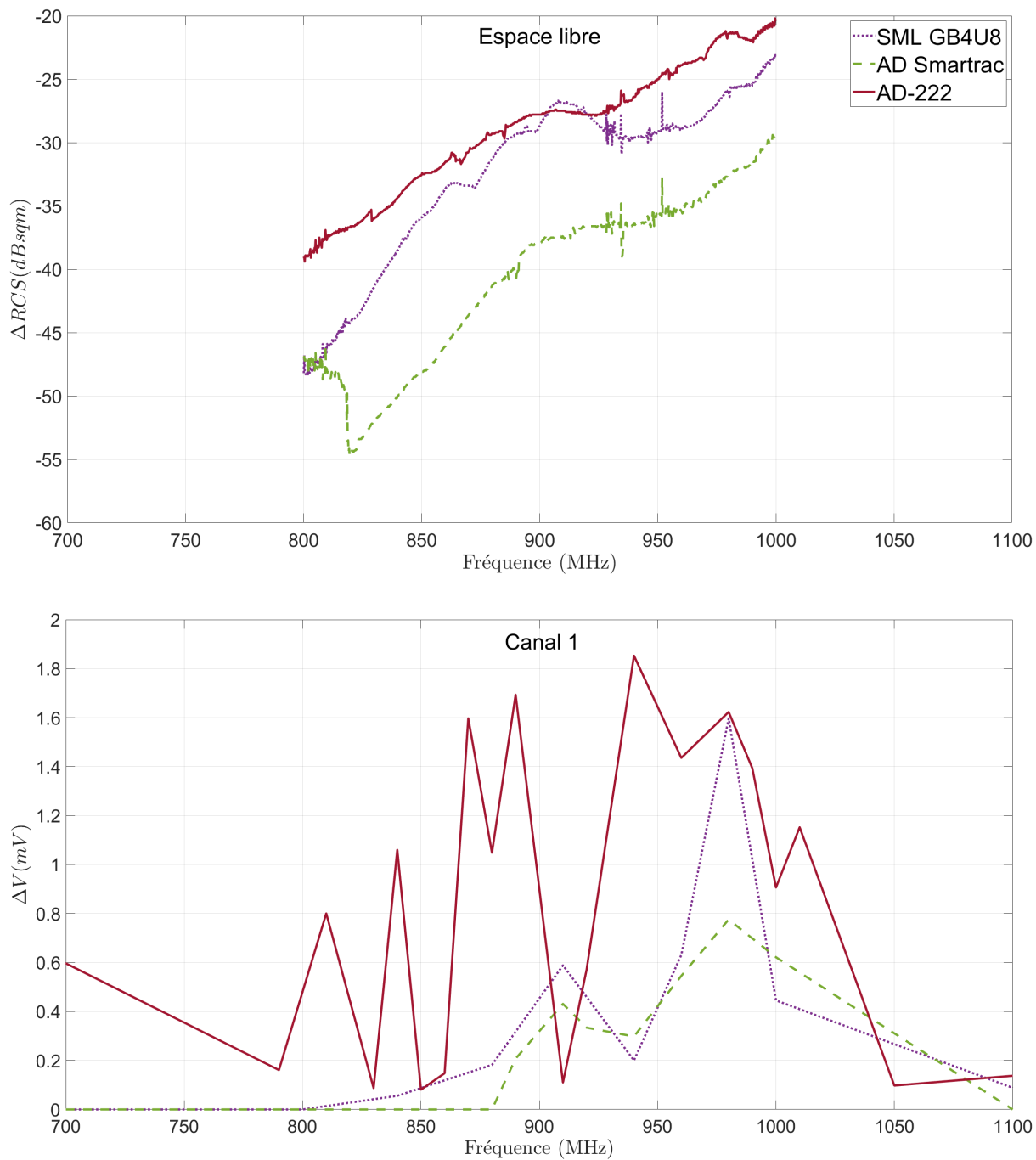


FIGURE III.15: Caractérisation des tags en mode CW en fonction de la fréquence : ΔRCS et ΔV calculés dans le cas espace libre et le canal 1 respectivement pour les trois tags en fonction de la fréquence.

860 MHz, les tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 ont une puissance P_{min} de -14.5, -5.5 et -8 dBm respectivement. Les courbes des puissances P_{min} montrent un comportement résonant dans la bande FCC pour les tags AD Smartrac Accessory et SML GB4U8. Le tag AD-222 présente un comportement large bande avec une puissance P_{min} plus ou moins constante à -10 dBm.

ii) Paramètre ΔRCS :

Le paramètre ΔRCS tracé par la figure III.15 est croissant en fonction de la fréquence pour les trois tags. Le tag AD-222 présente globalement un ΔRCS supérieur comparé aux tags SML GB4U8 et AD Accessory avec une différence qui peut aller jusqu'à 10 dBsqm¹ et 15 dBsqm respectivement. Dans la bande 900-920 MHz, les tags AD-222 et SML GB4U8 ont un ΔRCS similaire.

4.2.2 Caractérisation en milieu complexe

Une deuxième caractérisation en milieu complexe est effectuée en mode CW. Les figures III.14 et III.15 en bas présentent P_{min} et ΔV , respectivement, calculées sur la bande 700-1100 MHz pour les trois tags considérés.

i) Paramètre P_{min} :

Une réponse rétrodiffusée est observée sur la largeur de bande considérée pour le tag AD-222 tandis que les tags SML GB4U8 et AD Smartrac ne répondent pas en dehors des bandes 840-1100 MHz et 890-1000 MHz respectivement. Les trois tags montrent une puissance P_{min} optimale à 980 MHz. Dans la bande FCC, les performances des trois tags sont cohérentes avec les résultats obtenus en espace libre avec une puissance P_{min} de 20, 25 et 28 dBm pour les tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222. Dans la bande ETSI et à des fréquences inférieures à 880 MHz, la non activation du tag AD Smartrac Accessory peut s'expliquer par le fait que le canal présente une forte atténuation d'environ -37 dB et la caractérisation du tag dans l'espace libre montre que le tag AD Smartrac Accessory est moins performant dans la bande ETSI comparé à la bande FCC avec une différence de 7 dBm. Le tag AD Smartrac Accessory nécessite une puissance dépassant largement les limites réglementaires et la capacité du RFID Waveformer aux fréquences inférieures à 880 MHz dans le scénario de propagation du canal 1.

ii) Paramètre ΔV :

La figure III.15 montre l'amplitude crête-à-crête ΔV calculée pour les différentes fréquences porteuses. Le tag AD-222 atteint des amplitudes plus larges que les tags SML GB4U8 et AD Smartrac (allant jusqu'à 1.85 mv), ce qui est en accord avec les mesures

1. Decibel square meter (Decibel mètre carré en français) est une unité en échelle logarithmique normalisée à 1 m^2 . Cette unité est utilisée pour le paramètre RCS exprimé comme suit : $dBsqm = 10 \times \log_{10}(\frac{RCS}{1m^2})$ où RCS est en m^2 .

en espace libre qui montrent un ΔRCS optimal pour le tag AD-222. Une tension ΔV optimale de 1,6 et 0,77 mv est enregistrée pour les tags SML GB4U8 et AD Smartrac respectivement à la fréquence 980 MHz.

4.2.3 Discussion

La caractérisation en fonction de la fréquence montre que les variations dues au canal sont plus importantes que les variations de la réponse fréquentielle des tags. Comparées au cas espace libre, les performances des tags en milieu complexe présentent des variations brusques à cause de la sélectivité fréquentielle du canal de propagation multitrajets. Les performances élevées à la fréquence 980 MHz pour les trois tags sont en accord avec la fonction de transfert du canal 1 (cf. figure III.16) où l'atténuation prend la valeur la plus faible dans la bande 700-1000 MHz. Tandis que les performances en espace libre présentent des variations plus faibles en fonction de la fréquence, variations dues aux comportements intrinsèques des tags en fonction de la fréquence.

4.3 Performances du lien RFID en mode impulsionnel

Après la caractérisation en CW, les performances énergétiques du lien ascendant sont évaluées en mode impulsionnel. Les performances en termes de P_{min} et de ΔV sont évaluées en fonction de la fréquence porteuse et de la largeur de bande B , en comparaison pour les trois modes avec les trois tags commerciaux passifs.

4.3.1 Méthode expérimentale

Des communications en mode RT et PW sont réalisées en fixant le signal émis à une fréquence porteuse centrale de 910 MHz et une période de train d'impulsions de $T_0 = 100$ ns. La largeur de bande B du signal émis est variée sur trois cas : 100 MHz, 200 MHz et 300 MHz. Dans ces trois cas, les signaux impulsionnels ont une largeur de bande sur un intervalle de 860-960 MHz, 810-1010 MHz et 710-1110 MHz respectivement. Le nombre de porteuses N du signal émis est de 10, 20 et 30 avec un espacement de $\frac{1}{T_0} = 10$ MHz pour les trois cas respectivement.

Pour le calcul du seuil de puissance P_{min} , la puissance du signal émis est augmentée graduellement jusqu'à l'observation de la trame rétrofusée par le tag. La forme du signal rétrodiffusé change en fonction de la puissance fournie au tag et en fonction de la fréquence. Pour choisir une réponse valide, c'est-à-dire, une réponse où les symboles binaires peuvent être distingués tout en ayant les mêmes critères de décisions pour toutes les mesures pour les différents modes, certaines conditions empiriques sont définies comme référence pour toutes les mesures. Les conditions empiriques qui doivent être observées sont : une réponse

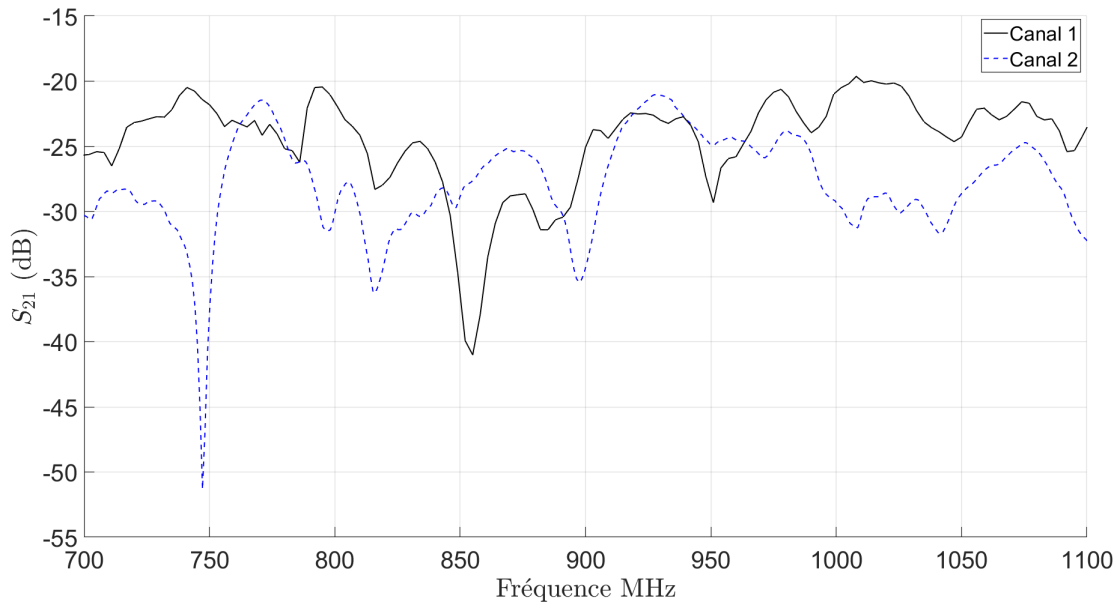


FIGURE III.16: Fonctions de transfert du canal 1 et du canal 2 mesuré avec le VNA et incluant les antennes.

complète du tag comprenant le préambule constant (12 symboles de zéros) et la séquence aléatoire variable RN16 (suivant la trame standard ISO 18000 EPC GEN 2) ; et enfin une réponse stable qui ne s'annule pas. Si ces observations ne sont pas satisfaites, la puissance est augmentée jusqu'à ce qu'une réponse valide, par exemple, comme sur la figure III.17, soit observée. Le cas échéant, le tag est considéré comme non activé. Dès la détection de la première réponse du tag, la démodulation du signal impulsionnel est effectuée en balayant l'ensemble des porteuses du signal reçu. Les signaux $s_{mode}(t)$ et $s_{ret(mode)}(t)$ sont acquis pour le calcul de P_{min} et ΔV (comme illustré par la figure III.9) pour chaque fréquence porteuse.

4.3.2 Évaluation du paramètre P_{min}

La puissance P_{min} d'activation du tag SML GB4U8 est présentée par la figure III.18 en haut en considérant les trois modes. La courbe en bleu correspond au mode CW, la

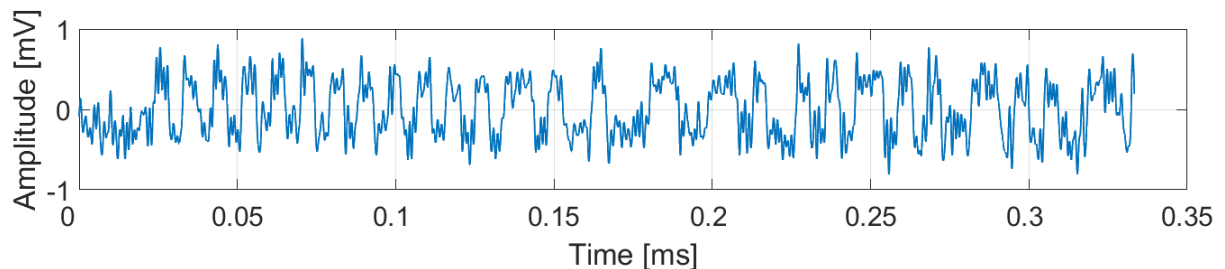


FIGURE III.17: Réponse valide du tag reçue à la période $T_0 = 50$ ns pour le cas du mode RT montrant une amplitude crête à crête de rétro-modulée $\Delta V = 0.611$ mV.

courbe en noir correspond au mode PW et la courbe en rouge discontinue correspond au mode RT. Les figures III.18 au milieu et en bas, pour les tags AD Accessory et AD-222 respectivement, sont construites de façon analogue à la figure du haut. Le tableau III.1 présente les gains optimaux obtenus en termes de puissance P_{min} en mode RT comparé au mode PW et CW. La fréquence porteuse du mode CW à laquelle le gain est comparé est indiqué entre parenthèse pour chaque gain. La puissance P_{min} est constante en fonction des fréquences multiporteuses en mode impulsionnel car le tag est activé au même seuil de puissance réparti sur toutes les fréquences porteuses. Pour une forme d'onde impulsionnelle multiporteuses, la puissance de seuil P_{min} du signal émis est répartie sur les différentes fréquences porteuses. De ce fait, le tag est activé et rétrodiffuse une réponse sur plusieurs porteuses à une même puissance de seuil P_{min} distribuée de manière différente selon le mode impulsionnel. La réponse du tag en mode impulsionnel est rétromodulée sur les différentes fréquences porteuses contrairement au mode CW mono-porteuse où l'information est rétromodulée sur une seule fréquence.

Les figures III.18 montrent que le mode RT est plus performant que le mode PW en termes de puissance P_{min} quelle que soit la largeur de bande B à l'exception du cas 300 MHz pour le tag AD-222. Le gain en puissance P_{min} en fonction de B augmente entre $B = 100 \text{ MHz}$ et $B = 200 \text{ MHz}$, et diminue entre $B = 200 \text{ MHz}$ et $B = 300 \text{ MHz}$. Le gain du mode RT par rapport au mode CW dépend de la fréquence puisque la puissance P_{min} du mode CW varie en fonction de la fréquence contrairement aux performances constantes des modes PW et RT. Un gain P_{min} par rapport au mode CW atteignant 4.35 dB et 12.22 dB est obtenu dans les fréquences inférieures à 900 MHz où le canal présente de fortes atténuations pour les tags SML GB4U8 à $B = 100 \text{ MHz}$ et AD-222 à $B = 200 \text{ MHz}$ respectivement. Dans le cas du tag AD Accessory, un gain de 1.52 dB est obtenu à la fréquence 960 MHz pour $B = 200 \text{ MHz}$. En dehors de la fréquence 960 MHz, le mode RT ne présente pas de gain comparé au mode CW pour le tag AD Accessory. En dehors des fréquences où les modes RT et PW présentent des gains en puissance P_{min} comparés au mode CW, le mode CW est plus performant car l'atténuation du canal est

TABLE III.1: Gains en puissance P_{min} du mode RT par rapport aux modes PW et CW.

Tag	Gain $P_{min} (RT-PW)$ (dBm)			Gain $P_{min} (RT-CW)$ (dBm)		
	100 MHz	200 MHz	300 MHz	100 MHz	200 MHz	300 MHz
SML GB4U8	1.84	3.27	0.61	4.35 (880 MHz)	1.01 (1000 MHz)	2.62 (880 MHz)
AD Smartrac Accessory	1.23	3.47	1.54	-	1.52 (960 MHz)	-
AD-222	0.81	1.36	-0.65	10.74 (860 MHz)	12.22 (860 MHz)	8.88 (860 MHz)

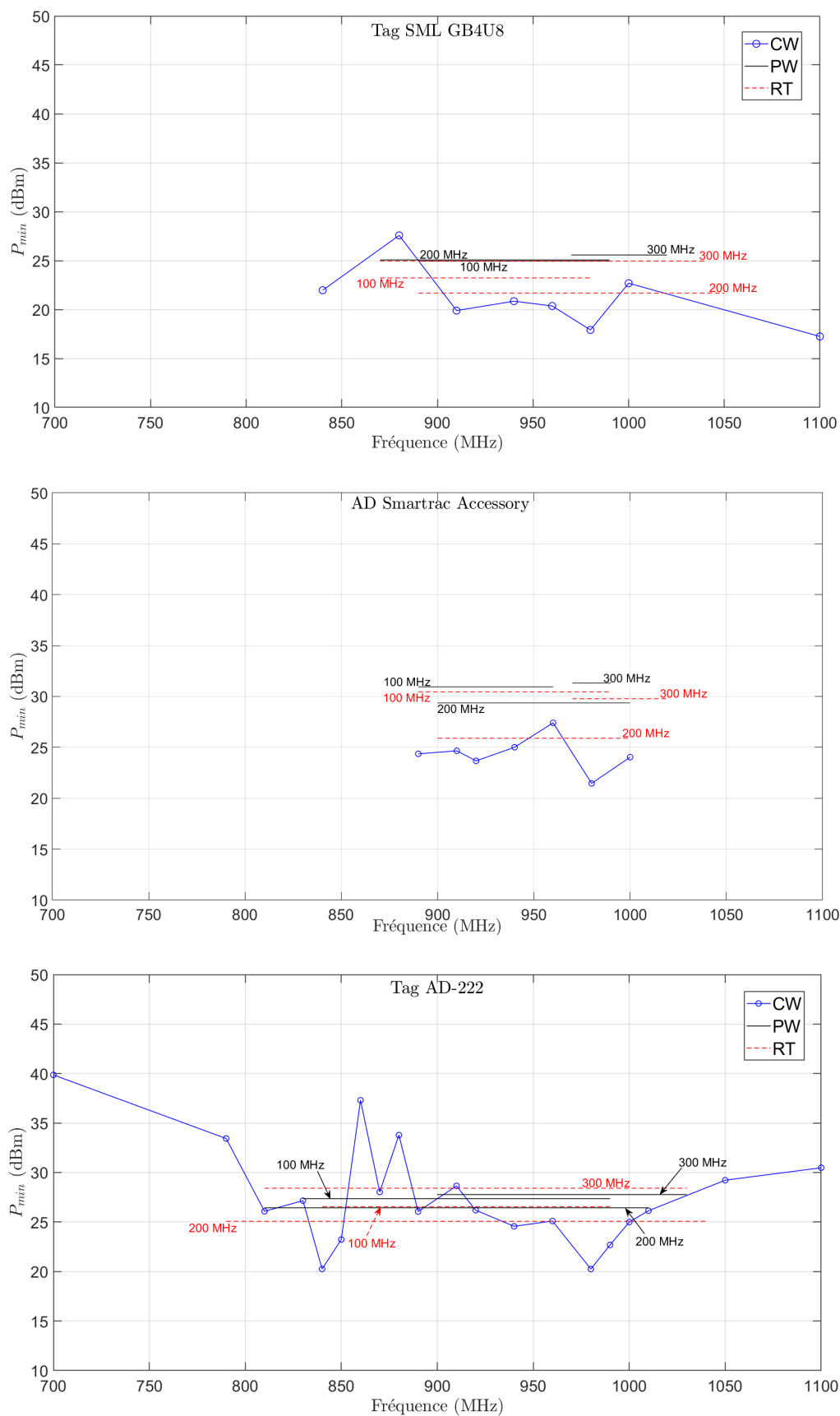


FIGURE III.18: Puissance P_{min} calculée pour les trois tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 pour les trois modes CW, PW et RT dans le scénario du canal 1.

faible à ces fréquences.

4.3.3 Évaluation du paramètre ΔV

La figure III.19 présente la tension ΔV calculée sur le signal rétrodiffusé correspondant à chaque puissance P_{min} . La tension ΔV est tracée en fonction de la fréquence pour les trois tags et pour les trois cas de largeur de bande (de la même manière que les figures III.18). La tension ΔV du mode CW est généralement supérieure à la tension des modes impulsionnels. En mode impulsionnel, le paramètre ΔV atteint des tensions inférieures dans le cas $B = 100 MHz$ en comparaison aux cas $B = 200 MHz$ et $B = 300 MHz$. Cette différence peut être expliquée par le fait que le signal impulsionnel à $B = 100 MHz$ de largeur de bande 860-960 MHz centré à 910 MHz n'inclue pas les fréquences favorables (notamment la fréquence 980 MHz) où le canal présente le minimum d'atténuation.

La figure III.20 représente les tensions ΔV_{somme} des modes impulsionnels comparées aux tensions maximales et minimales du mode CW. Dans le cas du tag SML GB4U8, la tension maximale du mode CW est supérieure à la tension ΔV_{somme} des modes impulsionnels. Dans le cas des tags AD-222 et AD Smartrac la tension ΔV_{somme} est optimale pour $B = 200 MHz$ dépassant la tension maximale du mode CW. La somme ΔV_{somme} en mode impulsionnel est plus élevée lorsque le tag répond sur une large bande de fréquences car plus de fréquences (notamment les fréquences favorables, ici, 970 et 980 MHz) contribuent à la somme totale. L'augmentation de la tension ΔV_{somme} des modes impulsionnels entre $B = 100 MHz$ et $B = 200 MHz$ peut avoir différentes raisons. Cette augmentation peut s'expliquer par une puissance incidente plus élevée au niveau du tag montré précédemment par les gains $G_{\frac{TR}{PW}}$ et $G_T \frac{TR}{PW}$ qui sont supérieurs pour $B = 200 MHz$ comparé au cas $B = 100 MHz$. De plus, un nombre plus élevé de fréquences porteuses est sommé à $B = 100 MHz$ comparé à $B = 200 MHz$. La diminution de la tension ΔV_{somme} des modes PW et RT entre $B = 200 MHz$ et $B = 300 MHz$ peut s'expliquer par les pertes dues aux limites des tags en bande passante ainsi qu'aux performances de transfert énergétique constante (Gains $G_{\frac{TR}{PW}}$ et $G_T \frac{TR}{PW}$ constants entre 200 MHz et 300 MHz de largeur de bande).

