



N° d'ordre : 2022ISAL0130

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON

Opérée au sein de
Institut National des Sciences Appliquées

Ecole Doctorale N° ED160 EEA
Electronique Electrotechnique et Automatique

SPECIALITE/DISCIPLINE DE DOCTORAT :

Electronique, micro et nanoélectronique, optique et laser

Soutenue publiquement le 16/12/2022, par :
Tarik Lassouaoui

**Contributions au développement des
communications de type tag à tag RFID passives
pour l'internet des objets**

Devant le jury composé de

| | | |
|----------------------------|--|-----------------------|
| BERGERET Emmanuel | Professeur, Université Clermont Auvergne | Rapporteur |
| Vena Arnaud | Maitre de conférences HDR, Université de Montpellier | Rapporteur |
| Lepage Anne-Claire | Maitre de conférences, Telecom Paris | Examinatrice |
| BREARD Arnaud | Professeur, Ecole Centrale de Lyon | Examinateur |
| LIENARD Martine | Professeur, Université de Lille | Examinatrice |
| Villemaud Guillaume | Maitre de conférences HDR, INSA-Lyon | Directeur de thèse |
| Hutu Florin-Doru | Maitre de conférences, INSA-Lyon | Co-directeur de thèse |
| Duroc Yvan | Professeur, Université Claude Bernard Lyon 1 | Co-directeur de thèse |

Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales

| SIGLE | ECOLE DOCTORALE | NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE |
|------------------|--|--|
| CHIMIE | CHIMIE DE LYON https://www.edchimie-lyon.fr Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage secretariat@edchimie-lyon.fr | M. Stéphane DANIELE C2P2-CPE LYON-UMR 5265 Bâtiment F308, BP 2077 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69616 Villeurbanne directeur@edchimie-lyon.fr |
| E.E.A. | ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE https://edeea.universite-lyon.fr Sec. : Stéphanie CAUVIN Bâtiment Direction INSA Lyon Tél : 04.72.43.71.70 secretariat.edeea@insa-lyon.fr | M. Philippe DELACHARTRE INSA LYON Laboratoire CREATIS Bâtiment Blaise Pascal, 7 avenue Jean Capelle 69621 Villeurbanne CEDEX Tél : 04.72.43.88.63 philippe.delachartre@insa-lyon.fr |
| E2M2 | ÉVOLUTION, ÉCOSYSTÈME, MICROBIOLOGIE, MODÉLISATION http://e2m2.universite-lyon.fr Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.e2m2@univ-lyon1.fr | Mme Sandrine CHARLES Université Claude Bernard Lyon 1 UFR Biosciences Bâtiment Mendel 43, boulevard du 11 Novembre 1918 69622 Villeurbanne CEDEX sandrine.charles@univ-lyon1.fr |
| EDISS | INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTÉ http://ediss.universite-lyon.fr Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.ediss@univ-lyon1.fr | Mme Sylvie RICARD-BLUM Institut de Chimie et Biochimie Moléculaires et Supramoléculaires (ICBMS) - UMR 5246 CNRS - Université Lyon 1 Bâtiment Raulin - 2ème étage Nord 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69622 Villeurbanne Cedex Tél : +33(0)4 72 44 82 32 sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr |
| INFOMATHS | INFORMATIQUE ET MATHÉMATIQUES http://edinfomaths.universite-lyon.fr Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage Tél : 04.72.43.80.46 infomaths@univ-lyon1.fr | M. Hamamache KHEDDOUCI Université Claude Bernard Lyon 1 Bât. Nautibus 43, Boulevard du 11 novembre 1918 69 622 Villeurbanne Cedex France Tél : 04.72.44.83.69 hamamache.kheddouci@univ-lyon1.fr |
| Matériaux | MATÉRIAUX DE LYON http://ed34.universite-lyon.fr Sec. : Yann DE ORDENANA Tél : 04.72.18.62.44 yann.de-ordenana@ec-lyon.fr | M. Stéphane BENAYOUN Ecole Centrale de Lyon Laboratoire LTDS 36 avenue Guy de Collongue 69134 Ecully CEDEX Tél : 04.72.18.64.37 stephane.benayoun@ec-lyon.fr |
| MEGA | MÉCANIQUE, ÉNERGÉTIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE http://edmega.universite-lyon.fr Sec. : Stéphanie CAUVIN Tél : 04.72.43.71.70 Bâtiment Direction INSA Lyon mega@insa-lyon.fr | M. Jocelyn BONJOUR INSA Lyon Laboratoire CETHIL Bâtiment Sadi-Carnot 9, rue de la Physique 69621 Villeurbanne CEDEX jocelyn.bonjour@insa-lyon.fr |
| ScSo | ScSo* https://edsciencessociales.universite-lyon.fr Sec. : Mélina FAVETON INSA : J.Y. TOUSSAINT Tél : 04.78.69.77.79 melina.faveton@univ-lyon2.fr | M. Bruno MILLY Université Lumière Lyon 2 86 Rue Pasteur 69365 Lyon CEDEX 07 bruno.milly@univ-lyon2.fr |

*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

« Tout obstacle renforce la détermination. Celui qui s'est fixé un but n'en change pas » Léonard De Vinci

Remerciements

Je tiens à exprimer ma gratitude aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de juger mon travail. C'est une grande fierté de vous avoir comme rapporteur. Vos commentaires et remarques m'ont permis d'avoir un regard complémentaire et extérieur sur les travaux que j'ai menés.

Je tiens à remercier Mon directeur de thèse Guillaume Villemaud, Maître de conférences HDR à l'INSA-Lyon, qui m'a encadré tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués. J'ai toujours estimé votre sincère humanité, votre capacité à faire la part des choses dans le travail. Je vous remercie pour vos précieux conseils tout au long de cette thèse.

J'adresse de chaleureux remerciements à mes encadrants de thèse, Florin Doru Hutu, Maître de conférences à l'INSA-Lyon, et Yvan Duroc, Professeur à l'UCBL. Je ne vous remercierai jamais assez pour vos conseils avisés, votre disponibilité permanente et votre aide sans laquelle je n'aurais pu mener à bien cette thèse. J'ai énormément appris à vos côtés que ce soit professionnellement ou humainement. Vous avez été à mes côtés du début à la fin, j'ai eu énormément de chance de vous avoir comme encadrant.

Je remercie également tous mes amis qui m'ont soutenu pendant cette période, Adel, Boumediene, Imad, Didier, Edgar, François et Matoub Lounés.

Je tiens également à remercier ma magnifique Athina pour son soutien, son aide et son merveilleux sourire. Merci pour tous les moments de bonheur qu'on a partagé et qu'on partagera à l'avenir.

A mes parents à qui je dédie cette thèse. Merci pour votre confiance inconditionnelle, pour votre soutien de tous les instants et pour vos encouragements, j'espère que le seigneur vous gardera auprès de moi pour de nombreuses années. Merci à vous et à mon frère Amine alias Heisenberg pour tous les moments drôles qu'on a passé ensemble, tu es le meilleur. Et enfin, à mes sœurs Sabrina et Hayette les plus belles et plus gentilles sœurs du monde.

Résumé

Avec l'émergence des réseaux de capteurs cognitifs, et notamment de l'IoT (Internet des Objets), la technologie RFID (Identification par Radio Fréquence) UHF (Ultra Haute Fréquence) passive évolue avec de nouvelles fonctionnalités. De nouveaux types d'applications dépassant les classiques telles que la logistique, la sécurité et la traçabilité sont en train d'être développées. Bénéficiant toujours de l'identification unitaire, de nouveaux types de tags, dits tags augmentés, font leur apparition intégrant de nouvelles capacités comme la sensibilité à l'environnement, le comportement cognitif, le traitement des données, la communication entre tags, etc. Dans ce contexte, l'objectif de cette thèse porte sur la proposition de stratégies et de méthodes afin d'optimiser les communications entre tags, dite communications tag à tag « tag-to-tag » (T2T). Ce nouveau type de lien radio, entre tags communicants directement, s'appuie sur la présence d'une source radiofréquence (RF) externe et est basé sur le principe de rétro-modulation. En particulier, les scénarios analysés se projettent dans le cadre de la chaire Spie ICS – INSA Lyon qui porte sur l'IoT.

Cette thèse vise plus spécifiquement le domaine applicatif de la RFID UHF pour lequel le concept des communications T2T a été proposé et démontré dès 2011, mais avec relativement peu de travaux réalisés jusqu'ici. Dans un système RFID T2T, deux tags RFID (passifs ou semi-passifs) communiquent l'un avec l'autre directement sans passer par le lecteur. L'un des tags joue le rôle de « tag lecteur » : en présence d'une source RF (par exemple un lecteur RFID) dans son voisinage, il émet une information binaire par rétro-modulation (ou rétrodiffusion par commutation de charges), en commutant la charge vue par son antenne sur deux impédances distinctes, réfléchissant ainsi deux niveaux de puissance distincts (modulation ici considérée en amplitude). L'autre tag joue le rôle de « tag récepteur » : il reçoit l'information transmise et la démodule.

Dans le cas traditionnel de la RFID UHF, le lecteur émet, conformément à la norme, un signal modulé avec une profondeur de modulation élevée afin de faciliter la détection du message transmis par le tag. Le tag répond par rétro-modulation et le signal qu'il renvoie est alors un signal où les deux niveaux d'information (dans le cas d'une modulation d'amplitude) sont peu distincts et bruités. Cependant, le démodulateur du lecteur est très performant, basé sur une démodulation synchrone en quadrature, donc il présente une très bonne sensibilité. Dans le cas d'une communication T2T, une différence fondamentale est que la détection est ici réalisée par le second tag qui est au voisinage du tag lecteur. En conséquence, d'une part les performances du récepteur (celui d'un « simple » tag RFID) sont beaucoup plus limitées tandis que le signal modulé n'est pas obligatoirement à profondeur de modulation élevé. Et d'autre part, les deux tags interagissent. Ce couplage électromagnétique inter-tags impacte notamment les diagrammes de rayonnement et impédances, et de plus, il dépend des positions mutuelles des deux tags, plus exactement de leurs antennes (distance les séparant, orientation relative, etc.), ce qui entraîne une forte variabilité des caractéristiques du système T2T (et donc de ses performances). De plus, s'ajoute l'impact de la position relative de la source RF externe avec le couple de tags, qui modifie significativement les caractéristiques des signaux rétro-modulés.

L'enjeu principal de la thèse est de déterminer un cadre qui puisse prendre en compte l'ensemble des facteurs (signal, composant, circuit et système) impactant une communication T2T avec pour finalité l'évaluation des performances, notamment en termes de taux d'erreur binaire, métrique classiquement utilisé dans le domaine des télécommunications.

Abstract

With the emergence of cognitive sensor networks, and in particular the IoT (Internet of Things), passive RFID (Radio Frequency Identification) UHF (Ultra High Frequency) technology is evolving with new functionalities. New types of applications going beyond the classics such as logistics, security and traceability are being developed. Still benefiting from unitary identification, new types of tags, called augmented tags, are appearing integrating new capacities such as environmental sensitivity, cognitive behaviour, data processing, communication between tags, etc. In this context, the objective of this thesis is to propose strategies and methods to optimize communications between tags, called tag-to-tag "tag-to-tag" (T2T) communications. This new type of radio link, between directly communicating tags, relies on the presence of an external radio frequency (RF) source and is based on the principle of retro-modulation. In particular, the scenarios analyzed are projected within the framework of the Spie ICS – INSA Lyon chair, which focuses on the IoT.

This thesis more specifically targets the application domain of UHF RFID for which the concept of T2T communications has been proposed and demonstrated since 2011, but with relatively little work done so far. In a T2T RFID system, two RFID tags (passive or semi-passive) communicate with each other directly without going through the reader. One of the tags plays the role of "reader tag": in the presence of an RF source (for example an RFID reader) in its vicinity, it emits binary information by retro-modulation (or backscatter by switching charges), by switching the load seen by its antenna on two distinct impedances, thus reflecting two distinct power levels (modulation here considered in amplitude). The other tag plays the role of "receiver tag": it receives the information transmitted and demodulates it.

In the traditional case of UHF RFID, the reader emits, in accordance with the standard, a modulated signal with a high modulation depth in order to facilitate the detection of the message transmitted by the tag. The tag responds by retro-modulation and the signal it returns is then a signal where the two levels of information (in the case of amplitude modulation) are not very distinct and noisy. However, the player's demodulator is very efficient, based on quadrature synchronous demodulation, it has very good sensitivity. In the case of T2T communication, a fundamental difference is that the detection is here performed by the second tag which is in the vicinity of the reader tag. Consequently, on the one hand, the performance of the receiver (that of a "simple" RFID tag) is much more limited, while the modulated signal is not necessarily at high modulation depth. And on the other hand, the two tags interact. This inter-tag electromagnetic coupling impacts in particular radiation patterns and impedances, and moreover, it depends on the mutual positions of the two tags, more precisely on their antennas (distance separating them, relative orientation, etc.), which leads to high variability the characteristics of the T2T system (and therefore its performance). In addition, there is the impact of the relative position of the external RF source with the pair of tags, which significantly modifies the characteristics of the retro-modulated signals.

The main challenge of the thesis is to determine a framework that can take into account all the factors (signal, component, circuit and system) impacting T2T communication with the aim of evaluating performance, particularly in terms of communication rate. binary error, a metric conventionally used in the field of telecommunications

Table des matières

| | |
|--|-----------|
| Introduction | 1 |
| 1. Introduction aux technologies RFID | 1 |
| 2. Communication RFID UHF passive T2T | 2 |
| 3. Objectifs de la thèse | 3 |
| 4. Méthodologie et outils | 4 |
| 5. Organisation du manuscrit | 5 |
| 1 Etat de l'art | 6 |
| 1.1 Etat de l'art des communication T2T | 6 |
| 1.2 Mise en évidence d'une dégradation des performances T2T | 15 |
| 1.3 Modélisation électromagnétique d'une communication T2T en RFID UHF | 18 |
| 1.4 Modélisation système d'une communication T2T en RFID UHF | 20 |
| 1.5 Conclusion | 23 |
| Références | 25 |
| 2 Impact du couplage mutuel sur l'impédance d'entrée de LT | 27 |
| A.1. Champ électromagnétique rayonné par un dipôle fin | 28 |
| A.2. Impédance propre | 29 |
| A.3. Impédance mutuelle | 33 |
| 2.3.1. Cas parallèle | 35 |
| 2.3.2. Cas translaté de 0.25λ | 36 |
| 2.3.3. Cas colinéaire | 36 |
| 2.3.4. Cas incliné | 37 |
| A.4. Impédance d'entrée du tag LT | 38 |
| 2.4.1. Bilan de l'étude théorique | 39 |
| A.5. Etude en simulation de l'impédance d'entrée | 40 |
| 2.5.1. Caractéristiques d'un tag isolé | 40 |
| 2.5.2. Configuration T2T | 43 |
| 2.5.2.1. Configuration parallèle | 43 |
| 2.5.2.2. Configuration translatée | 45 |
| 2.5.2.3. Configuration inclinée | 46 |
| A.6. Conclusion | 48 |
| Références | 49 |
| 3 Evaluation des performances T2T | 50 |
| A.1. La modulation ASK | 50 |
| A.2. Expression de la profondeur de modulation cas du système T2T | 51 |
| A.3. Etude en simulation de la profondeur de modulation d'un système T2T | 52 |
| 3.3.1. Profondeur de modulation dans le cas où la source RF externe est en position fixe | 53 |
| 3.3.2. Profondeur de modulation dans le cas où la position de la source varie | 55 |

| | |
|---|------------|
| 3.3.3. Mise en évidence de l'impact conjoint du gain et de la position de la source | 60 |
| 3.3.4. Bilan de l'étude en simulation | 63 |
| A.4. Etude expérimentale de la profondeur de modulation d'un système T2T | 63 |
| 3.4.1. Présentation du banc de mesure mis en place | 63 |
| 3.4.2. La source RF externe | 64 |
| 3.4.3. Le système T2T constitué des deux tags | 64 |
| 3.4.4. Mesure de la profondeur de modulation | 66 |
| 3.4.5. Résultats de mesure : disposition parallèle des tags | 68 |
| 3.4.6. Résultats de mesure : disposition translatée du tag RT | 72 |
| A.5. Bilan de l'étude expérimentale | 75 |
| A.6. Conclusion | 76 |
| Références | 77 |
| 4 Evaluation des performances T2T à travers l'étude du TEB | 78 |
| A.1. Probabilité d'erreur binaire d'une communication T2T à base de la modulation ASK | 80 |
| 4.1.1. Modulation 2-ASK | 80 |
| 4.1.2. Energie moyenne par bit E_b | 80 |
| 4.1.3. Schéma de constellation d'un signal ASK | 82 |
| A.2. Démodulation d'un signal 2-ASK | 84 |
| 4.2.1. Démodulation ASK cohérente | 87 |
| 4.2.2. Démodulation ASK non-cohérente | 89 |
| A.3. Mise en place de la simulation système utilisant le logiciel ADS de Keysight | 92 |
| 4.3.1. Les parties principales du simulateur | 92 |
| 4.3.2. Détermination de la densité spectrale de bruit | 94 |
| 4.3.3. Détermination de la variance relative d'estimation | 94 |
| A.4. Evolution de TEB en fonction de la profondeur de modulation | 96 |
| 4.4.1. Démodulation cohérente | 97 |
| 4.4.1.1. Cas d'impédance réelles, cas adapté | 97 |
| 4.4.1.2. Cas d'impédance réelles, cas désadapté | 98 |
| 4.4.2. Démodulation non-cohérente | 99 |
| 4.4.2.1. Cas d'impédance réelles, cas adapté | 99 |
| 4.4.2.2. Cas d'impédance réelles, cas désadapté | 100 |
| 4.4.2.3. Cas d'impédance complexe | 101 |
| A.5. Bilan de l'étude système | 102 |
| Références | 103 |
| Conclusion et perspectives | 104 |
| Conclusion | 104 |
| Perspectives | 106 |
| Annexe | 107 |
| A.1. Simulation des dipôles filaire sous 4NEC2 | 107 |

| | |
|--|-----|
| A.1.1. Présentation du logiciel 4NEC2 | 107 |
| A.1.2. Présentation de l'interface graphique de 4NEC2 | 107 |
| A.1.3. Etapes d'utilisation du logiciel 4NEC2 | 108 |
| A.1.3.1. Onglet 'symboles' | 108 |
| A.1.3.2. Onglet 'Geometry' | 109 |
| A.1.3.3. Excitation et impédance de charge de l'antenne | 109 |
| A.1.3.4. Fréquence de travail et caractéristique du milieu dans lequel l'antenne se trouve | 110 |
| A.2. Calcul de l'impédance mutuelle | 111 |
| A.2.1. Configuration parallèle | 113 |
| A.2.2. Configuration échelonnée | 113 |
| A.2.3. Configuration colinéaire | 114 |
| A.3. Mise en place de la simulation au niveau système de la communication T2T à l'aide du logiciel ADS de Keysight | 114 |
| A.3.1. La source externe | 115 |
| A.3.2. Data | 115 |
| A.3.3. Commutateur RF | 115 |
| A.3.4. GainRF | 116 |
| A.3.5. AddNDensity | 116 |
| A.3.6. Filtre de Nyquist | 116 |
| A.3.7. BER_MC | 116 |
| A.3.8. Récapitulatif des paramètres de la simulation | 117 |
| Références | 118 |

Table des figures

| | |
|--|----|
| 1.1 Principe général d'une communication RFID passive T2T. | 2 |
| 1.2 Exemple d'application pratique de la communication T2T : la vérification du port des EPI par des ouvrier sur un chantier de construction. | 3 |
| 1.3 Architecture générale d'un système communicant par rétrodiffusion ambiante qui utilise comme support les signaux de télévision. | 7 |
| 1.4 Système communicant par rétrodiffusion ambiante à deux antennes, LT, peut décoder les informations rétrodiffusées du tag RT en séparant les transmissions TV directes des signaux rétrodiffusés. μ MO réalise cette opération sans estimation de canal ni calcul numérique. | 8 |
| 1.5 Schéma de principe du front end analogique côté LT (μ MO). Le μ MO effectue le calcul requis à l'aide de composants analogiques. | 9 |
| 1.6 Schéma d'un réseau de capteur destinée à l'agriculture de précision par une source externe dédiée. | 10 |
| 1.7 Formes d'onde du signal en (a) l'absence d'annulation de phase ($\theta_d \neq \theta_c$) et (b) lors de l'annulation de phase ($\theta_{T_1-E} = \theta_c$). | 11 |
| 1.8 Schéma fonctionnel d'un (a) modulateur de rétrodiffusion multi-phase et (b) Schéma d'un détecteur d'enveloppe et du comparateur. | 12 |
| 1.9 Les trois modes de fonction du tag trombone : (a) mode courte portée, (b) mode longue portée et (c) mode portée ajustable. | 13 |
| 1.10 La portée de lecture d'un tag trombone sur une feuille de papier puis sur plusieurs feuilles de papier et en rajoutant un ruban en cuivre. | 14 |
| 1.11 Configuration expérimentale pour la vérification de la possibilité d'une communication directe T2T entre des tags trombone. | 15 |
| 1.12 Schéma fonctionnel du système de communication passif T2T en utilisant des tags commerciaux. | 15 |
| 1.13 Photographie du dispositif RFID T2T. | 16 |
| 1.14 Evolution de la profondeur de modulation du signal reçu par le tag récepteur en fonction de la distance de séparation des tags. | 16 |
| 1.15 Schéma synoptique d'un démodulateur à faible tension et fonctionnant à des faibles profondeurs de modulation. | 17 |
| 1.16 Deux tags identiques parallèles côte à côte. | 18 |

| | |
|---|----|
| 1.17 Evolution du gain environné des tags en fonction de l'angle ϕ | 19 |
| 1.18 Configuration de mesure colinéaire en matrice de 3x3. | 19 |
| 1.19 Configuration de mesure circulaire avec des dipôles espacés de 40 mm. | 20 |
| 1.20 Schéma synoptique d'une simulation T2T au niveau système sous ADS. | 21 |
| 1.21 TER en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes distances de séparation des tags, source externe positionnée à 0° | 21 |
| 1.22 TER en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes distances de séparation des tags, source externe positionnée à 45° | 22 |
| 2.1 Configuration géométrique de deux dipôles imprimés. L'antenne de RT prend des dispositions différentes (parallèle, inclinée et décalée) par rapport à celle de LT. . . | 28 |
| 2.2 Dipôle fin et son point d'observation en champ proche. | 29 |
| 2.3 Densité de courant parcouru dans un dipôle a diamètre finis. | 30 |
| 2.4 Résistance et réactance propre d'un dipôle fin de diamètre $10^{-6}\lambda$ | 31 |
| 2.5 Résistance propre d'un dipôle de différents diamètres en fonction de sa longueur calculée par la méthode IEMF et 4NEC2. | 32 |
| 2.6 Réactance propre d'un dipôle de différents diamètres en fonction de sa longueur calculée par la méthode IEMF et 4NEC2. | 32 |
| 2.7 Représentation quadripolaire d'un réseau de deux dipôles. | 33 |
| 2.8 Configuration géométrique de deux dipôles de même longueur positionnés sur un plan, le dipôle LT est espacée et inclinée par rapport au dipôle RT. | 34 |
| 2.9 Impédance mutuelle entre deux dipôle demi-onde en configuration parallèle espacés d'une distance d | 35 |
| 2.10 Impédance mutuelle de deux dipôle demi-onde. Le dipôle RT est translaté de 0.25λ | 36 |
| 2.11 Impédance mutuelle de deux dipôle demi-onde en configuration colinéaire. | 37 |
| 2.12 Impédance mutuelle de deux dipôle demi-onde. Le dipôle RT est inclinée de θ_{RT} par rapport au dipôle LT. | 38 |
| 2.13 Impédance d'entrée Z_{in} du tag LT calculée et simulée. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) lorsque RT est court-circuitée. | 39 |
| 2.14 Impédance d'entrée Z_{in} du tag LT calculée et simulée. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur | |

| | |
|---|----|
| normalisée) lorsque RT est en circuit-ouvert. | 39 |
| 2.15 Antenne dipôles isolée (a) simulation CST (b) réalisation expérimentale. | 40 |
| 2.16 Impédance propre Z_{11} mesurée et simulée d'un dipôle isolé. | 41 |
| 2.17 Impédance propre Z_{11} simulée d'un dipôle isolé. | 42 |
| 2.18 Le coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré du dipôle isolé. | 42 |
| 2.19 Diagramme de rayonnement de l'antenne isolé (a) en 2D mise et (b) en 3D. | 43 |
| 2.20 Modèle de simulation et photos de deux antennes dipôle parallèles étroitement couplés pour chaque état de commutation du tag RT (court-circuit – CC et circuit-ouvert – CO) | 43 |
| 2.21 Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne du tag RT est court-circuitée. | 44 |
| 2.22 Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne du tag RT est en circuit-ouvert. | 44 |
| 2.23 Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque le tag RT est translaté de 0.2λ et en court-circuit. | 45 |
| 2.24 Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque le tag RT est translaté de 0.2λ et en circuit-ouvert. | 46 |
| 2.25 Model de simulation et photos de deux antennes dipôle lorsque le tag RT est inclinée de $\theta_{RT} = 20^\circ$ | 46 |
| 2.26 Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne du tag RT est inclinée de $\theta_{RT} = 20^\circ$ et court-circuitée. | 47 |
| 2.27 Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur | |

| | |
|--|----|
| normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne tag RT est inclinée de $\theta_{RT} = 20^\circ$ et en circuit-ouvert. | 47 |
| 3.1 Exemple d'une porteuse sinusoïdale modulée en ASK-2. | 51 |
| 3.2 Configuration géométrique des deux dipôles imprimés et la source RF externe. ... | 52 |
| 3.3 Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags. Trois dispositions sont considérées : tag RT parallèle au tag LT ; tag RT incliné de $\theta_{RT} = 20^\circ$; tag RT translaté de $0,2 \lambda$ | 53 |
| 3.4 Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de l'inclinaison θ_{RT} de l'antenne RT pour trois distances entre les tags : $0,3 \lambda$, $\frac{\lambda}{2}$ et λ | 54 |
| 3.5 Evolution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags lorsque le tag RT est parallèle au tag LT ; comparaison avec les résultats de la littérature [1, 2] | 55 |
| 3.6 Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque le tag RT est parallèle au tag LT. | 57 |
| 3.7 Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque le tag RT est incliné de 20° par rapport au tag LT. | 57 |
| 3.8 Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque le tag RT est translaté de $0,2 \lambda$ | 58 |
| 3.9 Evolution de la profondeur de modulation maximale D_{max} en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position optimale de la source RF distante θ_{opt} pour les trois configurations du tag RT. | 58 |
| 3.10 Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags lorsque (a) le tag RT est parallèle au tag LT, (b) le tag RT incliné de 20° et (c) le tag RT translaté de $0,2 \lambda$ | 60 |
| 3.11 Diagramme de rayonnement 2D (plan vertical) des tags couplés parallèles distants de $d = 0,4 \lambda$ lorsque le tag RT est chargée par : a) un circuit-ouvert (OC) et b) un court-circuit (SC). Ces diagrammes sont dans un plan perpendiculaire à celui des tag (le plan contenant la source RF externe) | 61 |

| | |
|---|----|
| 3.12 Diagramme de rayonnement 2D (plan vertical) des tags couplés dont RT est incliné de $\theta_{RT} = 20^\circ$ distants de $d = 0,6 \lambda$ lorsque le tag RT est chargée par : a) un circuit-ouvert (OC) et b) un court-circuit (SC) | 62 |
| 3.13 Diagramme de rayonnement 2D (plan vertical) des tags couplés dont RT est translaté de 0.2λ distants de $d = 0,1 \lambda$ lorsque le tag RT est chargé par : a) un circuit-ouvert (OC) et b) un court-circuit (SC) | 62 |
| 3.14 Schéma de principe du banc de mesure T2T mis en place pour mesurer la profondeur de modulation pour différentes configurations géométriques. | 63 |
| 3.15 Générateur de signaux vectoriels R&S SMBV100A. | 64 |
| 3.16 Antenne cornet ETS-Lindgren 3164-06. | 64 |
| 3.17 Oscilloscope Agilent DSO9064A. | 65 |
| 3.18 Commutateur RF de type Hittite HMC545. | 65 |
| 3.19 Commutateur RF : (a) circuit imprimé avec ports SMA : le commutateur est piloté par le GBF (1) et alimenté par le générateur de tension (2) ; (b) GBF Tabor Electronics 8026 ; (c) Générateur de tension continue EL302T. | 66 |
| 3.20 Tags RT et LT disposés sur un plan, espacés de d et le tag RT translaté de 0.2λ | 66 |
| 3.21 Exemple du signal rétro-modulé mesuré aux bornes du tag LT. | 67 |
| 3.22 Aperçu général du banc de mesure réalisé. | 67 |
| 3.23 Banc de mesure de la profondeur de modulation : (a) tag RT parallèle au tag LT ; (b) tag RT translaté de $0,2\lambda$ | 68 |
| 3.24 Distribution de l'amplitude V_{ON} (mV) en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF θ_s | 68 |
| 3.25 Distribution de l'amplitude V_{OFF} (mV) en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF θ_s | 69 |
| 3.26 Résultats de mesure de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT. | 70 |
| 3.27 Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT. | 70 |
| 3.28 Comparaison simulation-mesure pour la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante | |

| | |
|---|----|
| θ_s lorsque RT est parallèle à LT. | 72 |
| 3.29 Distribution de l'amplitude V_{ON} (mV) en fonction de la distance de séparation des tags d et de la position de la source RF θ_s lorsque le tag RT est translaté de $\theta_{RT} = 20^\circ$ | 73 |
| 3.30 Distribution de l'amplitude V_{OFF} (mV) en fonction de la distance de séparation des tags d et de la position de la source RF θ_s lorsque le tag RT est translaté de $\theta_{RT} = 20^\circ$ | 73 |
| 3.31 Résultats de mesure de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est translaté de $\theta_{RT} = 20^\circ$ | 74 |
| 3.32 Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT. | 74 |
| 3.33 Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT. | 75 |
| 4.1 Schéma synoptique d'une simulation T2T au niveau système. | 79 |
| 4.2 Exemples de formes d'onde des signaux 2-ASK (a) avec une profondeur de modulation de 100% (cas particulier d'une modulation OOK) et (b) avec une profondeur de modulation de 50%. | 80 |
| 4.3 Pour rappel, (a) le signal du bruit $n(t)$ et (b) sa densité de probabilité normalisée. | 85 |
| 4.4 Signal $s_{ON/OFF}(t)$ modulé en $ASK_{75\%}$ vu par le tag LT avant démodulation pour différents rapport $\frac{E_b}{N_0}$. La courbe en rouge correspond au signal en absence du bruit. | 86 |
| 4.5 La densité de probabilité du signal $r(t)$ pour une modulation (a) $ASK_{100\%}$ et (b) $ASK_{50\%}$ | 87 |
| 4.6 Schéma fonctionnel d'un récepteur ASK cohérent. | 87 |
| 4.7 Générateur de porteuse locale (boucle à verrouillage de phase). | 88 |
| 4.8 Taux d'erreur binaire d'une communication T2T en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différents espacements entre les tags lorsque la source est perpendiculaire au plan des tags ($\theta_s = 0^\circ$). Au niveau du récepteur il est considéré une démodulation cohérente. | 89 |
| 4.9 Schéma fonctionnel d'un récepteur ASK non-cohérent. | 89 |

| | |
|---|-----|
| 4.10 Taux d'erreur binaire d'une communication T2T en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différents espacements entre les tags lorsque la source RF externe est perpendiculaire au plan des tags ($\theta_s = 0^\circ$). Au niveau du récepteur il est considéré une démodulation non-cohérente. | 90 |
| 4.11 Comparaison du TEB théorique d'une démodulation cohérente et non-cohérente en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différents espacements entre les tags lorsque la source est perpendiculaire au plan des tags ($\theta_s = 0^\circ$). | 91 |
| 4.12 Schéma de simulation numérique sous ADS pour la démodulation cohérente. | 92 |
| 4.13 Schéma de simulation numérique sous ADS pour la démodulation non-cohérente | 92 |
| 4.14 $y(t)$ le signal en bande de base et $b(t)$ l'information extraite à la sortie du bloc de décision. | 93 |
| 4.15 Temps de simulation en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes valeurs de variance relative lorsque la profondeur de modulation est fixée à 45%. | 95 |
| 4.16 TEB simulé pour différentes valeurs de variance relative lorsque la profondeur de modulation est fixée à 45%. | 95 |
| 4.17 Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas adaptée ($Z_{ON} = Z_{OFF} = 50\Omega$) lorsque LT utilise un récepteur cohérent. Les courbes labélisées avec « MatLab » correspondent au tracées théoriques alors que les courbes labélisées avec « ADS » sont celles données par le simulateur ADS. | 97 |
| 4.18 Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas désadaptée ($Z_{ON} \neq Z_{OFF} \neq 50\Omega$) lorsque LT utilise un récepteur cohérent. | 98 |
| 4.19 Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas adapté ($Z_{ON} = Z_{OFF} = 50\Omega$) lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent, cas impédance réel adapté. | 99 |
| 4.20 Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas désadaptée ($Z_{ON} \neq Z_{OFF}$) lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent. | 100 |
| 4.21 Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent, cas des impédances Z_{ON} et Z_{OFF} complexes. | 101 |

| | |
|---|-----|
| 5.1. Interface graphique du logiciel 4NEC2. | 107 |
| 5.2. Nouvelle version de l'éditeur NEC (onglet symbole). | 108 |
| 5.3. Onglet « geometry » de la nouvelle version de l'éditeur NEC. | 109 |
| 5.4. Onglet « Source/Load » de la nouvelle version de l'éditeur NEC. | 110 |
| 5.5. Onglet « Freq/Ground » de la nouvelle version de l'éditeur 4NEC2. | 111 |
| 5.6. Exemple de schéma de simulation système de communication T2T. Ici, le récepteur considéré est de type non-cohérent. | 114 |

Liste des tableaux

| | |
|--|-----|
| 1.1. Evolution de la profondeur de modulation pour une matrice 3x3 quand le tag lecteur (RT) change de position..... | 19 |
| 1.2. Evolution de la profondeur de modulation pour une configuration circulaire..... | 20 |
| 3.1. Comparatif des performances T2T en termes de profondeur de modulation pour une disposition parallèle des tags en fonction de la distance de séparation entre tags..... | 55 |
| 3.2. Résumé comparatif entre la mesure et la simulation des positions de la source RF distance optimale en fonction de la distance de séparation des tags..... | 71 |
| 3.3. Résumé comparatif entre la mesure et la simulation des positions de la source RF distance optimale en fonction de la distance de séparation des tags..... | 75 |
| 4.1. L'évolution dans le temps et les constellations des états de modulation 2-ASK en fonction de la profondeur de modulation..... | 84 |
| 4.2. Différence de performance des deux types de démodulations (cohérentes et non-cohérente) pour un TEB donné ($TEB = 10^{-2}$) et pour les trois distances de séparation entre les tags..... | 91 |
| 4.3. Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation cohérente dans le cas adapté..... | 97 |
| 4.4. Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation cohérente dans le cas désadapté..... | 98 |
| 4.5. Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation non-cohérente dans le cas adapté..... | 99 |
| 4.6. Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation non-cohérente dans le cas désadapté..... | 100 |
| 4.7. Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation non cohérente dans le cas désadapté..... | 101 |

Abréviations

| | |
|--------------|--|
| T2T | Tag-to-Tag |
| RFID | Radio Frequency Identification |
| UHF | Ultra Haute Fréquence |
| IFF | Identify Friend or Foe |
| IoT | Internet Of Things |
| IEMF | Induced Electro Motive Force |
| MoM | Method Of Moments |
| RF | Radio Fréquence |
| EM | Electromagnétique |
| CW | Continuous Wave |
| CC | Court-Circuit |
| CO | Circuit-Ouvert |
| LT | Listener Tag (Tag récepteur) |
| RT | Reader Tag (Tag lecteur) |
| TEB | Taux d'Erreur Binaire |
| 4NEC2 | Numerical Electromagnetics Code |
| CST | Computer Simulation Technology |
| ADS | Advanced Design System |
| IQ | In phase/Quadrature |
| EPI | Equipements de Protection Individuels |
| FDTD | Finite Difference Time Domain |
| FEM | Finite Element Method |
| FIT | Finite Integration Technique |
| OOK | On-Off Keying |
| ASK | Amplitude Shift Keying |
| PSK | Phase Shift Keying |
| PCB | Printed Circuit Board |
| TV | Télévision |
| LED | Light-Emitting Diode |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| MCU | Multipoint Control Unit |
| SDR | Software Defined Radio |
| CAM | Convertisseur Analogique Numérique |
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |

Introduction

Nous allons commencer tout d'abord par un rappel succinct des principes généraux des systèmes d'IDentification par Radio Fréquence (RFID), leurs applications et leurs évolutions liées au développement de l'internet des objets (IoT). Ensuite, nous introduisons les systèmes de communication passifs ou semi-passifs UHF (Ultra Haute Fréquence) RFID tag à tag (T2T), nous identifions les facteurs limitant leur déploiement et nous posons la problématique de notre étude orientée vers les nouvelles capacités de la RFID basées sur l'interaction directe entre les tags. Un état de l'art des travaux destinés à améliorer les performances d'un tel système est dressé. A partir de cette synthèse nous définissons les objectifs de la thèse et nous présentons la méthodologie et les outils associés qui sont mis en œuvre. Nous clôturons cette partie par présenter l'organisation générale de ce manuscrit de thèse.

1. Introduction aux technologies RFID

L'identification par radio fréquences a vu le jour durant la Seconde Guerre mondiale avec un système appelé IFF (*Identify Friend or Foe*) qui avait pour rôle d'identifier et de différencier les avions militaires [1]. A la fin des années '40, des études ont été menées sur cette technologie qui ont énoncé les principes de la RFID valables encore aujourd'hui. Parmi ces études, nous trouvons les travaux de H. Stockman introduisant la technique de rétrodiffusion par commutation de charge [2] dans lesquels il démontre la possibilité de faire varier la puissance réfléchi par un tag et par conséquent obtenir une modulation. Essentiellement utilisée dans le domaine militaire, ce n'est qu'à la fin des années '70 que la RFID a été introduite dans le secteur du grand public occupant plusieurs domaines d'application tels que la surveillance électronique d'articles (développés par Sensomatic Electronics [3]), le suivi des processus industriels et l'identification à courte portée. L'avènement des circuits intégrés a apporté un important progrès aux tags leur permettant d'avoir une grande diversité de type et un intérêt commercial [4]. L'abréviation « RFID » a été utilisée pour la première fois dans un brevet déposé par Charles Walton en 1983 [5]. Les avancées technologiques dans les années '90 et l'augmentation de l'utilisation commerciale de la technologie RFID ont suscité un besoin de standardisation des systèmes RFID d'un point de vue de la confidentialité, de la sécurité et des performances, par exemple, la norme ISO 18000-6C (également connue sous le nom de "Gen2") a été largement adoptée comme norme de protocole RFID UHF.

Au cours de la dernière décennie, la technologie RFID a vécu une étape majeure de son développement : la sensibilité des tags RFID est passée de -8 dBm à -18 dBm [6][7] augmentant ainsi la distance de lecture. Malgré ces progrès, les communications avec des tags RFID UHF nécessitent toujours un lecteur RFID relativement coûteux et gourmand en énergie dont la radio contient un émetteur actif et un récepteur avec démodulation en quadrature (IQ). Les tags ne sont donc pas directement conscients de la présence d'autres tags. La communication inter-tags n'est possible alors que dans le cas d'appareils actifs agissant comme des nœuds de capteurs sans fil. En 2012, un système permettant à deux tags passifs de communiquer entre eux a été introduit [8]. Ce système n'intègre aucune source d'alimentation, il puise son énergie d'une source RF distante permettant la télé-alimentation (transfert d'énergie vers les tags) et la rétro-modulation (transfert d'informations vers le lecteur). Avec notamment l'avènement des applications RFID basées sur les réseaux de tags, comme l'Internet des objets (IoT), les

systèmes RFID T2T deviennent une voie prometteuse pour envisager de nouveaux paradigmes : exploiter l'énergie rétrodiffusée par les tags, faire communiquer les tags les uns avec les autres et mutualiser les ressources disponibles entre les tags.

2. Communication RFID UHF passive T2T

À mesure que les dispositifs électroniques deviennent moins encombrants et plus nombreux, leur alimentation devient plus difficile. En effet, l'alimentation à partir du réseau électrique n'est souvent pas réalisable, les batteries ajoutent du poids, de l'encombrement, du coût et nécessitent une recharge ou un remplacement qui n'est pas pratique à grande échelle. La communication par rétrodiffusion [9] résout ce problème en tirant parti des transmissions RF d'une source distante, dédiée ou non, plutôt que de générer leurs propres ondes radio. De plus, l'onde radio porte l'énergie nécessaire à l'alimentation des tags. Cette technique permet une communication omniprésente où les tags peuvent communiquer entre eux à des échelles sans précédent et dans des endroits auparavant inaccessibles. La rétrodiffusion transforme les signaux RF existants à la fois en source d'alimentation et en moyen de communication.

De plus, le développement de l'Internet des Objets (IoT) nécessite des dispositifs à très faible consommation voire autonomes en énergie (capteur, actionneurs, etc.) et la RFID est un excellent candidat pour réduire l'empreinte énergétique de la partie radiocommunication [10]-[12]. Plusieurs applications utilisant des tags RFID passifs et communicants par rétrodiffusion ont été mises au point. Par exemple, les auteurs dans [13] proposent un système de gestion de documents intelligents avec un concept de tag RFID UHF passif qui utilise le corps d'un trombone comme antenne tout en fonctionnant également comme un trombone ordinaire. Ce concept a été validé expérimentalement pour une portée de communication allant jusqu'à dix mètres. D'autres scénarios d'application vers lesquels notre étude sera orientée sont sur les nouvelles capacités de la RFID basées sur l'interaction directe entre tags. Le concept de communication T2T a été introduit dans [8]. Ici, les auteurs démontrent expérimentalement que deux tags passifs ou semi-passifs parallèles et étroitement espacés peuvent communiquer directement même en l'absence d'un lecteur RFID. L'idée principale est d'établir une communication entre un tag lecteur (LT) et un tag récepteur (RT) rapprochés avec une distance de communication fiable d'environ 25 millimètres (figure 1.1).

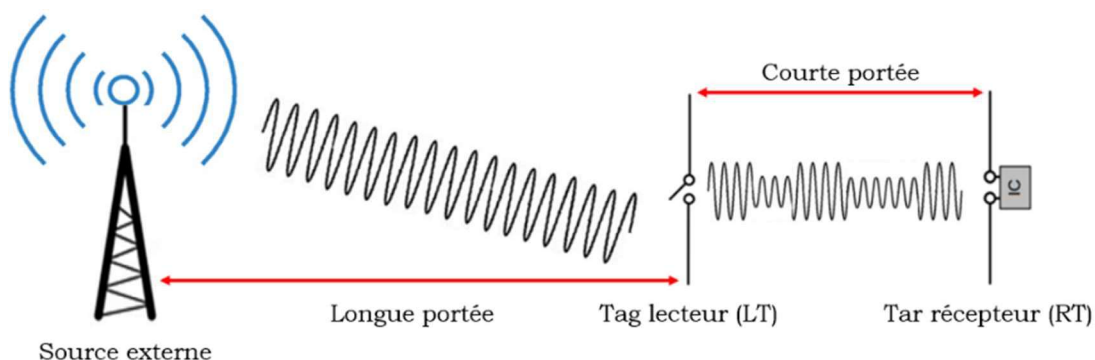


Figure 1.1 : Principe général d'une communication RFID passive T2T.

3. Objectifs de la thèse

Cette thèse se place dans un contexte applicatif spécifique de la RFID UHF pour lequel deux tags passifs communiquent en utilisant comme support une onde électromagnétique qui a un niveau suffisamment grand et qui se retrouve à proximité. Ce contexte conduit à des configurations pour lesquelles les antennes associées aux tags ont différentes dispositions (i.e. parallèle, inclinée et échelonnée). De plus, l'impédance d'entrée du tag récepteur change en fonction de l'impédance de charge de l'antenne du tag lecteur. La conséquence de ces altérations est la forte variabilité des caractéristiques du système T2T (et donc de ses performances). De plus, s'ajoute l'impact de la position relative de la source RF externe avec le couple de tags, qui modifie significativement les caractéristiques des signaux rétro-modulés.

Les scénarios d'application T2T envisagés demandent d'augmenter la portée de communication ainsi que la fiabilité de ces communications. Parmi ces applications, un système simple permettant le suivi de l'usage des équipements de protection individuels (EPI) sur un chantier peut être mis en œuvre (figure 1.2). La communication entre les tags attachés à chaque équipement de sécurité ne peut être établie que lorsque leurs positions relatives ont une certaine configuration. En vérifiant la communication entre les tags, un éventuel désalignement ou une négligence de l'utilisateur peut être évité. Par conséquent, la pleine compréhension des principes de propagation sans fil, des caractéristiques EM intrinsèques des antennes des tags et le couplage entre eux est nécessaire.



Figure 1.2 : Exemple d'application pratique de la communication T2T : la vérification du port des EPI par des ouvriers sur un chantier de construction.

Comme évoqué, les performances de communication T2T dépendent de la position relative des tags [8], [14]. De plus, la proximité de communication entre les antennes des tags entraîne un important couplage électromagnétique (EM). Par conséquent, les caractéristiques des antennes des tags tels que le diagramme de rayonnement ou l'impédance d'entrée sont modifiés. Ces altérations ont un impact sur les performances de communication du système T2T puisque la profondeur de modulation est potentiellement réduite.

L'enjeu principal de la thèse est de déterminer un cadre qui puisse prendre en compte l'ensemble des facteurs (signal, circuit et système) impactant une communication T2T avec pour finalité l'évaluation des performances, notamment en termes de profondeur de modulation

ou de taux d'erreur binaire, métriques classiquement utilisées dans le domaine des télécommunications. Dans ce cadre, les objectifs de cette thèse s'articulent autour de trois axes :

- **Modélisation électromagnétique du couplage entre les antennes :** Dans la perspective d'une approche scientifique rigoureuse, nous souhaitons comprendre les phénomènes physiques sous-jacents au couplage entre les antennes des deux tags. Cette compréhension se fait à travers un modèle analytique du couplage EM et la détermination des paramètres clés qui sont l'impédance mutuelle, le diagramme de rayonnement et la profondeur de modulation.
- **Probabilité d'erreur binaire d'une communication T2T :** Cette partie est dédiée au développement des outils théoriques nécessaire à la compréhension du fonctionnement du système T2T. Les Différents aspects liés à toutes les parties constituant notre système (modulation d'impédance, couplage électromagnétique, bruit du récepteur, type du récepteur et formules analytiques de la probabilité d'erreur binaire adaptées au contexte UHF RFID passif T2T) seront étudiés.
- **Modélisation système :** En associant la modélisation EM et la modélisation théorique, l'objectif est d'analyser les performances du système T2T avec un regard sur la partie théorique et de pouvoir mener une analyse comparative suivant les différentes configurations étudiées. Outre l'analyse comparative, cette modélisation peut nous permettre de prédire le comportement pour une configuration donnée à priori non étudiée.

4. Méthodologie et outils

Les antennes des tags RFID commerciaux sont essentiellement des versions de dipôles imprimés incorporant certaines améliorations : par exemple, des techniques de miniaturisation avec l'utilisation de dipôle replié ou des techniques d'adaptation utilisant une boucle dans la conception de l'antenne. Nous supposons dans la thèse que le couplage entre ces antennes tags RFID miniaturisées peut être modélisé par le couplage entre les dipôles imprimés. Différentes méthodes existent pour modéliser ce type de couplage, par exemple analytique [15] ou numérique [16], mais elles présentent des limites liées à la complexité des antennes. Dans notre cas, nous utilisons un simulateur EM qui intègre les caractéristiques suivantes : une modélisation plus complexe des antennes des tags en considérant de multiples scénarios prenant en compte différentes configurations géométriques entre les deux tags, l'estimation de l'impédance d'entrée d'un dipôle positionné et orienté arbitrairement dans l'espace et environné par un autre dipôle chargé, l'estimation du gain global en tenant compte de la position de la source relativement aux deux tags formant le système T2T ce qui à notre connaissance n'avait pas encore été réalisé. Afin de valider ces conditions, nous utilisons le logiciel CST Microwave Studio. Ce logiciel intègre des solveurs de champ électromagnétiques (EM) destinés aux applications de l'ensemble du spectre EM basés sur la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) pour le domaine temporel et la méthode FEM (Finite Element Method) pour le domaine fréquentiel. Les deux solveurs sont à l'origine de la méthode FIT (Finite Integration Technique) qui se base sur la formulation intégrale des équations de Maxwell.