4.3.4 Discussion

De meilleures performances P_{min} et ΔV sont observées aux fréquences élevées supérieures à 900 MHz dans la bande 700-1100 MHz étudiée pour les trois tags. Les tags ne répondent pas sur toute la largeur de bande B du signal émis en mode impulsionnel. Ces résultats peuvent être expliqués par deux facteurs que sont la sélectivité fréquentielle propre au scénario de propagation du canal 1 et les performances intrinsèques des tags. Le canal atténue moins aux fréquences supérieures à 900 MHz atteignant -20.1 dB (à la

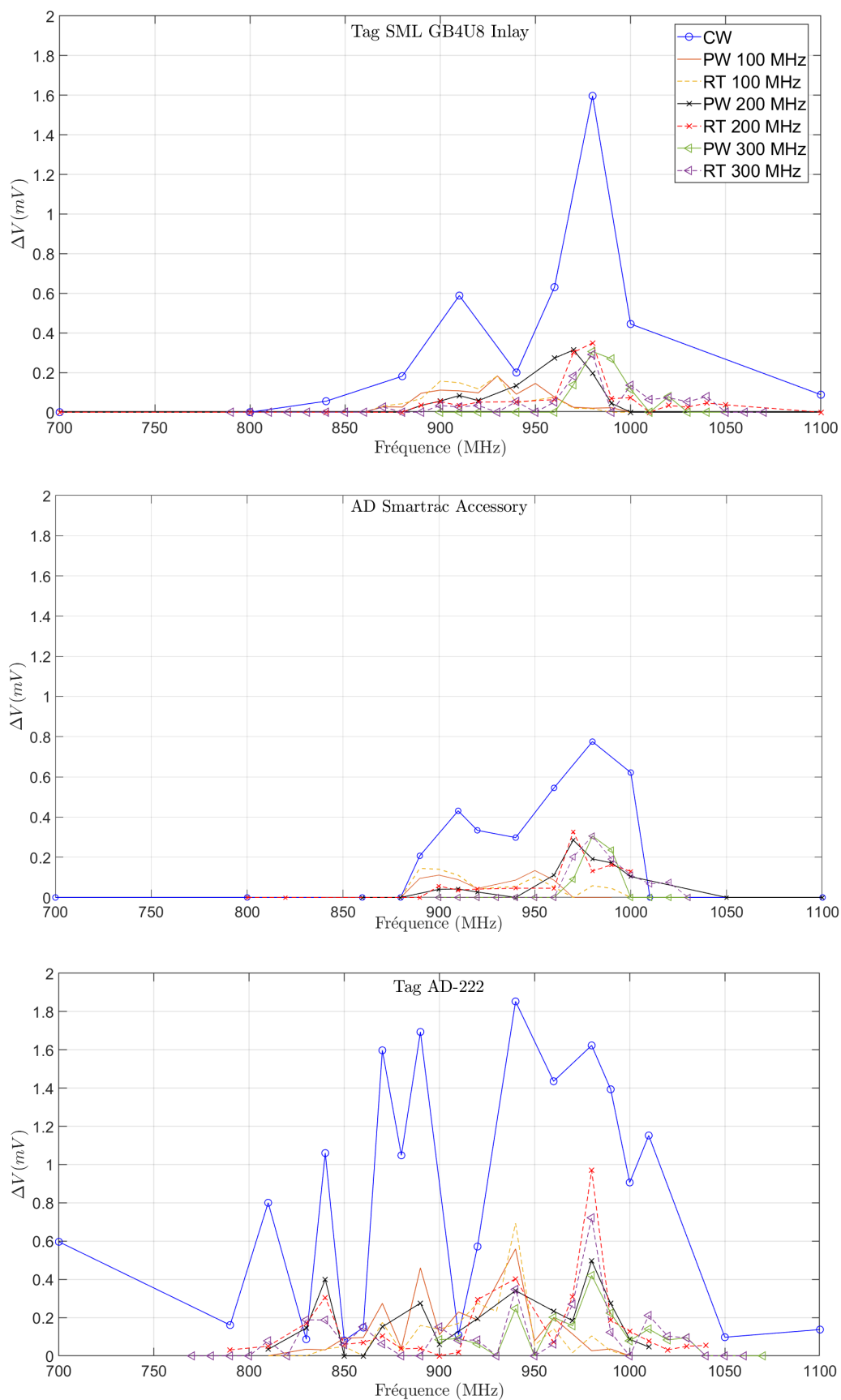


FIGURE III.19: Tension ΔV calculée pour les trois tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 pour les modes PW, RT et CW.

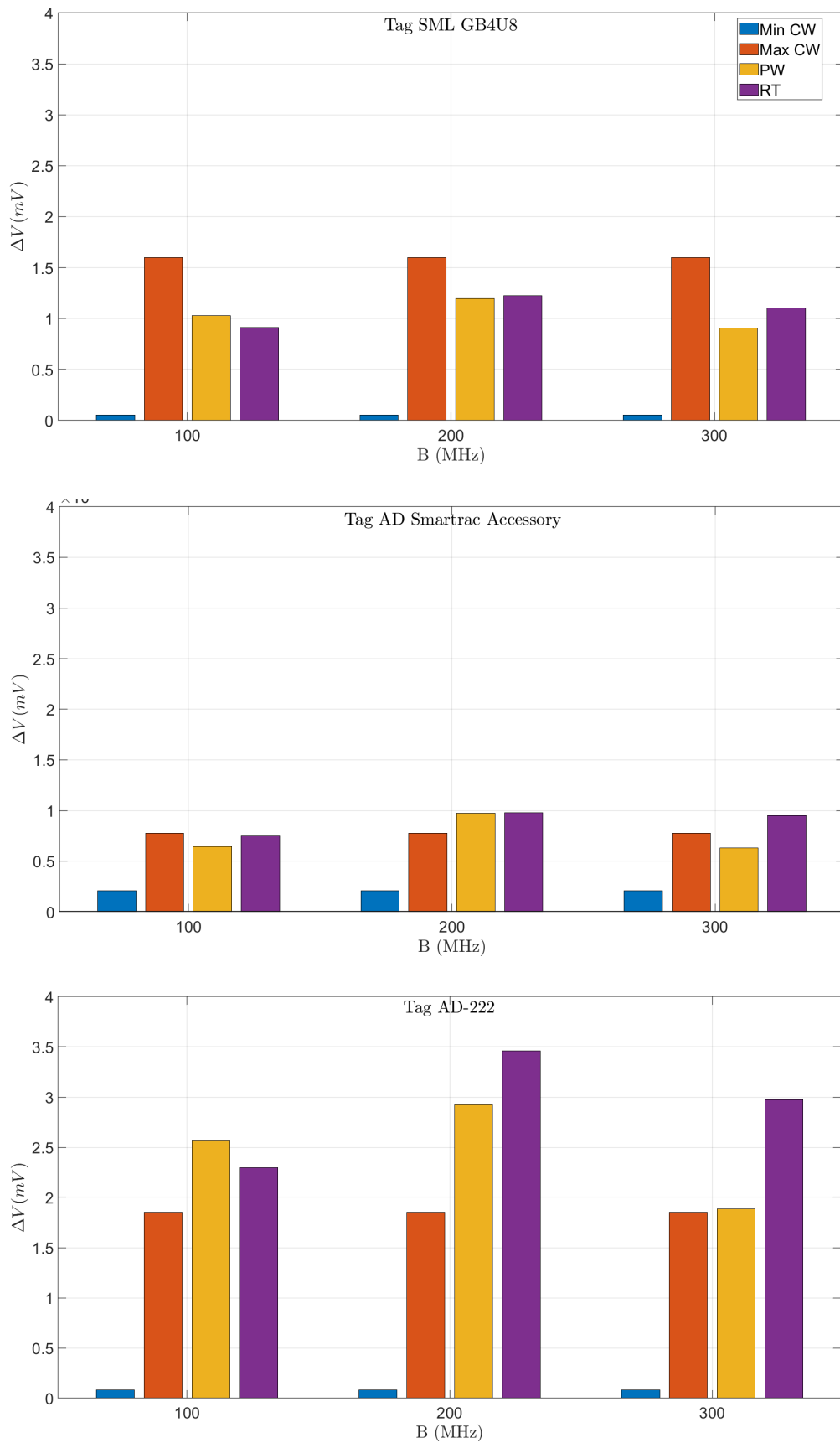


FIGURE III.20: Tension ΔV_{somme} calculée pour les trois tags SML GB4U8, AD Smartrac Accessory et AD-222 pour les modes PW et RT comparés aux valeurs minimales et maximales de la tension ΔV du mode CW.

fréquence optimale 980 MHz dans la bande 700-1100 MHz) comparées aux fortes atténuations aux fréquences inférieures par exemple de -36.8 dB à 865 MHz (cf. figure III.16). En plus du scénario du canal de propagation, les performances intrinsèques des tags en termes de sensibilité et de capacité de rétrodiffusion sont plus élevées aux fréquences supérieures dans la bande 800-1000 MHz comme le montre la caractérisation en espace libre (figure III.14 et figure III.15).

Le mode RT est plus performant que le mode PW en termes de P_{min} et les performances des deux modes impulsionnels augmentent entre $B = 100 \text{ MHz}$ et $B = 200 \text{ MHz}$ et diminuent de $B = 200 \text{ MHz}$ à $B = 300 \text{ MHz}$. Ces résultats sont en accord avec la variation des performances de transfert énergétique en fonction de la largeur de bande. Les gains $G_{\frac{RT}{PW}}$ et $G_T \frac{RT}{PW}$ sont supérieurs à 1, ce qui montre que le mode RT transfère plus d'énergie au tag à travers le canal 1 comparé au mode PW quelque soit B . Les gains $G_{\frac{RT}{PW}}$ et $G_T \frac{RT}{PW}$ augmentent de 1.35 à 1.75 entre $B = 100 \text{ MHz}$ et $B = 200 \text{ MHz}$. Cette augmentation du gain se traduit par une plus grande énergie fournie en réception au niveau du tag, et donc un gain en termes de P_{min} en mode RT comparé au mode PW. La puissance P_{min} requise dans le cas $B = 300 \text{ MHz}$ est supérieure au cas $B = 200 \text{ MHz}$ car les gains $G_{\frac{RT}{PW}}$ et $G_T \frac{RT}{PW}$ ne présentent pas d'amélioration entre $B = 200 \text{ MHz}$ et $B = 300 \text{ MHz}$. Les modes impulsionnels transfèrent la même quantité d'énergie dans les deux cas $B = 200 \text{ MHz}$ et $B = 300 \text{ MHz}$. Cependant, l'énergie de l'impulsion dans le cas $B = 300 \text{ MHz}$ est répartie sur une plus grande largeur de bande. De ce fait, une partie de l'énergie ne sera pas absorbée par un tag commercial limité en bande passante comparé au cas $B = 200 \text{ MHz}$. Donc la diminution des performances à $B = 300 \text{ MHz}$ peut s'expliquer par la bande passante limitée du tag.

La tension ΔV est optimale pour les trois modes autour de la fréquence 980 MHz où le S21 présente la valeur la plus élevée. La tension ΔV des modes PW et RT est généralement inférieure au mode CW car dans le cas impulsionnel la puissance du signal rétrodiffusé est répartie sur plusieurs fréquences tandis que dans le cas du mode CW la puissance du signal rétrodiffusé est concentrée sur une seule fréquence. Les tensions ΔV_{somme} calculées montrent qu'en combinant les ΔV_n des porteuses, une tension supérieure au ΔV minimale du mode CW est obtenue. Selon le tag, la largeur de bande ou le mode, la tension ΔV_{somme} des modes impulsionnels est proche ou supérieure comparée à la tension ΔV maximale du mode CW.

5 Évaluation des performances en fonction de la période du train d'impulsions

Dans cette étude, la puissance P_{min} et la tension ΔV sont évaluées en variant la période T_0 du train d'impulsions des signaux émis $s_{RT}(t)$ et $s_{PW}(t)$. L'impact de la période T_0 sur les performances est étudié dans le scénario de propagation du canal 2.

5.1 Méthode expérimentale

Dans cette étude, la largeur de bande B est fixé à 200 MHz (correspondant à une largeur d'impulsion de $T = 10$ ns) et la fréquence porteuse centrale à 910 MHz. Avant l'évaluation des performances de la liaison RFID UHF, les performances de transfert énergétique dans le cas du scénario de propagation du canal 2 sont évaluées en calculant le gain $G_{\frac{TR}{PW}}$. Afin de comparer les performances énergétiques des trois modes en fonction de T_0 dans une liaison RFID UHF passive, des expériences ont été réalisées avec le tag commercial passif AD-222 dans le scénario de propagation du canal 2. La période T_0 est augmentée avec un pas de 10 ns. Tout en maintenant le tag à une distance fixe, des commandes *Query* sont transmises à une puissance qui est augmentée avec un pas constant jusqu'à ce qu'une réponse rétrodiffusée complète soit observée au niveau de l'interface de détection en temps réel présentée par la figure III.21. Cette opération est répétée pour chaque valeur de T_0 et le signal émis et le signal rétrodiffusé sont enregistrés pour la mesure de P_{min} et ΔV . La fréquence de démodulation de la réponse du tag dépend de T_0 . Les fréquences porteuses des modes impulsionnels changent en fonction de T_0 . De ce fait, selon la valeur de T_0 , la fréquence de démodulation du signal rétrodiffusé est choisie à la valeur la plus proche de la fréquence porteuse centrale (910 MHz) au multiple de $\frac{1}{T_0}$. Dans le cas du mode CW, la démodulation est effectuée à la fréquence 910 MHz car le signal ne dépend pas de T_0 .

5.2 Évaluation de la puissance P_{min}

Le gain $G_{\frac{TR}{PW}}$ calculé est égal à 2.2, ce qui montre que dans un tel scénario de propagation complexe, le mode RT est capable de transmettre deux fois plus d'énergie à l'antenne réceptrice du tag par rapport au mode PW. La figure III.22 représente P_{min} en fonction de la période du train d'impulsions variant de 10 ns à 100 ns correspondant à un nombre de porteuses N variant de 2 à 20 porteuses. À une période de 50 ns, P_{min} est de 31.87, 33.54 et 39.99 dBm pour les modes RT, PW et CW respectivement. Autrement dit, le mode RT nécessite 8.12 dBm et le mode PW nécessite 6.45 dBm de puissance en moins pour activer le tag par rapport au mode CW. De plus, le mode RT présente une meilleure

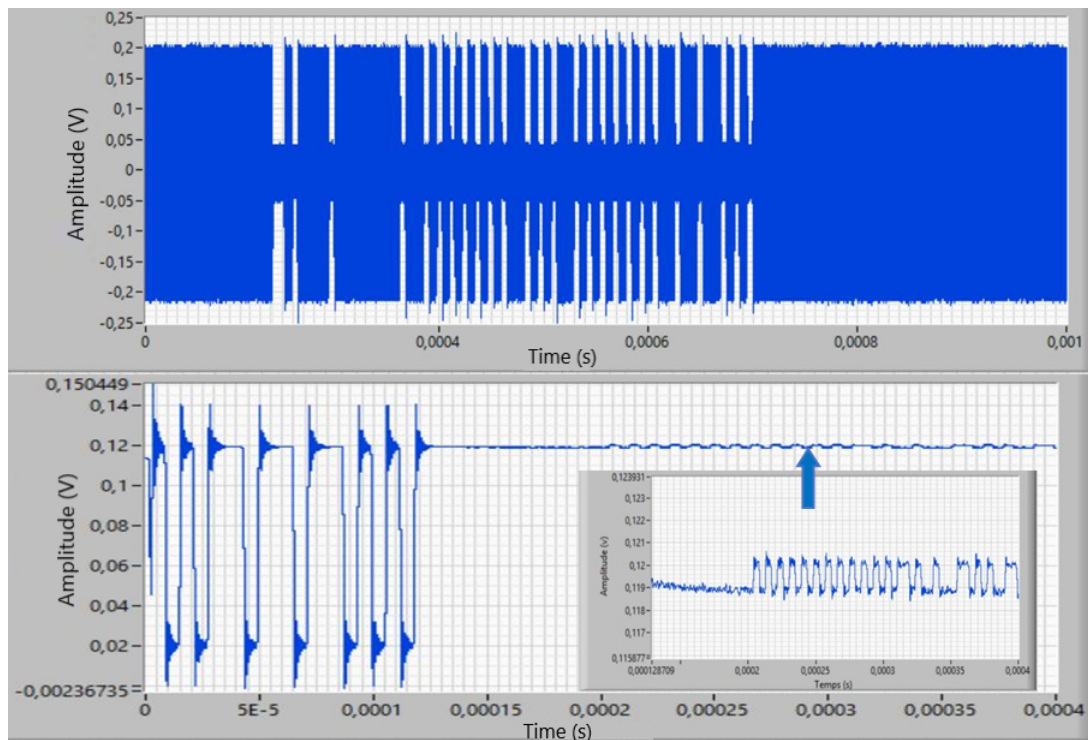


FIGURE III.21: Acquisition et post-traitement temps-réel des signaux reçus : en haut le signal reçu contenant la trame standard et la réponse rétrodiffusée du tag, en bas le signal démodulé et filtré avec une réponse du tag observable.

efficacité énergétique que le mode PW. Le mode RT nécessite de 1,5 dBm à 3 dBm de moins de puissance pour activer le tag par rapport au mode PW. Au delà de $T_0 = 100$ ns, aucune réponse n'est observée au niveau de l'interface d'acquisition temps-réel ou bien la réponse du tag est fortement déformée et incomplète. Jusqu'à une période de 100 ns, la période du train d'impulsions ne semble pas influencer l'énergie minimale requise pour l'activation du tag. La puissance P_{min} est relativement constante quelle que soit la période T_0 .

5.3 Évaluation de la tension ΔV

Dans le cas du mode CW, la tension ΔV est de 2.25 mV (la tension ΔV est constante car ne dépend pas de T_0). En mode RT, la tension ΔV décroît de 1,7 mV à 0,7 mV entre 10 ns et 60 ns puis ΔV devient constante jusqu'à 100 ns. En mode PW, la tension ΔV décroît de 0,6 mV à 0,25 mV entre 10 ns et 30 ns puis reste constante jusqu'à 100 ns. La décroissance observée pour les petites valeurs de T_0 peut s'expliquer par le fait que lorsque la période est courte, les modes impulsionnelles se rapprochent du mode CW avec une enveloppe qui se rapproche d'une enveloppe constante et un nombre de porteuses réduit (2 porteuses pour $T_0 = 10$ ns). A la puissance seuil P_{min} , la réponse du tag en mode CW bascule d'un signal nul à l'apparition d'un signal. Dans le cas des modes PW et RT,

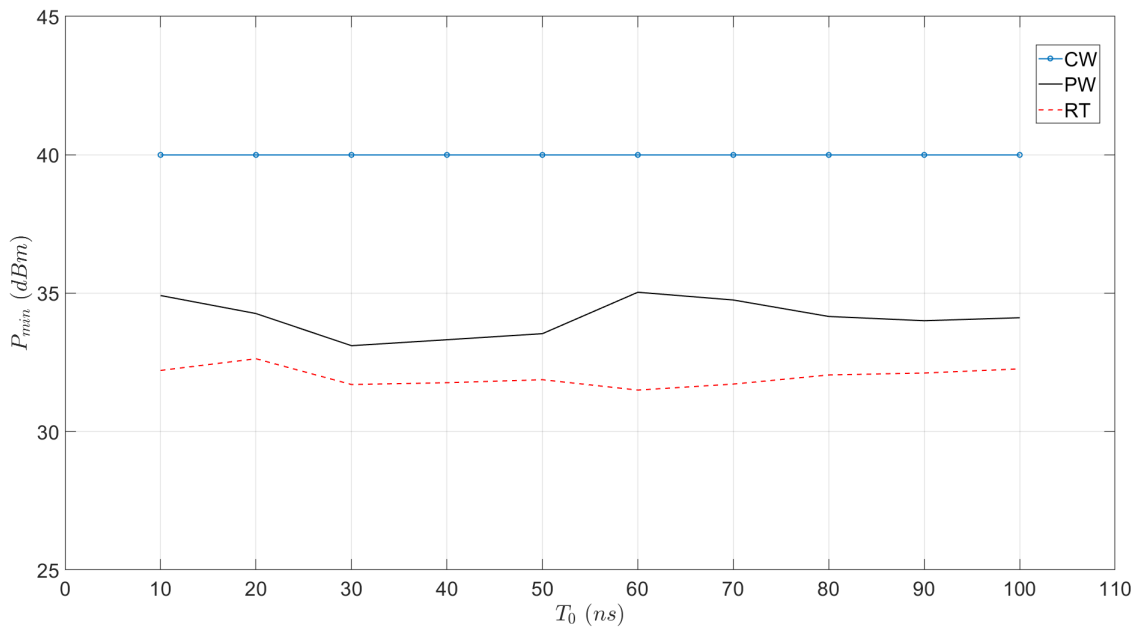


FIGURE III.22: Puissance moyenne minimale transmise par le lecteur pour activer le tag en fonction de la période du train d'impulsions T_0 pour le mode continuous wave (CW), mode pulsed wave (PW) et le mode retournement temporel (RT).

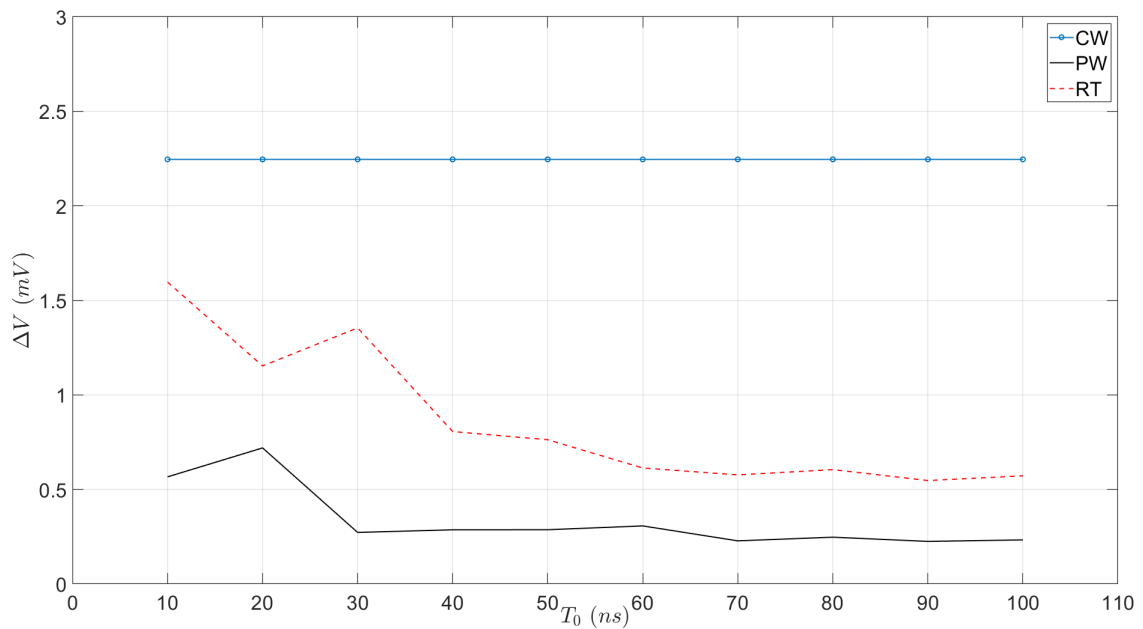


FIGURE III.23: Tension crête à crête ΔV de la réponse rétrodiffusée par le tag AD-222 aux puissances P_{min} du signal émis en fonction de la période du train d'impulsions T_0 pour le mode continuous wave (CW), mode pulsed wave (PW) et le mode retournement temporel (RT).

pour certaines valeurs de T_0 , la réponse observée est instable avec des transitions entre un signal faible et déformé à un signal valide.

5.4 Discussion

Les performances de transfert énergétique du canal 2 sont du même ordre que le canal 1 à 200 MHz avec $G_{\frac{TR}{PW}} = 1,74$, ce qui démontre la robustesse du RT par rapport au changement de canal en termes de performances de transfert énergétique. Le gain en puissance P_{min} entre le mode RT et le mode PW est cohérent avec l'évaluation du gain de transfert d'énergie (où $G_{\frac{TR}{PW}} = 2,2$) qui montre que le mode RT transfère une énergie supérieure au tag. La déformation de la réponse du tag observée en mode impulsionnel peut s'expliquer par deux facteurs : la périodicité du train d'impulsions, qui ne fournit pas une enveloppe constante à l'instar du mode CW, la variation de la fréquence de rétrodiffusion en fonction de la période T_0 . Plus la période du train d'impulsions est grande plus l'enveloppe du signal est ondulée. Par conséquent, les oscillations périodiques ne fournissent pas assez d'énergie dans le temps à la puce du tag. En plus d'avoir un impact sur la récupération d'énergie, les signaux impulsionnels multiporteuses sont des signaux large bande (dans ce cas $B = 200 \text{ MHz}$) ce qui a un impact sur la modulation par rétrodiffusion également. En effet, le modulateur du tag est basé sur deux états d'adaptation d'impédance conçus à une certaine plage de fréquence. Comparé, au cas classique d'un signal CW monoporteuse, l'utilisation d'un signal impulsionnel impliquera une rétrodiffusion sur plusieurs fréquences qui dépendra de l'architecture du tag. Lorsque la période T_0 est variée, la fréquence de rétrodiffusion change à des multiples de $\frac{1}{T_0}$, de ce fait, la réponse démodulée varie en fonction de la fréquence car la réponse fréquentielle du tag et du canal varie en fonction de la fréquence.

Les niveaux de puissance des signaux émis mesurés dépassent les limites autorisées par les réglementations (FCC et ETSI) des communications RFID UHF (30 dBm), notamment pour le mode CW où la puissance émise atteint 40 dBm. En effet, le canal utilisé est un milieu de propagation complexe NLOS riche en réverbérations, avec de fortes atténuations (jusqu'à -30 dB à 910 MHz selon le paramètre S21 mesuré). Comme le montrent les résultats expérimentaux, le mode RT est le mode qui se rapproche le plus des limites des standards. L'activation du tag nécessite une puissance émise de 32 dBm pour le mode RT tandis que pour le mode PW et le mode CW, elle nécessite respectivement 34 dBm et 40 dBm. En d'autres termes, pour un tel scénario de propagation complexe NLOS, une communication RFID UHF standard avec le tag AD-222, en mode PW et à fortiori en mode CW, ne serait pas possible en respectant les limites autorisée de puissance émise par le lecteur. Nous pouvons dire que dans un tel contexte le mode RT est le plus susceptible de respecter les normes de puissance émise par le lecteur. Enfin, il est à noter que la

puissance moyenne maximale émise par le lecteur autorisée est de 30 dBm et sera étendue jusqu'à 36 dBm selon la réglementation récente (1 W - 4 W) en Europe [51].

6 Discussion générale

Les résultats obtenus sont propres aux scénarios considérés dans cette étude à savoir : les canaux de propagation, les tags commerciaux et les effets de nonlinéarité du RFID Waveformer en fonction de la fréquence. Cependant, les résultats permettent de souligner différents éléments qui doivent être pris en compte dans l'optimisation du lien radio RFID UHF passif en mode impulsionnel et notamment en mode RT. Une communication RFID UHF consiste en l'activation du tag par la TES sur le lien ascendant et la récupération de l'information sur le lien descendant au niveau du lecteur, idéalement en minimisant les erreurs de détection. De ce fait, les performances doivent être évaluées en prenant en compte les deux paramètres P_{min} et ΔV ensemble pour une optimisation énergie-information. Une optimisation énergie-information consiste à minimiser la puissance P_{min} émise et à maximiser la tension ΔV du signal rétrodiffusé en bande de base. Suivant le scénario de propagation, les largeurs de bandes et les tags étudiés, les résultats expérimentaux montrent qu'un gain en puissance P_{min} n'indique pas forcément une tension ΔV élevée. Pour une optimisation énergie-information, les résultats expérimentaux montrent que la puissance du signal émis doit être répartie sur les fréquences présentant le moins d'atténuation du canal. De plus, une combinaison cohérente des signaux rétrodiffusés sur une large bande passante incluant les fréquences optimales permet d'optimiser la puissance récupérée répartie sur les différentes porteuses (démodulation multiporteuses).

La largeur de bande B est choisie avec un compromis entre une largeur de bande suffisamment grande pour une bonne focalisation de l'onde (en exploitant la diversité spectrale du canal), et les limites de la bande passante du tag, car l'énergie qui n'est pas absorbée dans la bande passante est une énergie perdue. Idéalement, le tag devrait avoir une large bande passante pour absorber l'énergie du signal impulsionnel sur l'ensemble de la largeur de bande et aussi pour pouvoir rétrodiffuser une réponse sur l'ensemble des fréquences porteuses. Pour une démodulation multiporteuses optimales, le tag doit avoir une capacité de rétrodiffusion large bande pour avoir plus de fréquences porteuses contribuant à la sommation cohérente des signaux démodulés. Enfin, il est à noter que les mesures du signal rétrodiffusé ont été faites à une distance d'une longueur d'onde à l'arrière du tag, donc des mesures au niveau du lecteur permettraient de prendre en considération également le lien descendant.

7 Conclusion

Les performances énergétiques de trois modes de formes d'ondes ont été étudiées expérimentalement en communication RFID UHF passive dans deux scénarios de propagation complexes NLOS : les modes impulsionnels PW et RT comparés au mode classique CW. Le mode CW est la porteuse traditionnelle sinusoïdale, le mode PW est la forme d'onde impulsionnelle et le mode RT est la forme d'onde impulsionnelle adaptée au canal de propagation de sorte que l'onde se focalise dans le temps et dans l'espace au niveau du tag. Des expériences ont été menées avec trois tags commerciaux passifs suivant le protocole ISO 18000. Les performances ont été évaluées en termes de transfert énergétique à travers le canal, de puissance minimale d'activation du tag, et de tension crête-à-crête du signal rétrodiffusé après démodulation. L'étude montre qu'une communication RFID UHF large bande (jusqu'à 300 MHz de largeur de bande) en mode impulsionnel, notamment en appliquant la technique du RT est possible. L'évaluation des performances en fonction de la fréquence a montré que les performances d'une communication RFID UHF passive en mode impulsionnel comparé au mode CW varient en fonction de la conception du signal émis et du système canal-tag. Autrement dit, les performances dépendent, d'une part, du scénario de propagation étudié, et d'autre part, des performances intrinsèques du tag.

Les résultats obtenus montrent que le mode RT est plus performant que le mode PW en termes de puissance d'activation du tag. Du fait de ses propriétés spatiotemporelles, le mode RT est adapté au canal de manière à fournir plus d'énergie au tag en exploitant la propagation par trajets multiples pour focaliser l'onde au niveau de l'antenne. Les performances du mode CW comparées aux modes impulsionnels dépendent de la sélectivité fréquentielle du canal de propagation, du type de tag utilisé et de la largeur de bande du signal émis. Néanmoins, les résultats expérimentaux montrent que le mode CW est meilleur en termes de puissance d'activation que les modes impulsionnels sur certaines fréquences favorables, en particulier celles pour lesquelles le canal présente le minimum d'atténuations. En dehors de ces fréquences, le mode RT présente des performances supérieures. La tension crête à crête du signal rétrodiffusé varie également en fonction de la fréquence avec des tensions optimales aux fréquences présentant le moins d'atténuation du canal. La tension en mode impulsionnel multiporteuses est inférieure aux tensions du mode CW lorsque la démodulation est effectuée sur une seule fréquence. La puissance du signal rétrodiffusé en mode impulsionnel est répartie sur différentes fréquences porteuses. Une démodulation multiporteuses est nécessaire en post-traitement au niveau du lecteur pour améliorer la tension du signal rétrodiffusé reçu. Une sommation des tensions des signaux rétrodiffusés démodulés sur les différentes porteuses a montré une amélioration de la tension crête à crête en mode impulsionnel jusqu'à une tension supérieur à la tension maximale du mode CW. Généralement, les performances des modes PW et RT obtenues

sont similaires en termes de tension du signal rétrodiffusé.

Pour l'optimisation d'une communication RFID UHF en mode RT, la forme d'onde doit être conçue en tenant compte du système canal-tag et des performances énergie-information. La largeur de bande doit être choisie suffisamment grande pour une bonne focalisation de l'onde (en exploitant la diversité spectrale du canal), tout en restant dans les limites de la bande passante du tag, car l'énergie fournie au tag qui n'est pas absorbée dans la bande passante est une énergie perdue. Pour une optimisation énergie-information, les performances doivent être évaluées en prenant en compte les deux paramètres que sont la puissance d'activation du tag et la tension du signal rétrodiffusé ensemble. La puissance du signal émis doit être répartie sur les fréquences présentant le moins d'atténuations du canal tout en incluant une démodulation multiporteuses en réception.

Chapitre IV

Quantification du signal émis en mode retournement temporel

1 Introduction

Le signal émis en mode RT est un signal large bande qui présente une dynamique d'amplitude élevée. Ces caractéristiques rendent le signal sujet aux effets de non linéarité dans un système matériel RF limitée en plage de puissance et en bande passante. L'enveloppe du signal comporte des pics élevés et de faibles amplitudes étalés dans le temps qui nécessitent un système matériel ayant à la fois une sensibilité et une plage de puissance élevées. Dans un contexte d'implémentation matérielle, la sensibilité du système dépend de l'opération de quantification de la forme d'onde par le CAN. L'acquisition de la RI du canal nécessite que la résolution de quantification soit suffisamment précise pour minimiser l'erreur de quantification lors de l'apprentissage du milieu. Une résolution de quantification insuffisante causerait des distorsions de la RI résultant en la dégradation des performances de la focalisation spatiotemporelle de l'onde.

Ces contraintes soulèvent un compromis entre la complexité du signal émis et les performances énergétiques. Outre le développement de nouvelles technologies matérielles plus performantes et des capacités de calcul numériques croissantes, ces inconvénients devraient être traités en amont dans la conception des formes d'ondes optimisées. Dans cette optique, l'étude présentée dans ce chapitre évalue en simulation et expérimentalement l'impact de la réduction du nombre de bits de quantification et de la largeur de bande sur les performances énergétiques. L'objectif est de déterminer la résolution de quantification et la largeur de bande requises permettant de préserver les performances de la focalisation temporelle tout en allégeant la partie matérielle et numérique.

Le reste de ce chapitre est organisé en cinq sections. Les contraintes liées aux caractéristiques du signal émis et aux limites de l'implémentation matérielle sont présentées en

section IV.2. Dans la section IV.3, un état de l'art sur les études traitant de la quantification en mode RT est présenté. L'étude en simulation est présentée en section IV.4 avec une description du modèle de canal utilisé ainsi que de la méthode suivie. Les performances en fonction de la quantification et de la largeur de bande sont évaluées et les résultats sont discutés. La section IV.5 présente l'étude expérimentale où les performances sont évaluées en fonction du nombre de bits de quantification. Enfin, des éléments de conclusion sont tirés en section IV.6.

2 Complexité du signal émis et contraintes matérielles

2.1 Caractéristiques du signal émis

L'implémentation matérielle du RT présente des inconvénients inhérents à la nature de la forme d'onde sur laquelle cette technique s'appuie : le signal émis est un signal multiporteuses qui occupe une large bande spectrale et une plage d'amplitudes élevée. Les figures IV.1 et IV.2 montrent le signal $x(t)$ émis et le spectre du train d'impulsions d'une largeur de bande de 200 MHz. Comme expliqué en chapitre section (??), le signal $x(t)$ représente le signal obtenu lors de l'étape d'apprentissage du milieu ($y(t)$) inversé dans le temps. Le signal $x(t)$ présente de fortes variations des niveaux d'amplitudes étalées dans le temps (dues aux multitrajets) avec des composantes de faibles niveaux et des pics élevés sur de courts intervalles temporelles. La dynamique d'amplitude du signal émis est directement liée à la réponse impulsionnelle du canal. Elle dépend de la complexité du canal de propagation et de la largeur de bande. La complexité du canal détermine les gains des différents trajets et leur étalement dans le temps.

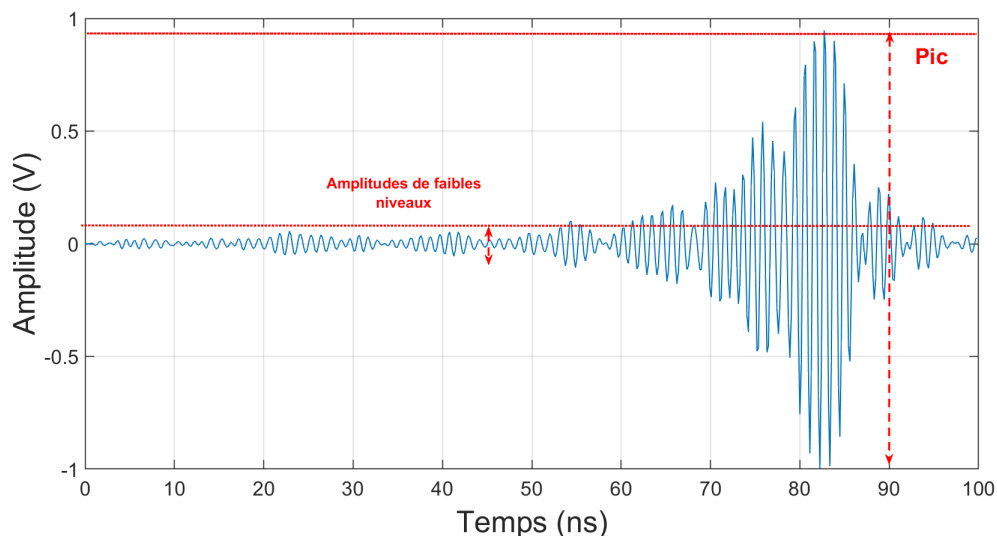


FIGURE IV.1: Exemple de l'allure d'un signal émis $x(t)$ d'une largeur de bande de 200 MHz (tiré de l'une des acquisitions des expériences présentées au chapitre III).

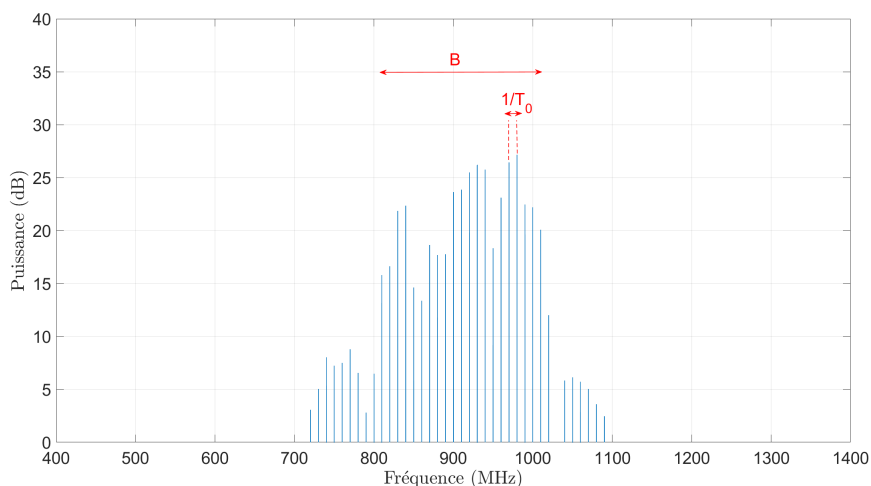


FIGURE IV.2: Spectre du train d'impulsions du signal émis $s_{RT}(t)$ d'une largeur de bande de $B = 200\text{MHz}$ et d'un espacement entre les porteuses de $\frac{1}{T_0} = 12.5\text{MHz}$ équivalent à 16 fréquences porteuses.

En plus de sa dynamique d'amplitude, le signal émis est un signal multiporteuses dont la largeur de bande dépend de l'impulsion émise lors de l'étape d'apprentissage. Lorsque $x(t)$ est convolué au train d'impulsions pour former le signal $s_{RT}(t)$ qui module l'information, on obtient un signal ayant un spectre discret (montré par la figure IV.2) dont l'espacement entre les fréquences porteuses est l'inverse de la période du train d'impulsions T_0 . L'exemple de la figure IV.2 présente un signal émis comportant 20 fréquences porteuses de puissance variable suivant la sélectivité fréquentielle du canal. Ce signal présente une largeur de bande de $B = 200\text{MHz}$ et une fréquence du train d'impulsions de $\frac{1}{T_0} = 10\text{MHz}$.

2.2 Contraintes matérielles

Dans un système de SWIPT, la forme d'onde est conditionnée par la chaîne matérielle classique d'un émetteur-récepteur RF qui peut être illustrée par la figure IV.3 où des traitements numériques et analogiques sont effectués. La réalisation du RT nécessite l'acquisition, le traitement et le stockage de la RI avant son utilisation pour l'étape de focalisation. Ces opérations peuvent être répétitives dans le cas de variations significatives au niveau du canal de propagation où l'apprentissage du canal doit être renouvelé. Dans ce contexte, la RI est sujette aux distorsions notamment dans la chaîne d'acquisition.

En réception, l'acquisition de la RI lors de l'apprentissage du milieu est effectuée par une chaîne de réception typique qui comporte une partie front-end analogique dont un amplificateur faible bruit (LNA, low noise amplifier en anglais) puis un CAN permet de convertir la RI en données numériques pour être stockée et utilisée pour l'étape de focalisation. L'acquisition de la RI nécessite une résolution de quantification suffisante pour limiter les erreurs de quantification et avoir une sensibilité permettant l'acquisition

des faibles niveaux d'amplitudes. La figure IV.4 montre un exemple de signal émis $x(t)$

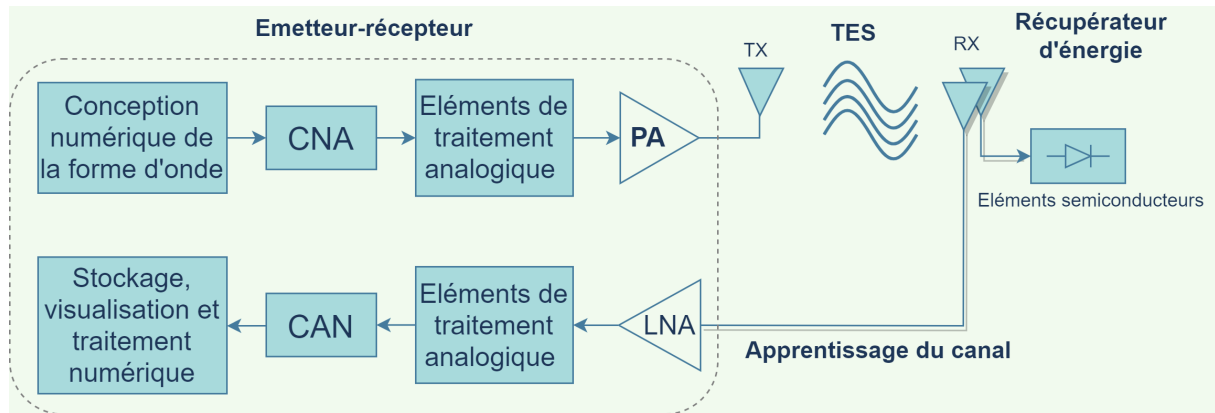


FIGURE IV.3: Illustration d'un système de TES en mode RT dont un émetteur-récepteur comportant une partie de traitement numérique et des éléments de traitements analogiques, et le circuit récupérateur d'énergie.

idéal et le signal correspondant quantifié à une résolution de 3 bits. L'écart entre la RI reçue et le signal acquis par le récepteur dépendra du pas de quantification. Les faibles niveaux en dessous du pas de quantification sont arrondis et ne sont pas pris en compte par la partie numérique. L'erreur de quantification due à un pas de quantification insuffisant cause une déformation du signal idéal et diminue la sensibilité du système.

En émission, le signal émis est conçu par une unité de traitement numérique puis convertie en signal analogique par un CNA. Ensuite, le reste des traitements tels que la modulation et le filtrage sont faits par des composants matériels analogiques (mélangeurs, filtres analogiques, etc.) puis le signal est finalement amplifié par l'amplificateur de puissance (PA, power amplifier en anglais) avant d'être émis. En plus de l'erreur de quantification, la plage d'amplitude limitée du matériel (CNA/CAN et PA entre autres) vient également déformer l'enveloppe du signal idéal en écrêtant les pics élevés.

Contrairement au mode CW classique, le signal en mode RT demande des ressources matérielles et numériques élevées en émission et en réception pour la réalisation des étapes d'apprentissage et de focalisation. Les caractéristiques du mode RT constituent des contraintes notamment dans les dispositifs embarqués, les systèmes passifs et autonomes qui sont limités en performances (par exemple dans le contexte des objets connectés et les réseaux de capteurs sans fil). Dans ce contexte, augmenter le nombre de bits de quantification et la plage d'amplitude du système matériel augmentera le coût et la complexité du système. De plus, une résolution de quantification élevée nécessiterait des capacités de stockage et de traitements numériques plus importantes. Ces déformations doivent être minimisées et leur impact sur les performances énergétiques de la SWIPT doit être pris en considération.

2.3 Effet de non linéarité sur les signaux multiporteuses

Les effets de non linéarité ont pour conséquence de générer des fréquences non désirées qui peuvent interférer avec le spectre du signal utile. Un composant non linéaire peut causer deux effets sur le signal d'entrée : la génération d'harmoniques et les effets d'intermodulation multiporteuses. Dans le cas d'un signal multiporteuses, en plus des harmoniques, des composantes fréquentielles produites par intermodulation des porteuses, peuvent interférer avec les fréquences fondamentales et peuvent être difficiles à filtrer [119, 120]. L'intermodulation multiporteuses cause des interférences et un élargissement de la bande du signal [32]. Pour une entrée $V_e(t)$ d'un système non-linéaire, la sortie $V_s(t)$ peut être modélisée par une série polynomiale comme suit :

$$V_s(t) = A_1V_e(t) + A_2V_e^2(t) + A_3V_e^3(t) + \dots + A_nV_e^n(t) \quad (\text{IV.1})$$

où A_i est le gain appliqué à l'entrée correspondant à l'ordre i tel que $i = 1 \dots n$. L'équation (IV.1) montre que des composantes d'ordre pair et impair s'ajoutent au signal utile $V_e(t)$.

Par exemple, si on considère le 2e et le 3e ordres seulement, pour un signal d'entrée $V_e(t)$ à deux fréquences porteuses, le 2e ordre crée un offset, des harmoniques et des intermodulations en dehors de la bande du signal utile (comme démontré en Annexe B). En plus des interférences en dehors de la bande du signal, les distorsions du 3e ordre viennent interférer dans la bande du signal en s'ajoutant aux fréquences fondamentales entraînant un élargissement du spectre. Les composantes fréquentielles en dehors de la bande du signal utile sont faciles à filtrer tandis que les composantes à l'intérieur de la bande se mélangent aux fréquences fondamentales rendant le filtrage difficile voir impossible. Ces interférences dépendent de l'amplitude et du nombre de porteuses du signal d'entrée. Le

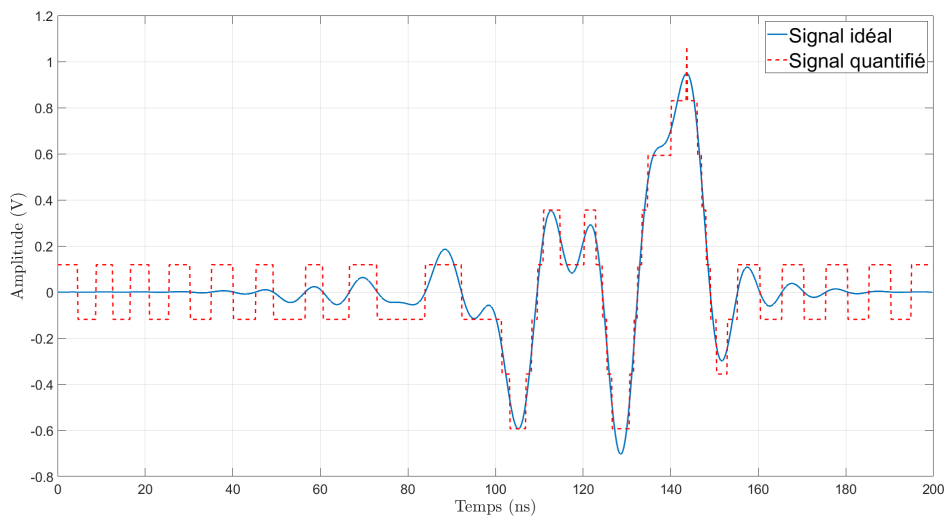


FIGURE IV.4: Exemple illustrant un signal $x(t)$ en bande de base quantifié à 3 bits.

système tend à être linéaire lorsque l'entrée est faible. Les distorsions d'intermodulations sont proportionnelles au nombre de porteuses, plus le nombre de porteuses en entrée du composant non linéaire augmente plus le signal est sujet aux distorsions liées à l'effet d'intermodulation causé par les ordres impairs.