Par la suite nous allons aborder la partie transmission du signal rétrodiffusé entre le tag LT et le tag RT. Les hypothèses de départ sont celles que le signal rétrodiffusé par le tag lecteur est modulé en amplitude, plus précisément par une modulation de type OOK (On-Off Keying) et que le récepteur coté tag LT rajoute du bruit blanc gaussien au signal reçu. A partir des expressions classiques de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit, nous proposons une formulation de probabilité d'erreur appliquée au cas RFID T2T. Cette formule inclut tous les paramètres agissant lors de la communication (impédance d'entrée du tag récepteur lors des deux états de commutation du tag lecteur, gain du réseau formé par les deux antennes, profondeur de modulation, temps de transmission d'une valeur binaire, densité de bruit, type de récepteur [17] et la puissance de la source externe). Cette partie nous permettra non seulement de visualiser la variation du TEB (taux d'erreur binaire) en fonction des scénarios étudiés mais aussi d'avoir une référence purement théorique pour valider la modélisation système.

Afin de valider les deux modélisations, nous proposons un simulateur système basé sur les travaux de [18]. Pour ce faire, nous utilisons le logiciel ADS de Keysight qui comporte un environnement de conception intégrant différentes bibliothèques de composants électroniques RF et la possibilité d'effectuer différents types de simulation : circuit, système, EM.

5. Organisation du manuscrit

La suite de ce manuscrit est constituée de cinq chapitres. Le chapitre I présente l'état de l'art des travaux effectués dans le domaine de la RFID et des communications par rétrodiffusion en mettant l'accent sur les différentes méthodes permettant la modélisation d'une communication T2T. Le chapitre II se concentre sur l'analyse de l'impédance d'entrée du tag récepteur et met en évidence l'impact du couplage mutuel entre les tags sur la variation de cette impédance. D'une part, la position relative entre le tag lecteur et le tag récepteur (par exemple leur distance de séparation, leur orientation l'un par rapport à l'autre, leur alignement), et d'autre part, la charge d'impédance du RT (considéré ici comme CC et CO) sont examinés. L'étude présentée est divisée en deux parties : la première présente des résultats basés sur des simulations de l'impédance mutuelle des antennes tags pour différentes configurations ; la seconde basées sur des simulations et des mesures de l'impédance d'entrée du tag récepteur.

Le chapitre III évalue le système T2T en utilisant la profondeur de modulation comme métrique de performance. L'impact sur la profondeur de modulation de trois types d'agencement du tag lecteur (parallèle, incliné et décalé par rapport au tag récepteur) et la position de la source externe sont étudiés en détail à travers des simulations électromagnétiques. L'influence de l'impédance d'entrée du tag récepteur et du gain du réseau d'antennes sur la profondeur de modulation est particulièrement discutée et analysée afin de bien comprendre la variabilité observée sur la profondeur de modulation. Le chapitre IV propose d'étendre l'étude précédente et d'envisager un système T2T global, en exploitant les résultats obtenus afin de déterminer le TEB qui est une métrique bien connue dans le domaine des communications numériques. Dans ce chapitre, le type de récepteur ainsi que le type de charge (purement résistive, complexe) de l'antenne du tag RT sont étudiés en simulation et comparés à la théorie. L'intérêt de cette approche est d'offrir un moyen de coupler les domaines de l'électromagnétisme, antennes, circuit électrique, système ; et donc par la même de disposer d'une méthodologie permettant d'évaluer la performance globale d'un système T2T. Enfin, le chapitre V dresse la conclusion et les perspectives de ce travail de thèse.

Chapitre I

Etat de l'art

1.1. Etat de l'art des communication T2T

Dans ce chapitre, un état de l'art des communications T2T par rétrodiffusion exploitant des signaux ambiants ou dédiés est réalisé. En premier lieu, une classification des différents systèmes T2T est proposée en présentant leurs performances en termes de portée, de consommation en énergie et de débit. Aussi, les limites technologiques et physiques impactant leurs performances seront abordées. La seconde partie est consacrée à la transposition du principe de la communication T2T passive en RFID UHF. Un état des lieux sur les différentes limitations liées à la portée de la communication va permettre d'établir les problématiques étudiées dans cette thèse. Enfin, la dernière partie cite quelques études proposant des solutions pour améliorer les performances des systèmes RFID passifs UHF T2T.

Avec l'évolution des télécommunications et l'émergence de nouveaux types de communication, le nombre d'émetteurs et de récepteurs a augmenté de façon exponentielle augmentant les coûts économiques et environnementaux. La recherche s'est tournée vers la réutilisation des signaux RF existants en essayant de réduire les coûts et la pollution EM. La communication T2T, basée sur la rétrodiffusion ambiante, est un paradigme qui peut résoudre les problèmes ci-dessus et contribuer au développement de l'IoT. Il peut permettre à des objets étiquetés de communiquer de manière simultanée, indépendamment les uns des autres sans être contrôlés par un seul lecteur. Dans ces systèmes, les tags passifs communiquent en réfléchissant un signal issu d'une source externe. En effet, à la différence des lecteurs RFID classiques, la source externe n'a pas besoin d'envoyer des commandes modulées ou de décoder les réponses des tags, ces derniers communiquent ensemble. De plus, les sources n'ont pas besoin d'être mis en réseau ou synchronisés, ce qui minimise l'effort de déploiement. Dans de nombreux cas, les déploiements T2T peuvent exploiter des sources d'excitation préexistantes dans un environnement d'application. Dans ces cas, le coût et l'effort de déploiement du système T2T seraient fortement réduits.

Dans [19], les auteurs proposent un système communicant par rétrodiffusion et exploitant les transmissions TV et cellulaires ambiantes afin d'éliminer le besoin d'une source conventionnelle d'énergie (batterie). Ce système permet donc de faciliter la communication des appareils placés alors dans des sites jusqu'ici inaccessibles. Le prototype est conçu sur une carte de circuit imprimé (PCB) à 4 couches en utilisant des composants de circuit prêts à l'emploi. Comme le montre la figure 1.3, le prototype utilise une antenne dipôle composée de deux sections de 12.7 cm de long fil de cuivre magnétique 1.29 mm de diamètre. Les composants de collecte d'énergie et de communication du prototype sont réglés pour utiliser les signaux TV UHF dans la bande 50 MHz centrée sur 539 MHz. L'émetteur est mis en œuvre à l'aide du switch RF ADG902 connecté directement à l'antenne. De plus, il est capable de transmettre des paquets à trois débits différents : 100 bps, 1 kbps et 10 kbps. Le circuit récepteur, utilise le TS881, qui est un comparateur ultra basse consommation. La sortie du comparateur est transmise au microcontrôleur MSP430 qui effectue la corrélation, décode les données et vérifie la validité du paquet à l'aide du CRC. Le prototype comprend également deux capacités de

détection et des entrées/sorties (I/O) qui sont contrôlées par le microcontrôleur (ici des LED clignotantes à faible consommation et des boutons tactiles capacitifs). Dans les scénarios où la puissance du signal TV est faible, le prototype utilise un cycle de service pour alimenter les capteurs et le microcontrôleur. Plus précisément, lorsque le prototype est en mode veille, il ne récolte que les signaux RF et les stocke sur un condensateur de stockage. Une fois que suffisamment d'énergie a été accumulée sur le condensateur, il passe en mode actif et effectue les opérations requises. Ce système atteint un débit d'information de 1 kbits^{-1} sur des distances de 1,5 m en extérieur et d'un mètre en intérieur.

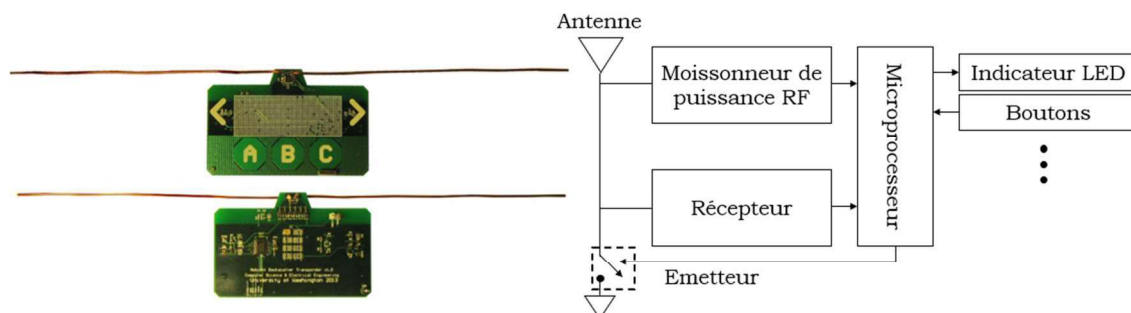


Figure 1.3 : Architecture générale d'un système communicant par rétrodiffusion ambiante qui utilise comme support les signaux de télévision [19].

Néanmoins, ce système présente certaines limites. Comme les émetteurs à rétrodiffusion utilisent des signaux RF ambiants pour le fonctionnement du circuit et la transmission de données, il n'est généralement pas possible de contrôler les sources RF en termes de puissance d'émission, de disponibilité et des fréquences. De plus, comme l'énergie récoltée à partir des signaux RF ambiants est généralement faible et que ces signaux peuvent être affectés par l'évanouissement et le bruit sur les canaux de communication, la portée de communication est limitée.

Toujours en exploitant les signaux RF ambiants, les auteurs dans [20] conçoivent un tag récepteur à rétrodiffusion multi-antennes appelé « μMO », et un mécanisme de codage à faible puissance pour améliorer les performances de communication en termes de débits de données et de portée de transmission appelé « μcode ». En utilisant plusieurs antennes, les interférences des signaux RF ambiants peuvent être éliminées, par exemple les signaux TV. Le principe de conception du μMO est illustré à la figure. 1.4.

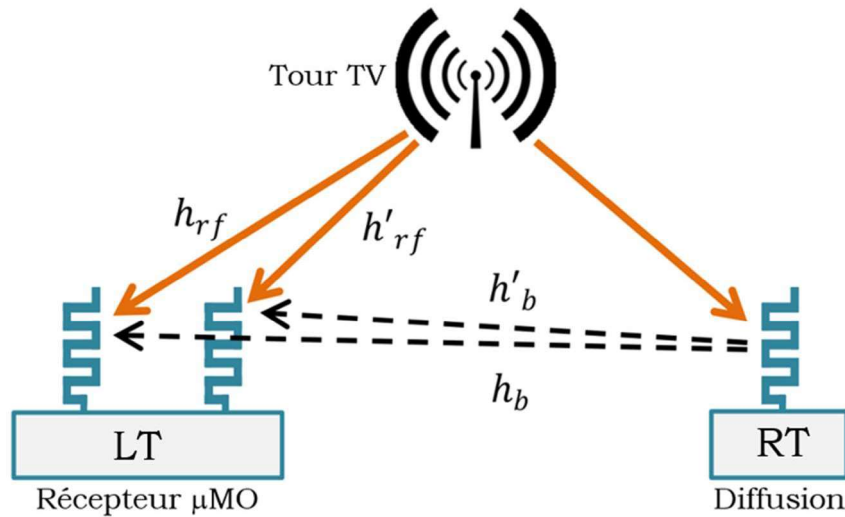


Figure 1.4 : Système communicant par rétrodiffusion ambiante à deux antennes, LT, peut décoder les informations rétrodiffusées du tag RT en séparant les transmissions TV directes des signaux rétrodiffusés. μ MO réalise cette opération sans estimation de canal ni calcul numérique [20].

Soit $s(t)$ le signal RF provenant d'une tour de télévision. Le tag RT transmet des données en réfléchissant et en absorbant $s(t)$ pour transmettre les bits d'information. Les signaux reçus aux deux antennes du tag LT sont exprimés comme suit :

$$y_1(t) = h_{RF}s(t) + h_b B(t)s(t) \quad (1)$$

$$y_2(t) = h'_{RF}s(t) + h'_b B(t)s(t) \quad (2)$$

où h_{RF} , h'_{RF} sont les canaux de propagation entre la tour de télévision et les deux tags (RT et LT) et h_b , h'_b les canaux de propagation entre la tour de télévision vers les deux antennes du tag LT. De plus, selon l'état non réfléchissant ou réfléchissant du tag RT, $B(t)$ prend une valeur de '0' ou '1'. En divisant les équations précédentes ensemble, on obtient la fraction suivante :

$$\frac{|y_1(t)|}{|y_2(t)|} = \frac{|h_{RF} + h_b B(t)|}{|h'_{RF} + h'_b B(t)|} \quad (3)$$

D'après l'équation ci-dessus, cette fraction est indépendante des signaux TV, c'est-à-dire $s(t)$. Puisque la valeur de B est soit « 0 », soit « 1 », la fraction se traduit par deux niveaux $\frac{|h_{RF}|}{|h'_{RF}|}$ ou $\frac{|h_{RF} + h_b|}{|h'_{RF} + h'_b|}$, correspondant respectivement aux états non réfléchissant et réfléchissant. Par conséquent, Alice peut décoder les données envoyées par Bob sans estimer les paramètres du canal.

Le μ MO effectue le calcul requis à l'aide de composants analogiques. Plus précisément, le matériel du μ MO comporte trois composants principaux : un détecteur d'enveloppe qui effectue l'opération de transposition en fréquence des signaux reçus autour d'une porteuse RF (par exemple 539 MHz) vers la bande de base, un circuit de division analogique qui divise le signal reçu par les deux antennes, et enfin un circuit de seuillage qui délivre des valeurs de tension qui correspondent aux valeurs binaires '0' et '1'.

Le rôle du détecteur d'enveloppe est de suivre l'enveloppe du signal reçu, tout en éliminant la fréquence porteuse (539 MHz dans le cas des transmissions TV). Le circuit de la

figure 1.5 utilise des composants passifs tels que des résistances, des condensateurs et des diodes et est donc de nature ultra-basse consommation. Le principe de fonctionnement d'un détecteur d'enveloppe est similaire à celui utilisé dans un tag RFID : les diodes agissent comme des interrupteurs qui permettent au courant de circuler dans le sens direct mais pas dans le sens inverse. Dans ce circuit, les condensateurs sont des éléments de stockage de charge et les résistances régulent le flux de courant.

Le rôle du circuit de seuillage est de distinguer les deux niveaux de tension en sortie du circuit diviseur. Un comparateur à faible puissance est utilisé pour délivrer un bit '1' lorsque la sortie du diviseur est supérieure au seuil et un bit zéro dans le cas contraire. Le seuil est déterminé avec les valeurs spécifiques pour les résistances et les condensateurs.

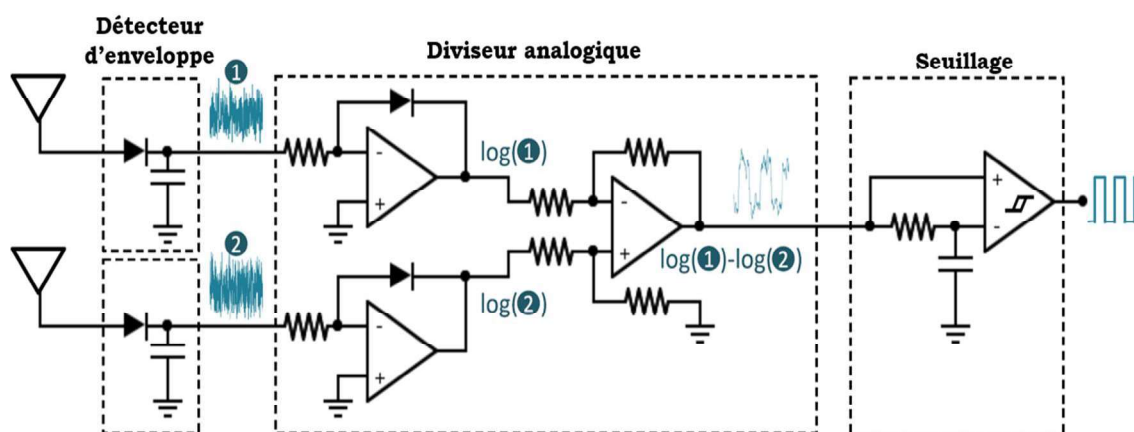


Figure 1.5 : Schéma de principe du front end analogique côté LT (μ MO). Le μ MO effectue le calcul requis à l'aide de composants analogiques [20].

De plus, un schéma de codage à faible puissance basé sur l'accès multiple par répartition en code « Code Division Multiple Access » (CDMA) est proposé pour augmenter la portée de communication entre les émetteurs-récepteurs à rétrodiffusion. Dans ce schéma, l'émetteur de rétrodiffusion (RT) code les bits '0' et '1' dans différentes séquences, et le récepteur de rétrodiffusion (LT) corrèle les signaux reçus avec les modèles de séquence pour décoder les données. Ces techniques utilisent une chaîne de bits pseudo-aléatoires appelés pour coder les bits d'information. Par exemple, l'émetteur pourrait représenter un bit zéro par la séquence "101110111" et un bit par la séquence "111011011". Les 1 et les 0 dans les séquences ci-dessus sont utilisées par l'émetteur pour coder les informations. Pour décoder ces bits d'information, le récepteur corrèle le signal reçu avec les motifs de la séquence et convertit les pics de corrélation en bits de données. Pour augmenter la portée de communication, l'émetteur-récepteur utilise des séquences plus longues qui augmentent efficacement le rapport signal sur bruit. Les auteurs implémentent ensuite μ MO et μ code sur un circuit imprimé pour évaluer leurs performances. Les résultats expérimentaux montrent que μ MO augmente le débit binaire jusqu'à 1 Mbps à des distances de 1 à 2 mètres et que le μ code augmente la portée de communication jusqu'à 24 mètres à 1 kbps en rétrodiffusant les signaux d'une tour de télévision fonctionnant à 539 MHz.

En utilisant le même principe de communication T2T mais basé sur une source externe dédiée, les auteurs dans [21], proposent un concept de réseaux de capteurs sans fils pour l'agriculture de précision. Le système permet aux agriculteurs d'optimiser l'utilisation des ressources comme l'eau par exemple (figure 1.6). Ici, un tag capteur sans fil à faible coût et à

faible consommation a été développé, capable de détecter la différence de température entre la feuille d'une plante à laquelle il est attaché et l'air ambiant. Cette différence de température est connue pour être pertinente pour le stress hydrique de la plante, ainsi, le tag agit comme un indicateur pour guider ou contrôler le système d'irrigation local. Le tag ici comprend un microcontrôleur (MCU) pour le traitement en bande de base et également à des fins de contrôle. Un temporisateur externe a été ajouté pour la modulation. Les informations récoltées par les capteurs de température sont d'abord converties en signaux numériques via un CAN (convertisseur analogique-numérique), un traitement numérique est effectué par le microcontrôleur, puis des impulsions de tension sont générées pour piloter un switch RF.

Le schéma de modulation par rétrodiffusion a été réglé sur le code Morse appliqué à une porteuse générée par la source externe de fréquence 868 MHz. Ici, afin de transmettre l'information, une modulation de On-Off-Keying (OOK) qui se traduit par la présence et l'absence des signaux rétrodiffusés est employée. L'alimentation des tags capteurs se fait grâce à un panneau solaire produisant une énergie d'environ $20 \mu\text{W}$. Un tag récepteur a été mis en œuvre à l'aide d'une SDR (Software Defined Radio) qui échantillonne les signaux capturés pour un traitement ultérieur en bande de base. Les résultats montrent qu'une liaison de rétrodiffusion peut être établie jusqu'à une distance de deux mètres.

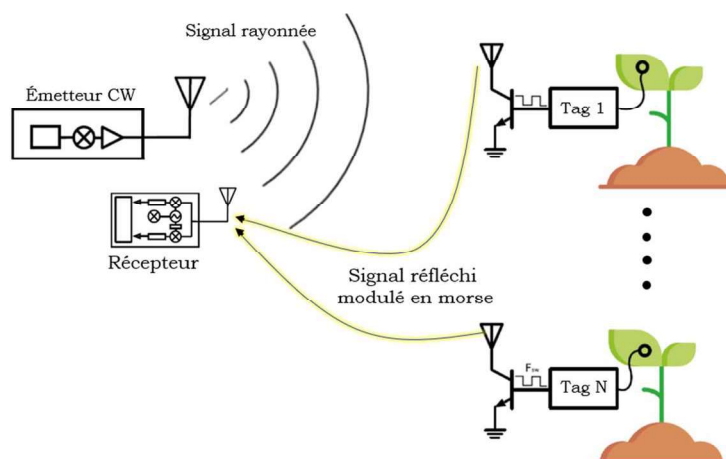


Figure 1.6: Schéma d'un réseau de capteur destinée à l'agriculture de précision par une source externe dédiée [21].

Malgré les efforts pour améliorer les performances des systèmes T2T à rétrodiffusion des sources ambiantes ou dédiées, un problème d'annulation de phase se produit. En effet, un tag émetteur module l'information à transmettre autour d'une porteuse en utilisant le principe de la rétrodiffusion. Au niveau du tag récepteur, le signal rétrodiffusé est superposé au signal RF de la source externe et le signal résultant est démodulé à l'aide de techniques de détection d'enveloppe. La différence de phase relative entre le signal de rétrodiffusion et le signal RF externe au niveau du tag récepteur a un impact important sur l'enveloppe du signal résultant. Cela provoque souvent une annulation complète de l'information en bande de base contenue dans l'enveloppe, et il en résulte une perte de communication entre les deux tags. Ce problème est omniprésent dans tous les systèmes T2T qui utilisent la rétrodiffusion ASK et a un impact considérable sur la fiabilité, la robustesse et la portée de communication de ces systèmes.

Les auteurs dans [22] décrivent le problème d'annulation de phase des systèmes de communication T2T à rétrodiffusion. Dans ces systèmes, un tag reçoit la superposition d'une

onde continue (CW) et des signaux rétrodiffusés qui ont la même fréquence mais des phases différentes. Lorsque le système utilise la modulation ASK, le tag modifie l'amplitude du signal réfléchi dans les états '0' et '1'. La combinaison de ces deux signaux peut faire en sorte qu'un tag ne puisse pas faire la distinction entre les signaux correspondant aux états '1' et '0' (figure 1.7).

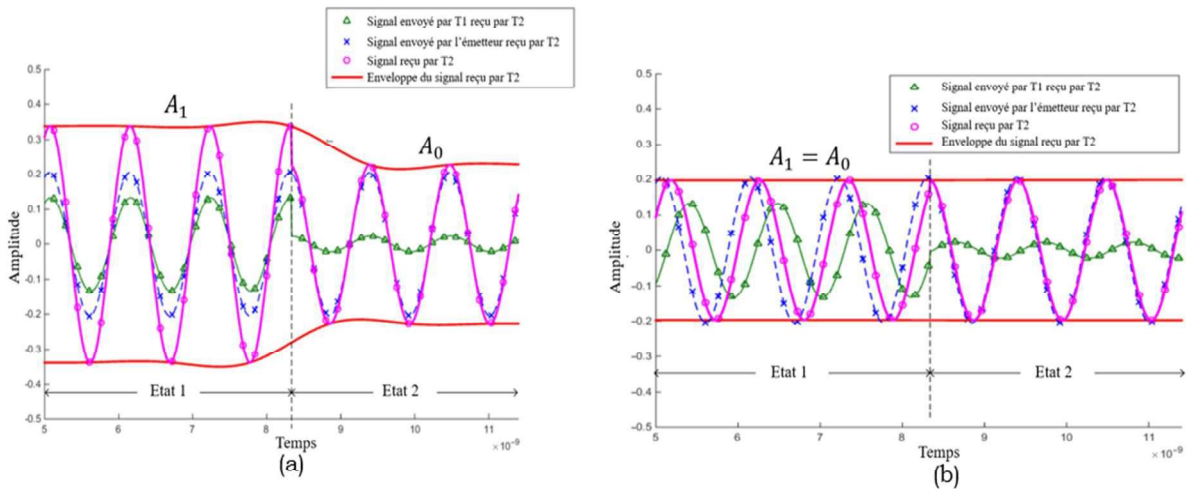


Figure 1.7 : Formes d'onde du signal en (a) l'absence d'annulation de phase ($\theta_d \neq \theta_c$) et (b) lors de l'annulation de phase ($\theta_{T_1-E} = \theta_c$) [22].