2.4 Problématique

Les contraintes précédentes soulèvent un compromis entre la complexité de la forme d'onde et les performances du mode RT. La forme d'onde doit être conçue pour maximiser le SNR et minimiser les distorsions dans la chaîne RF émission-réception. De ce fait, il est essentiel d'étudier l'impact de ces distorsions et de déterminer le nombre de bits de quantification requis qui permet de préserver les performances du mode RT. La largeur de bande B est également un paramètre influant dans l'implémentation du mode RT notamment pour des systèmes embarqués limités en bande passante. La réduction de la largeur de bande B (et donc du nombre de porteuses pour un signal multiporteuses) de la forme d'onde réduirait les distorsions dues aux effets de non linéarité et le besoin en bande passante.

Dans cette optique, cette étude évalue l'impact de la réduction de la complexité du signal émis sur les performances de TES. L'étude présentée dans ce chapitre adresse deux principales questions :

i) Quel est l'impact de la réduction de la résolution de quantification et de la largeur de bande sur les performances de transfert énergétique et de focalisation temporelle du mode RT ?

ii) Quelles sont la résolution de quantification et la largeur de bande minimales nécessaires pour la préservation des performances de transfert énergétique et de focalisation temporelle du mode RT ?

3 État de l'art sur la quantification du signal en mode retournement temporel

3.1 Optimisation matérielle

Les études présentées dans [121, 62] proposent le développement d'architectures front-end SDR adaptées aux signaux multiporteuses. Dans [121], une partie front-end basée sur l'utilisation de deux CAN en parallèle est conçue pour augmenter la plage d'amplitude d'un récepteur SDR permettant un gain d'un bit de résolution. Dans [62] un lecteur RFID UHF adapté aux formes d'ondes multiporteuses a été développé. L'architecture front-end

du lecteur intègre deux CNA de 8 bits en émission et une carte MCU/DSP de 32 bit en réception. Les composants ont été choisis pour permettre un traitement efficace des formes d'ondes. Ces recherches proposent des prototypes adaptés aux formes d'ondes multipor-teuses à PAPR élevé. Néanmoins, avant l'optimisation des architectures matérielles, les formes d'ondes du mode RT doivent être conçues et optimisées pour minimiser les effets de non-linéarité et réduire les contraintes matérielles. La réduction de la complexité de la forme d'onde en mode RT en termes de résolution de quantification doit être incluse au préalable dans l'étape de conception des signaux notamment pour déterminer le nombre de bits de quantification minimum permettant de préserver les performances du RT.

3.2 Optimisation de la forme d'onde

La réduction de la complexité du signal émis du mode RT en termes de résolution de quantification a été étudiée dans le contexte des communications large bande notamment pour l'optimisation du débit des données. Dans [122], une communication UWB SIMO (single input multiple output) est simulée pour évaluer les performances du RT en quantifiant le signal émis à 1 bit. Les communications haut débit en SIMO montrent de meilleures performances comparées au SISO (single input single output) en termes de d'interférence entre symbole. Les études présentées dans [123, 124, 125] ont montré que les performances de taux d'erreur binaire (BER) d'une communication en mode RT sont préservées avec des résolutions de quantification réduites. Dans [126], les performances d'interférences entre symbole d'une communication en mode RT sont évaluées en simulation. Les résultats montrent que la résolution de 4 bits est suffisante pour préserver les performances. Dans l'étude [127], le RT est simulé dans un environnement réverbérant cubique dans lequel un émetteur et un récepteur sont séparés d'une distance de 2 m. L'impulsion utilisée est modulé à 2,4 GHz et le signal émis est quantifié de 2 à 8 bits. Les résultats montrent que la focalisation spatiotemporelle est réalisable à des résolutions réduites mais l'amplitude du pic de focalisation diminuent pour les résolutions inférieures à 6 bits.

Certaines des études citées précédemment ont étudié l'impact de la quantification sur la puissance du signal focalisé [124, 128, 125, 129, 127, 123] mais les performances n'ont pas été comparées entre différentes formes d'ondes (CW et PW) et la notion de transfert d'énergie n'a pas été traitée d'un point de vue TES, notamment en fonction de la largeur de bande. De plus, l'évaluation a été faite dans le contexte de l'optimisation des communications haut débit qui est un contexte différent des applications de TES. Ces travaux ont principalement pour objectif d'optimiser la communication en termes de capacité du canal (ou de débit binaire) et de transmission/détection de l'information avec des approches de simulation. Dans le cas de la TES, l'application du RT vise à augmenter

la quantité de puissance fournie au récupérateur d'énergie et optimiser l'efficacité de la conversion RF-dc. Dans le contexte de la TES, l'impact de la résolution de quantification du signal émis doit être évalué en fonction des performances énergétiques de la liaison radio, c'est-à-dire en termes de transfert d'énergie et de conversion d'énergie RF-dc.

Dans ce chapitre, nous étudions en simulation et expérimentalement le compromis entre la résolution de quantification du signal émis et les performances de transfert énergétique du mode RT en milieu complexe pour différentes largeurs de bandes.

4 Étude en simulation

Le but de cette étude est d'évaluer les performances énergétiques du RT en simulation en termes de transfert d'énergie et de focalisation temporelle pour différentes résolutions de quantification du signal émis dans une évaluation croisée avec la largeur de bande. Le RT est étudié en simulation sur un modèle de canal statistique basé sur une réponse impulsionnelle mesurée et le paramètre S_{21} d'un canal de propagation multitrajets NLOS. Ensuite, les simulations sont validées expérimentalement dans la variante du canal 1 de propagation (décrit dans la chapitre II).

4.1 Modélisation statistique du canal de propagation

4.1.1 modèle de canal

La TES trouve des applications telles que la RFID passive, les réseaux de capteurs, les appareils intelligents et autonomes, l'IoT, etc. Dans ces contextes, de nombreuses applications ont lieu dans des environnements intérieurs comme des bâtiments ou des entrepôts qui sont caractérisés par des effets de propagation à petite échelle, à savoir l'effet de la propagation multitrajets [130]. L'effet de la propagation multitrajets dans un canal LTI est représenté par une somme de trajets plus ou moins atténués et retardés dans le temps comme ce qui suit :

$$\tilde{h}(t) = \sum_{n=1}^L a_n \cdot \delta(t - \tau_n) e^{j\phi_n} \quad (\text{IV.2})$$

avec L le nombre de trajets, a_n , τ_n et ϕ_n les gains, les retards et les phases correspondant à chaque trajet respectivement. Pour un signal émis $s(t)$ à travers le canal on obtient le signal de sortie $\tilde{r}(t)$ suivant :

$$\tilde{r}(t) = s(t) * \tilde{h}(t) = \sum_{n=1}^L a_n \cdot s(t - \tau_n) e^{j\phi_n} \quad (\text{IV.3})$$

Le théorème central limite montre que la densité de probabilité de variables ou de processus aléatoires indépendants tend à suivre une loi gaussienne [131]. Le théorème central limite peut être appliqué à la propagation des ondes électromagnétiques en milieux de propagation complexes : les différents trajets de l'onde venant de toutes les directions sont supposés infinis et non-corrélés. En conséquence, les trajets sont supposés avoir une densité de probabilité suivant une loi gaussienne. La RI $\tilde{h}(t)$ du canal peut être modélisée par un modèle statistique où les trajets sont considérés comme des variables aléatoires. $\tilde{h}(t)$ est exprimé par :

$$\tilde{h}(t) = \alpha e^{-\frac{t}{\tau_0}} \quad (\text{IV.4})$$

Dans (IV.4), $\tilde{h}(\tau)$ est représenté par la variable aléatoire α décroissante suivant une fonction exponentielle avec une constante de temps τ_0 . La variable aléatoire gaussienne complexe α est donnée par :

$$\alpha = \alpha_r + i\alpha_i \quad (\text{IV.5})$$

avec $\alpha_r, \alpha_i \sim N(0, \frac{\sigma^2}{2})$. La variable α suit une distribution de Rayleigh exprimée par (IV.6) pour le cas NLOS, c'est à dire les composantes diffuses en l'absence de la composante directe LOS (contrairement à la distribution de Rice qui modélise la composante LOS et les composantes diffuses multitrajets) [45, 122, 129].

$$f(|\alpha|) = \frac{|\alpha|}{\sigma^2} e^{-|\alpha|^2/(2\sigma^2)} \quad (\text{IV.6})$$

σ est l'écart type de la variable aléatoire et le terme $2\sigma^2$ représente la puissance moyenne de la variable α .

4.1.2 Paramètres du modèle de canal

Après la définition du modèle de canal, ses paramètres sont déduits à partir de mesures expérimentales. La puissance moyenne de $\tilde{h}(t)$ et la constante de temps de la décroissance exponentielle (paramètre τ_0) du modèle sont déterminés à partir de la mesure expérimentale du paramètre S_{21} et de la RI de la variante du canal 1. La mesure du S_{21} du canal 1 est effectuée en utilisant un VNA où le port 1 est connecté à l'antenne émettrice et le port 2 est relié à l'antenne réceptrice RX de l'autre extrémité de la boîte. Donc le paramètre S_{21} mesuré comprend les deux antennes et la boîte réverbérante. La moyenne du paramètre S_{21} mesuré permet de définir l'écart type de la distribution de Rayleigh. L'écart type est lié à la moyenne du S_{21} par la relation suivante :

$$\overline{S_{21}} = 10 \log 2\sigma^2 \quad (\text{IV.7})$$

Pour une atténuation moyenne $\overline{S_{21}}$ de -40 dB mesurée à partir du paramètre S_{21} , on pose une atténuation moyenne de - 30 dB pour prendre en compte l'atténuation additionnelle (atténuation de -10 dB) qui sera appliquée par la fenêtre exponentielle ; un écart type de 0,0224 est obtenu.

La durée de la RI permet de définir la durée de la décroissance exponentielle. La RI mesurée a une durée de 100 ns et le niveau d'amplitude devient très faible (lorsque le niveau est à moins de 10 % du maximum du pic) à partir de 30 ns avec une tendance de décroissance exponentielle. En conséquence, une fonction exponentielle est appliquée aux gains générés suivant la distribution de Rayleigh suivant (IV.4) avec un facteur de décroissance temporel $\tau_0 = 30 \text{ ns}$. La RI obtenue après l'application de la décroissance exponentielle est présentée par la figure IV.5 et son spectre par la figure IV.6. Le modèle de Rayleigh simulé est affiché avec le paramètre S_{21} mesuré sur une portion de la bande UHF par la figure IV.7. La RI $\tilde{h}(t)$ du modèle suit la tendance d'un spectre sélectif en fréquence qui caractérise les canaux multitrajets.

4.2 Description de la simulation

Dans cette étude en simulation, les opérations de convolution sont réalisées en bande de base. Le modèle de canal est utilisé pour évaluer les performances énergétiques à différentes résolutions de quantification du signal émis. Les différentes opérations de la simulation et les signaux de chaque étape sont schématisés par la figure IV.8. Dans un premier temps, l'étape d'apprentissage du canal est réalisée en convoluant l'impulsion sinc-Hann $u(t)$ à la RI du canal $\tilde{h}(t)$ et le signal résultant $\tilde{y}(t)$ est donné par :

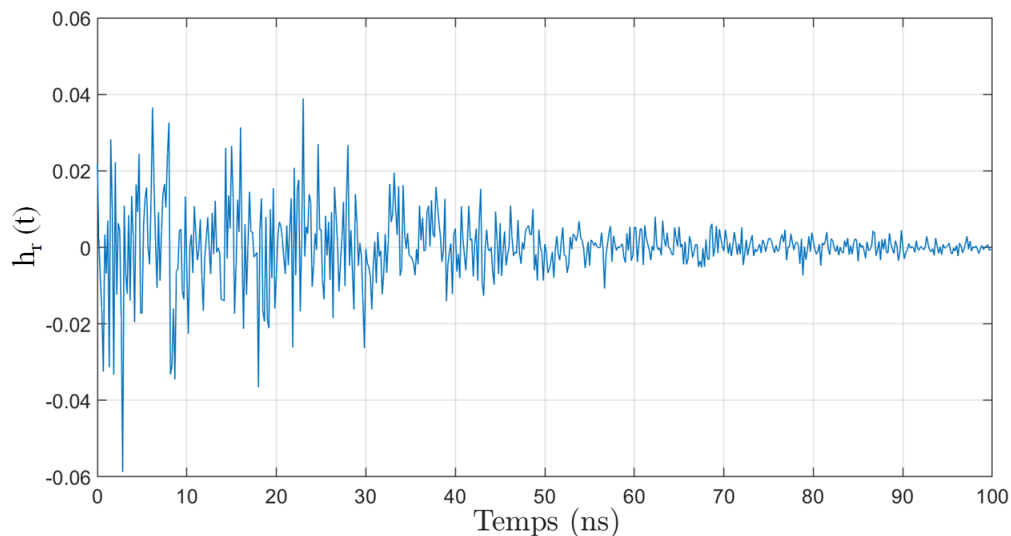


FIGURE IV.5: La partie réelle de la RI $h_r(t)$ du modèle de Rayleigh après l'application de la fenêtre exponentielle décroissante ayant une atténuation moyenne de - 40 dB.

$$\tilde{y}(t) = u(t) * \tilde{h}(t) \quad (\text{IV.8})$$

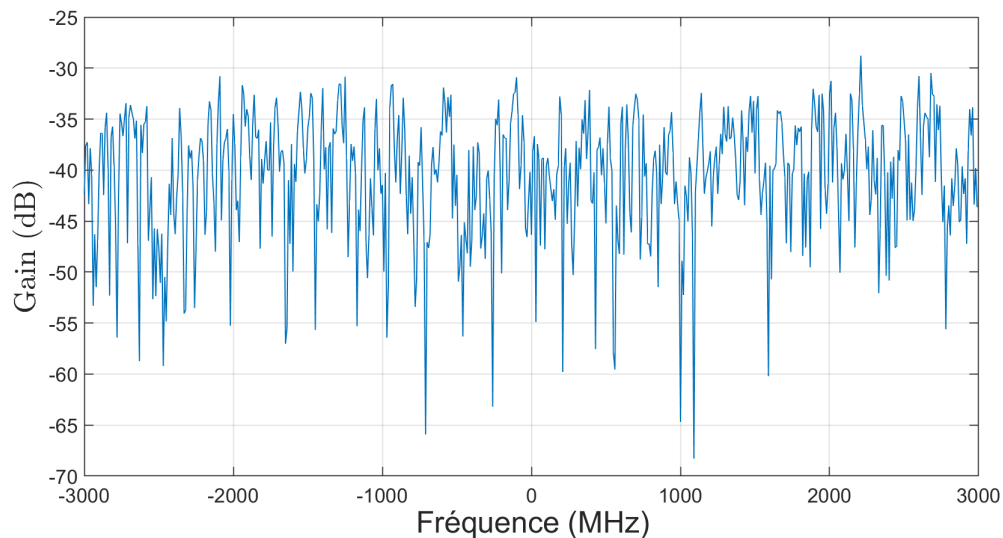


FIGURE IV.6: Spectre de la partie réelle de la RI $h_r(t)$ du modèle de Rayleigh après l'application de la fenêtre exponentielle décroissante.

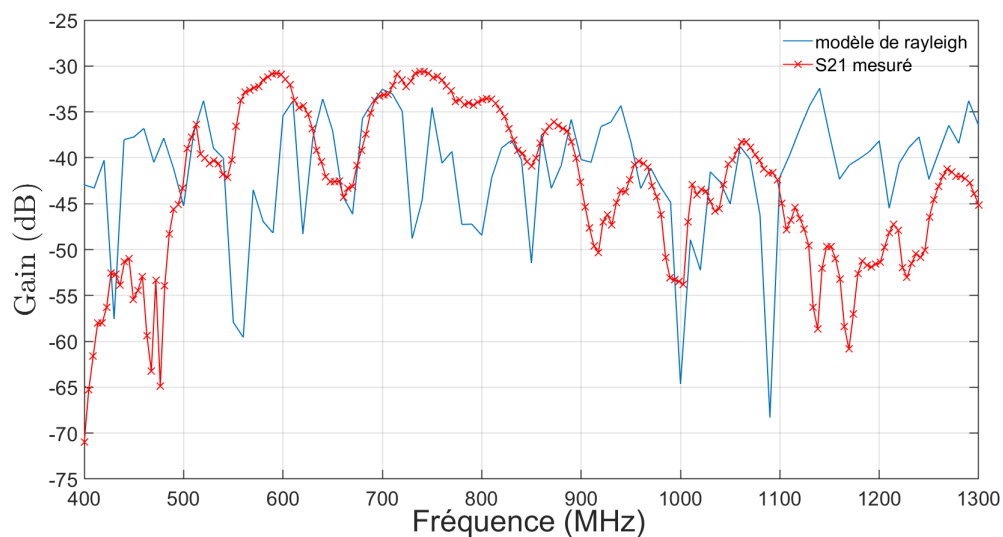


FIGURE IV.7: Spectre de la partie réelle de la RI $h_r(t)$ sur une plage de fréquence variant de 400 MHz à 1300 MHz mesuré par le VNA représenté par le S_{21} et généré par le modèle de Rayleigh représenté par "modèle de Rayleigh".

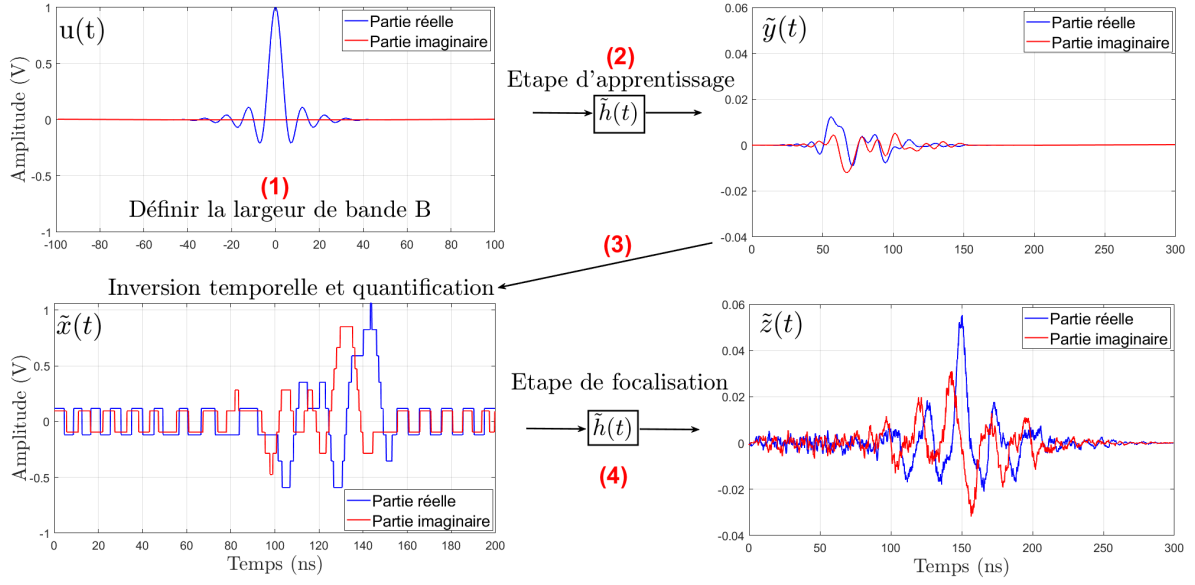


FIGURE IV.8: Les différentes étapes de l'étude en simulation : (1) génération de l'impulsion $u(t)$ de largeur de bande B , (2) étape d'apprentissage où l'impulsion $u(t)$ est convoluée au canal $\tilde{h}(t)$ pour donner le signal $\tilde{y}(t)$, (3) inversion temporelle et quantification du signal $\tilde{y}(t)$ donnant le signal $\tilde{x}_{Nbit}(t)$, (4) étape de focalisation consistant à convoluer $\tilde{x}_{Nbit}(t)$ par $\tilde{h}(t)$ résultant en la focalisation du signal $\tilde{z}_{Nbit}(t)$.

Le signal émis $\tilde{x}(t)$ du mode RT donné par (IV.9) représente le signal $\tilde{y}(t)$ retourné dans le temps et tronqué à T .

$$\tilde{x}(t) = u(t) * \tilde{h}(T - t) \quad (\text{IV.9})$$

La simulation consiste en la convolution des signaux émis $\tilde{x}_{Nbit}(t)$, quantifiés à différentes résolutions au modèle de canal $\tilde{h}(t)$ comme suit :

$$\tilde{z}_{Nbit}(t) = \tilde{x}_{Nbit}(t) * \tilde{h}(t) \quad (\text{IV.10})$$

où $Nbit$ est le nombre de bits de quantification alloué pour chacune des parties réelle et imaginaire, $\tilde{z}_{Nbit}(t)$ le signal focalisé résultant pour chaque quantification du signal émis. Les opérations de convolution sont effectuées en bande de base sur les parties réelles et imaginaires du signal émis $\tilde{x}(t)$ en appliquant l'opérateur de quantification $Q[\cdot]$ comme ce qui suit :

$$\tilde{x}_{Nbit}(t) = Q[\tilde{x}(t), 2Nbit] = Q[\Re\{\tilde{x}(t)\}, Nbit] + iQ[\Im\{\tilde{x}(t)\}, Nbit] \quad (\text{IV.11})$$

où l'opérateur de quantification est donné par :

$$Q[\cdot, Nbit] = q \left[\text{floor} \left(\frac{\cdot}{q} \right) + \frac{1}{2} \right] \quad (\text{IV.12})$$

avec q le pas de résolution de quantification donné par :

$$q = \frac{V_{PE}}{2^{N_{bit}}} \quad (IV.13)$$

où V_{PE} est la tension pleine échelle du signal à quantifier. $\text{floor}(\cdot)$ est l'arrondi vers l'entier le plus proche inférieur ou égal au niveau du signal. $\frac{q}{2}$ est ajouté pour centrer le nombre de niveaux de quantification négatifs et positifs sur zéro.

La figure IV.9 montre un exemple des parties réelles d'une réalisation des signaux quantifiés à 1, 3 et 10 bits. Le nombre de bits de quantification indiqué dans le reste de ce chapitre est le nombre de bits attribué pour chacune des parties réelles et imaginaires des signaux de manière égale. La résolution de quantification est variée de 1 bit à 10 bits pour la partie réelle et la partie imaginaire, correspondant de 2 à 1024 niveaux de quantification pour chaque partie. Dans le cas d'un bit, l'enveloppe de $x_{1bit}(t)$ est constante et les amplitudes des différents trajets sont mis au même niveau (cf. cas 1 bit de la figure IV.9). De ce fait, l'enveloppe et la phase sont fortement altérées.

L'impact de la quantification est étudié uniquement sur le mode RT car les modes PW et CW ne sont pas soumis aux mêmes contraintes matérielles que le mode RT. Le mode RT comporte des niveaux élevés et faibles d'amplitudes qui contribuent à la focalisation nécessitant des résolutions de quantification plus précises comparé aux modes PW et CW qui n'ont pas cette dynamique d'amplitude. La même opération de convolution à la RI du canal $\tilde{h}(t)$ en bande de base est effectuée avec les modes PW et CW sans quantification (car les modes CW et PW ne dépendent pas de la résolution de quantification). Le mode PW correspond à l'étape d'apprentissage décrite dans (IV.8) et le mode CW correspond à la convolution d'une enveloppe continue à $\tilde{h}(t)$.

La modélisation du canal de propagation et l'évaluation des performances sont réalisées en utilisant le logiciel Matlab. La figure IV.10 présente le schéma bloqué du programmes de l'étude des performances en fonction du nombre de bits de quantification. Les simulations du modèle de canal statistique sont effectuées pour un ensemble de 50 000 réalisations

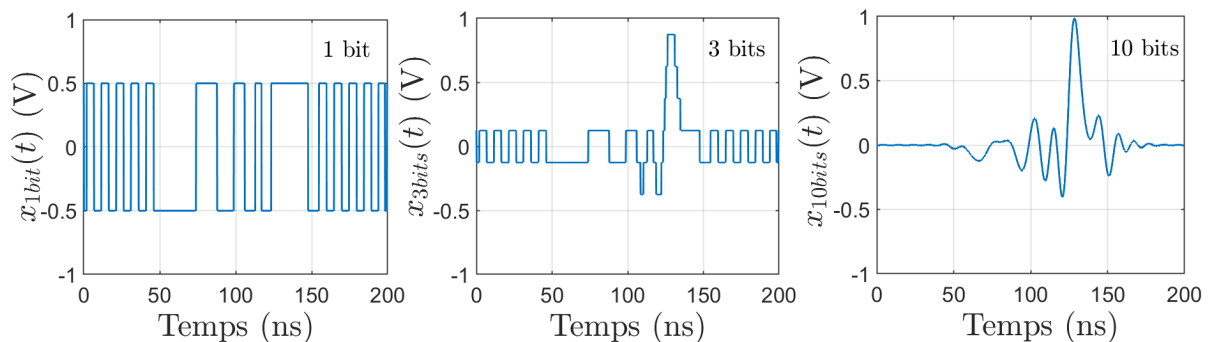


FIGURE IV.9: Un exemple des signaux émis quantifiés $x_{1bit}(t)$, $x_{3bits}(t)$ et $x_{10bits}(t)$ tirés des parties réelles d'une réalisation.

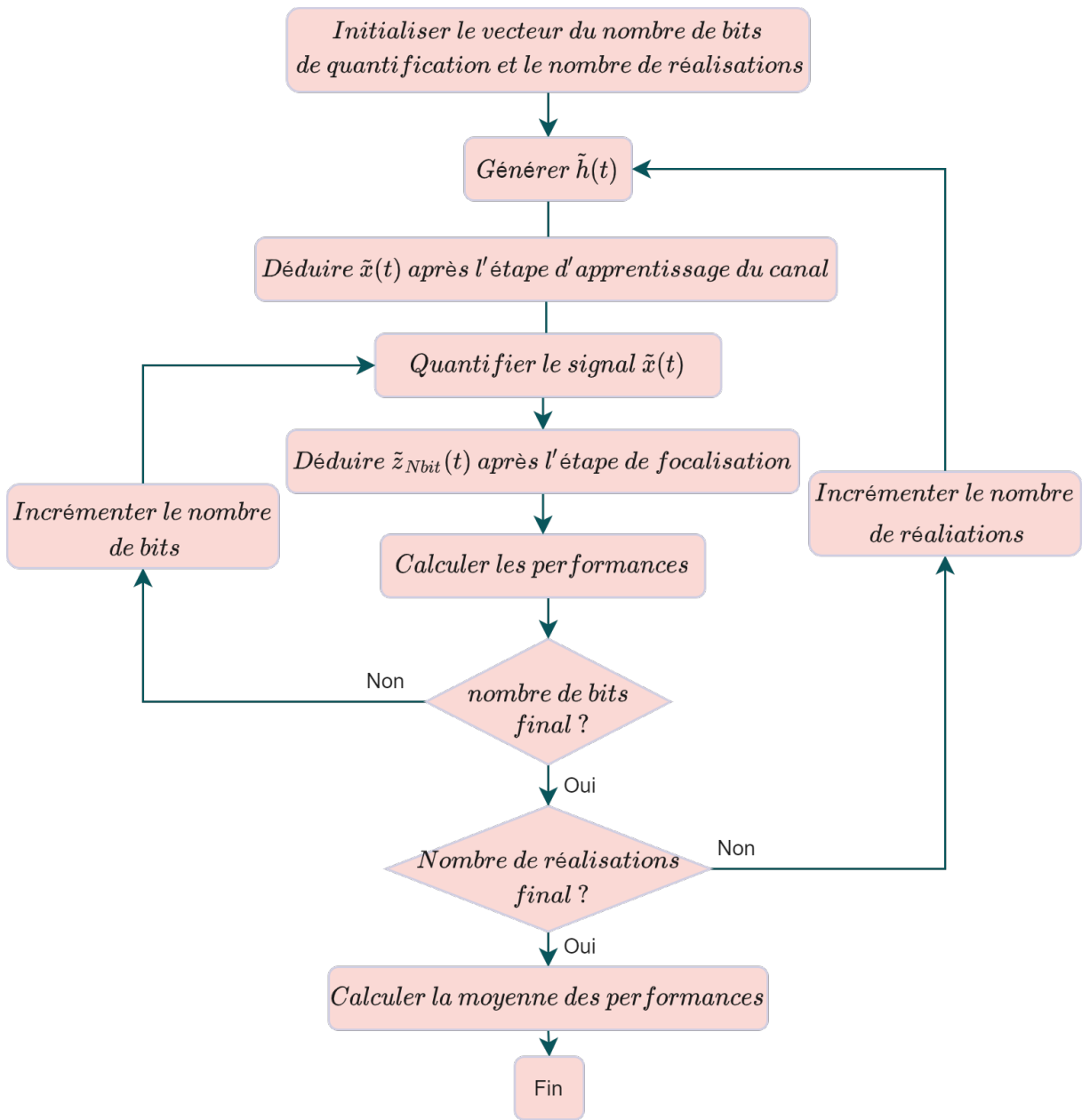


FIGURE IV.10: Organigramme du programme effectuant l'évaluation des performances en fonction de la résolution de quantification.

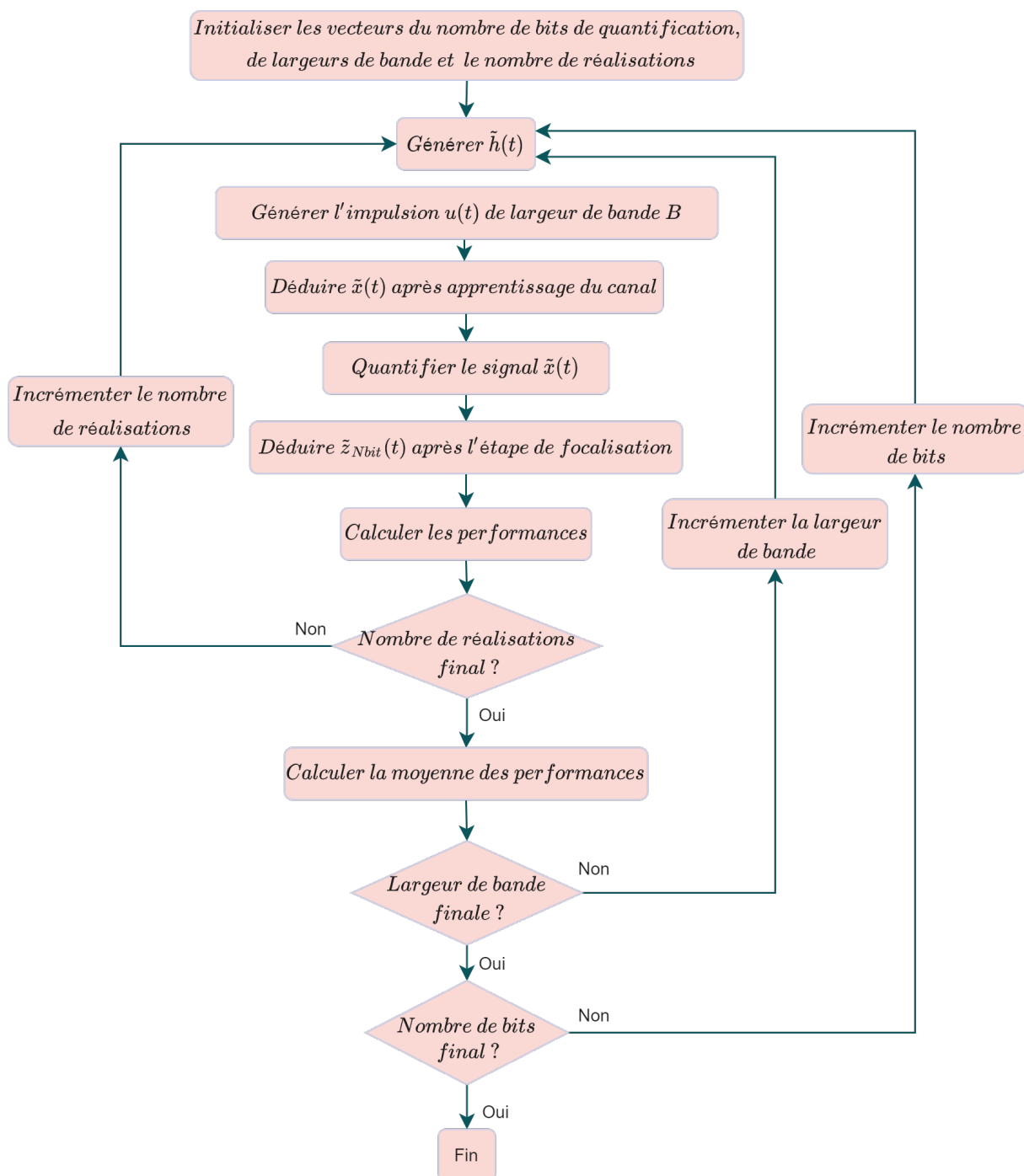


FIGURE IV.11: Organigramme du programme effectuant l'évaluation des performances en fonction de la résolution de quantification et de la largeur de bande B .

pour chaque résolution et les performances sont calculées sur la moyenne des réalisations. En plus de la résolution de quantification, une évaluation croisée des performances énergétiques est étudiée avec la largeur de bande B dans une seconde simulation. La figure IV.11 présente le schéma bloqué du programme. Les opérations sont similaires à la première simulation, la différence est dans la variation de la largeur de bande B de l'impulsion $u(t)$ de 20 MHz à 1000 MHz. Les performances sont calculées sur la moyenne des réalisations pour chaque résolution de quantification et pour chaque largeur de bande.

4.3 Performances en fonction de la résolution de quantification

Les performances énergétiques sont évaluées en fonction de la résolution de quantification en termes de transfert d'énergie et de focalisation temporelle. Avant le calcul des critères quantitatifs des performances, la focalisation temporelle peut être évaluée sur l'allure du signal focalisé $z(t)$. Afin de comparer l'allure des signaux $z_{Nbit}(t)$, l'énergie des signaux émis $x_{Nbit}(t)$ est normalisée pour toutes les résolutions de quantification. La figure IV.12 montre la moyenne de la partie réelle du signal focalisé $\overline{z_{Nbit}(t)}$ calculée sur la totalité des réalisations statistiques pour chaque résolution et une largeur de bande d'impulsion fixée à 200 MHz. Le cas de résolution minimum de 1 bit présente le pic le plus bas de 2,62 mV avec des lobes latéraux qui apparaissent à un côté de l'impulsion avec une amplitude maximale de 0,81 mV. L'amplitude du pic diminue de 1 mV par bit de 4 bits à 1 bit et elle est constante pour les résolutions supérieures à 4 bits atteignant une amplitude maximum de 5,77 mV comme indiqué par le tableau I. Le niveau maximal des lobes latéraux diminue de 0,81 mV à 0,19 mV à mesure que la résolution de quantification

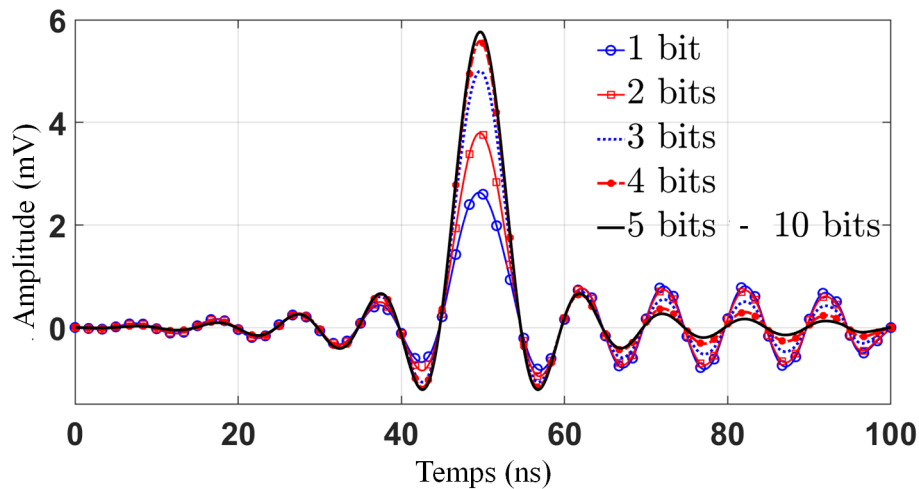


FIGURE IV.12: Parties réelles des signaux focalisés $z_{Nbit}(t)$ pour une largeur de bande de 200 MHz et des résolutions de quantification variant de 1 bit à 10 bits obtenus avec une énergie normalisée du signal émis. Les résolutions de l'intervalle 5 à 10 bits présentent les mêmes performances et sont tracées en trait noir.

TABLE IV.1: Pic de focalisation, gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ et G_{PAPR} pour différentes résolutions de quantification.

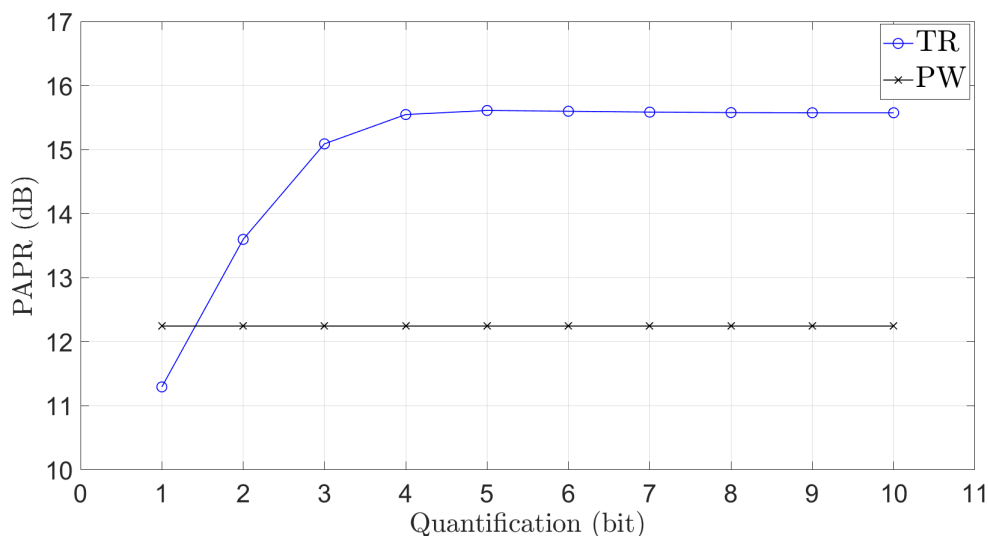
Résolution de quantification (bit)	Pic de focalisation (mV)	G_{PAPR} (dB)	$G_{TR/PW}$
1	2.62	-0.95	1.3
2	3.79	1.36	1.44
3	5	2.85	1.63
4	5.55	3.3	1.74
5-10	5.77	3.37	1.78

augmente jusqu'à un niveau négligeable à partir de 4 bits où $z_{Nbit}(t)$ devient symétrique et se rapproche de l'allure de l'impulsion initiale $u(t)$.

La figure IV.13 représente le tracé du $PAPR_{RT}$ du signal focalisé $z_{Nbit}(t)$ et le $PAPR_{PW}$ du signal $y(t)$ qui confirme les observations précédentes sur l'allure de $z_{Nbit}(t)$. $PAPR_{RT}$ augmente de 11,13 dB à 15,53 dB entre 1 bit et 4 bits et converge vers la valeur maximale de 15,58 dB pour des résolutions supérieures. Le gain G_{PAPR} est introduit dans cette section pour évaluer le gain de performance de focalisation temporelle entre le $PAPR_{RT}$ et le $PAPR_{PW}$. G_{PAPR} est exprimé par :

$$G_{PAPR} = PAPR_{RT} - PAPR_{PW} \quad (\text{IV.14})$$

Comme le montre le tableau I, pour des résolutions supérieures à 1 bit, $PAPR_{RT}$ est toujours plus élevé par rapport au mode PW avec un gain atteignant 3,37 dB. Un gain de -0,95 dB par rapport au $PAPR_{RT}$ à 1 bit. Le gain G_{PAPR} négatif à la résolution d'un bit s'explique par la dégradation de la focalisation temporelle par la quantification résultant


 FIGURE IV.13: $PAPR$ pour les résolutions de quantification variant de 1 bit à 10 bits : $PAPR_{RT}$ de $z_{Nbit}(t)$ et $PAPR_{PW}$ de $y(t)$.

en un faible pic et des lobes latéraux élevés.

En termes de transfert d'énergie, la figure IV.14 montre que η_{RT} (ETR du mode RT) est toujours supérieur à la fois à η_{PW} (l'ETR du mode PW) et η_{CW} (l'ETR en mode CW) quelle que soit la résolution de quantification. η_{RT} augmente proportionnellement à la résolution de quantification de -29 dB à -27,5 dB entre 1 bit et 4 bits, η_{RT} converge vers -27,5 dB au-delà de 4 bits. Le mode RT présente un gain $G_{RT/PW}$ allant jusqu'à 1,78 par rapport aux modes PW et CW (cf. tableau I). La résolution d'un bit présente un gain de 1,3, ce qui est faible mais toujours plus performant en termes de transfert d'énergie par rapport aux modes PW et CW.

4.4 Performances en fonction de la largeur de bande

L'ETR et le PAPR sont calculés en variant la largeur de bande de l'impulsion $u(t)$ de 25 MHz à 1000 MHz pour les deux modes RT et PW. Comme le montre la figure IV.15, $PAPR_{RT}$ augmente en fonction de la largeur de bande tandis que $PAPR_{PW}$ est constant. Dans le cas d'une résolution de 1 bit, une largeur de bande supérieure à 250 MHz est nécessaire pour avoir un $PAPR_{RT}$ plus élevé que le $PAPR_{PW}$. Le cas $PAPR_{RT}$ à 2 bits dépasse le $PAPR_{PW}$ au-delà de 125 MHz. Pour les résolutions supérieures à 2 bits, $PAPR_{RT}$ est toujours meilleur que le mode PW sauf lorsque B est inférieur à 50 MHz où les deux modes impulsionnels tendent à la même performance. Comme le montre le tableau IV.2, des largeurs de bande supérieures à 250 MHz, 100 MHz et 50 MHz sont nécessaires pour des résolutions de 1 bit, 2 bits et au-delà de 2 bits respectivement pour avoir un gain G_{PAPR} positif où le mode RT fournit un pic plus élevé que le mode PW.

La figure IV.16 montre que η_{RT} est croissant en fonction de B et converge à partir de

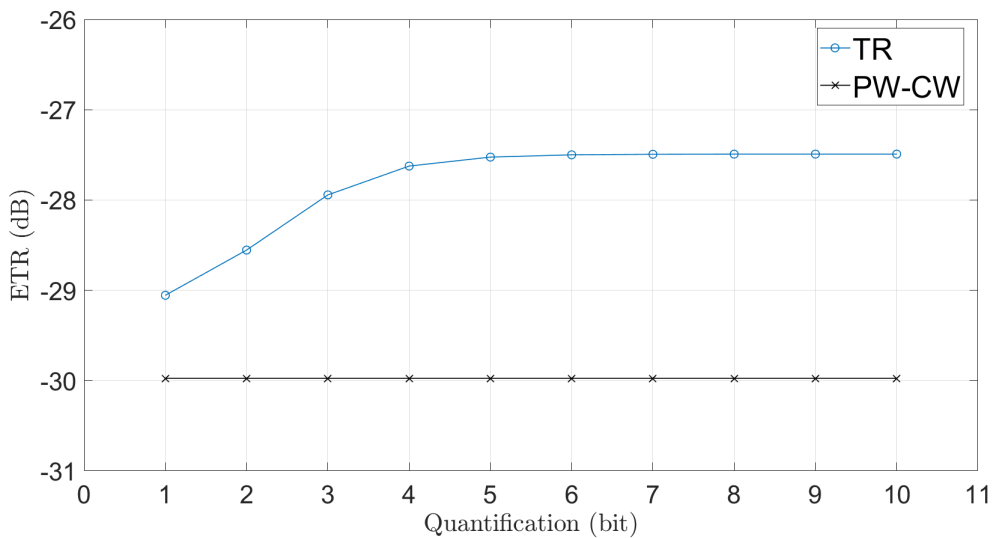


FIGURE IV.14: ETR pour des résolutions variant de 1 à 10 bits : η_{RT} , η_{PW} et η_{CW} .

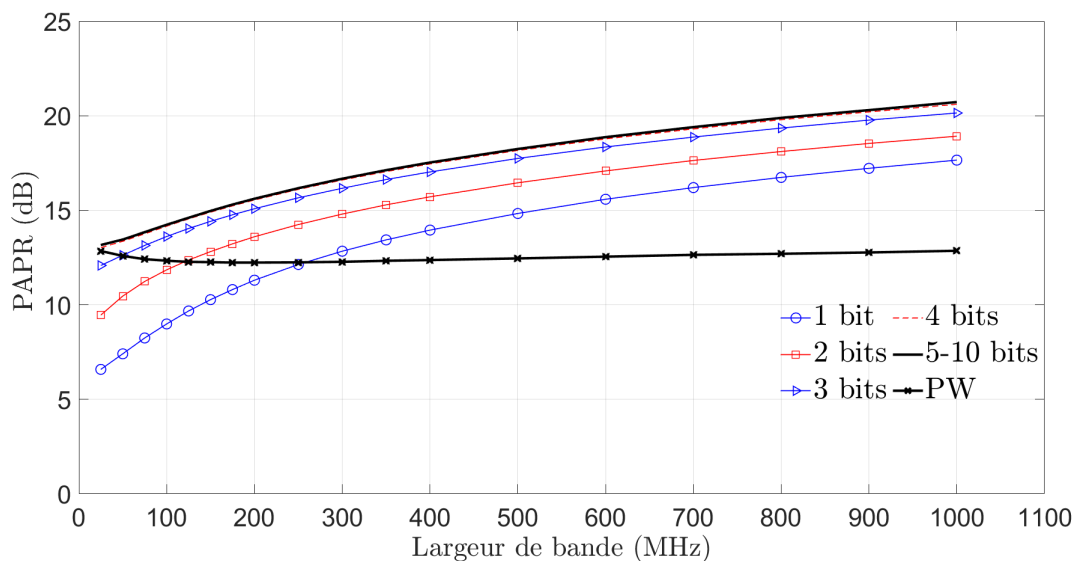


FIGURE IV.15: PAPR pour des largeurs de bandes variant de 25 MHz à 1000 MHz : $PAPR_{RT}$ de $z_{Nbit}(t)$ quantifié de 1 bit à 10 bits par rapport au $PAPR_{PW}$ du signal $y(t)$.

400 MHz, cette croissance devient plus importante lorsque le nombre de bit de quantification augmente. Pour les cas de 1 bit et 2 bits, le rapport η_{RT} est faiblement affecté par B et converge vers -28,75 dB et -28,25 dB respectivement. η_{RT} présente des performances plus élevées par rapport aux modes CW et PW (cf. tableau IV.2) avec un gain variant de 1,2 à 1,9 quelque soit B .

4.5 Discussion des résultats

La quantification affecte le niveau du pic et la forme du signal focalisé, a fortiori dans les basses résolutions. La focalisation est réalisable avec une enveloppe constante à une résolution minimale de 1 bit au détriment des performances énergétiques. La diminution

TABLE IV.2: Gains $G_{\frac{RT}{PW}}$ et G_{PAPR} pour différentes résolutions de quantification et largeurs de bandes.