Le phénomène d'annulation de phase est illustré à la figure 1.7-b. La ligne bleue représente le signal reçu de la source au tag 2 ($E \rightarrow T_2$), et la ligne verte montre le signal reçu au tag 2 du tag 1 en états « 0 » et « 1 » ($T_1 \rightarrow T_2$).

Avec : A_0 et A_1 les amplitudes du signal de rétrodiffusion reçu du tag T_1 dans les deux états, et θ_E et θ_{T_1} les phases des signaux de l'émetteur (source RF distante) et du tag T_1 vus par T_2 , respectivement et θ_c représente l'angle auquel l'annulation de phase se produit. Dans la rétrodiffusion ASK, θ_{T_1} sera le même dans les états "0" et "1".

Les signaux superposés S_0 et S_1 sont tracés en violet, et l'enveloppe, avec les amplitudes A_0 et A_1 est représentée en rouge. Lorsque $\theta_{T_1-E} \neq \theta_c$, on voit que $A_0 \neq A_1$. Ainsi, le détecteur d'enveloppe pourra différencier les deux niveaux et démoduler le signal de rétrodiffusion permettant la communication entre T_1 et T_2 (figure 1.7-a). Cependant, lorsque $\theta_{T_1-E} = \theta_c$, l'amplitude de l'enveloppe reçue dans les deux états est la même, c'est-à-dire $A_0 = A_1$ (figure 1.7-b). Dans ce cas, le détecteur d'enveloppe sera incapable de démoduler la rétrodiffusion du tag lecteur entraînant une perte de communication entre les deux tags.

Pour résumer, dans une communication T2T, le problème d'annulation de phase se produit lorsqu'il existe une différence de phase relative entre la porteuse et les signaux rétrodiffusés reçus au niveau du tag récepteur. A travers des simulations et des résultats expérimentaux, les auteurs constatent que les performances de PSK sont meilleures que celles de ASK. En effet, l'annulation de phase peut être théoriquement évitée si la différence entre les phases des deux paires d'impédances prend une valeur comprise entre 0 et $\frac{1}{2}$. Ceci peut être facilement réalisé en utilisant le schéma de modulation PSK.

Dans [23], un modulateur de rétrodiffusion multi-phase est introduit pour contourner le problème d'annulation de phase au niveau des tags lecteurs (émetteurs). Pendant l'annulation de

la phase au niveau du tag récepteur, celui-ci ne peut pas extraire de données à partir des signaux reçus. Pour résoudre ce problème, les auteurs proposent un modulateur pour le tag lecteur qui permet une rétrodiffusion multi-phase. Dans ce schéma, le tag émetteur rétrodiffuse ses données en deux intervalles successifs avec des phases différentes. Ainsi, s'il y a une annulation de la phase pendant l'un des intervalles, l'autre intervalle, qui fonctionne à une phase différente, sera immunisé contre l'annulation de la phase. Pour améliorer davantage les performances de transmission, les auteurs proposent un schéma hybride qui combine les signaux rétrodiffusés dans ces intervalles. Avec un détecteur d'enveloppe, le tag récepteur peut identifier quatre différences d'amplitude, ce qui permet de différencier plus précisément les amplitudes des signaux RF ambiants et des signaux réfléchis. La simulation et les résultats expérimentaux montrent que les solutions proposées évitent avec succès le problème d'annulation de phase, et améliorent ainsi les portées de communication et la robustesse des systèmes de communication par rétrodiffusion des signaux ambiants.

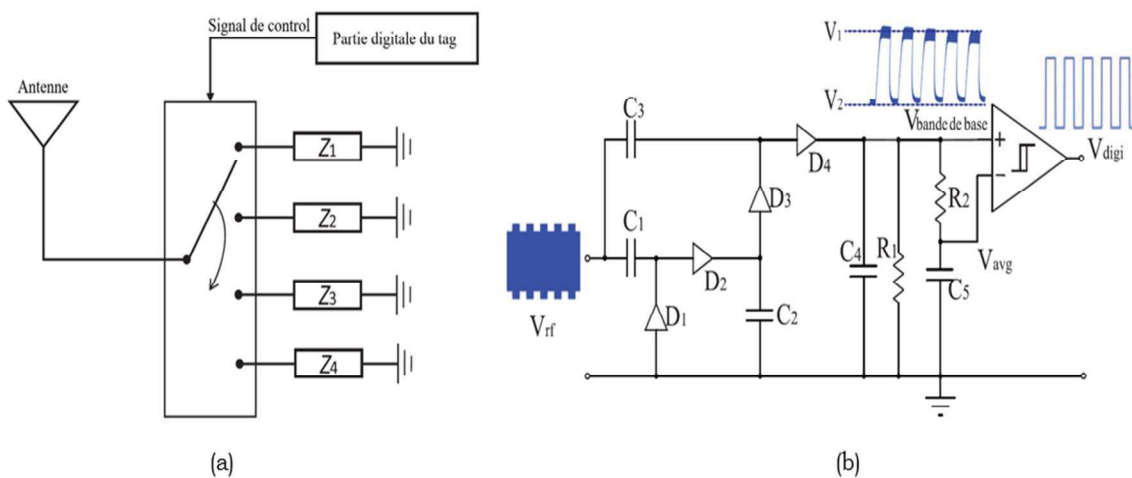


Figure 1.8 : Schéma fonctionnel d'un (a) modulateur de rétrodiffusion multi-phase et (b) Schéma d'un détecteur d'enveloppe et du comparateur [23].

Le modulateur de rétrodiffusion multi-phase est illustrée à la figure 1.8-a. Le choix des valeurs des impédances de charge et donc les valeurs appropriées des coefficients de réflexion pour les différentes phases sont déterminées comme suit.

$$\Delta\Gamma^*(ch1) = \Delta\Gamma^*(ch1) \cdot e^{j\theta_d} \quad (4)$$

où $\Delta\Gamma^*(ch1)$ et $\Delta\Gamma^*(ch2)$ représentent la différence entre les deux états de modulation du conjugué du coefficient de réflexion pour les canaux 1 et 2, respectivement. θ_d est la différence de phase effective entre les signaux rétrodiffusés dans les deux canaux.

Pour obtenir les plus grandes différences d'amplitude dans un canal lorsque le système fait face à une annulation de phase, la meilleure valeur pour θ_d est $\frac{\pi}{2}$. Les valeurs des impédances nécessaires pour les deux canaux sont facilement déterminées en utilisant l'abaque de Smith.

Les auteurs utilisent un détecteur d'enveloppe avec un multiplicateur de tension à quatre étages pour amplifier le signal de bande de base reçu et étendre efficacement la distance T2T. Le schéma du détecteur est illustré à la figure 1.8-b, dans laquelle le multiplicateur de tension est réalisé en combinant des diodes Schottky ($D_1 - D_4$) et des condensateurs ($C_1 - C_4$). Le

condensateur du dernier étage C4 et une résistance de charge R1 forment le filtre RC pour extraire un signal en bande de base. Enfin, un comparateur à hystérésis interne est utilisé comme ADC 1 bit pour numériser le signal en bande de base détecté ($V_{\text{bande de base}}$). La sortie du comparateur (V_{digi}) est transmise à un microcontrôleur basse consommation pour le décodage.

D'autres travaux remarquables dans le domaine des communication T2T sont présentés dans [13]. Proposant un système de communication T2T en RFID UHF dans lequel deux tags passifs communiquent directement entre eux en l'absence d'un lecteur RFID. Le principe est simple, un tag lecteur rétrodiffuse les signaux d'une source RF distante pour communiquer avec d'autres tags. Le protocole de communication devrait être modifié en conséquence pour permettre aux tags de rétrodiffuser les requêtes les uns aux autres.

Les auteurs proposent d'utiliser le corps d'un trombone comme antenne d'un tag. Afin d'obtenir une adaptation d'impédance et des caractéristiques de gain d'antenne appropriées, la forme du trombone est modifiée en conséquence. Un tel tag peut fonctionner selon trois modes différents (figure 1.9) décrits ci-dessous.

- **Mode 1 (courte portée)** : tel quel, lorsque le tag n'est pas attaché au papier. Dans ce mode, les fils des trombones se touchent, créant un CC et affectant fortement l'impédance et le gain de l'antenne du tag. Par conséquent, la plage de lecture est nulle et le tag peut être considérée comme désactivée.
- **Mode 2 (longue portée)** : le tag trombone est attaché au papier. Dans ce cas, les fils de trombones sont séparés par une ou plusieurs feuilles de papier. Le tag trombone peut avoir une plage de lecture plus grande dans cette position, et considérée comme activée.
- **Mode 3 (portée ajustée)** : le tag trombone est attaché au papier qui, à son tour, est attaché à une ou plusieurs bandes conductrices (ruban en cuivre). De telles bandes peuvent agir comme des éléments d'antenne externes, permettant d'ajuster la portée du tag trombone et/ou sa fréquence de résonance (voir figure 1.10).

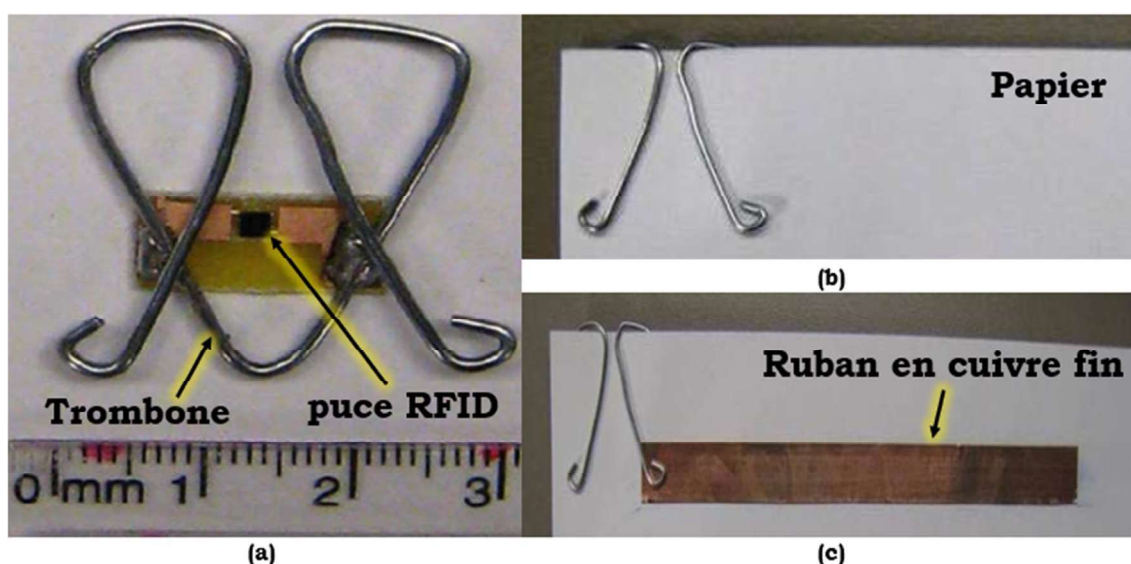


Figure 1.9 : Les trois modes de fonctionnement du tag trombone : (a) mode courte portée, (b) mode longue portée et (c) mode portée ajustable [13].

Les performances du tag trombone peut en effet être amélioré en ajoutant au tag un ruban en cuivre. Dans cet exemple particulier, la bande conductrice augmente le gain d'antenne et améliore considérablement la portée du tag (jusqu'à 11 mètres à 955 MHz).

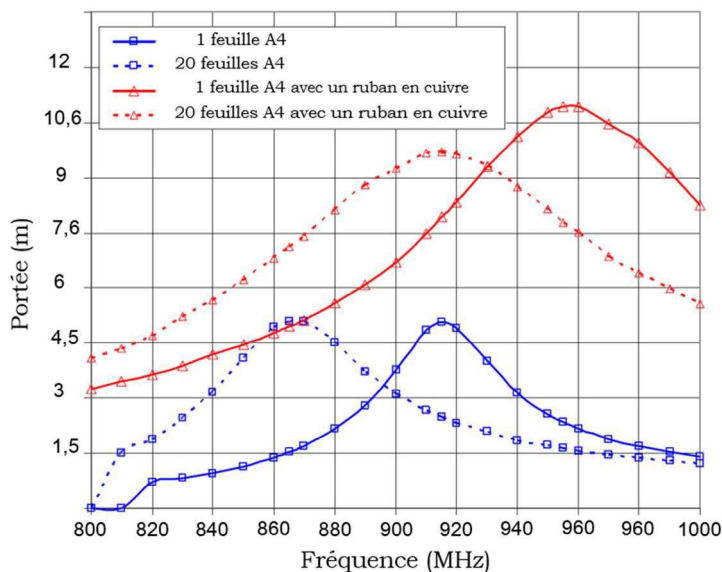


Figure 1.10: La portée de lecture d'un tag trombone sur une feuille de papier puis sur plusieurs feuilles de papier et en rajoutant un ruban en cuivre [13].

Pour vérifier le concept, plusieurs prototypes de tag RFID trombone ont été construits et testés. La plupart de ces prototypes utilisent des fils d'acier dépliés provenant de trombones standard de différentes tailles. L'une des principales applications envisagées pour les tags RFID trombones est le suivi et la gestion des documents dont les trombones « savent » quels autres documents se trouvent à proximité.

Les auteurs effectuent des mesures expérimentales comme illustré dans la figure 1.11. Un lecteur RFID est connecté à une antenne à polarisation linéaire et avec un gain de 6 dBi interrogeant en permanence un tag RFID trombone à une distance d'environ 1 m dans une chambre anéchoïque. Une antenne dipôle demi-onde à large bande est placée à 1 cm du tag trombone. Le dipôle est adapté à 50 Ohms dans la bande ISM 915 MHz et connecté via un câble coaxial directement à un analyseur de spectre. L'analyseur de spectre est capable entre autres d'effectuer une démodulation non cohérente par détection d'enveloppe. Ainsi, le signal de l'antenne dipôle observé sur l'analyseur de spectre est similaire au signal RF rétrodiffusé par le tag.

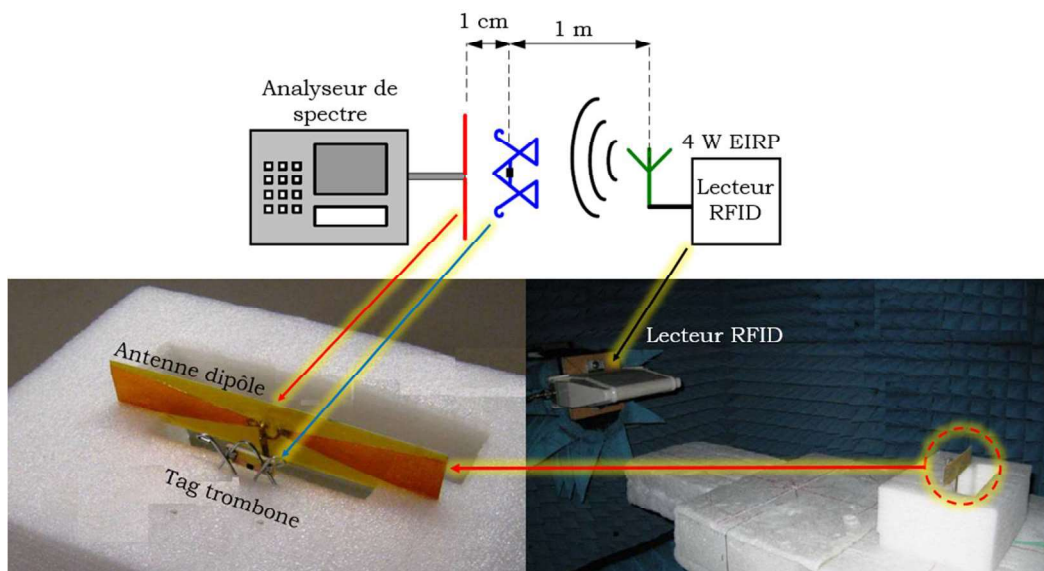


Figure 1.11 : Configuration expérimentale pour la vérification de la possibilité d'une communication directe T2T entre des tags trombone [13].

Les mêmes auteurs proposent un prototype T2T en RFID UHF utilisant des tags RFID commerciaux passifs ou semi-passifs [8]. Le principe est le même, un tag lecteur rétrodiffuse les signaux d'une source RF distante pour communiquer avec d'autres tags. Ce système fonctionne en mode maître-esclave, qui est compatible avec les tags Gen2 (deuxième génération) existants. Comme le montre la figure 1.12, le tag lecteur (maître) rétrodiffuse les commandes, c'est-à-dire les requêtes « Query » vers le tag récepteur (esclave) situé à proximité. Ce dernier répond aux commandes du tag lecteur via un message RN16 qui est un nombre aléatoire de 16 bits utilisé pour l'identification des tags [24].

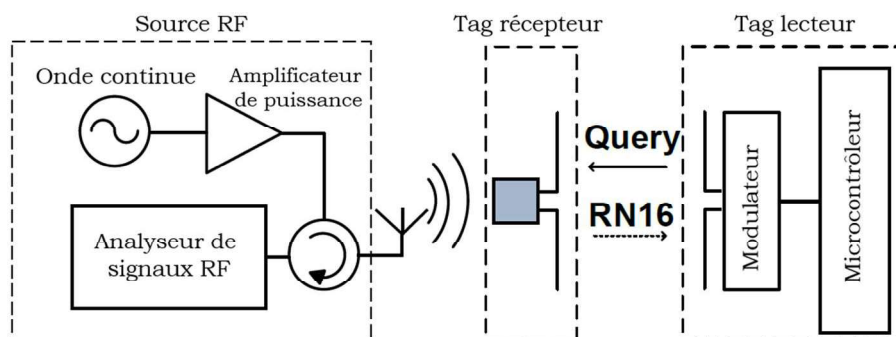


Figure 1.12 : Schéma fonctionnel du système de communication passif T2T en utilisant des tags commerciaux [8].

1.2. Mise en évidence d'une dégradation des performances T2T

Le système de communication passif T2T en RFID UHF avait été analysé et validé expérimentalement pour deux tags parallèles semi-passifs étroitement espacés pouvant communiquer directement en l'absence d'un lecteur RFID [8]. Les résultats indiquent le fait que la communication entre les tags qui se traduit par la profondeur de modulation (différence entre les amplitudes des états hauts et bas dans le cas d'une modulation OOK) se dégrade globalement avec la distance. Nous savons que le positionnement, l'orientation et la distance entre les tags sont des paramètres qui influent sur l'intensité du couplage mutuel, la profondeur de modulation et par conséquent sur les performances de communication T2T. Pour l'étude du système de communication passif T2T en RFID UHF, un dispositif de mesure a été mis en place

par les auteurs dans [8] (figure 1.13). Le tag lecteur (ici, un tag semi-passif) est connecté à un switch RF HMC545 commandé par un microcontrôleur MSP430 qui une fois alimenté par une batterie 3V permettra la sélection de deux charges : CO (circuit-ouvert) et CC (court-circuit). Le tag lecteur va donc moduler le signal reçu par la source externe afin de transmettre un champ en direction du tag récepteur. Les deux tags sont en configuration parallèle et espacés.

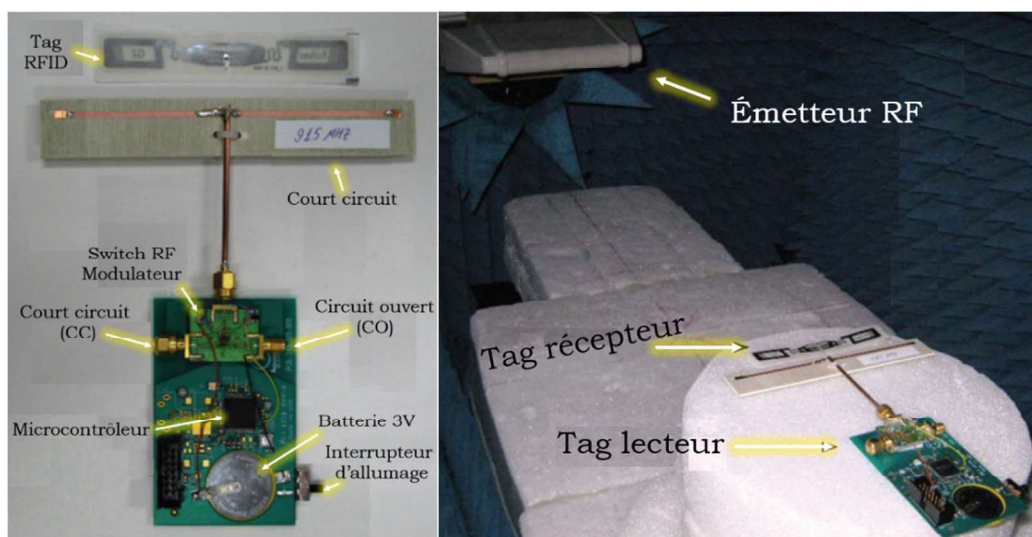


Figure 1.13 : Photographie du dispositif RFID T2T [8].

L'objectif de cette étude est de démontrer la faisabilité d'un système de communication T2T passive en RFID UHF communiquant entre eux en modulant un signal provenant d'une source externe placée côté tag récepteur. L'étude est réalisée en chambre anéchoïque pour des distances de séparation entre tag allant de 10 mm à 190 mm. Pour chaque distance, le tag récepteur est connecté à l'analyseur de signaux RF tandis que le tag lecteur est connecté à un switch RF qui alterne entre deux charges CO et CC. Les résultats sont présentés dans la figure 1.14 pour deux tags parallèles. On remarque le fait que la profondeur de modulation est élevée pour les courtes distances de séparation et que cette dernière diminue en fonction de la distance.

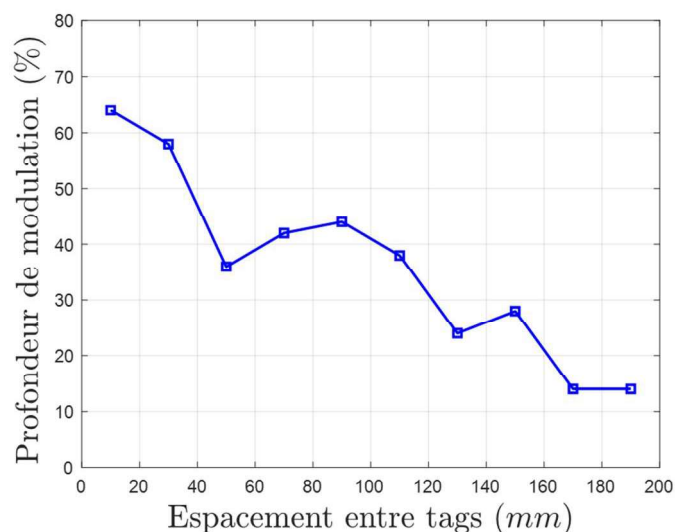


Figure 1.14 : Evolution de la profondeur de modulation du signal reçu par le tag récepteur en fonction de la distance de séparation des tags [8].

Les spécifications Gen2 imposent aux lecteurs RFID d'utiliser une profondeur de modulation comprise entre 80 % et 100 %. Plus la sensibilité du tag est grande, plus la distance

de communication T2T devient importante. En conclusion, la véritable possibilité d'établir une communication entre les tags dépendra de la profondeur de modulation minimale (D_{min}) réellement requise par la puce RFID pour décoder l'information. Dans un même temps, il existe des publications sur des récepteurs optimisés pour des tags fonctionnant à une profondeur de modulation plus faible ($D_{min} \geq 20\%$) [25].

En effet, les auteurs dans [25] proposent un démodulateur RFID ASK pour la démodulation de signaux RF à faible profondeur de modulation (figure 1.15). Il peut fortement augmenter la capacité du tag à détecter les faibles variations de la puissance RF entrante. La profondeur de modulation minimum du signal RF pouvant être détectée est de 20 % sur une plage de puissance de -23.5 dBm à 5.84 dBm. Lorsque la profondeur de modulation est élevée, les opérations du détecteur de crête et du comparateur de tension ne sont plus nécessaires. En conséquence, le démodulateur de tension interne peut être mis à l'arrêt, ce qui réduit encore la consommation d'énergie de 3,08 μ W. Le circuit est fabriqué en technologie CMOS en mode mixte UMC 0,18 μ m avec une surface de puce de 0,057 mm².

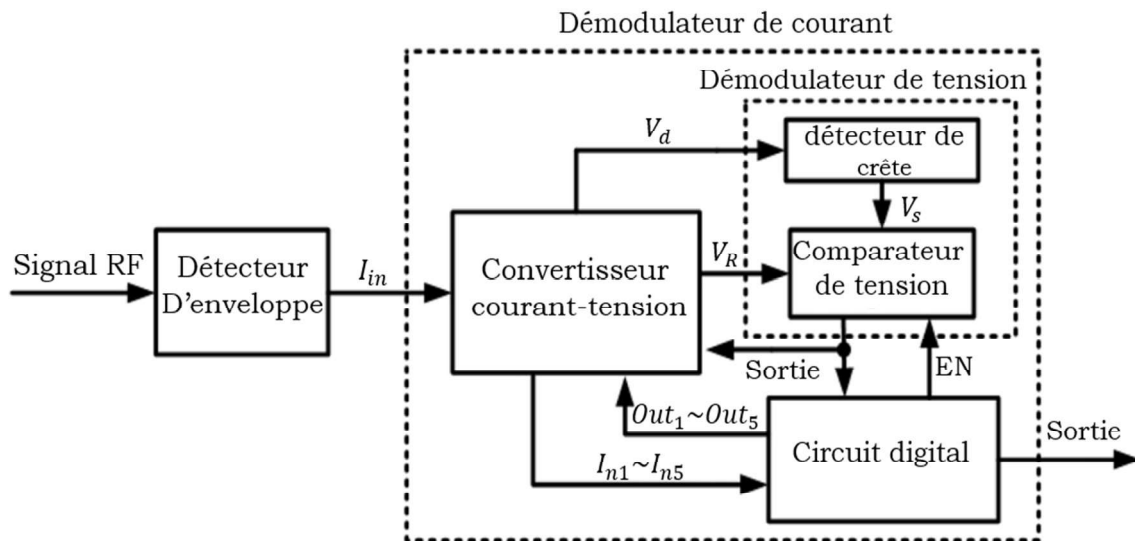


Figure 1.15 : Schéma synoptique d'un démodulateur à faible tension et fonctionnant à des faibles profondeurs de modulation [25].

Les potentielles limites physiques de la communication T2T restent cependant à découvrir, et des outils de modélisation polyvalents sont nécessaires pour comprendre et maîtriser la conception de tags dédiés aux communications T2T. La communication T2T est basée sur une interaction en champ proche de sorte que les formules habituelles de Friis ne peuvent pas être utilisées pour caractériser le lien, puisqu'un rôle clé est joué par le couplage mutuel. Dans cette optique, une investigation théorique visant à caractériser le canal inter-tags et à en déduire les paramètres de performance utiles pour mettre en place des lignes directrices de conception est nécessaire. En particulier, il est intéressant de définir la profondeur de modulation et sa relation avec la distance inter-tags, l'arrangement et l'adaptation d'impédance. La profondeur de modulation est considérée comme un facteur de mérite de la communication T2T puisqu'elle doit être suffisamment élevée pour permettre au comparateur de la puce de discriminer les états binaires.

1.3. Modélisation électromagnétique d'une communication T2T en RFID UHF

Marrocco, dans [26] et [27], a montré qu'il est possible de modéliser de manière rigoureuse et au moyen d'outils électromagnétiques formels une communication entre un lecteur et une multitude de tags RFID, permettant ainsi la compréhension des phénomènes physiques agissant sur les performances. En plaçant deux tags identiques en configuration parallèle côte à côte, avec une distance de séparation Δ fixe de 80 mm et en faisant varier l'angle ϕ (l'angle d'incidence de l'onde transmise par le lecteur RFID) (figure 1.16), l'auteur montre par la simulation et la mesure qu'en raison de la proximité entre les deux tags et la variation de l'angle ϕ , les gains correspondant aux deux tags sont sensiblement déformés.

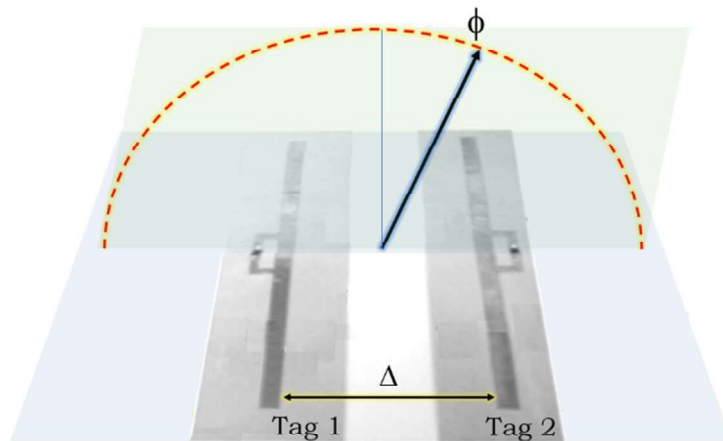
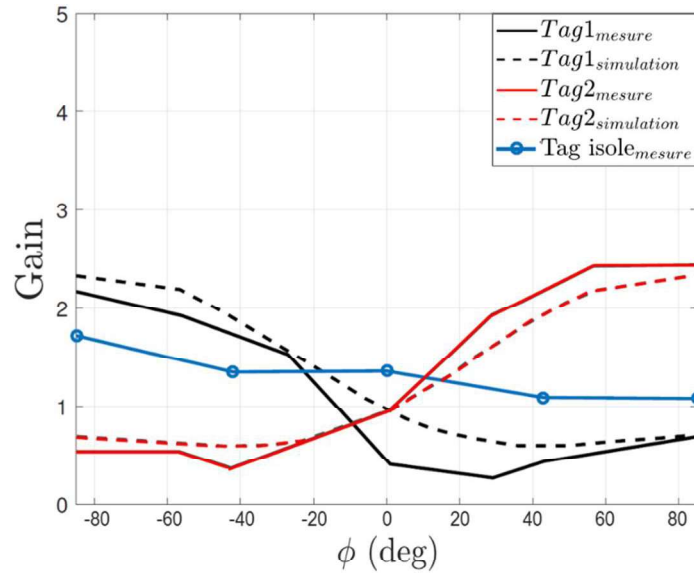


Figure 1.16 : Deux tags identiques parallèles côte à côte [27].

On constate donc que le couplage mutuel entre les tags mais aussi l'angle d'incidence du lecteur RFID peuvent avoir un effet négatif ou positif sur la communication (figure 1.17). Plus précisément, pour le tag 1, le gain environné est plus important lorsque l'angle de l'onde incidence varie de $\phi = [-80, 0[$. Cependant ce gain diminue lorsque $\phi =]0, 80]$. Cette modélisation met en évidence une formulation qui peut être étendue pour le concept de communication T2T passive en RFID UHF. Cependant même si la modélisation du couplage entre les tags est nécessaire, elle n'est pas suffisante pour décrire la relation de cette dernière sur les paramètres d'intérêt qui définissent les performances d'un système T2T, par exemple la profondeur de modulation mais aussi sur le taux d'erreur binaire (TEB).


 Figure 1.17 : Evolution du gain environné des tags en fonction de l'angle ϕ [27].

Dans [14], la faisabilité et les limites des communications passives T2T en RFID UHF ont été étudiées sur le plan théorique. La possibilité que le tag récepteur décode les signaux provenant du tag lecteur dépend de leur couplage mutuel ainsi que de leur orientation par rapport à la source. Les exemples considérés d'alignements planaires démontrent que la communication T2T est principalement limitée aux éléments voisins et souffre de l'orientation mutuelle entre les antennes des tags. La configuration colinéaire est la plus critique (figure 1.18). Cependant, même dans les conditions optimistes [25], la communication entre les tags semble assez difficile et il vaut donc mieux opter pour des configurations où les tags se font face, au moins partiellement, comme dans le cas d'un alignement circulaire (figure 1.19). L'auteur a discuté de la possibilité d'avoir un simulateur statistique pour évaluer le TEB d'un système avec des arrangements stochastiques des tags (i.e. des arrangements sans périodicité ni régularité).



Figure 1.18 : Configuration de mesure colinéaire en matrice de 3x3 [14].

Tableau 1.1 : Evolution de la profondeur de modulation pour une matrice 3x3 quand le tag lecteur (RT) change de position.

| Profondeur de modulation RT (1,1) | | | Profondeur de modulation RT (2,1) | | |
|-----------------------------------|-------------|------|-----------------------------------|-------------|------|
| | 0.12 | 0.08 | 0.46 | 0.06 | 0.03 |
| 0.53 | 0.04 | 0.01 | | 0.11 | 0.03 |
| 0.23 | 0.1 | 0.04 | 0.44 | 0.07 | 0.03 |
| Profondeur de modulation RT (1,2) | | | Profondeur de modulation RT (2,2) | | |
| 0.23 | | 0.29 | 0.10 | 0.54 | 0.10 |
| 0.13 | 0.43 | 0.05 | 0.29 | | 0.21 |
| 0.15 | 0.20 | 0.04 | 0.10 | 0.51 | 0.04 |

Le tableau 1.1 montre les profondeurs de modulation obtenue pour quatre position différentes du tag RT (m,n). Les interactions entre tags appartenant à différentes colonnes sont toujours caractérisées par une profondeur de modulation plutôt faible quels que soient les gains réalisés, car le couplage électromagnétique entre les dipôles colinéaires est moins intense qu'en cas de dipôles en parallèle. En effet, pour la configuration (parallèle), les profondeurs de modulation peuvent prendre des valeurs plus élevées proches de 60%, alors que des profondeurs de modulation proches de 100% sont souhaitables pour améliorer les performances T2T. Aussi, le tableau montre que les profondeurs de modulation ne sont pas réciproques car le couplage est affecté par les autres tags LT. La communication T2T n'apparaît faisable que pour des tags en configuration parallèle.

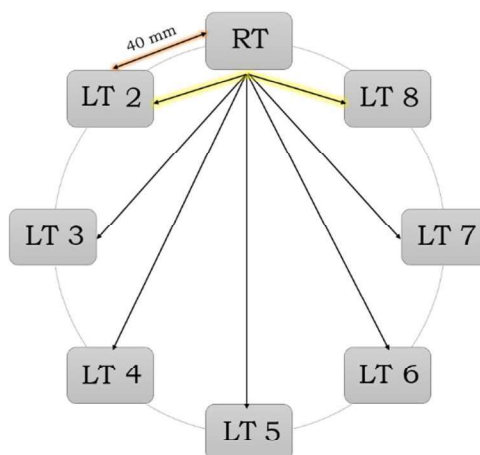


Figure 1.19 : Configuration de mesure circulaire avec des dipôles espacés de 40mm [14].

Tableau 1.2 : Evolution de la profondeur de modulation pour une configuration circulaire.

| LT n | LT 2 | LT 3 | LT 4 | LT 5 | LT 6 | LT 7 | LT 8 |
|------------------------------|------|------|------|------|------|------|------|
| Profondeur de modulation (%) | 60 % | 2 % | 4 % | 4 % | 4 % | 2 % | 60 % |

L'impact d'un alignement circulaire de huit tags sur la profondeur de modulation est également analysé. Selon l'étude de [26], les matrices d'impédance et d'admittance d'une telle configuration sont circulantes¹, ce qui signifie que les éléments diagonaux sont tous les mêmes et que la somme des éléments de chaque ligne ou colonne est une constante. Par conséquent, pour ce type d'arrangement, les interactions entre les tags deviennent réciproques. Le tableau 1.2 montre l'importance d'avoir une configuration parallèle ou partiellement parallèle pour établir une communication T2T.

1.4. Modélisation système d'une communication T2T en RFID UHF

Afin d'observer l'impact des différents paramètres intervenant dans une communication T2T, un cadre de simulation a été proposé dans [18] comme outil permettant l'évaluation des performances des liaisons radio T2T en termes de TEB. L'objectif est de fournir un cadre de simulation sous ADS (Advanced Design System) pour l'estimation du TEB qui prend en compte divers paramètres tels que l'impédance de commutation (CC et CO) du tag lecteur vue à l'entrée du tag récepteur, les caractéristiques de rayonnement des antennes des tags au deux états de la commutation, la topologie des antennes et les aspects du système de réception (figure 1.20).

L'idée principale est de considérer les antennes des tags comme un réseau de deux éléments rayonnants couplés entre eux. De plus, l'impédance à l'entrée de l'antenne du tag récepteur varie en fonction de la distance de séparation des tags. La modification du gain et de l'impédance d'entrée a un impact sur la profondeur de modulation et par conséquent sur la qualité de la communication. La qualité de la liaison est évaluée en combinant deux types de simulations distinctes : une simulation EM réalisée avec CST Microwave Studio et une simulation au niveau système avec Advanced Design System (ADS) de Keysight. Le signal de la source externe est considéré comme une sinusoïde à une fréquence de 868 MHz (CW). La distance entre la source et les deux tags est traduite par le niveau de puissance reçu (ici -50 dBm). Un bruit blanc gaussien (AWGN : Additive White Gaussian Noise) est ajouté au signal rétrodiffusé par le tag lecteur. Par conséquent, le rapport signal sur bruit varie. L'intérêt de cette démarche originale est d'estimer les performances d'une communication T2T en termes de taux d'erreur binaire uniquement avec les valeurs des gains et impédances de couplage des antennes. Les résultats de simulations sont exprimés en termes de TEB par rapport à la distance entre les tags et la position de la source RF.

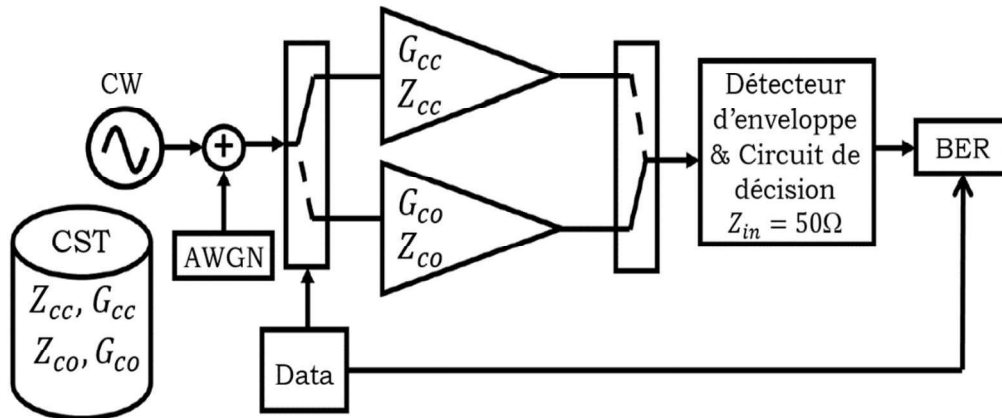


Figure 1.20 : Schéma synoptique d'une simulation T2T au niveau système sous ADS [18].

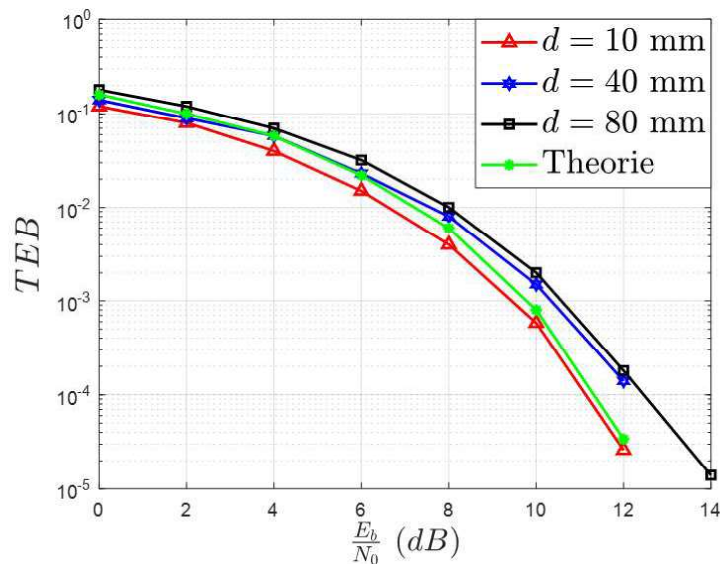


Figure 1.21 : TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes distances de séparation des tags, source externe positionnée à 0° [18].

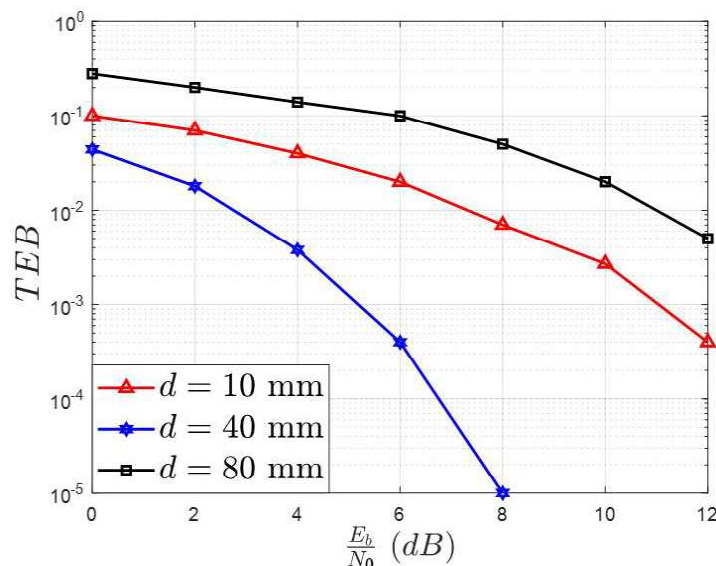


Figure 1.22 : TEB en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes distances de séparation des tags, source externe positionnée à 45° [18].

D'après les résultats (figure 1.21), dans le cas où la source est dans une position perpendiculaire par rapport au plan des tags (angle d'incidence de 0 degrés), la distance de séparation des tags d a une influence relativement faible sur la qualité de la communication. Contrairement aux résultats de la figure 1.22, lorsque la position de la source par rapport au plan des tags est de 45 degrés, la distance de séparation a un impact plus important sur le gain global de l'antenne et par conséquent sur le TEB.

Les résultats présentés dans les figures 1.21 et 1.22 viennent consolider les conclusions apportées dans [8], et donnent une indication sur la relation étroite entre la distance de séparation des tags, la position de la source RF, le couplage mutuel, la profondeur de modulation et TEB. Cela nous donne une bonne orientation afin de compléter les travaux antérieurs liés à la communication T2T et de proposer des stratégies permettant d'améliorer ces performances.

1.5. Conclusion

Les travaux présentés dans cet état de l'art ont pour but d'améliorer les performances des communications T2T par rétrodiffusion en termes de portée, de faisabilité, de débit ou en consommation en énergie. Plusieurs concepts sont proposés, certains exploitent une source externe ambiante générant des formes d'ondes complexe (c'est-à-dire Wi-Fi, TV, ...etc) et d'autres propose d'exploiter une source dédiée générant une onde sinusoïdale. Cependant, le principe de communication reste le même (c'est-à-dire communication par rétrodiffusion).

Les études menées sur ce sujet ont démontré que ces systèmes présentent certaines limites, principalement en termes de faisabilité. La mise en place d'un système exploitant une source ambiante (source dynamique¹) présente des difficultés de déploiement. Il n'est généralement pas possible de contrôler les sources RF en termes de qualité de service telles que la puissance d'émission, la programmation et les fréquences. De plus, l'énergie récoltée à partir des signaux RF ambiants est généralement faible, et ces signaux peuvent être affectés par l'évanouissement, l'annulation de phase et le bruit. En conséquence, le débit binaire et la portée de communication sont limités.

La technologie d'identification passive par radiofréquence UHF permet généralement une interaction asymétrique entre le lecteur et le tag, ce dernier ne pouvant répondre à la requête du lecteur que par modulation de rétrodiffusion. Les expérimentations citées précédemment ont mis en évidence la possibilité d'établir une communication T2T en utilisant une onde sinusoïdale. Les problèmes clés et la limitation physique d'une telle liaison ont été étudiés en tenant compte du couplage mutuel entre les tags, de leurs propriétés de rayonnement et de la modulation d'impédance. Les exemples d'alignements considérés dans cet état de l'art démontrent que la portée de la communication T2T est principalement limitée aux éléments voisins et souffre de l'orientation mutuelle entre les antennes. La portée de communication pourrait en principe être étendue à l'ensemble du réseau par une stratégie de routage coopératif multi-sauts. La possibilité pour le tag récepteur de décoder les signaux provenant du tag lecteur dépend de leur couplage mutuel ainsi que de leur orientation par rapport à la source. Une telle propriété est décrite par le paramètre de profondeur de modulation qui décroît fortement avec la distance entre les tags. La profondeur de modulation peut être améliorée par un choix approprié de l'impédance de l'antenne qui tient directement compte du couplage T2T. Dans ce cas, la profondeur de modulation pourrait être théoriquement améliorée pour une distance spécifique entre les tags et, plus généralement, la plage T2T peut être étendue en conséquence. De plus, le TEB serait également amélioré.

Les résultats présentés ici sont une première base pour établir un cadre de simulation permettant d'étudier le potentiel réel de telles communications T2T. L'enjeu principal des travaux de recherche menés dans cette thèse est d'établir un cadre qui puisse prendre en compte l'ensemble des facteurs (signal, composant, circuit et système) impactant une communication T2T avec pour finalité l'évaluation des performances, notamment en termes de taux d'erreur binaire, métrique classiquement utilisée dans le domaine des télécommunications. Pour ce faire, nous considérons de multiples scénarios prenant en compte différentes configurations géométriques entre les deux tags mais aussi en considérant la position de la source relativement aux deux tags formant le système T2T, ce qui à notre connaissance n'avait pas encore été réalisé. Outre la méthode originale proposée, la diversité des scénarios envisagés et la

proposition d'une analyse de type système par l'intermédiaire du taux d'erreur binaire, plusieurs hypothèses sont à proposer pour permet de mieux analyser et comprendre l'influence du couplage mutuel entre les tags, ainsi que l'impact de la position de la source, facteur peu mis en évidence jusqu'ici.

En première approche, afin de restreindre l'étude, mais sans perte de généralité quant à la méthodologie suivie, les hypothèses suivantes ont été posées : la source qui fournit un champ d'excitation externe est une onde sinusoïdale, à la fréquences de 868 MHz ; le signal rétro-modulé par le tag lecteur est généré à partir de deux impédances idéales, court-circuit et circuit ouvert ; le circuit de détection du tag récepteur est un circuit passif, détecteur d'enveloppe idéal ; le calcul du taux d'erreur binaire suppose un bruit additif de type blanc gaussien. Dans un même temps, des antennes dipôles imprimés sont considérées. Il s'agit de structures d'antennes simples sur lesquelles les tags sont habituellement basés et elles sont généralement modifiées pour miniaturisation, adaptation avec la puce, etc. La méthode d'évaluation proposée des systèmes T2T reste toutefois valable pour tous types d'antennes.

Plus globalement, il est important de retenir que la méthodologie mise en place permet non seulement d'obtenir la profondeur de modulation pour tous types de scénarios (positions relatives des tags et positions de la source) mais aussi le taux d'erreur binaire pour ces différents scénarios avec la liberté de considérer différentes variétés de démodulateurs et de bruits.