Résolution de quantification (bit)	Largeur de bande (MHz)	G_{PAPR} (dB)	$G_{TR/PW}$
1	250	0.11	1.25
	400	1.59	1.28
2	125	0.1	1.34
	400	3.35	1.44
3	50	0	1.38
	200	2.85	1.61
4	400	4.66	1.69
	50	0.79	1.43
5-10	200	3.31	1.73
	400	5.09	1.82
5-10	50	0.87	1.46
	200	3.38	1.76
	400	5.16	1.86

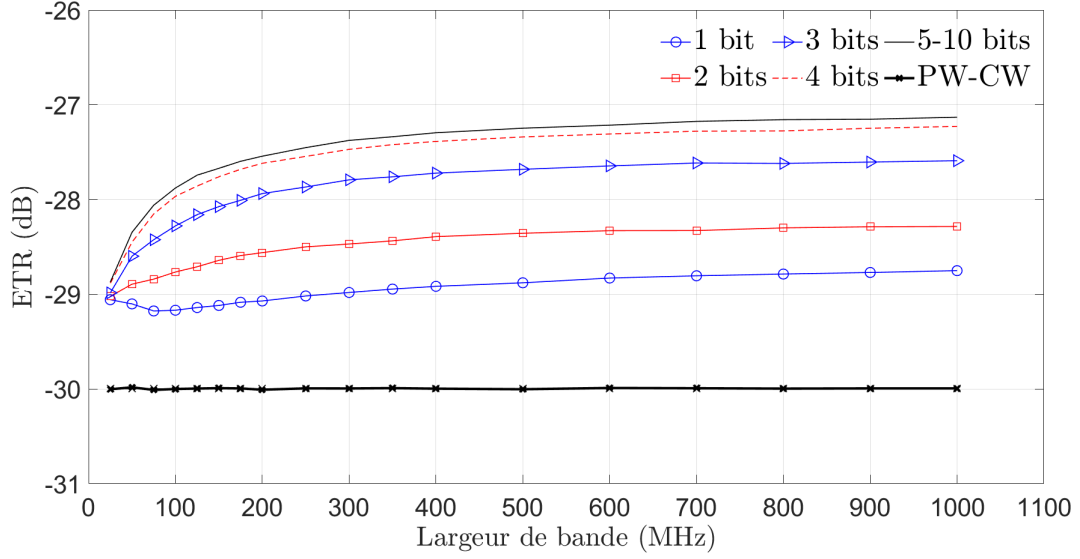


FIGURE IV.16: ETR pour des largeurs de bande de 25 MHz à 1000 MHz : η_{RT} quantifié de 1 bit à 10 bits, η_{PW} et η_{CW} .

du $PAPR_{RT}$ aux résolutions inférieures à 4 bits est due à la dégradation de la focalisation temporelle en altérant l'enveloppe et la phase du signal émis. L'opération de quantification modifie le module et la phase du signal émis $\tilde{x}(t)$ dont dépend la focalisation en particulier aux basses résolutions où l'erreur de quantification est plus importante. Les performances de transfert énergétique du mode RT sont réduites avec une perte d'environ 0,5 dB par bit pour les résolutions inférieures à 4 bits.

Les performances de TES du mode RT dépendent également de la largeur de bande qui doit être considérée avec une évaluation croisée dans le compromis entre quantification et performances. La figure IV.17 présente le gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ (en échelle linéaire) en fonction de la largeur de bande et de la résolution de quantification. Les performances de transfert d'énergie du mode RT augmentent à la fois en fonction de la résolution de quantification et de la largeur de bande comme résumé par le tableau IV.2. Le gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ converge vers une performance maximale de 1,9 à 4 bits et une largeur de bande de 200 MHz montrant que le mode RT transfère environ deux fois plus d'énergie que le mode PW. Pour le modèle de canal étudié, le gain $G_{\frac{TR}{PW}}$ est supérieur à 1 indiquant que le transfert d'énergie du mode RT est toujours plus élevé par rapport aux modes PW et CW. Cependant, une résolution supérieure à 1 bit est nécessaire pour avoir un pic de focalisation temporel supérieur au mode PW. En termes de PAPR, plus la résolution est basse plus le mode RT nécessite une grande largeur de bande pour effectuer une meilleure focalisation temporelle comparé au mode PW (cf. tableau IV.2 et figure IV.15). Les résultats confirment que les performances du mode RT dépendent de la complexité du canal, en d'autres termes, plus le contenu spectral est riche, meilleures sont les performances de focalisation.

Le choix d'une résolution de quantification optimale dépend du contexte de l'applica-

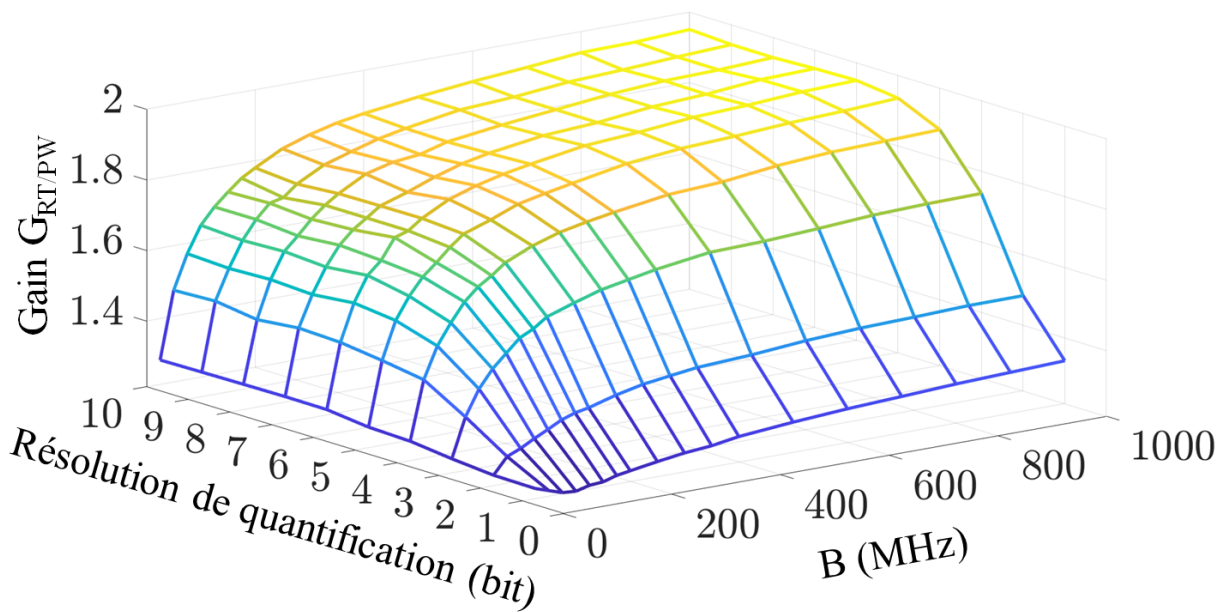


FIGURE IV.17: Gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ pour des largeurs de bandes variant de 25 MHz à 1000 MHz et des résolutions de quantification variant de 1 bit à 10 bits.

tion et des performances recherchées (portée de communication, réglementations, limitations matérielles en bande passante et en résolution, etc.). À 4 bits (donc un total de 8 bits en prenant en compte la quantification de la partie réelle et la partie imaginaire) pour une largeur de bande de 200 MHz, le gain ETR est à 98% des performances optimales (par rapport aux performances maximales à 10 bits), ce qui correspond à un transfert près de 2 fois plus d'énergie par rapport aux modes PW et CW. A 4 bits, le mode RT est capable de fournir un gain en termes de PAPR de 3,3 dB à l'entrée du récupérateur d'énergie par rapport au mode PW (cf. tableau IV.2). La résolution de 4 bits semble être un bon compromis où les performances sont maintenues tout en réduisant la résolution de quantification. Dans le cas d'un système matériel limité, des résolutions inférieures à 4 bits peuvent être choisies.

5 Étude expérimentale

Afin de vérifier les résultats de simulation, une étude expérimentale est réalisée au moyen du RFID Waveformer. Les mêmes opérations de quantification du signal émis sont effectuées, puis le RT est réalisé à travers la variante du canal 1 de propagation (se référer au chapitre II) pour l'évaluation des paramètres des performances énergétiques.

5.1 Description de l'expérience expérimentale

Les paramètres de l'impulsion émise sont les mêmes qu'en simulation : une impulsion sinc-Hann de largeur de bande fixée à 200 MHz. Contrairement aux simulations où les signaux sont en bande de base, en expérimental, les signaux réels sont modulés à la fréquence porteuse choisie arbitrairement dans la gamme UHF à 910 MHz. Le signal $y(t)$ obtenu lors de l'étape d'apprentissage enregistré au niveau de l'antenne de réception est inversé dans le temps et quantifié pour des résolutions variant de 1 bit à 10 bits. Les signaux $x_{Nbit}(t)$ obtenus sont retransmis par l'antenne émettrice et les signaux focalisés $z_{Nbit}(t)$ correspondants sont enregistrés depuis l'antenne réceptrice. Enfin, les gains $G_{RT/PW}$ et les PAPR des modes PW et RT sont calculés.

5.2 Résultats expérimentaux et discussion

Les résultats expérimentaux sont présentés dans les figures IV.18 et IV.19 en trait continu comparés aux résultats de simulation présentés en trait discontinu. Le tableau IV.3 présente les gains G_{PAPR} et $G_{RT/PW}$ expérimentaux. Le $PAPR_{RT}$ augmente de 10,8 dB à 14 dB entre 1 bit et 3 bits et converge vers 14 dB à partir de 3 bits. Le $PAPR_{PW}$ constant à 11,9 dB représente un gain G_{PAPR} de -1.1 dB à 1 bit. Comme le montre le tableau IV.3, le $PAPR_{RT}$ présente les meilleures performances par rapport au $PAPR_{PW}$ pour des résolutions supérieures à 1 bit, avec un gain atteignant 2,1 dB pour des résolutions supérieures ou égales à 3 bits. Le gain $G_{RT/PW}$ est toujours supérieur à l'unité ce qui montre que le mode RT transfère plus d'énergie quel que soit la résolution de quantification même si $G_{RT/PW}$ est fortement réduit dans les basses résolutions (inférieures à 3 bits). $G_{RT/PW}$ présente une variation de 1.27 à 1.64 entre 1 bit et 3 bits et il converge vers 1.64 pour des résolutions supérieures ou égales à 3 bits.

TABLE IV.3: Gains G_{PAPR} et $G_{\frac{TR}{PW}}$ expérimentaux comparés pour différentes résolutions de quantification.

Résolution de quantification (bit)	G_{PAPR} (dB)	$G_{TR/PW}$
1	-1.1	1.27
2	1.6	1.44
3	2.1	1.64
4	2.1	1.64
5-10	2.1	1.7

La variation des courbes expérimentales est en accord avec la variation des résultats de simulations. Les courbes montrent la même tendance croissante des performances en

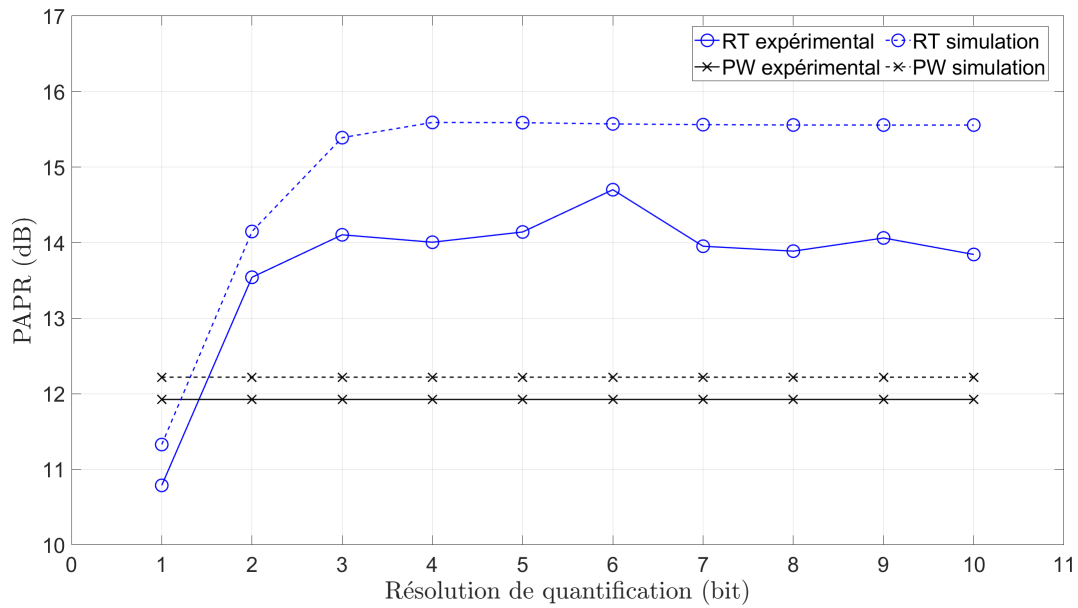


FIGURE IV.18: Mesures expérimentales du PAPR en fonction de la quantification pour les modes RT et PW.

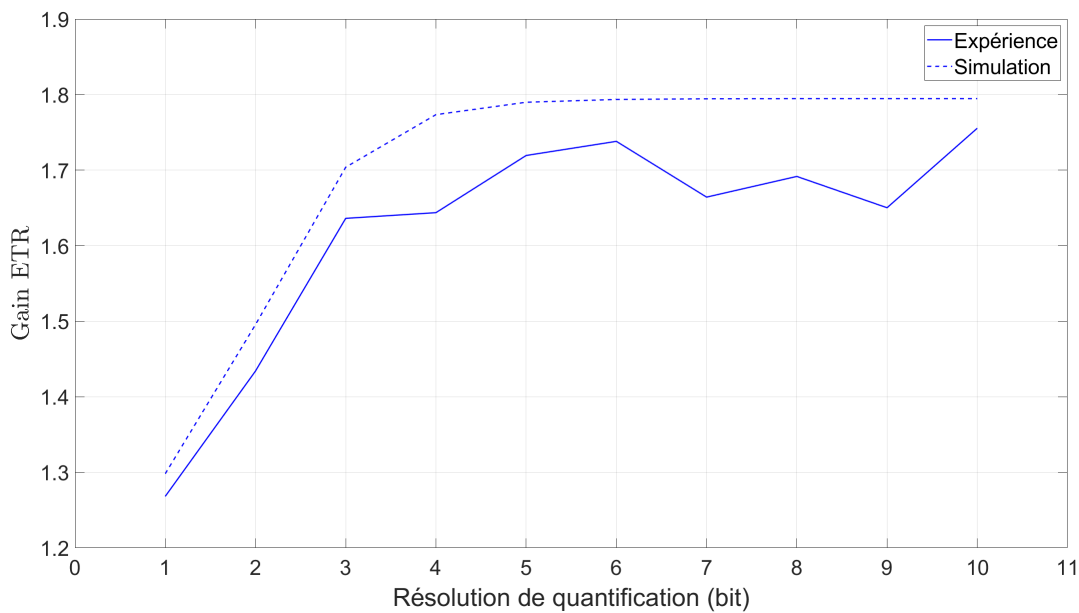


FIGURE IV.19: Gain $G_{\frac{RT}{PW}}$ expérimental en fonction de la résolution de quantification.

fonction de la quantification. Le mode RT est plus performant que le mode PW à l'exception de la résolution 1 bit en termes de PAPR. Dans le scénario de propagation étudié, la résolution de quantification de 3 bits semble être le compromis optimal où les performances sont préservées. Il est à noter que le paramètre PAPR est sensible aux formes des signaux en réceptions $y(t)$ et $z_{Nbit}(t)$ et les résultats peuvent varier d'une expérience de focalisation à une autre. Les composantes secondaires aux pics (lobes latéraux, bruits et étalement des trajets) influencent significativement le gain G_{PAPR} où le mode RT peut

être inférieur au mode PW malgré un pic de focalisation plus élevé. Cela est dû aux imperfections et aux effets de non-linéarité expérimentaux qui font varier l'énergie totale du signal par rapport au pic. Par conséquent, si le signal focalisé $z_{Nbit}(t)$ présente une énergie en dehors du pic, son PAPR diminue par rapport aux résultats théoriques même si le signal focalisé $z_{Nbit}(t)$ présente un pic plus élevé par rapport au signal reçu $y(t)$ du mode PW. Les distorsions au niveau de l'émission dégradent également le gain $G_{\frac{TR}{PW}}$ notamment à cause de l'amplificateur de puissance qui déforme le signal émis $x(t)$.

6 Conclusion

Le compromis entre quantification et performances énergétiques en mode RT a été étudié afin de réduire la complexité du signal émis dans le contexte de la TES. L'impact de la résolution de quantification du signal émis sur les performances énergétiques a été étudié en simulation et expérimentalement dans un scénario de propagation complexe NLOS. Les performances de transfert d'énergie et de focalisation temporelle du mode RT ont été évaluées pour différentes résolutions de quantification et largeurs de bande en comparaison avec les modes PW et CW. Le gain en performance est évalué en termes de quantité d'énergie fournie à travers le canal de propagation et de puissance de pic fournie à l'entrée du récupérateur d'énergie.

Les résultats montrent une concordance entre la simulation et l'expérience avec une même tendance croissante des performances en fonction du nombre de bits de quantification. La réduction du nombre de bit de quantification dégrade les performances de focalisation temporelle : le pic de focalisation diminue et des composantes secondaires apparaissent aux basses résolutions. Cependant, le mode RT transfère plus d'énergie que les modes PW et CW même si le gain de transfert énergétique est réduit dans les basses résolutions. En termes de pic de focalisation, les performances du mode RT dépendent de la largeur de bande pour les résolutions inférieures à 3 bits (6 bits au total en comptant la quantification de la partie réelle et imaginaire). Plus on diminue le nombre de bits de quantification, plus une largeur de bande élevée est nécessaire pour que le mode RT montre un PAPR supérieur comparé au mode PW en termes de pic de focalisation temporelle.

Le compromis doit être étudié de manière croisée entre la résolution de quantification et la largeur de bande du signal émis car les deux influencent les performances énergétiques et les deux paramètres constituent des contraintes à l'implémentation matérielle du RT. Les résultats montrent que la forme d'onde du RT peut être conçue pour améliorer l'efficacité de la TES tout en réduisant la résolution de quantification. Un choix judicieux à la fois de la résolution de quantification et la largeur de bande peut être fait pour minimiser la

complexité de la forme d'onde tout en préservant les performances.

Dans un prolongement de cette étude, le modèle de simulation pourrait être complété en incluant un modèle de circuit convertisseur d'énergie RF-dc pour étudier l'impact de la quantification sur le rendement de conversion RF-dc. Le scénario de propagation peut également être varié pour évaluer les performances dans différents environnements. Le compromis pourrait être étudié en communication RFID UHF passive avec des tags commerciaux en incluant l'évaluation de l'information rétrodiffusée. Il est à noter, que l'approche présentée dans cette étude consiste à allouer un nombre de bits égal à la partie réelle et la partie imaginaire donnant ainsi une modulation de type QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Différentes répartitions du nombre de bits de quantification pourraient être étudiées entre la partie réelle et imaginaire, notamment en tenant compte de la phase également.

Conclusion

La technologie RFID UHF passive est aujourd'hui une technologie largement déployée mais dont les performances restent limitées, notamment quand l'environnement applicatif implique des canaux de propagation complexes c'est-à-dire avec présence de nombreuses réflexions des signaux. Inspiré par les travaux récents qui montrent l'intérêt des formes d'ondes spécifiques (notamment les formes d'ondes impulsionnelles) en lieu et place de la traditionnelle forme d'onde sinusoïdale utilisée comme porteuse dans le domaine des télécommunications ou comme support du signal RF pour la transmission d'énergie sans fil, les travaux présentés visent à transposer ce type d'approches dans le domaine de la RFID et d'en étudier les potentiels bénéfiques. L'objectif principal de cette thèse est ainsi de contribuer au développement de la technologie RFID UHF en mode impulsionnel notamment en utilisant des formes d'ondes impulsionnelles adaptées au canal. Dans cet élan, la technique de retournement temporel appliquée en contexte « RFID impulsionnelle » est étudiée et évaluée. Il est important de noter qu'afin de conserver une approche pragmatique, deux contraintes directrices ont été considérées : d'une part, ne pas (trop) s'éloigner de la réglementation en vigueur c'est-à-dire prendre en compte et respecter le protocole ISO 18000 ; et d'autre part développer des solutions fonctionnelles et compatibles avec les tags RFID commerciaux existants.

Le chapitre I vise à rappeler les éléments fondamentaux de la technologie RFID, de la transmission d'énergie sans fil basée sur des formes d'ondes spécifiques, et de la technique de retournement temporel. Les limites liées au caractère passif du tag et à la propagation multitrajets en milieux complexes sont expliquées. En parallèle, il s'agit d'introduire la possibilité et le potentiel intérêt d'exploiter la RFID UHF passive en mode impulsionnel, et de la coupler à la technique de retournement temporel. En plus d'une démonstration d'une communication en appliquant le retournement temporel, l'objectif est d'en évaluer les performances énergétiques et d'étudier les différents paramètres influant sur ces performances. Le chapitre II présente la plateforme expérimentale mise en œuvre et nommée « RFID waveformer ». En effet, si plusieurs bancs de tests et de mesures dédiés à la RFID existent, dont notamment le banc Tagformance de l'entreprise finlandaise Voyantic, aucun banc commercial ne permet la génération de formes d'ondes arbitraires pour le signal

RF qui est émis par le lecteur. La première contribution de cette thèse a donc été de développer un banc expérimental répondant à ce besoin. Le banc RFID waveformer est une plateforme expérimentale flexible et personnalisable dont la principale fonction est de jouer le rôle d'un lecteur RFID UHF (parties émission et réception) qui intègre le protocole ISO 18000 et qui permet de générer des formes d'ondes non conventionnelles. Ce banc s'appuie sur des instruments RF commerciaux pilotés par un environnement logiciel basé sur un couplage LabVIEW/Matlab. Plusieurs interfaces dédiées ont été développées et permettent entre autres la génération de formes d'ondes arbitraires, l'acquisition des signaux et leur traitement en temps réel, la démodulation de la réponse du tag. De plus, afin de disposer d'un environnement de propagation qui soit complexe (présence de trajets multiples) et stable (répétabilité) deux canaux de propagation spécifiques ont été fabriqués et complètent la plateforme expérimentale mise en œuvre. Enfin, il a pu être ainsi démontré expérimentalement qu'il est possible d'une part d'interroger des tags RFID UHF commerciaux (sans aucune modification) en mode impulsionnel, et d'autre part, d'appliquer le principe de retournement temporel dans ce contexte.

Le chapitre III présente une étude comparative des performances de formes d'ondes impulsionnelles incluant la forme d'onde adaptée au canal basée sur la technique du RT en communication RFID UHF avec des tags commerciaux passifs. Trois modes de formes d'ondes ont été étudiées dans une communication RFID UHF passive en utilisant le RFID Waveformer : le mode CW (continuous wave), le mode PW (onde pulsée, pulsed wave en anglais) et le mode RT. Le mode CW est la forme d'onde traditionnelle sinusoïdale qui transmet une enveloppe constante au tag. Les modes PW et RT fournissent une enveloppe périodique impulsionnelle (train d'impulsions) au tag. Le mode PW est une forme d'onde impulsionnelle multi-porteuses où toutes les porteuses du signal émis sont à amplitude égale. Le mode RT utilise également un signal multiporteuses, mais l'amplitude et la phase de chaque porteuse sont adaptées au canal de propagation pour une focalisation de l'onde dans le temps et dans l'espace au niveau du tag.

Les expériences de communication RFID UHF menées avec trois tags commerciaux passifs montrent qu'une communication en mode impulsionnel avec une largeur de bande qui va jusqu'à 300 MHz, notamment en appliquant la technique du RT, est possible. Les expériences ont montré que le mode RT fournit deux fois plus d'énergie au niveau de l'antenne du tag comparé au mode PW à travers le canal pour les trois scénarios de propagation considérés. Les performances du lien radio ascendant (lecteur-tag) en modes impulsionnels (modes PW et RT) comparés au mode CW varient en fonction de la conception du signal émis et du système canal-tag. Les performances varient en fonction de la sélectivité fréquentielle de la fonction de transfert du canal (donc du scénario de propagation) et en fonction du comportement du tag sur la largeur de bande du signal (perfor-

mances intrinsèques du tag). Dans les scénarios de propagation considérés, les résultats expérimentaux montrent que le mode RT présente de meilleures performances comparé au mode PW en termes de puissance d'activation du tag. En termes de puissance d'activation, le mode CW est meilleur que les modes impulsionnels aux fréquences favorables où le canal présente le minimum d'atténuations. En dehors des fréquences favorables, le mode RT est le plus performant comparé aux modes CW et PW. Bien que le RT optimise le transfert d'énergie au tag en milieu de propagation complexe, l'utilisation de cette énergie par le tag dépend des performances du tag sur la largeur de bande du signal. La largeur de bande du signal émis doit être définie pour qu'elle soit, d'une part, suffisante pour la focalisation de l'onde en exploitant la diversité spectrale, et d'autre part, elle doit prendre en considération la bande passante du tag pour limiter les pertes.

L'optimisation d'une communication RFID UHF passive ne réside pas uniquement dans l'évaluation des performances de TES, en plus de l'activation du tag, la réponse rétrodiffusée du tag doit être correctement récupérée au niveau du lecteur pour une optimisation énergie-information. A cet effet, la tension crête à crête du signal rétrodiffusé par le tag est également évaluée. La tension du signal rétrodiffusé varie en fonction de la fréquence avec des tensions optimales aux fréquences favorables présentant le moins d'atténuation du canal. La puissance du signal rétrodiffusé en mode impulsionnel est répartie sur différentes fréquences porteuses. La conception d'un post-traitement adapté en réception pour exploiter la diversité spectrale du signal multiporteuses est nécessaire. Une sommation cohérente des signaux rétrodiffusés sur les différentes porteuses (par une modulation multiporteuses) permet d'optimiser la tension récupérée en modes impulsionnels comparés au mode CW. Le signal rétrodiffusé en mode impulsionnel dépend également de la capacité de rétrodiffusion du tag sur la largeur de bande du signal.

Le chapitre IV présente une étude sur la réduction de la complexité de la forme d'onde du mode RT dans le contexte des systèmes embarqués limités en ressources analogiques et numériques. L'impact du nombre de bits de quantification et de la largeur de bande sur les performances de transmission d'énergie sans fil est évalué. L'objectif est de préserver les performances énergétiques tout en allégeant la partie matérielle. Les caractéristiques de la forme d'onde et les contraintes liées aux limites matérielles sont décrites en soulignant la nécessité de les prendre en considération en amont dans la conception de la forme d'onde. L'étude a été menée en simulation et expérimentalement dans un scénario de propagation complexe NLOS. Les résultats montrent que la forme d'onde du mode RT peut être conçue en réduisant le nombre de bits de quantification tout en améliorant l'efficacité de la TES en comparaison aux modes PW et CW. Le nombre de bits de quantification et la largeur de bande du signal émis peuvent être réduits au détriment des performances énergétiques. Un choix judicieux à la fois de la résolution de quantification et de la largeur de bande peut

être fait pour minimiser les pertes en performances dues aux erreurs de quantifications tout en allégeant la partie matérielle. Les performances du mode RT doivent être évaluées de manière croisée avec la largeur de bande. Plus on diminue la résolution de quantification, plus une largeur de bande élevée est nécessaire pour une focalisation performante.

Le RT montre des performances prometteuses dans un contexte de milieu de propagation complexe, cependant, l'application du RT en technologie RFID UHF passive impose un nouveau paradigme où l'ensemble du système doit être pris en compte pour exploiter au mieux les propriétés du RT. Les contributions présentées dans cette thèse ouvrent de nombreuses perspectives de recherches à explorer pour le couplage RFID / RT :

- Amélioration de la plateforme RFID Waveformer développée pour plus d'automatisation des tests et des mesures avec une synchronisation de l'émission et de la réception. La technologie SDR est une solution embarquée qui pourrait être plus adaptée dans le traitement temps-réel et l'implémentation d'une démodulation multiporteuses. Une configuration mono-statique pourrait être implémentée pour l'émulation d'un lecteur dans le lien radio complet (ascendant et descendant) et ainsi étudier les performances des formes d'ondes en termes d'énergie et d'information.

- Évaluation comparative des performances des différentes formes d'ondes avec un tag UHF passif large bande conçu et réalisé en laboratoire pour une bonne connaissance des caractéristiques du tag contrairement aux tags commerciaux dont peu de caractéristiques sont fournies par le constructeur.

- Études d'autres scénarios d'environnements de propagation pour l'évaluation de la robustesse des formes d'ondes dans différents contextes (espace libre, milieu intérieur, entrepôt, avec trajet direct et sans trajet direct, etc.). Les performances énergétiques des formes d'ondes pourraient être évaluées en fonction de la variation du milieu de propagation.

- Prolongement de l'étude de la réduction de la complexité de la forme d'onde et son impact sur les performances énergétiques du RT en transmission d'énergie sans-fil en incluant la partie récupération d'énergie dans le modèle de simulation et l'étude expérimentale pour étudier l'impact de la quantification sur le rendement de conversion RF-dc.

- Caractérisation de la focalisation spatiale du retournement temporel pour une exploitation de la propriété spatiale du RT dans le contexte de la RFID par exemple pour répondre aux problèmes de la gestion de l'anticollision et à la sécurisation des communications.

Annexe A

L'interface de réception de la figure 20 permet la visualisation et l'acquisition du signal émis $u(t)$ et du signal reçu $y(t)$ du mode PW en temps réel. L'impulsion émise est acquise à partir du coupleur après amplification et correspond au signal émis $s(t)$ du mode PW. Ensuite, le signal $y(t)$ est utilisé pour l'étape de focalisation. L'interface de la figure 21 effectue un filtrage avant de normaliser le signal $y(t)$. Un filtre passe-bande est appliqué sur le signal avant la normalisation pour ne garder que la largeur de bande utile (par exemple 200 MHz) et éliminer toute composante de bruit. Le signal filtré est normalisé en mettant son amplitude maximale à 1 comme suit :

$$x(t) = \frac{y(T_a - t)}{\max\{|y(T_a - t)|\}} \quad (15)$$

Le signal résultant $x(t)$ est affiché et transféré au AWG (cf. figure 21) pour être retransmis par l'antenne TX. L'interface de réception de la figure 22 montre l'acquisition en temps réel du signal focalisé $z(t)$ et du signal émis $x(t)$. Les signaux enregistrés lors d'une expérience de RT sont montrés par la figure 23.

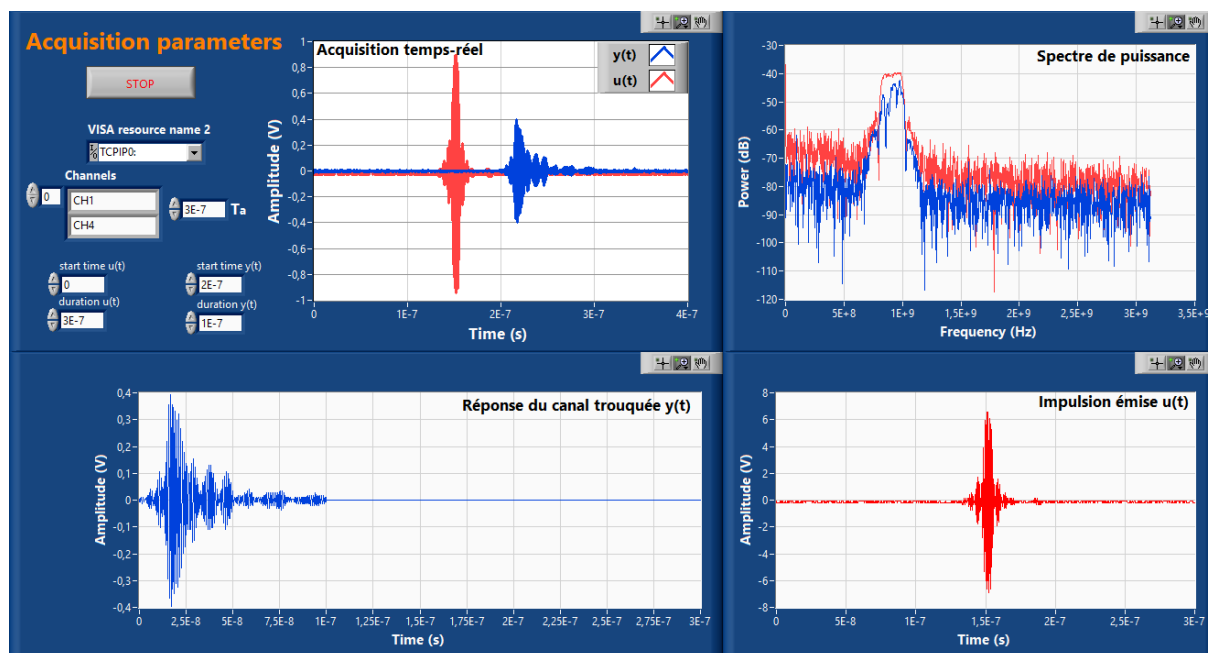


FIGURE 20: Interface de réception de l'étape d'apprentissage

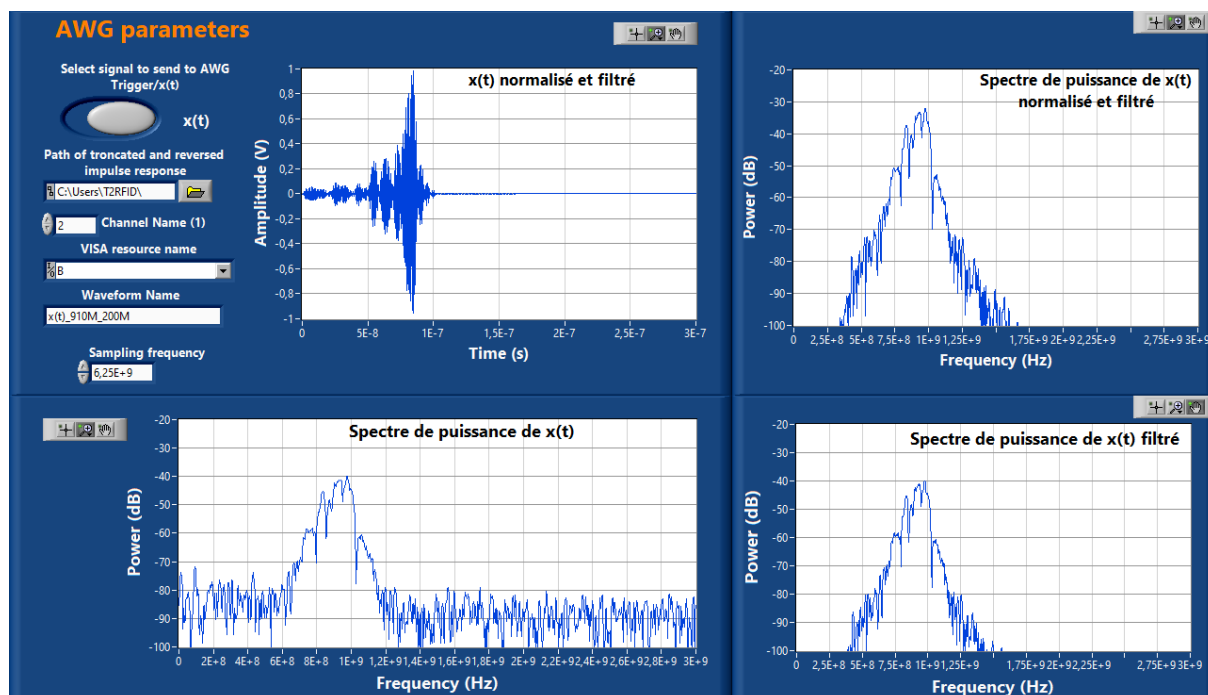


FIGURE 21: Interface d'émission de l'étape de focalisation

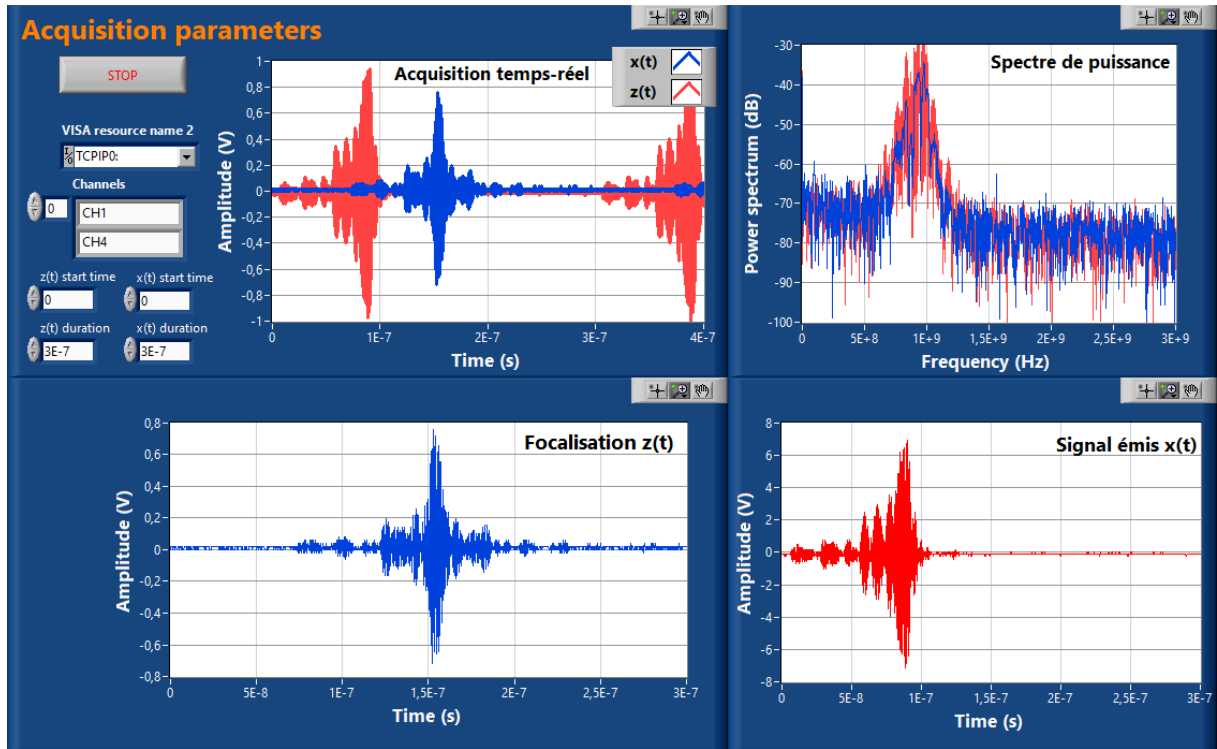


FIGURE 22: Interface de réception de l'étape de focalisation

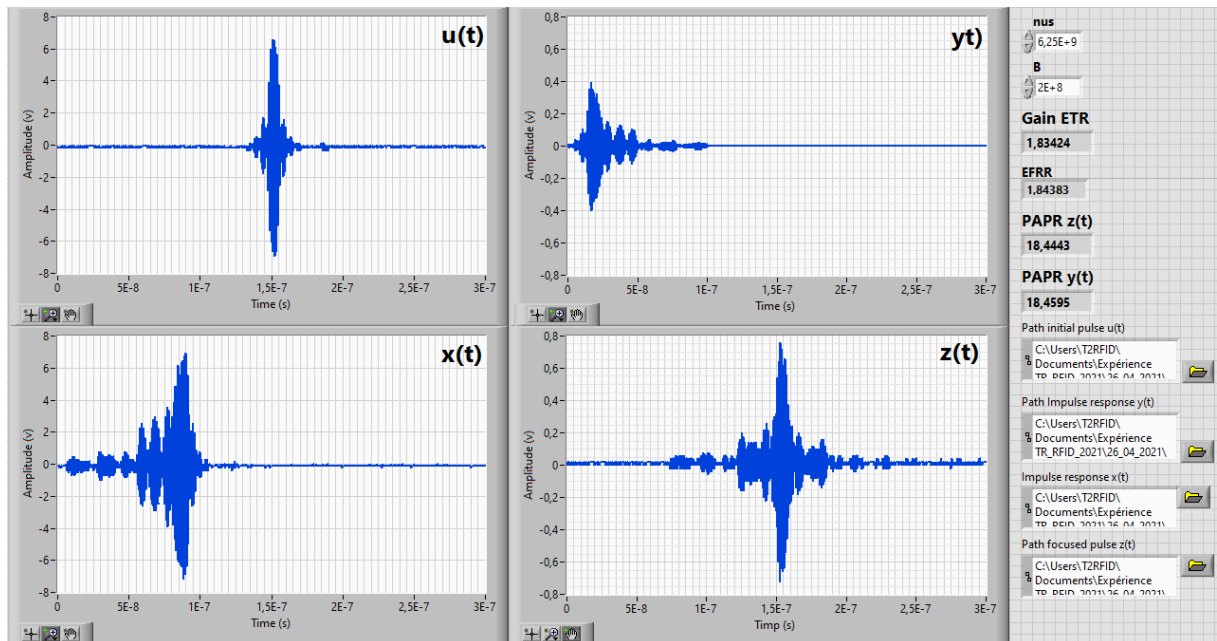


FIGURE 23: Signaux des modes PW et RT acquisi pour l'évaluation des performances de transfert énergétique

Annexe B

La sortie d'un système non linéaire modélisée par une série polynomiale tronquée au troisième ordre est donnée comme suit :

$$V_s(t) = A_1V_e(t) + A_2V_e^2(t) + A_3V_e^3(t) \quad (16)$$

En posant un signal d'entrée à deux porteuses d'amplitudes S et de fréquences $\omega_1 = 2\pi f_1$ et $\omega_2 = 2\pi f_2$, l'entrée du système non linéaire est donnée par :

$$V_e(t) = S \cos(\omega_1 t) + S \cos(\omega_2 t) \quad (17)$$

Dans ce cas, le premier ordre est donné par la sortie linéaire suivante :

$$A_1V_e(t) = A_1 [S \cos(\omega_1 t) + S \cos(\omega_2 t)] \quad (18)$$

où l'entrée est multipliée par le gain A_1 .

Le deuxième ordre de la série polynomiale est donné par

$$A_2V_e^2(t) = A_2S^2 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^2 \quad (19)$$

en développant en utilisant les identités trigonométriques, on obtient :

$$A_2V_e^2(t) = A_2S^2 + A_2S^2 \left[\frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t) + \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) \right] \quad (20)$$

Le deuxième ordre induit une composante constante A_2S^2 , les harmoniques $2\omega_1$ et $2\omega_2$, et des fréquences d'intermodulation $\omega_1 + \omega_2$ et $\omega_1 - \omega_2$. Ces fréquences sont en dehors de la bande utile du signal.

Le troisième ordre de la série est donné par

$$A_3V_e^3(t) = A_3S^3 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^3 \quad (21)$$

en développant, on obtient :

$$A_3 V_e^3(t) = A_3 S^3 \left[\frac{1}{4} \cos(3\omega_1 t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_2 t) + \frac{9}{4} \cos(\omega_1 t) + \frac{3}{4} \cos(2\omega_2 t + \omega_1 t) + \right. \\ \left. \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 t + \omega_2 t) + \frac{9}{4} \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \frac{5}{4} \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t) \right] \quad (22)$$

Le troisième ordre induit les harmoniques $3\omega_1$ et $3\omega_2$, et des fréquences d'intermodulation : $2\omega_2 + \omega_1$, $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_1 - \omega_2$ et $2\omega_2 - \omega_1$. Certaines des fréquences induites par intermodulation des multiporteuses interfèrent avec la bande utile du signal et d'autres sont en dehors de la bande utile.

Liste des publications et des communications

Articles de revue

- **Yanis Merakeb**, Hussein Ezzeddine, Julien Huillery, Arnaud Bréard, Rachida Touhami, and Yvan Duroc. Experimental platform for waveform optimization in passive UHF RFID systems. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 30(10) :e22376, 2020.

Communications

- **Yanis Merakeb**, Hussein Ezzeddine, Julien Huillery, Arnaud Bréard, Rachida Touhami, and Yvan Duroc. Experimental Demonstration of a Passive UHF RFID Communication in Time Reversal and Pulsed Wave Mode. In *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications*, pages 58–62, September 2019.
- Hussein Ezzeddine, **Yanis Merakeb**, Julien Huillery, Arnaud Bréard, Yvan Duroc, and Christian Vollaire. Simulation Framework for Studying UHF RFID Systems in Pulse Wave Mode. In *2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, pages 120–124, September 2019.
- Hussein Ezzeddine, **Yanis Merakeb**, Pavlos Doanis, Julien Huillery, Arnaud Bréard, Rachida Touhami, and Yvan Duroc. RFID UHF en mode impulsionnel et retournement temporel. In *JNM 2019*, pages 878–881, Caen, France, May 2019.

Bibliographie

- [1] Yvan Duroc and Smail Tedjini. RFID : A key technology for Humanity. Comptes Rendus Physique, 19(1) :64–71, January 2018.
- [2] Yvan Duroc and Darine Kaddour. RFID potential impacts and future evolution for green projects. Energy Procedia, 18 :91–98, 2012.
- [3] Vipul Chawla and Dong Ha. An overview of passive RFID. IEEE Communications Magazine, 45(9) :11–17, September 2007.
- [4] S. Tedjini, G. Andia-Vera, M. Zurita, R. C. S. Freire, and Y. Duroc. Augmented RFID Tags. In IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet), pages 67–70, January 2016.
- [5] Smail Tedjini, Gianfranco Andia Vera, and Yvan Duroc. Energy paradigms of augmented tags for the Internet of Things deployment. In International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - Italy (ACES), pages 1–2, Florence, Italy, March 2017. IEEE.
- [6] Davide Dardari, Nicolo Decarli, Anna Guerra, and Francesco Guidi. The future of ultra-wideband localization in RFID. In IEEE International Conference on RFID, pages 1–7, Orlando, FL, May 2016. IEEE.
- [7] Jayavardhana Gubbi, Rajkumar Buyya, Slaven Marusic, and Marimuthu Palaniswami. Internet of Things (IoT) : A vision, architectural elements, and future directions. Future Generation Computer Systems, 29(7) :1645–1660, September 2013.
- [8] Claude Tetelin. Systèmes et techniques RFID. page 37, 2020.
- [9] M.S. Trotter, J.D. Griffin, and G.D. Durgin. Power-optimized waveforms for improving the range and reliability of RFID systems. In IEEE International Conference on RFID, pages 80–87, Orlando, FL, April 2009. IEEE.
- [10] Matthew S. Trotter and Gregory D. Durgin. Survey of range improvement of commercial RFID tags with Power Optimized Waveforms. In IEEE International Conference on RFID, pages 195–202, Orlando, FL, USA, April 2010. IEEE.

- [11] Alírio J. Soares Boaventura and Nuno Carvalho. Extending Reading Range of Commercial RFID Readers. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 61(1) :633–640, January 2013.
- [12] Joshua D. Griffin and Gregory D. Durgin. Multipath Fading Measurements at 5.8 GHz for Backscatter Tags With Multiple Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58(11) :3693–3700, November 2010.
- [13] Joshua D. Griffin and Gregory D. Durgin. Reduced fading for RFID tags with multiple antennas. In 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pages 1201–1204, Honolulu, HI, June 2007. IEEE.
- [14] Hong Soo Park and Sun K. Hong. Investigation of Time-Reversal Based Far-Field Wireless Power Transfer From Antenna Array in a Complex Environment. IEEE Access, 8 :66517–66528, 2020.
- [15] Bruno Clerckx and Ekaterina Bayguzina. Waveform Design for Wireless Power Transfer. IEEE Transactions on Signal Processing, 64(23) :6313–6328, December 2016.
- [16] Bruno Clerckx, Zati Bayani Zawawi, and Kaibin Huang. Wirelessly Powered Backscatter Communications : Waveform Design and SNR-Energy Tradeoff. IEEE Communications Letters, 21(10) :2234–2237, October 2017.
- [17] Rony Ibrahim, Damien Voyer, Arnaud Breard, Julien Huillery, Christian Vollaire, Bruno Allard, and Youssef Zaatar. Experiments of Time-Reversed Pulse Waves for Wireless Power Transmission in an Indoor Environment. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 64(7) :2159–2170, July 2016.
- [18] Klaus Finkenzeller. RFID Handbook : Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication, Third Edition. page 480.
- [19] Daniel Mark Dobkin. The RF in RFID : Passive UHF RFID in Practice. Communications Engineering Series. Elsevier / Newnes, Amsterdam ; Boston, 2008.
- [20] Jean-Marc Laheurte, Christian Ripoll, Dominique Paret, and Christophe Loussert. UHF RFID Technologies for Identification and Traceability. Focus Waves Series. ISTE ; Wiley, London : Hoboken, NJ, 2014.
- [21] Nuno Borges Carvalho, Apostolos Georgiadis, Alessandra Costanzo, Hendrik Rogier, Ana Collado, José Angel García, Stepan Lucyszyn, Paolo Mezzanotte, Jan Kracek, Diego Masotti, Alírio J. Soares Boaventura, María de las Nieves Ruíz Lavín, Manuel Piñuela, David C. Yates, Paul D. Mitcheson, Milos Mazanek, and Vitezslav Pankrac.