Références

- [1] Landt, J. ; Los Alamos Nat. Lab., NM, "The history of RFID", Potentials, IEEE, Oct.-Nov. 2005, Volume: 24, Issue: 4 , 8 – 11.
- [2] H. Stockman, "Communication by Means of Reflected Power", Proceedings of the IRE, pp: 1196-1204, October 1948.
- [3] V. Chawla and D. Sam Ha, "An overview of passive RFID", Communications Magazine", IEEE , Volume:45 , Issue: 9 , 11-17, September 2007.
- [4] M. Cardullo, W. Parks, "Transponder apparatus and system" U.S. Patent 3,713,148 A, 23 janv. 1973.
- [5] Charles A. Walton "Portable radio frequency emitting identifier" U.S. Patent 4,384,288 issue date 17 May 1983.
- [6] Impinj Monza RFID ICs [Online]. Available: <http://www.impinj.com/products/>.
- [7] NXP UCODE ICs [Online]. Available: <http://www.nxp.com>.
- [8] P. V. Nikitin, S. Ramamurthy, R. Martinez and K. V. S. Rao, "Passive tag-to-tag communication," 2012 IEEE International Conference on RFID (RFID), 2012, pp. 177-184, doi: 10.1109/RFID.2012.6193048.
- [9] A. R. Koelle, S. W. Depp, and R. W. Freyman, "Short-range radio-telemetry for electronic identification, using modulated RF backscatter", Proceedings of the IEEE, vol.63, no. 8, Aug. 1975, pp. 1260-1261.
- [10] K. Rao, "An overview of backscattered radio frequency identification system (RFID)," in 1999 Asia Pacific Microwave Conference. APMC'99., vol. 3, pp.746-749, 1999.
- [11] J. P. Niu and G. Y. Li, "An Overview on Backscatter Communications," in Journal of Communications and Information Networks, vol. 4, no. 2, pp. 1-14, Jan. 2019.
- [12] X. Lu, D. Niyato, H. Jiang, D. I. Kim, Y. Xiao and Z. Han, "Ambient Backscatter Assisted Wireless Powered Communications," in IEEE Wireless Communications, vol. 25, no. 2, pp. 170-177, April 2018, doi: 10.1109/MWC.2017.1600398.
- [13] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao and S. Lam, "RFID paperclip tags," 2011 IEEE International Conference on RFID, 2011, pp. 162-169, doi: 10.1109/RFID.2011.5764617.
- [14] G. Marrocco and S. Caizzone, "Electromagnetic models for passive tag-to-tag communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 11, pp. 5381–5389, Nov. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2208087.
- [15] A. Gera, "Simple Expressions for Mutual Impedances," in *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, vol. 135, no. 6. IET, 1988, pp. 395–399.
- [16] H. A. Abdallah and W. Wasylkiwskyj, "A Numerical Technique for Calculating Mutual Impedance and Element Patterns of Antenna Arrays Based on The Characteristics of An Isolated Element," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 53, no. 10, pp. 3293–3299, 2005.
- [17] P. Z. Peebles, Digital Communication Systems. Harlow, United Kingdom: Prentice Hall., 1986.
- [18] L. Zhou, F. Hutu, G. Villemaud and Y. Duroc, "Simulation framework for performance evaluation of passive RFID tag-to-tag communications," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2017, pp. 500-504, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928387.

- [19] V. Liu, A. Parks, V. Talla, S. Gollakota, D. Wetherall, and J. R. Smith, "Ambient backscatter: Wireless communication out of thin air," *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, vol. 43, no. 4, pp. 39–50, Aug. 2013. [Online]. Available: <http://doi.acm.org/10.1145/2534169.2486015>.
- [20] A. N. Parks, A. Liu, S. Gollakota, and J. R. Smith, "Turbocharging ambient backscatter communication," in *Proc. of 2014 ACM SIGCOMM, Chicago, Illinois, USA*, Aug. 2014, pp. 619–630.
- [21] S. N. Daskalakis, G. Goussetis, S. D. Assimonis, M. M. Tentzeris and A. Georgiadis, "A uW Backscatter-Morse-Leaf Sensor for Low-Power Agricultural Wireless Sensor Networks," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 19, pp. 7889–7898, 1 Oct.1, 2018, doi: 10.1109/JSEN.2018.2861431.
- [22] Z. Shen, A. Athalye and P. M. Djurić, "Phase Cancellation in Backscatter-Based Tag-to-Tag Communication Systems," in *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 3, no. 6, pp. 959–970, Dec. 2016, doi: 10.1109/JIOT.2016.2533398.
- [23] J. Ryoo, J. Jian, A. Athalye, S. R. Das and M. Stanaćević, "Design and Evaluation of "BTTN": A Backscattering Tag-to-Tag Network," in *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 2844–2855, Aug. 2018, doi: 10.1109/JIOT.2018.2840144.
- [24] C. Wang, M. Daneshmand, K. Sohraby and B. Li, "Performance analysis of RFID Generation-2 protocol," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 5, pp. 2592–2601, May 2009, doi: 10.1109/TWC.2009.080437.
- [25] Z. Liu, C. Zhang, Y. Li, Z. Wang and Z. Wang, "A novel demodulator for low modulation index RF signal in passive UHF RFID tag," *2009 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2009, pp. 2109–2112, doi: 10.1109/ISCAS.2009.5118211.
- [26] G. Marrocco, "RFID Grids: Part I—Electromagnetic Theory," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 3, pp. 1019–1026, March 2011, doi: 10.1109/TAP.2010.2103019.
- [27] S. Caizzone and G. Marrocco, "RFID Grids: Part II—Experimentations," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, pp. 2896–2904, Aug. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2158974.

Chapitre II

Impact du couplage mutuel sur l'impédance d'entrée de LT

Un système de communication RFID passif T2T peut prendre une multitude de configurations dans son environnement. Ces configurations peuvent être fixes, ou comme dans le cas de notre étude variables (figure 2.1). Le rayonnement de l'antenne RT est susceptible de modifier la distribution de courant sur antenne LT avoisinante, ce qui affecte l'impédance d'entrée, le gain global, et le diagramme de rayonnement de cette dernière. Plus la distance de séparation des tags est faible et plus les effets du couplage sont importants. Comme nous l'avons indiqué dans la présentation du contexte de cette étude, nous souhaitons obtenir un modèle électromagnétique des tags du fait de la complexité et de la diversité des scénarios envisagés. L'obtention de résultats nécessite une analyse menée sur des volumes de calcul importants (typiquement plusieurs configurations avec plusieurs espacements entre tags). Ces contraintes imposent un modèle efficace et peu gourmand en termes de capacité de calcul. Nous portons donc dans un premier temps nos efforts sur une modélisation analytique des phénomènes de couplage basée sur la méthode IEMF (Induced Electromotive Force) introduite par L. Brillouin [1] et améliorée par A. A. Pistorikors et P. S. Carter [2] pour deux dipôles idéaux. Afin de valider notre modèle, nous utilisons l'outil de modélisation numérique 4NEC2 (basé sur la méthode des moments, MoM). Cependant, ces deux méthodes sont limitées et ne peuvent pas considérer des antennes complexes. Pour une étude plus approfondie et aussi pour des considérations pratiques, des antennes simples mais réalistes seront considérées (de type dipôle imprimé). Par conséquent, des simulations seront réalisées avec un simulateur EM plus précis, CST Microwave Studio (basé sur la méthode des éléments finis, FEM), et seront préalablement comparées aux résultats des mesures.

Dans ce chapitre, nous allons nous concentrer sur l'évaluation précise de l'impédance du tag LT en présence du tag RT. Les résultats présentés seront plus complets et illustreront les différentes configurations envisagées. Notez également que tout au long du chapitre, nous avons été attentifs aux aspects pratiques et avons pris soin de ne pas présenter de scénarios irréalistes qui impliqueraient la superposition des tags (par exemple, sur la figure 2.1, lorsque nous avons supposé un angle θ_{RT} de 20° , nous nous sommes assurés qu'à la plus petite distance considérée, il n'y avait pas de contact entre les tags).

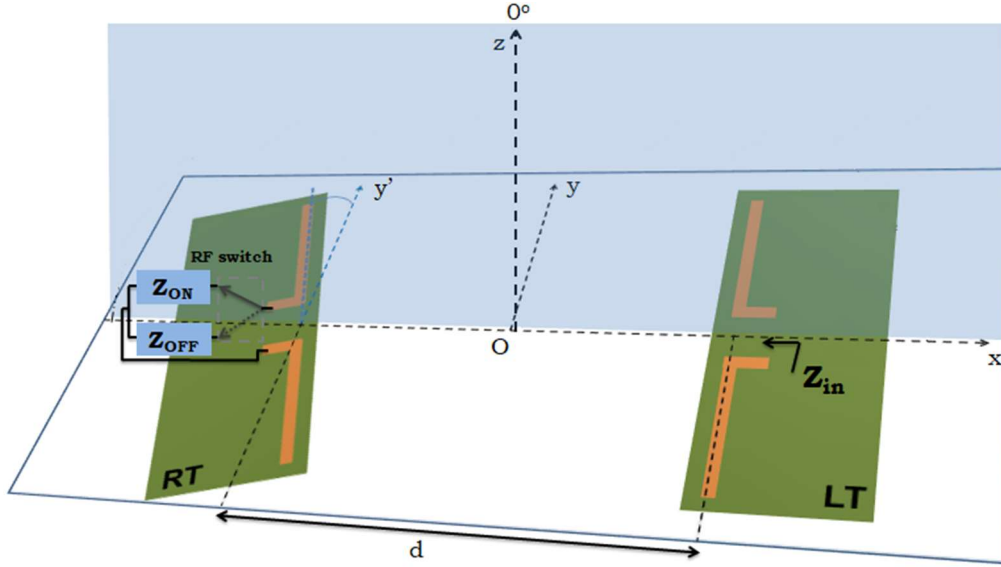


Figure 2.1 : Configuration géométrique de deux dipôles imprimés. L'antenne de RT peut prendre des dispositions différentes (parallèle, inclinée et décalée) par rapport à celle de LT.

2.1. Champ électromagnétique rayonné par un dipôle fin

Comme exposé auparavant, nous allons en premier lieu étudier analytiquement le problème en considérant des dipôles idéaux comme antennes des tags. Pour en arriver à des grandeurs d'impédances (propre et mutuelle), nous devons déjà appréhender les champs électromagnétiques autour du dipôle. Il a été montré dans [3] que la partie imaginaire de la densité de puissance est dominante dans la zone proche de l'élément rayonnant et devient négligeable dans le champ lointain. Ainsi, les champs proches d'une antenne sont nécessaires pour trouver sa réactance d'entrée. De ce fait, les observations ont été restreintes dans le champ lointain afin de réduire les complexités mathématiques. Les expressions de ces champs ont été utilisées pour dériver la résistance de rayonnement et la résistance d'entrée du dipôle. Aussi, les champs proches de l'élément doivent être connus pour déduire la réactance d'entrée et/ou par la suite l'impédance mutuelle entre les éléments. Les champs sont dérivés sur la base de la géométrie de la figure 2.2. Considérons un dipôle de longueur l et de diamètre a placé à l'origine du repère et orienté selon l'axe y . On suppose que le dipôle est alimenté en son centre par un générateur idéal matérialisé par un gap (espacement entre les tiges du dipôle). La distribution du courant est considérée sinusoïdale si la condition d'épaisseur est respectée ($a \ll \lambda$). Ainsi, les expressions des champs magnétique \mathbf{H} et électrique \mathbf{E} rayonnés en tout point de l'espace par le dipôle sont données dans les équations (2.1) à (2.5) :

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{a}}_{\varphi} H_{\varphi} = -\hat{\mathbf{a}}_{\varphi} \frac{I_m}{4\pi j x} \left[e^{-jkr_1} + e^{-jkr_2} - 2 \cos\left(\frac{kl}{2}\right) e^{-jkr} \right] \quad (2.1)$$

$$\mathbf{E} = \hat{\mathbf{a}}_{\rho} E_{\rho} + \hat{\mathbf{a}}_y E_y = -\hat{\mathbf{a}}_{\rho} \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_{\varphi}}{\partial z} + \hat{\mathbf{a}}_y \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho H_{\varphi}) \quad (2.2)$$

Avec :

$$E_{\rho} = j \frac{\eta I_m}{4\pi x} \left[\left(y - \frac{l}{2}\right) \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \left(y + \frac{l}{2}\right) \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2y \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (2.3)$$

$$E_y = -j \frac{\eta I_m}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2 \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (2.4)$$

Où I_m est la valeur maximale du courant parcourant le dipôle, la constante de propagation $k = 2\pi/\lambda$, ρ la distance radiale du point M, l'impédance du milieu $\eta = \mu/\epsilon$. Les équations suivantes donnent les paramètres géométriques correspondant à la figure 2.2 à insérer dans les équations de (2.1) à (2.4) :

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} = \sqrt{\rho^2 + y^2} \quad (2.5)$$

$$r_1 = \sqrt{x^2 + z^2 + \left(y - \frac{l}{2}\right)^2} = \sqrt{\rho^2 + \left(y - \frac{l}{2}\right)^2} \quad (2.6)$$

$$r_2 = \sqrt{x^2 + z^2 + \left(y + \frac{l}{2}\right)^2} = \sqrt{\rho^2 + \left(y + \frac{l}{2}\right)^2} \quad (2.7)$$

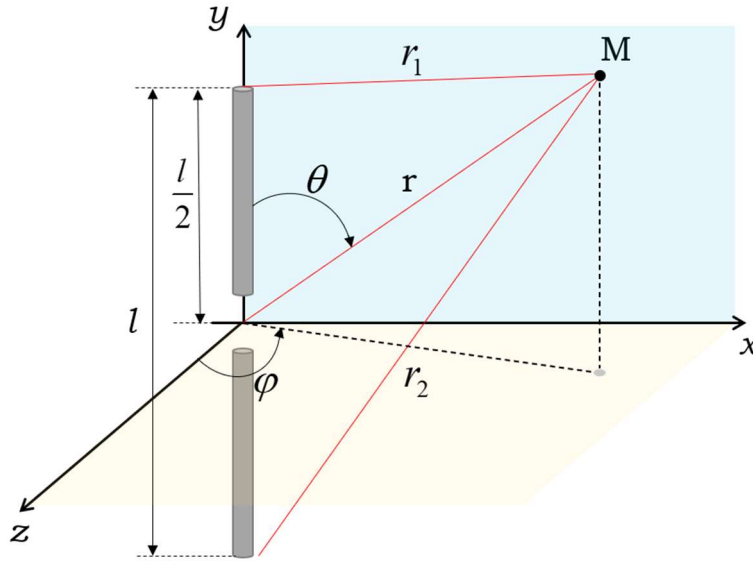


Figure 2.2 : Dipôle fin et son point d'observation en champ proche.

2.2. Impédance propre

D'après [3], le courant total I_y est uniformément réparti sur la surface du fil. Le courant concentré sur une très faible épaisseur du conducteur (dy') est appelé J_y , comme le montre la figure 2.3.

$$I_y = 2\pi a J_y = I_m \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |y'| \right) \right] \quad (2.8)$$

$$V_m = \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} dV_m = -\frac{1}{I_m} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I_y(a, y') E_y(a, y') dy' \quad (2.9)$$

$$V_m I_m = - \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} E_y(a, y') I_y(y') \quad (2.10)$$

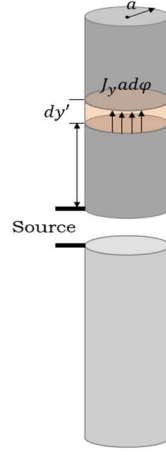


Figure 2.3 : Densité de courant dans un dipôle à diamètre fini

L'impédance propre d'un dipôle de longueur l et de rayon fini a est calculée par rapport à la valeur de la tension V_m et du courant I_m à son entrée.

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} \quad (2.11)$$

En injectant les équations (2.8) et (2.10) dans l'équation (2.11) on obtient :

$$Z_m = \frac{V_m I_m}{I_m^2} = -\frac{1}{I_m} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} E_y(a, y') \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |y'| \right) \right] dy' \quad (2.12)$$

En remplaçant (2.3) dans (2.12) et après calcul de l'intégral, on obtient les parties réelle R_m et imaginaire X_m de l'impédance propre calculées par rapport au maximum du courant d'un dipôle.

$$R_m = R_r = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \quad (2.13)$$

$$X_m = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] - \sin(kl) \left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \right\} \quad (2.14)$$

Avec la constante d'Euler $C = 0.58$ et les fonctions cosinus et sinus intégrales définies comme suit :

$$C_i(x) = -\int_x^\infty \frac{\cos(\tau)}{\tau} d\tau \quad (2.15)$$

$$S_i(x) = -\int_0^x \frac{\sin(\tau)}{\tau} d\tau \quad (2.16)$$

En supposant une distribution sinusoïdale du courant le long du dipôle $I_{in} = I_m \sin\left(\frac{kl}{2}\right)$. La résistance et la réactance propre d'un dipôle de longueur l est donnée par les équations suivantes :

$$R_{11} = \left(\frac{I_m}{I_{in}}\right)^2 R_m = \frac{R_m}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (2.17)$$

$$X_{11} = \left(\frac{I_m}{I_{in}}\right)^2 X_m = \frac{X_m}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (2.18)$$

La figure 2.4 montre l'évolution de la partie réelle de l'impédance propre (figure 2.4-a) et la partie imaginaire de l'impédance propre d'un dipôle fin d'un diamètre de $10^{-6}\lambda$ en fonction de sa longueur.

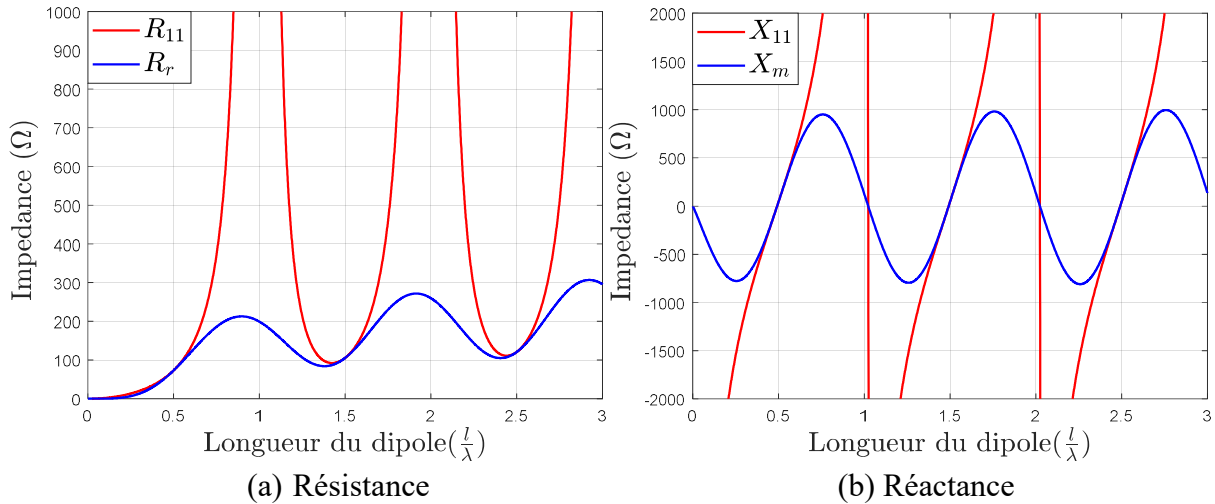


Figure 2.4 : Résistance et réactance propre d'un dipôle fin de diamètre $10^{-6}\lambda$.

D'après ces expressions, nous avons calculé analytiquement la résistance et la réactance propre d'un dipôle de longueurs $0 \leq l \leq 3\lambda$ et d'un diamètre de $10^{-6}\lambda$. On constate que lorsque la longueur du fil est un multiple de la longueur d'onde, les résistances et réactances propres deviennent infinies. Il apparaît aussi que la réactance peut être ramenée à zéro à condition que la longueur du dipôle soit légèrement inférieure à $n\lambda/2$ pour ($n = 1, 3, \dots$), ou légèrement supérieure à $n\lambda/2$ pour ($n = 2, 4, \dots$).

Idéalement, le diamètre du dipôle n'affecte pas la résistance d'entrée, comme l'indique l'équation (2.13). Cependant, en pratique, cela a un effet pour des diamètres non négligeables. Pour mettre cela en évidence, nous avons comparé les résultats obtenus analytiquement avec ceux obtenus sous 4NEC2 pour différents diamètres du dipôle. Les valeurs de la résistance et de la réactance ont été tracées dans les figures 2.5 et 2.6 pour des diamètres $a = 10^{-6}\lambda, 10^{-4}\lambda, 10^{-2}\lambda$. La longueur totale du fil est prise égale à $0 \leq l \leq 3\lambda$. Nous constatons que les erreurs d'estimation de la résistance et de la réactance propres à partir de la méthode IEMF sont importantes lorsque le diamètre du dipôle est supérieur à $10^{-6}\lambda$. Pour la méthode IEMF, l'erreur observée sur l'impédance propre nous conduira de fait à fixer les diamètres de dipôle inférieurs à $10^{-6}\lambda$.

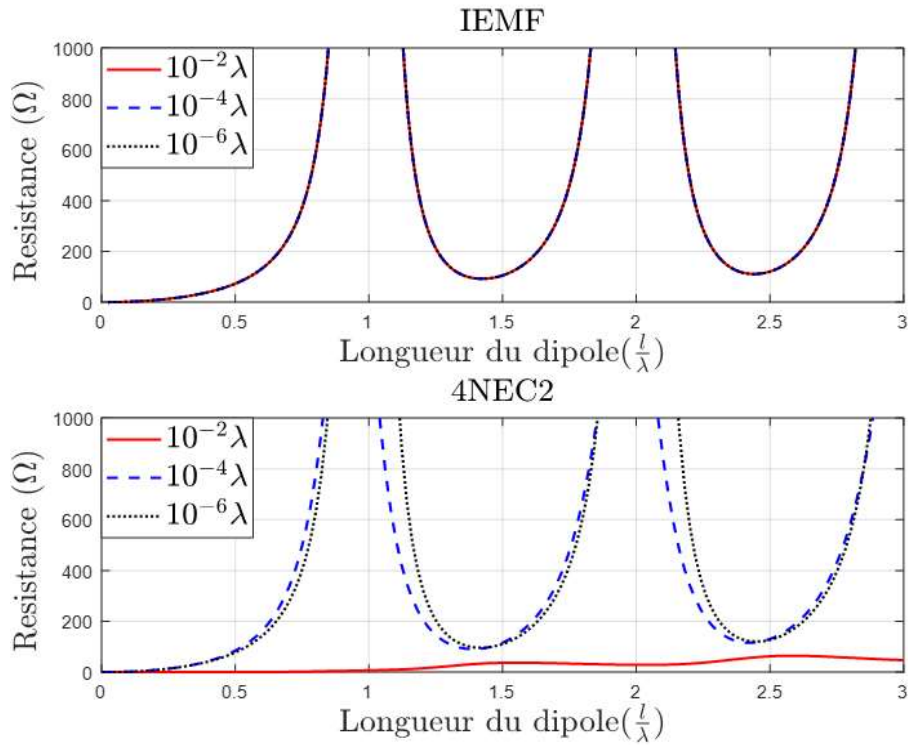


Figure 2.5 : Résistance propre d'un dipôle de différents diamètres en fonction de sa longueur calculée par la méthode IEMF et 4NEC2.

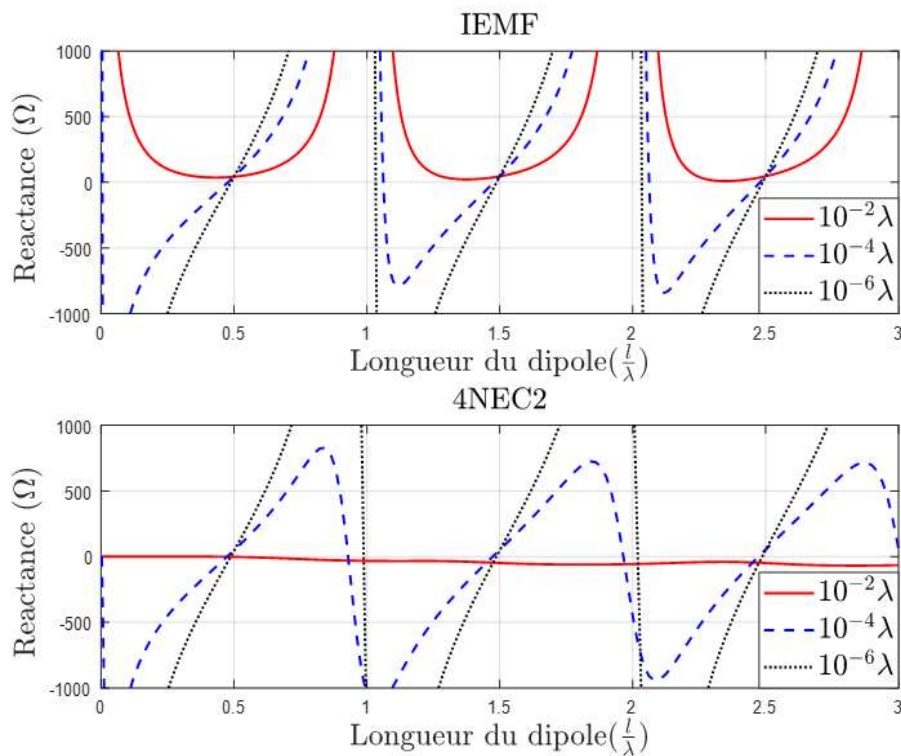


Figure 2.6 : Réactance propre d'un dipôle de différents diamètres en fonction de sa longueur calculée par la méthode IEMF et 4NEC2.

L'étude qui suit vise à investiguer précisément l'impact de l'arrangement des tags sur l'impédance mutuelle et l'impédance à l'entrée du tag LT.

2.3. Impédance mutuelle

Le phénomène de couplage est l'interaction mutuelle entre deux ou plusieurs antennes lorsque la proximité entre celles-ci entraîne une modification apparente de leurs caractéristiques électromagnétiques. Cette proximité correspond également à la notion de champ proche. Dans cette section, l'objectif est de dériver l'expression analytique de l'impédance mutuelle des deux antennes couplées identiques quelle que soit leur position relative. A cet effet, les deux antennes tag sont supposées être des antennes dipôles idéales (appelées dipôles infiniment minces) et pour leur étude la méthode IEMF est appliquée, avec un courant induit supposé sinusoïdal.

La présence d'un obstacle à proximité d'un dipôle, qui pourrait être un autre élément, modifierait la répartition du courant, le champ rayonné, et par conséquent l'impédance d'entrée de l'antenne. Ainsi les performances de l'antenne dépendent non seulement de son propre courant mais aussi du courant des éléments voisins. Pour simplifier l'analyse et l'intégrer dans le cas d'une communication tag à tag, on suppose que le système d'antenne se compose de deux éléments identiques (réciproques) représentés par un réseau à deux ports caractérisés par un système d'équations courant-tension, comme illustré à la figure 2.7 :

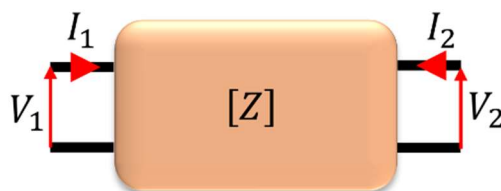


Figure 2.7 : Représentation quadripolaire d'un réseau de deux dipôles.

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.19)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.20)$$

Avec Z_{11} impédance d'entrée du port 1 (l'impédance propre du dipôle 1 lorsque le port 2 est en circuit ouvert) :

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

Z_{12} est l'impédance mutuelle entre le port 1 et le port 2 lorsque le port 1 est en circuit ouvert et le port 2 alimenté par une tension :

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

Z_{21} est l'impédance mutuelle entre le port 2 et le port 1 lorsque le port 1 alimenté par une tension et le port 2 est en circuit ouvert :

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

Z_{22} est l'impédance d'entrée du port 2 (l'impédance propre du dipôle 2 lorsque le port 1 est en circuit ouvert) :

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

La figure 2.8 montre que la tension induite V_{21} dans le dipôle du tag LT en circuit ouvert est due au rayonnement du dipôle du tag RT alimenté par une tension V_{1in} . Les deux antennes sont placées à proximité l'une de l'autre, et plus précisément leurs centres sont situés à (x_{RT}, y_{RT}) et (x_{LT}, y_{LT}) respectivement. L'angle d'inclinaison du dipôle RT par rapport à l'axe vertical y est θ_{RT} . Les distances (r, r_1, r_2) sont définies par rapport au centre et aux deux extrémités du dipôle du tag RT pour un point quelconque le long du dipôle du tag LT. e est la distance entre le centre des dipôles le long de l'axe y . La distance entre les deux dipôles est donnée et considérée comme étant des fractions de la longueur d'onde.

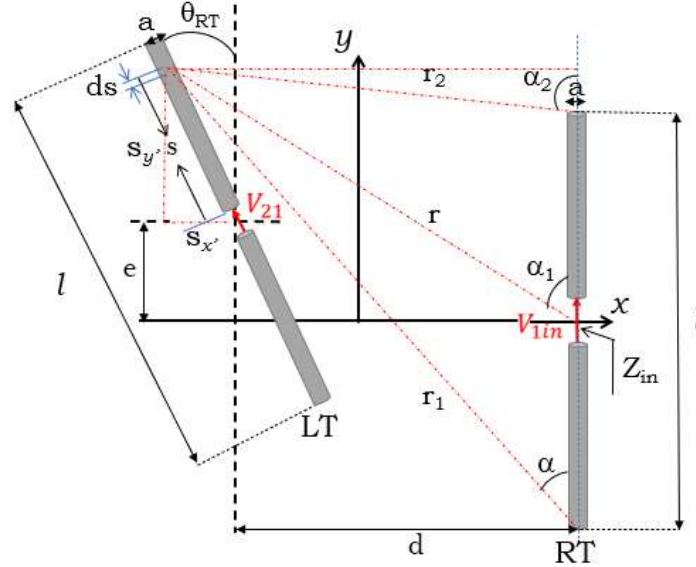


Figure 2.8 : Configuration géométrique de deux dipôles de même longueur positionnés sur un plan, le dipôle du tag LT est espacé et incliné par rapport au dipôle du tag RT.

Dans ce qui va suivre, nous nous appuyons sur la formulation proposée dans [4] et [5], permettant d'obtenir l'impédance mutuelle entre deux dipôles fins positionnés et orientés aléatoirement. A cet effet, les deux antennes des tags RT et LT sont supposées être des antennes dipôles idéales (infiniment minces) et pour leur étude la méthode IEMF est alors appliquée et un courant induit supposé sinusoïdal.

$$Z_{21} = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} E_{21} \cdot \sin \left[\beta \left(\frac{l}{2} - |s| \right) \right] ds \quad (2.21)$$

Avec :

$$E_{21} = \frac{1}{s} (E_x s_x + E_y s_y) \quad (2.22)$$

$$E_x = \frac{-j \cdot 30 \cdot I_1}{dx + s_x} \left[-e^{-j\beta r_1} \cdot \cos \alpha_1 - e^{-j\beta r_2} \cdot \cos \alpha_2 + 2 \cos \left(\frac{\beta l}{2} \right) \cdot e^{-j\beta r} \cdot \cos \alpha \right] \quad (2.23)$$

$$E_y = j \cdot 30 \cdot I_1 \left[2 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \cos \left(\frac{\beta l}{2} \right) - \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} - \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} \right] \quad (2.24)$$

Où s est la distance entre le centre du dipôle et le point ds . E_{21} est l'intensité du champ électrique présent en chaque point s le long du dipôle de RT en raison du courant induit le long du dipôle du tag LT. l est la longueur des dipôles, β est le nombre d'onde. Les distances r, r_1 et r_2 se déduisent sur l'axe y au point s . α, α_1 et α_2 sont des angles positifs. s_x et s_y sont les composantes cartésiennes de s . Les équations suivantes donnent les paramètres géométriques correspondant à la figure. 2.8 à insérer dans les équations de (2.21) à (2.24) :

$$\begin{aligned}
 s_x &= s \cdot \sin \theta_{RT} \\
 s_y &= s \cdot \cos \theta_{RT} \\
 dx &= x_{RT} - x_{LT} \\
 r^2 &= (dx + s_x)^2 + (y_{RT} + s_y)^2 \\
 r_1^2 &= (dx + s_x)^2 + \left(y_{RT} + s_y + \frac{l}{2} \right)^2 \\
 r_2^2 &= (dx + s_x)^2 + \left(y_{RT} + s_y - \frac{l}{2} \right)^2
 \end{aligned}$$

Dans ce qui va suivre, l'impédance mutuelle Z_{21} est calculée en intégrant le champ induit E_{21} par rapport à une distance incrémentale s le long du dipôle du RT.

2.3.1. Cas parallèle

La figure 2.9 présente la variation de l'impédance mutuelle Z_{21} et de son module en fonction de la distance de séparation d (distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ qui varie entre 0,1 et 1 avec un pas de 0,1) entre les deux dipôles minces parallèles lorsque le tag RT est court-circuité. L'effet de couplage en termes d'impédance mutuelle est le plus important pour les courtes distances et diminue progressivement à mesure que la distance augmente. En particulier, des valeurs nulles pour la partie réelle de l'impédance mutuelle ($R_{21} = 0 \Omega$) sont observées pour des distances égales à $0,43 \lambda$ et $0,96 \lambda$. Il convient de noter que lorsque le tag RT est en circuit ouvert, l'impédance mutuelle est nulle.

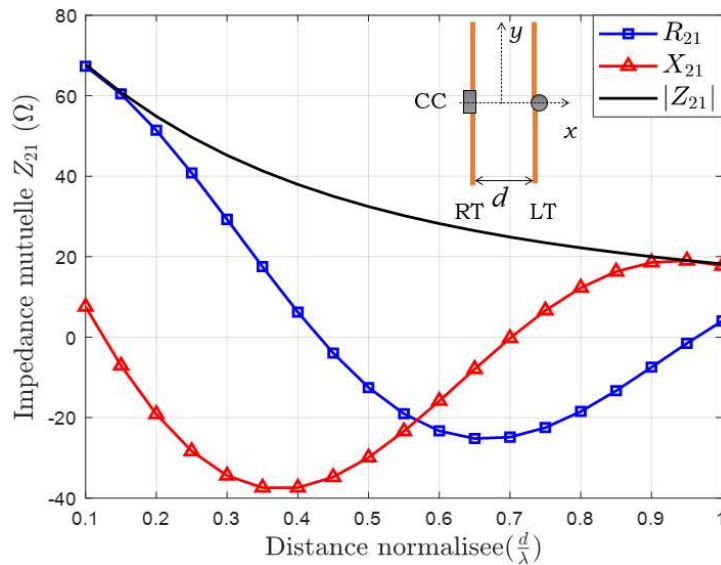


Figure 2.9 : Impédance mutuelle entre deux dipôle demi-onde en configuration parallèle espacés d'une distance d .

2.3.2. Cas translaté de 0.25λ

Dans la configuration translatée, les dipôles des tags LT et RT sont alignés sur l'axe y . Le dipôle du tag RT est translaté de 0.25λ . La séparation entre ces dipôles est déterminée à partir de leurs centres. En faisant varier la distance de séparation entre les dipôles des tags, nous estimons l'évolution de l'impédance mutuelle analytiquement.

La figure 2.10 présente la variation de l'impédance mutuelle Z_{21} en fonction de la distance de séparation d entre les deux dipôles fins parallèles lorsque le tag RT est translaté de 0.25λ et court-circuité. L'effet de couplage en termes d'impédance mutuelle est le plus important pour les courtes distances et diminue progressivement à mesure que la distance augmente. Aussi, l'intensité du couplage est faible en comparaison avec la configuration parallèle. De plus, les valeurs nulles pour la partie réelle de l'impédance mutuelle ($R_{21} = 0 \Omega$) sont observées pour des distances légèrement inférieures à ceux de la configuration parallèle ($0,41 \lambda, 0,93 \lambda$). Ces résultats montrent que l'impédance mutuelle des deux tags est plus grande dans la configuration parallèle.

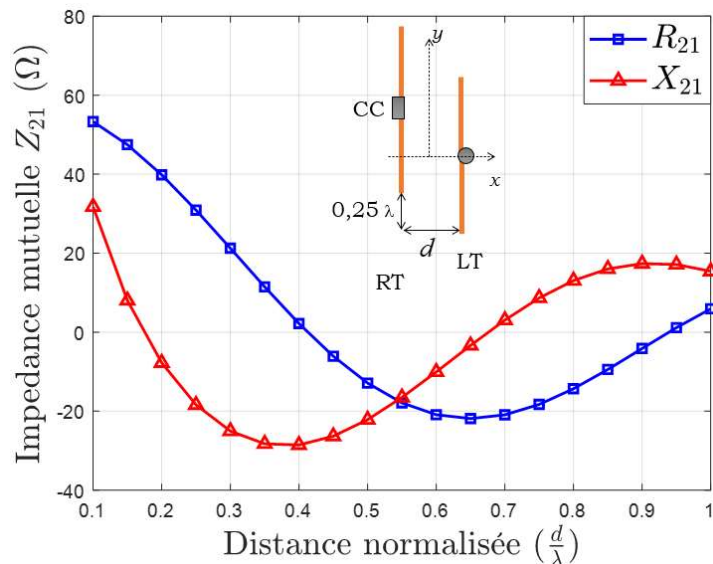


Figure 2.10 : Impédance mutuelle de deux dipôles demi-onde. Le dipôle du tag RT est translaté de 0.25λ .

2.3.3. Cas colinéaire

Dans la configuration colinéaire, les dipôles des tags LT et RT sont alignés sur l'axe x . La séparation entre ces dipôles (appelé aussi élévation) est calculée à partir des centres des deux dipôles. En faisant varier l'élévation e , nous estimons l'évolution de l'impédance mutuelle analytiquement.

La figure 2.11 présente deux dipôles demi-onde en configuration colinéaire. Les dipôles sont alignés sur le même axe y , l'élévation du centre du dipôle RT varie de $d = 0.5\lambda$ à λ . On constate que le couplage entre les dipôles est faible pour les courtes distances de séparation et que ce couplage diminue en fonction de l'élévation. En conséquence, la configuration colinéaire n'est pas favorable à une communication T2T.

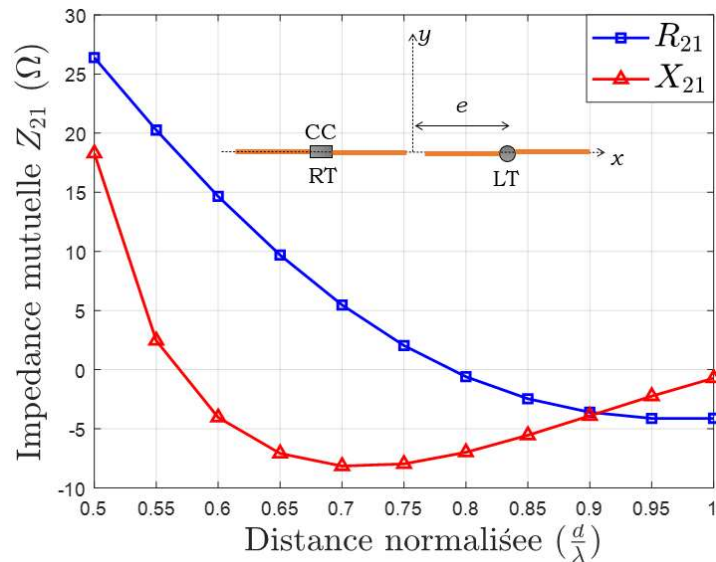


Figure 2.11 : Impédance mutuelle de deux dipôle demi-onde en configuration colinéaire.

2.3.4. Cas incliné

Dans la configuration inclinée (figure 2.12), le dipôle LT est aligné sur l'axe y et le second (le dipôle RT) est inclinée de θ_{RT} par rapport à l'axe y . Les trois distances de séparation considérées ne sont pas choisies de façon totalement arbitraire ; elles permettent d'éviter que les antennes ne se superposent ; autrement dit, avec cette configuration, il est nécessaire de faire attention aux valeurs des paramètres considérés pour éviter de traiter des cas qui ne soient pas corrects physiquement. En faisant varier l'angle d'inclinaison du dipôle RT, nous estimons l'évolution de l'impédance mutuelle analytiquement. Il convient également de noter qu'il existe deux façons d'exprimer l'angle d'inclinaison de l'antenne du RT. Par exemple, $\theta_{RT} = 45^\circ$ est la même configuration physique que $\theta_{RT} = 225^\circ$. Cependant, la valeur de Z_{21} est de signe opposé. Ceci est dû à la référence de tension [4]. Afin d'éviter toute confusion, θ_{RT} est définie de telle sorte à ce qu'il ne dépasse pas 90° .

La figure 2.12 montre l'évolution de l'impédance mutuelle en fonction de l'inclinaison θ_{RT} de l'antenne RT et pour différentes distances d'espacement : $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{\lambda}{2}$ et λ . Comme prévu, l'espacement entre les tags et leur inclinaison modifie de manière significative l'impédance mutuelle Z_{21} . Cette impédance diminue tandis que la distance d entre les deux antennes augmente. Cela aura un impact sur les caractéristiques EM du système (paramètres des antennes tels que le diagramme de rayonnement et les propriétés d'adaptation).

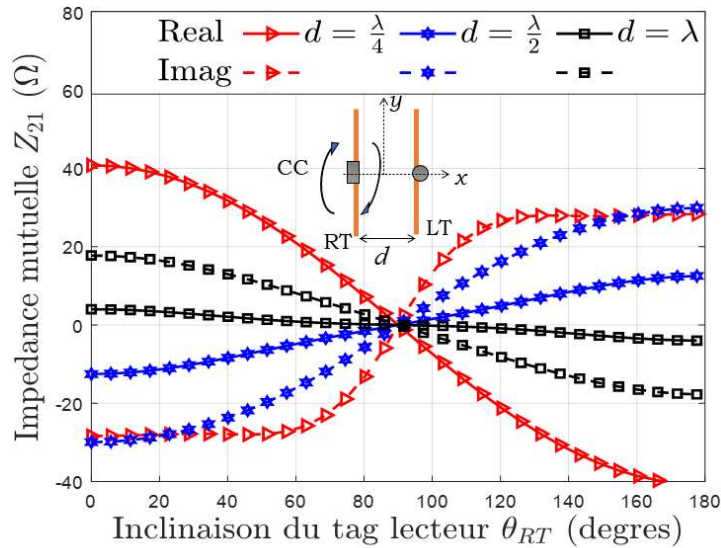


Figure 2.12 : Impédance mutuelle de deux dipôle demi-onde. Le dipôle RT est inclinée de θ_{RT} par rapport au dipôle LT.

Enfin, la connaissance de l'impédance mutuelle Z_{21} en fonction de la position relative des tags permet de déduire facilement l'impédance d'entrée du tag LT comme détaillé dans la section suivante.

2.4. Impédance d'entrée du tag LT

Comme déjà évoqué, dans les communications T2T, le système formé par les deux tags peut être représenté comme un réseau de deux antennes couplées. Le tag RT envoie ses informations en basculant la charge de son antenne sur deux impédances différentes. Le choix de ces deux impédances aura un impact important sur les performances du système T2T. Dans cette étude, nous les considérons comme un court-circuit (SC) et un circuit-ouvert (OC), sans perte de généralité quant à la méthodologie suivie et en accord avec les articles ayant présenté des résultats préliminaires sur le sujet traité. Selon l'impédance de charge (SC ou OC) du tag RT, l'impédance d'entrée Z_{in} du réseau d'antennes couplées, qui correspond à l'impédance vue entre les bornes du tag LT, sera différente. On notera $Z_{in,ON}$ l'impédance du tag LT lorsque la charge du tag RT est un SC et $Z_{in,OFF}$ lorsque la charge du tag RT est un OC ; et sous une forme plus condensée : $Z_{in,ON/OFF}$. De plus, Z_{in} sera impactée par de la disposition relative entre les deux antennes. En supposant la réciprocité, l'impédance propre ($Z_{11} = Z_{22}$) et l'impédance mutuelle ($Z_{12} = Z_{21}$), Z_{in} est définie comme suit :

$$Z_{in,ON/OFF} = Z_{11} - \frac{Z_{21}Z_{12}}{Z_{22} + Z_{L,ON/OFF}} \quad (2.25)$$

A partir de l'étude ci-dessus, l'impédance d'entrée Z_{in} est calculée pour différentes configurations. Les résultats théoriques obtenus sont comparés aux résultats de simulations EM, réalisées avec le logiciel 4NEC2. Les dipôles des tags LT et RT de diamètre 10^{-6} sont placés sur le plan xoy , espacés entre eux d'une distance de séparation d qui varie de 0.1λ à λ .

Les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du tag LT en fonction de la distance de séparation d entre les deux dipôles (distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ qui varie entre 0,1 et 1 avec un pas de 0,1) sont illustrées dans les figures 2.13 et 2.14, respectivement lorsque le RT

est en mode CC et en mode CO. Comme prévu, grâce à l'étude de l'impédance mutuelle, la présence du tag RT en mode CC affecte de manière significative l'impédance d'entrée du tag LT à courte distance ; et cet effet diminue lorsque la distance de séparation entre les antennes des tags augmente. Le tag RT en mode CO n'a aucun impact sur l'impédance d'entrée du LT ; en effet, aucun courant sinusoïdal n'est généré. En conséquence, l'impédance d'entrée du tag LT est son impédance propre ($Z_{in} = Z_{11} = 73 + j42.5$).

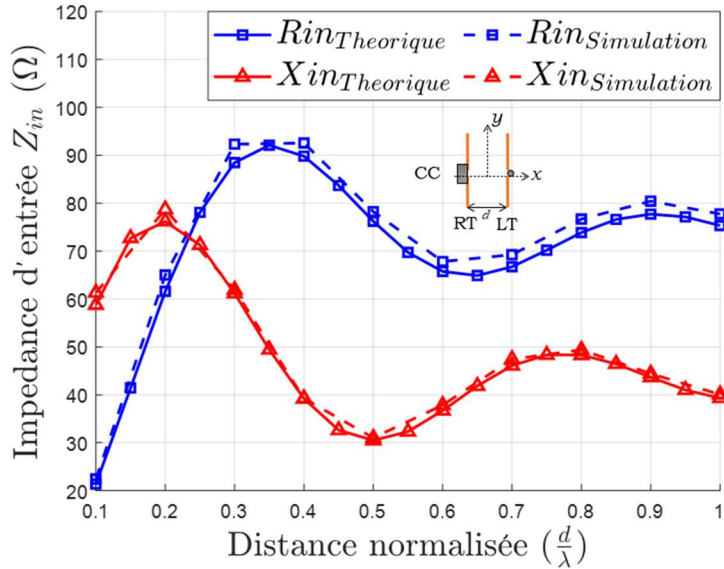


Figure 2.13 : Impédance d'entrée Z_{in} du tag LT calculée et simulée. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) lorsque RT est court-circuité.

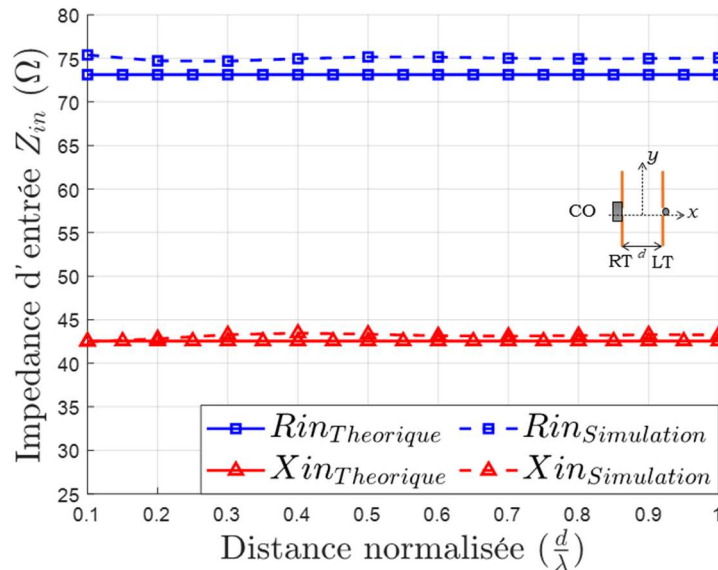


Figure 2.14 : Impédance d'entrée Z_{in} du tag LT calculée et simulée. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) lorsque RT est en circuit-ouvert.

2.4.1. Bilan de l'étude théorique

A ce stade, cette première partie du chapitre nous a permis d'établir la formulation théorique simplifiée de l'impédance d'entrée du tag LT, considéré comme un dipôle infiniment fin, afin d'illustrer et d'évaluer l'impact des phénomènes de couplage entre les tags LT et RT. La position relative entre LT et RT (leur distance de séparation, leur orientation l'une vers

l'autre, leur alignement...) et la charge d'impédance du RT (considérée ici comme en court-circuit ou en circuit-ouvert) ont un impact significatif sur l'impédance mutuelle et, par conséquent, modifient fortement l'impédance d'entrée du LT. Les résultats de simulation avec 4NEC2 de ces mêmes topologies ont permis de confirmer ces tendances. Ainsi, en première approximation, ces deux méthodes permettent d'évaluer rapidement l'impact de la disposition des tags sur l'impédance d'entrée du LT. Cependant, ils sont limités et ne peuvent pas considérer des antennes complexes arbitraires.