- Wireless Power Transmission : R D Activities Within Europe. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 62(4) :1031–1045, April 2014.
- [22] Kaibin Huang, Caijun Zhong, and Guangxu Zhu. Some new research trends in wirelessly powered communications. IEEE Wireless Communications, 23(2) :19–27, April 2016.
- [23] Florian Muralter, Laura Arjona, Hugo Landaluce, and Asier Perallos. A theoretical and experimental study of passive computational radio frequency identification tags. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, page ett.3939, March 2020.
- [24] Tolga Soyata, Lucian Copeland, and Wendi Heinzelman. RF Energy Harvesting for Embedded Systems : A Survey of Tradeoffs and Methodology. IEEE Circuits and Systems Magazine, 16(1) :22–57, Firstquarter 2016.
- [25] K.V.S. Rao, P.V. Nikitin, and S.F. Lam. Impedance Matching Concepts in RFID Transponder Design. In Fourth IEEE Workshop on Automatic Identification Advanced Technologies (AutoID'05), pages 39–42, Buffalo, NY, USA, 2005. IEEE.
- [26] P.V. Nikitin, K.V.S. Rao, S.F. Lam, V. Pillai, R. Martinez, and H. Heinrich. Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(9) :2721–2725, September 2005.
- [27] Harvesting Wireless Power : Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems. IEEE Microwave Magazine, 15(4) :108–120, June 2014.
- [28] Alírio Soares Boaventura and Nuno Borges Carvalho. Maximizing DC Power in Energy Harvesting Circuits Using Multisine Excitation. In IEEE MTT-S International Microwave Symposium, page 4, Baltimore, MD, USA, August 2011.
- [29] Bruno Clerckx, Ekaterina Bayguzina, David Yates, and Paul D. Mitcheson. Waveform optimization for Wireless Power Transfer with nonlinear energy harvester modeling. In International Symposium on Wireless Communication Systems, pages 276–280, Brussels, Belgium, August 2015. IEEE.
- [30] Hans W. Pflug and Hubregt J. Visser. Wireless Power Transfer : Discrete Rectifier Modeling and Analysis. In Sotiris Nikolettseas, Yuanyuan Yang, and Apostolos Georgiadis, editors, Wireless Power Transfer Algorithms, Technologies and Applications in Ad Hoc Communication Networks, pages 111–135. Springer International Publishing, Cham, 2016.

- [31] Yuan Yao, Jie Wu, Yin Shi, and F.F. Dai. A Fully Integrated 900-MHz Passive RFID Transponder Front End With Novel Zero-Threshold RF–DC Rectifier. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(7) :2317–2325, July 2009.
- [32] Daniel M. Dobkin. The RF in RFID : UHF RFID in Practice. Newnes, November 2012.
- [33] EPC™ Radio-Frequency Identity Protocols Generation-2 UHF RFID Standard, July 2018.
- [34] Michael Buettner and David Wetherall. An empirical study of UHF RFID performance. In Proceedings of the 14th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking - MobiCom '08, page 223, San Francisco, California, USA, 2008. ACM Press.
- [35] Dheeraj K Klair, Kwan-Wu Chin, and Raad Raad. A Survey and Tutorial of RFID Anti-Collision Protocols. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 12(3) :400–421, 2010.
- [36] Lei Zhu and Tak-Shing Yum. A critical survey and analysis of RFID anti-collision mechanisms. IEEE Communications Magazine, 49(5) :214–221, May 2011.
- [37] GyanendraPrasad Joshi and SungWon Kim. Survey, Nomenclature and Comparison of Reader Anti-Collision Protocols in RFID. IETE Technical Review, 25(5) :285, 2008.
- [38] P.V. Nikitin, K.V.S. Rao, and R.D. Martinez. Differential RCS of RFID tag. Electronics Letters, 43(8) :431, 2007.
- [39] Pavel Nikitin and K.V.S Rao. Theory and measurement of backscattering from RFID tags. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 48(6) :212–218, December 2006.
- [40] P.V. Nikitin and K.V.S. Rao. Performance limitations of passive UHF RFID systems. In IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pages 1011–1014, Albuquerque, NM, USA, 2006. IEEE.
- [41] Pavel V. Nikitin and K. V. S. Rao. Antennas and Propagation in UHF RFID Systems. In IEEE International Conference on RFID, pages 277–288, Las Vegas, NV, USA, April 2008. IEEE.
- [42] P.V. Nikitin, K.V.S. Rao, R. Martinez, and S.F. Lam. Sensitivity and Impedance Measurements of UHF RFID Chips. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57(5) :1297–1302, May 2009.
- [43] Carlos Henrique Petzl Lorenz, Simon Hemour, and Ke Wu. Physical Mechanism and Theoretical Foundation of Ambient RF Power Harvesting Using Zero-Bias Diodes.

- IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 64(7) :2146–2158, July 2016.
- [44] Antonio Lazaro, David Girbau, and David Salinas. Radio Link Budgets for UHF RFID on Multipath Environments. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57(4) :1241–1251, April 2009.
- [45] F. Pérez Fontán and P. Mariño Espiñeira. Modeling the Wireless Propagation Channel : A Simulation Approach with MATLAB®. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, August 2008.
- [46] Andrea Goldsmith. WIRELESS COMMUNICATIONS.
- [47] Daeyoung Kim, M.A. Ingram, and W.W. Smith. Measurements of small-scale fading and path loss for long range RF tags. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51(8) :1740–1749, August 2003.
- [48] Joshua Griffin and Gregory Durgin. Link Envelope Correlation in the Backscatter Channel. IEEE Communications Letters, 11(9) :735–737, September 2007.
- [49] Matteo Bertocco, Andrea Dalla Chiara, Giovanni Gamba, and Alessandro Sona. Experimental analysis of UHF RFID impairments and performance. In 2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pages 759–764, Singapore. Singapore, May 2009. IEEE.
- [50] Christoph Angerer, Robert Langwieser, and Markus Rupp. Experimental Performance Evaluation of Dual Antenna Diversity Receivers for RFID Readers. page 7.
- [51] Regulatory status for using RFID in the EPC Gen2 (860 to 960 MHz) band of the UHF spectrum, February 2020.
- [52] G. De Vita and G. Iannaccon. Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(9) :2978–2990, September 2005.
- [53] Andreas F. Molisch. Ultra-Wide-Band Propagation Channels. Proceedings of the IEEE, 97(2) :353–371, February 2009.
- [54] Davide Dardari and Raffaele D’Errico. Passive Ultrawide Bandwidth RFID. In IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference, pages 1–6, New Orleans, LA, USA, 2008. IEEE.
- [55] Tommi Matila, Marja Kosamo, Tero Patana, Pekka Jakkula, Taavi Hirvonen, and Ian Oppermann. UWB Antennas. In Ian Oppermann, Matti Hämäläinen, and Jari Inatti, editors, UWB Theory and Applications, pages 129–156. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, November 2005.

- [56] Davide Dardari, Raffaele D’Errico, Christophe Roblin, Alain Sibille, and Moe Z. Win. Ultrawide Bandwidth RFID : The Next Generation? Proceedings of the IEEE, 98(9) :1570–1582, September 2010.
- [57] A. Collado and A. Georgiadis. Optimal Waveforms for Efficient Wireless Power Transmission. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 24(5) :354–356, May 2014.
- [58] Ana Collado and Apostolos Georgiadis. Improving wireless power transmission efficiency using chaotic waveforms. In IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, pages 1–3, Montreal, QC, Canada, June 2012. IEEE.
- [59] Christopher R. Valenta and Gregory D. Durgin. Rectenna performance under power-optimized waveform excitation. In 2013 IEEE International Conference on RFID (RFID), pages 237–244, Penang, April 2013. IEEE.
- [60] Alirio Boaventura, Daniel Belo, Ricardo Fernandes, Ana Collado, Apostolos Georgiadis, and Nuno Borges Carvalho. Boosting the Efficiency : Unconventional Waveform Design for Efficient Wireless Power Transfer. IEEE Microwave Magazine, 16(3) :87–96, April 2015.
- [61] Zhongtao Liu, Zheng Zhong, and Yong-Xin Guo. Intermodulation harvesting rectifier design for high efficiency multi-sine wireless power transfer. In 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pages 1–3, San Francisco, CA, May 2016. IEEE.
- [62] Alírio J. Soares Boaventura and Nuno Borges Carvalho. The Design of a High-Performance Multisine RFID Reader. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 65(9) :3389–3400, September 2017.
- [63] Christopher R. Valenta, Marcin M. Morys, and Gregory D. Durgin. Theoretical Energy-Conversion Efficiency for Energy-Harvesting Circuits Under Power-Optimized Waveform Excitation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 63(5) :1758–1767, May 2015.
- [64] Junghoon Kim, Bruno Clerckx, and Paul D. Mitcheson. Signal and System Design for Wireless Power Transfer : Prototype, Experiment and Validation. IEEE Transactions on Wireless Communications, pages 1–1, 2020.
- [65] Kyriakos Neophytou and Marco A. Antoniadis. DC voltage boosting technique in radio frequency wireless power transfer systems utilising high PAPR digital modulations. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 13(14) :2457–2463, November 2019.

- [66] Walid M. Dyab, Tapan K. Sarkar, and Magdalena Salazar-Palma. Time reversal compared to inverse filtering. In Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, pages 1–2, Chicago, IL, USA, July 2012. IEEE.
- [67] Mathias Fink. Time-Reversed Acoustics. In Scientific American, volume 281, pages 91–97, 1999.
- [68] Mathias Fink. From Loschmidt daemons to time-reversed waves. Philosophical Transactions of the Royal Society A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences, 374(2069) :20150156, June 2016.
- [69] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, and M. Fink. Time Reversal of Electromagnetic Waves. Physical Review Letters, 92(19) :193904, May 2004.
- [70] Julien de Rosny, Geoffroy Lerosey, and Mathias Fink. Theory of Electromagnetic Time-Reversal Mirrors. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58(10) :3139–3149, October 2010.
- [71] Tapan K Sarkar and Magdalena Salazar Palma. Electromagnetic Time Reversal : What does it imply? In 2016 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS), pages 30–33, Espoo, Finland, August 2016. IEEE.
- [72] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, and M. Fink. Time reversal of wideband microwaves. Applied Physics Letters, 88(15) :154101, April 2006.
- [73] I.H. Naqvi, P. Besnier, and G.E. Zein. Robustness of a time-reversal ultra-wideband system in non-stationary channel environments. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 5(4) :468, 2011.
- [74] Beibei Wang, Yongle Wu, Feng Han, Yu-Han Yang, and K. J. Ray Liu. Green Wireless Communications : A Time-Reversal Paradigm. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 29(8) :1698–1710, September 2011.
- [75] Matthieu Davy, Julien de Rosny, Jean-Christophe Joly, and Mathias Fink. Focusing and amplification of electromagnetic waves by time reversal in a leaky reverberation chamber. Comptes Rendus Physique, 11(1) :37–43, January 2010.
- [76] Dariush Abbasi-Moghadam and Vahid Tabataba Vakili. Characterization of indoor time reversal UWB communication systems : Spatial, temporal and frequency properties. International Journal of Communication Systems, 24(3) :277–294, March 2011.
- [77] Bingyan He, Tao Sun, Zhijin Wang, and Kai Su. A Fine-Grained Analysis of Time Reversal MU-MISO Systems Over Correlated Multipath Channels With Imperfect CSI. IEEE Access, 6 :69516–69527, 2018.

- [78] Zhengqing Yun and M.F. Iskander. Time reversal with single antenna systems in indoor multipath environments : Spatial focusing and time compression. In 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pages 695–698, Albuquerque, NM, USA, 2006. IEEE.
- [79] Dalwinder Singh, Zhen Hu, and Robert Qiu. UWB channel sounding and channel characteristics in rectangular metal cavity. In IEEE SoutheastCon 2008, pages 323–328, Huntsville, AL, USA, April 2008. IEEE.
- [80] Marc-Antoine Bouzigues, Isabelle Siaud, Maryline Helard, and Anne-Marie Ulmer-Moll. Turn Back the Clock : Time Reversal for Green Radio Communications. IEEE Vehicular Technology Magazine, 8(1) :49–56, March 2013.
- [81] Yan Chen, Beibei Wang, Yi Han, Hung-Quoc Lai, Zoltan Safar, and K.J. Ray Liu. Why Time Reversal for Future 5G Wireless ? [Perspectives]. IEEE Signal Processing Magazine, 33(2) :17–26, March 2016.
- [82] Xiao-Fei Liu, Bing-Zhong Wang, Shao-Qiu Xiao, and Jian Hua Deng. PERFORMANCE OF IMPULSE RADIO UWB COMMUNICATIONS BASED ON TIME REVERSAL TECHNIQUE. Progress In Electromagnetics Research, 79 :401–413, 2008.
- [83] Yan Chen, Yu-Han Yang, Feng Han, and K. J. Ray Liu. Time-Reversal Wideband Communications. IEEE Signal Processing Letters, 20(12) :1219–1222, December 2013.
- [84] Hung Tuan Nguyen, I.Z. Kovacs, and P.C.F. Eggers. A Time Reversal Transmission Approach for Multiuser UWB Communications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 54(11) :3216–3224, November 2006.
- [85] R. C. Qiu, C. Zhou, N. Guo, and J. Q. Zhang. Time Reversal With MISO for Ultra-wideband Communications : Experimental Results. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 5 :269–273, 2006.
- [86] Yi Han, Yan Chen, Beibei Wang, and K. J. Ray Liu. Enabling Heterogeneous Connectivity in Internet of Things : A Time-Reversal Approach. IEEE Internet of Things Journal, 3(6) :1036–1047, December 2016.
- [87] Feng Han, Yu-Han Yang, Beibei Wang, Yongle Wu, and K. J. Ray Liu. Time-Reversal Division Multiple Access over Multi-Path Channels. IEEE Transactions on Communications, 60(7) :1953–1965, July 2012.
- [88] Qinyi Xu, Chunxiao Jiang, Yi Han, Beibei Wang, and K. J. Ray Liu. Waveforming : An Overview With Beamforming. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 20(1) :132–149, 21.

- [89] Yi Han, Yan Chen, Beibei Wang, and K. J. Ray Liu. Realizing Massive MIMO Effect Using a Single Antenna : A Time-Reversal Approach. In 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), pages 1–6, Washington, DC, USA, December 2016. IEEE.
- [90] Yi Han, Yan Chen, Beibei Wang, and K. J. Ray Liu. Time-Reversal Massive Multipath Effect : A Single-Antenna “Massive MIMO” Solution. IEEE Transactions on Communications, 64(8) :3382–3394, August 2016.
- [91] Meng-Lin Ku, Yi Han, Hung-Quoc Lai, Yan Chen, and K. J. Ray Liu. Power Waveforming : Wireless Power Transfer Beyond Time Reversal. IEEE Transactions on Signal Processing, 64(22) :5819–5834, November 2016.
- [92] A. Khaleghi. Measurement and Analysis of Ultra-Wideband Time Reversal for Indoor Propagation Channels. Wireless Personal Communications, 54(2) :307–320, July 2010.
- [93] Peng Liao, Bin-Jie Hu, Zhi-Wu Lin, Qinglin Wen, and Li-li Zheng. Effect of Signal Characteristics on Focusing Property of Time Reversal Electromagnetic Wave. In 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), pages 1–3, Guangzhou, China, May 2019. IEEE.
- [94] Bing Li, Bin-Jie Hu, Xiaohuan Li, Min Deng, and Zong-Heng Wei. Efficiency enhancement of long-distance wireless power transmission using time reversal technique. In 2016 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), pages 49–51, Guangzhou, China, February 2016. IEEE.
- [95] Frank Cangialosi, Tyler Grover, Patrick Healey, Tim Furman, Andrew Simon, and Steven M. Anlage. Time reversed electromagnetic wave propagation as a novel method of wireless power transfer. In 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), pages 1–4, Aveiro, Portugal, May 2016. IEEE.
- [96] R Ibrahim, B Allard, A Breard, J Huillery, C Vollaire, D Voyer, and Y Zaatar. Wireless transmission of electromagnetic energy based on a time reversal approach for indoor applications. page 5.
- [97] Rony Ibrahim, Damien Voyer, Mohamad El Zoghbi, Julien Huillery, Arnaud Breard, Christian Vollaire, Bruno Allard, and Youssef Zaatar. Novel Design for a Rectenna to Collect Pulse Waves at 2.4 GHz. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 66(1) :357–365, January 2018.
- [98] Hong Soo Park and Sun K. Hong. Performance Evaluation of a Broadband RF-to-DC Rectifier on Short Pulses. In 2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), pages 194–196, Seoul, Korea (South), November 2020. IEEE.

- [99] Mingshan Zhang, Chengran Fang, Pavlos Doanis, Julien Huillery, Arnaud Breard, and Yvan Duroc. Time Reversal Processing for Downlink Limited Passive UHF RFID in Pulsed Wave Mode. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, pages 1–1, 2019.
- [100] Pavel Nikitin, KVS Rao, and Sander Lam. UHF RFID TAG CHARACTERIZATION : OVERVIEW AND STATE-OF-THE-ART. In Antenna Measurement Techniques Association, page 6, 2012.
- [101] Voyantic. www.voyantic.com.
- [102] The CISC RFID Xplorer. <https://www.at.com>.
- [103] VISN-100 test and measurement platform. <https://www.ni.com>.
- [104] Riccardo Colella, Luca Catarinucci, Paolo Coppola, and Luciano Tarricone. Measurement Platform for Electromagnetic Characterization and Performance Evaluation of UHF RFID Tags. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 65(4) :905–914, April 2016.
- [105] S.R. Aroor and D.D. Deavours. Evaluation of the State of Passive UHF RFID : An Experimental Approach. IEEE Systems Journal, 1(2) :168–176, December 2007.
- [106] Jacob Hidén Rudander, Ikram-e-Khuda, Per-Simon Kildal, and Charlie Orlenius. Measurements of RFID Tag Sensitivity in Reverberation Chamber. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 10 :1345–1348, 2011.
- [107] P.V. Nikitin and K.V.S. Rao. LabVIEW-Based UHF RFID Tag Test and Measurement System. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(7) :2374–2381, July 2009.
- [108] V. Derbek, C. Steger, R. Weiss, J. Preishuber-Pflügl, and M. Pistauer. A UHF RFID measurement and evaluation test system. e & i Elektrotechnik und Informationstechnik, 124(11) :384–390, November 2007.
- [109] Pavel V. Nikitin, Rene Martinez, Shashi Ramamurthy, Hunter Leland, Gary Spiess, and K. V. S. Rao. Phase based spatial identification of UHF RFID tags. In IEEE International Conference on RFID, pages 102–109, Orlando, FL, April 2010. IEEE.
- [110] Gianfranco Andia Vera, Yvan Duroc, and Smail Tedjini. RFID Test Platform : Non-linear Characterization. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 63(9) :2299–2305, September 2014.
- [111] Luca Catarinucci, Danilo De Donno, Riccardo Colella, Fabio Ricciato, and Luciano Tarricone. A Cost-Effective SDR Platform for Performance Characterization of RFID Tags. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 61(4) :903–911, April 2012.

- [112] Danilo De Donno, Luca Catarinucci, Riccardo Colella, Fabio Ricciato, and Luciano Tarricone. Differential RCS and sensitivity calculation of RFID tags with Software-Defined Radio. In 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium, pages 9–12, Santa Clara, CA, USA, January 2012. IEEE.
- [113] Michael Buettner and David Wetherall. A software radio-based UHF RFID reader for PHY/MAC experimentation. In IEEE International Conference on RFID, pages 134–141, Orlando, FL, USA, April 2011. IEEE.
- [114] C. Angerer and R. Langwieser. Flexible evaluation of RFID system parameters using rapid prototyping. In IEEE International Conference on RFID, pages 42–47, Orlando, FL, April 2009. IEEE.
- [115] Omar Abdelmalek, David Hély, and Vincent Beroulle. EPC Class 1 GEN 2 UHF RFID tag emulator for robustness evaluation and improvement. In 8th International Conference on Design Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era, pages 20–24, March 2013.
- [116] Martin Mayer, Blanca Ramos Elbal, Wolfgang Gartner, Robert Langwieser, and Jelena Kaitovic. A flexible setup to determine RFID tag requirements for multiple-response scenarios. In IEEE International Conference on RFID, pages 1–4, Orlando, FL, USA, May 2016. IEEE.
- [117] Alex K. Jones, Raymond Hoare, Swapna Dontharaju, Shenchih Tung, Ralph Sprang, Joshua Fazekas, James T. Cain, and Marlin H. Mickle. An automated, FPGA-based reconfigurable, low-power RFID tag. Microprocessors and Microsystems, 31(2) :116–134, March 2007.
- [118] Yassine Naija, Vincent Beroulle, David Hely, and Mohsen Machhout. Implementation of a secured digital ultralight 14443-type A RFID tag with an FPGA platform. In International Conference on Design and Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era, pages 1–3, Istanbul, April 2016. IEEE.
- [119] Pedro Miguel Cruz and Nuno Borges Carvalho. Multi-carrier wideband nonlinear behavioral modeling for cognitive radio receivers. page 4.
- [120] José Carlos Pedro and Nuno Borges Carvalho. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits. Artech House Microwave Library. Artech House, Boston, 2003.
- [121] Pedro Miguel Cruz and Nuno Borges Carvalho. Improving dynamic range of software-defined radio receivers for multi-carrier wireless systems. Antennas Propagation IET Microwaves, 9(1) :16–23, 2015.

- [122] Dariush Abbasi-Moghadam and Vahid Tabataba Vakili. A SIMO one-bit time reversal for UWB communication systems. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012(1) :113, March 2012.
- [123] A. Khaleghi, I. Balasingham, and R. Chávez-Santiago. One-bit time reversal using binary pulse sequence for indoor communications. Physical Communication, 13 :178–186, December 2014.
- [124] Misun Yoon and Chungyong Lee. A quantized TR prefilter for indoor wireless communication system with channel estimation error. In 2013 International Conference on ICT Convergence (ICTC), pages 207–211, JEJU ISLAND, Korea (South), October 2013. IEEE.
- [125] Wei Wu, ZhongYue Wu, and WenJi Xie. UWB PPM-TH and PAM-DS system with time reversal and its improved solution. In 2012 IEEE 6th International Conference on Information and Automation for Sustainability, pages 332–336, Beijing, China, September 2012. IEEE.
- [126] Yi Han, Yan Chen, and K. J. Ray Liu. Time-reversal with limited signature precision : Tradeoff between complexity and performance. In 2014 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP), pages 664–668, Atlanta, GA, USA, December 2014. IEEE.
- [127] P. Sundaralingam and V. Fusco. Effect of quantisation and under sampling on time reversal spatial and temporal focussing in highly reverberant environment. In 2011 41st European Microwave Conference, pages 416–419, October 2011.
- [128] Patrice Pajusco and Pascal Pagani. Comparison of Two Time Reversal Schemes using Circular UWB Measurements. In 2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pages 1–5, September 2007.
- [129] Hung Tuan Nguyen. Optimal One Bit Time Reversal For UWB Impulse Radio In Multi-User Wireless Communications. World Academy of Science, Engineering and Technology. Proceedings, (36) :298–304, 2008.
- [130] Andrea Goldsmith. Wireless Communications. Cambridge University Press, August 2005.
- [131] Athanasios Papoulis and S. Unnikrishna Pillai. Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. McGraw-Hill, Boston, Mass., 4. ed., internat. ed edition, 2002.