Pour un complément d'étude et aussi pour des considérations pratiques, des antennes simples mais réalistes (dipôles imprimés) vont être considérées pour la suite de l'étude, en la renforçant également par des résultats expérimentaux. Les formulations théoriques précédentes ne pourront donc pas s'appliquer à ces dipôles de manière stricte, nous baserons la suite de l'étude sur des simulations EM, ces étapes de simulation seront réalisées avec un simulateur EM plus précis, CST Microwave Studio (basé sur la méthode des éléments finis, FEM), et seront comparées par la suite avec des résultats de mesure.

2.5. Etude en simulation de l'impédance d'entrée

Étant donné que les antennes des tags RFID commerciaux sont souvent basées sur des antennes dipôles (incorporant certaines améliorations : par exemple, des techniques de miniaturisation avec l'utilisation de dipôles repliés ou des techniques d'adaptation avec une boucle supplémentaire dans la conception de l'antenne), pour le reste de l'étude, y compris la partie expérimentale, on considère des antennes dipôles simples, par exemple des dipôles imprimés. Il est important de noter que, selon la configuration d'antenne du tag considérée dans la pratique, les caractéristiques observées seront probablement différentes par rapport à celles présentées ici, mais la méthodologie et la tendance du comportement observé restent valables.

2.5.1. Caractéristiques d'un tag isolé

Afin de valider les résultats théoriques obtenus, les antennes considérées des tags sont des dipôles imprimés sur un matériau FR4 ayant une permittivité relative de $\epsilon_r = 4.5$ avec des dimensions de substrat $150 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 1.6 \text{ mm}$ et des pistes de circuit imprimé en cuivre $134 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$. La figure 2.15 montre les modèles de simulation et la photo de l'antenne utilisée dans cette étude. La modélisation CST présentée sur la figure 2.15(a) inclut l'antenne du tag ainsi que le connecteur SMA.

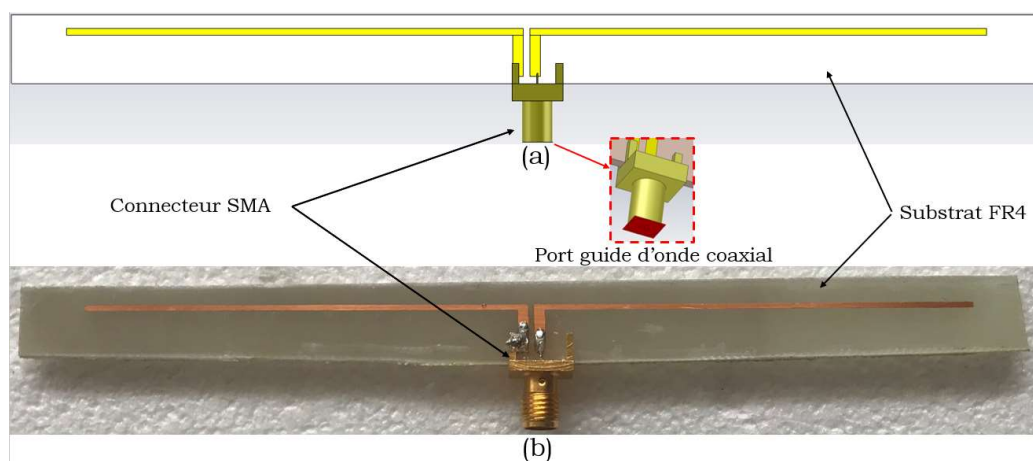


Figure 2.15 : Antenne dipôle isolée (a) simulation CST (b) réalisation expérimentale.

Tout d'abord, nous effectuons la mesure de l'impédance d'entrée de l'antenne seule ($Z_{in} = Z_{11}$) dans un environnement non anéchoïque, et nous comparons les résultats avec ceux obtenus par simulation avec CST. La procédure de mesure de l'impédance d'entrée est la suivante. L'antenne est positionnée sur un bloc de polystyrène dont la permittivité relative ϵ_r est proche de 1, et est raccordée à un analyseur de réseau vectoriel « Vector Network Analyzer » (VNA). Par défaut, un VNA est seulement calibré au niveau de ses connecteurs. Pour effectuer des mesures de l'impédance d'entrée il faut rajouter des câbles et si nécessaire des transitions entre les standards de connecteurs coaxiaux. Un étalonnage est donc nécessaire afin de s'affranchir des pertes dues aux câbles (pertes en transmission, phase) et des désadaptations dues aux diverses transitions.

L'impédance d'entrée du dipôle isolé est mesurée sur une bande de fréquences entre 720 MHz et 1000 MHz et comparée avec l'impédance d'entrée obtenue par simulation avec CST. Comme le montre la figure 2.16, chaque dipôle imprimé a été conçu de telle sorte que son impédance propre Z_{11} soit de 50Ω à la fréquence de 868 MHz.

Les résultats de la figure 2.16 montrent une très bonne adéquation entre la mesure et la simulation aussi bien sur la partie réelle que la partie imaginaire de l'impédance d'entrée. Néanmoins, nous constatons un léger décalage pour les hautes fréquences, probablement dû à la soudure ajoutée pour connecter le connecteur SMA à l'antenne mais aussi à l'environnement de mesure qui n'est pas anéchoïque.

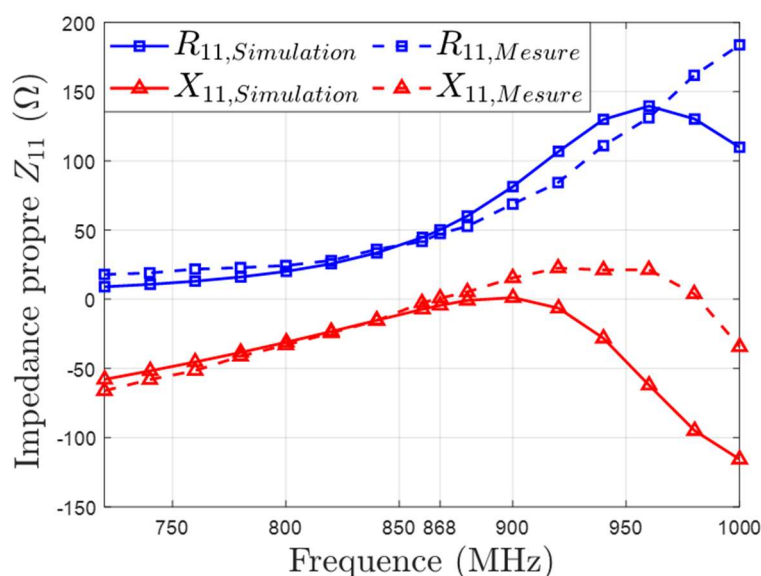
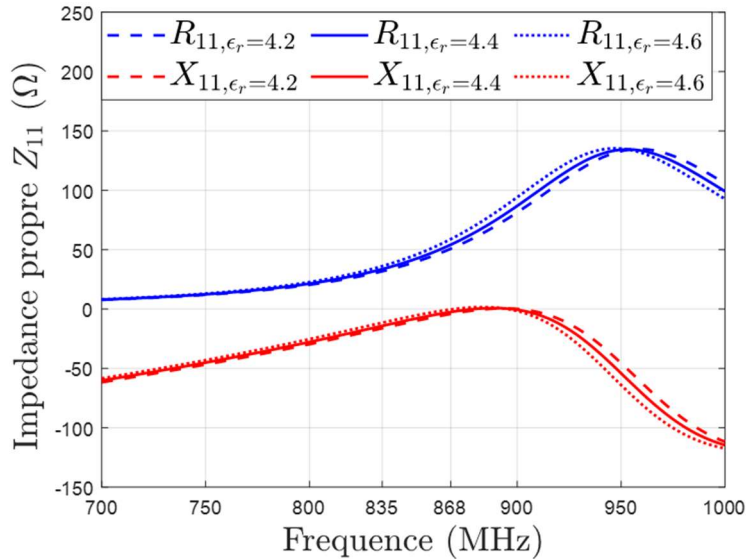
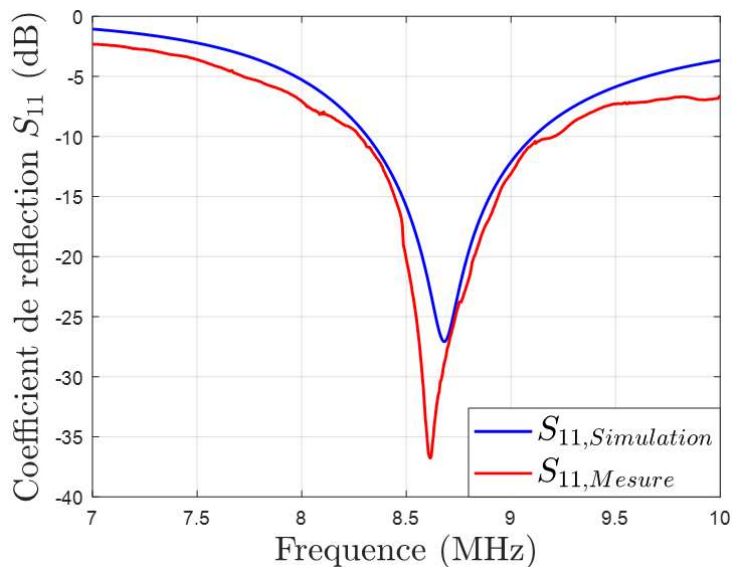


Figure 2.16 : Impédance propre Z_{11} mesurée et simulée d'un dipôle isolé.

La figure 2.17 présente les résultats de l'impédance d'entrée du dipôle isolé (impédance propre) pour trois valeurs de permittivité relative $\epsilon_r = (4.2, 4.4, 4.6)$. Ces résultats montrent que l'impédance d'entrée du dipôle isolé est faiblement impactée par la valeur de la permittivité relative ϵ_r du substrat FR4. D'après les résultats de simulation, pour une augmentation de la permittivité relative ϵ_r d'un dixième, la partie réelle de l'impédance d'entrée augmente de 2Ω , alors que la partie imaginaire diminue d'environ 2Ω .

Figure 2.17 : Impédance propre Z_{11} simulée d'un dipôle isolé.

La figure 2.18 présente le coefficient de réflexion d'un dipôle isolé obtenu par la mesure et la simulation en fonction de la fréquence d'analyse allant de 700 à 1000 MHz. Les antennes ont été conçues de telle sorte que le coefficient de réflexion S_{11} soit inférieur à -25 dB à 868 MHz. Ainsi, une faible valeur de S_{11} garantit un bon transfert de puissance entre l'antenne et le premier étage du récepteur. Aussi, Le comportement du coefficient de réflexion S_{11} indique en premier lieu une fréquence nominale f_n de fonctionnement ($f_n|_{S_{11,min}}$) égale à 868 MHz. Pour un seuil donné du coefficient de réflexion ($S_{11} = -10$ dB), l'antenne présente une bande passante de l'ordre de 96 MHz (valeur mesuré) et 79 (valeur simulé) comme présenté sur la figure 2.18.

Figure 2.18 : Le coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré du dipôle isolé.

Le diagramme de rayonnement simulé de l'antenne à 868 MHz est représenté dans la figure 2.19. Nous observons que l'antennes est omnidirectionnelle et présente un gain maximum de 1.93 dB.

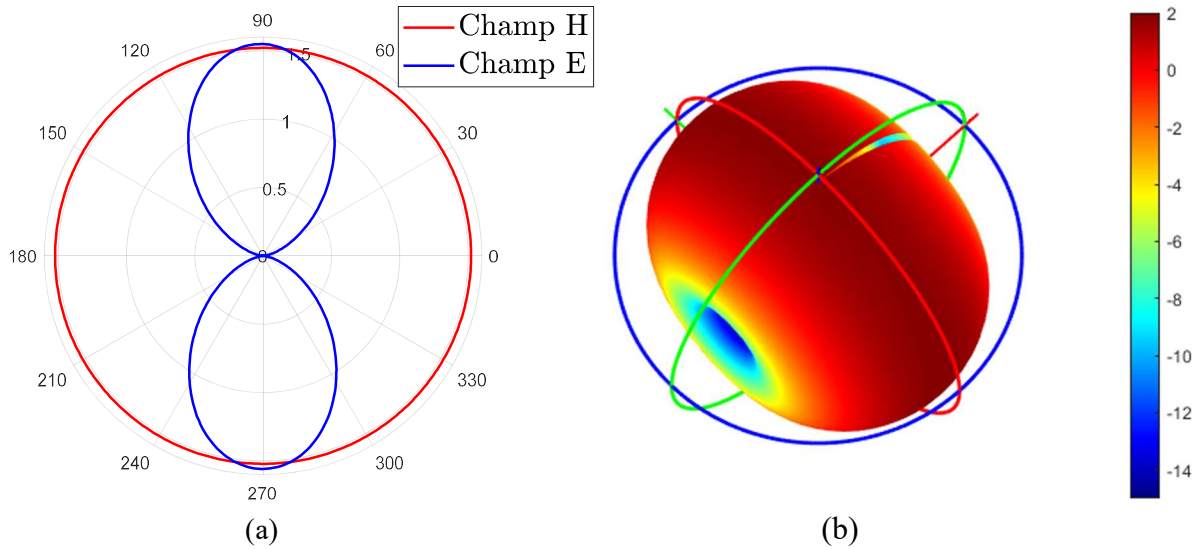


Figure 2.19 : Diagramme de rayonnement de l'antenne isolé (a) en 2D et (b) en 3D.

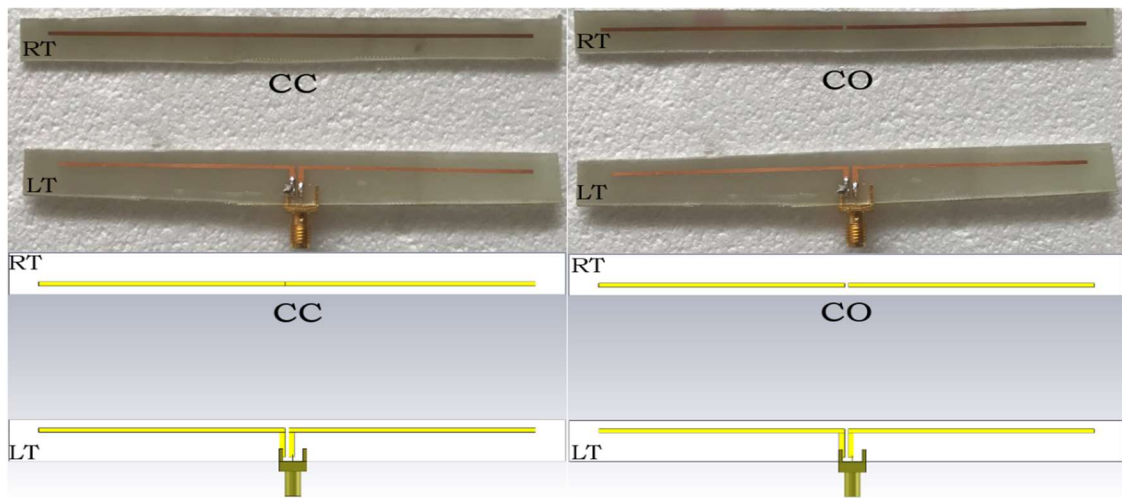


Figure 2.20 : Modèle de simulation et photos de deux antennes dipôle parallèles étroitement couplés pour chaque état de commutation du tag RT (court-circuit – CC et circuit ouvert – CO).

2.5.2. Configuration T2T

Enfin, en utilisant cette antenne pour les deux tags, le système T2T est fabriquée et l'impédance d'entrée du tag LT est simulée et ensuite mesurée pour les deux cas considérés (RT en mode CC et en mode CO). Plus précisément, on prélève (mesure et simulation) l'impédance d'entrée du dipôle du tag LT dans la proximité du dipôle RT étroitement couplées où le tag RT est parallèle au tag LT, inclinée arbitrairement de $\theta_{RT} = 20^\circ$ (et évitant tout contact physique entre les tags pour $d = 0.1 \lambda$) et le tag RT décalé de 0.2λ sur l'axe y .

2.5.2.1. Configuration parallèle

Nous considérons deux tags parallèles placés dans le plan xOy . Pour les deux états de commutations du tag RT, nous mesurons l'impédance d'entrée Z_{in} entre eux tout en faisant varier la distance de séparation d entre les tags (figure 2.21). Les résultats sont comparés à ceux obtenus par la simulation avec CST.

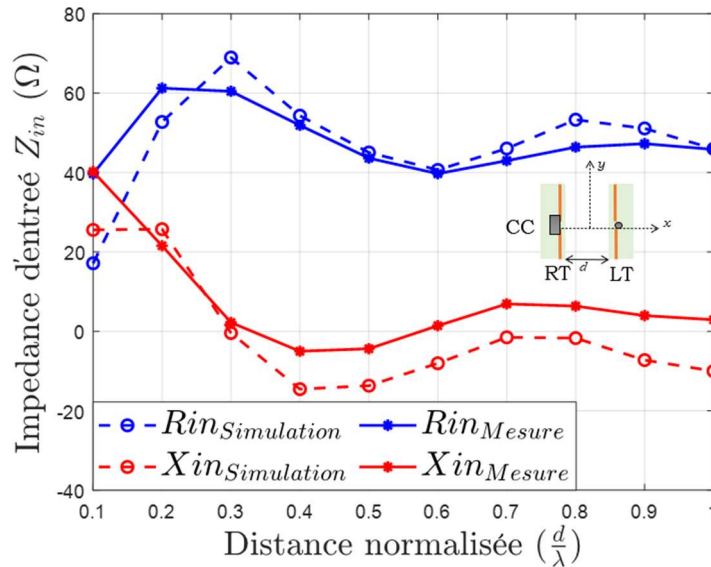


Figure 2.21 : Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne du tag RT est court-circuitée.

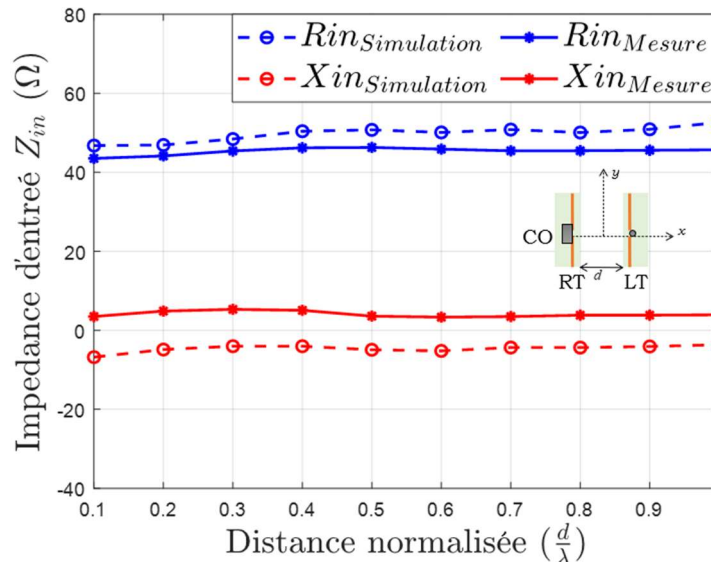


Figure 2.22 : Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne du tag RT est en circuit-ouvert.

Dans cette configuration, les figure 2.21 et figure 2.22 montrent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée Z_{in} en fonction de la distance d entre les antennes et par rapport aux deux charges du tag RT. Les résultats de simulation sont consolidés par les résultats expérimentaux et nous pouvons observer un bon accord entre les deux. Par ailleurs, il convient de noter que le comportement observé est très similaire à celui obtenu dans le cas précédent plus proche de la théorie (figure 2.13 et figure 2.14). En particulier, un faible impact sur l'impédance d'entrée du tag LT en la présence du tag RT en circuit-ouvert et le contraire son impact plus important lorsqu'il est en court-circuit. Aussi, la diminution de l'impédance d'entrée pour les grandes distances de séparation est liée à la diminution du couplage mutuelle entre les tags.

2.5.2.2. Configuration translatée

Dans la configuration translatée, les antennes des tag LT et RT sont alignés sur l'axe y . Le tag RT est translatée de 0.2λ entre les extrémités basses des deux tags. En faisant varier la distance de séparation d entre les tags, nous mesurons l'évolution de l'impédance d'entrée Z_{in} du tag LT et nous comparons les résultats à ceux obtenus par la simulation sous CST.

Les figures 2.23 et 2.24 présentent les résultats de mesure et de simulation de l'impédance d'entrée Z_{in} du tag LT en fonction de la distance de séparation d entre les tags lorsque le tag RT est translaté de 0.2λ . A partir des résultats obtenus, nous observons une bonne correspondance entre la mesure et la simulation pour les deux états de commutation du tag RT. Nous constatons également que l'impédance d'entrée diminue lorsque la distance entre les antennes augmente, cela est dû à la diminution de l'impédance mutuelle entre les antennes.

Les résultats montrent aussi que la tendance de l'impédance Z_{in} pour cet arrangement est différente du cas étudié précédemment, avec une résistance et une réactance de Z_{in} inférieures pour les courtes distances de séparation.

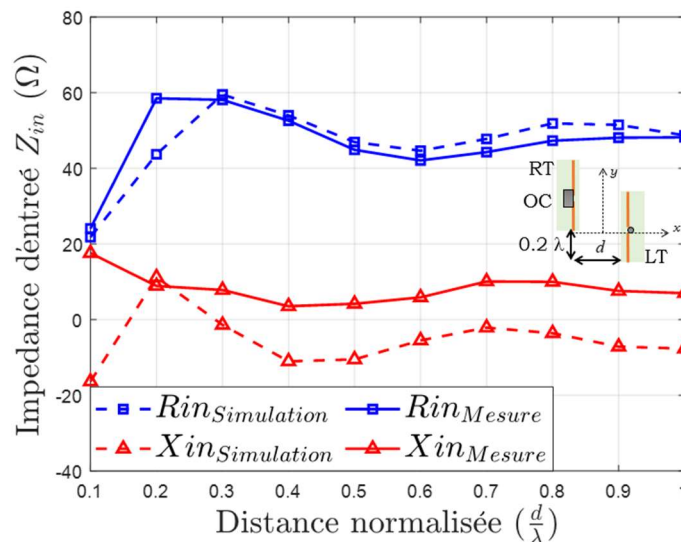


Figure 2.23 : Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque le tag RT est translaté de 0.2λ et en court-circuit.

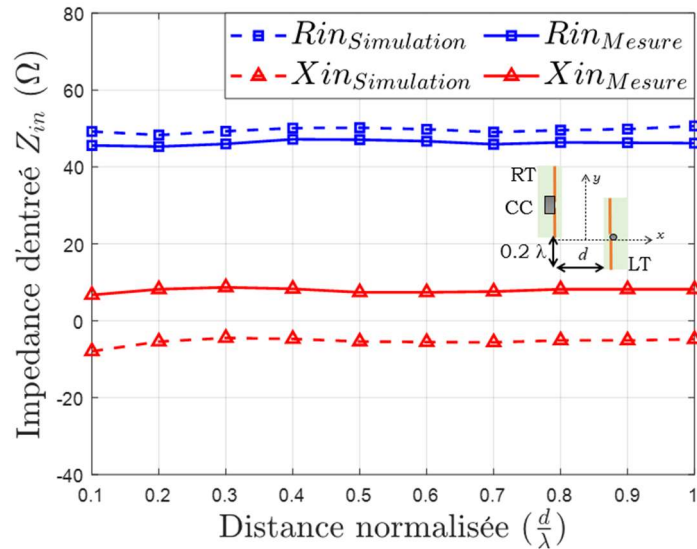


Figure 2.24 : Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque le tag RT est translaté de 0.2λ et en circuit-ouvert.

2.5.2.3. Configuration inclinée

Dans la configuration inclinée (figure 2.25), les antennes des tag LT et RT sont alignées sur l'axe y . Afin d'éviter une intersection entre les antennes pour une distance minimale de 0.1λ entre les centres des deux tags, nous fixons un angle d'inclinaison de $\theta_{RT} = 20^\circ$ par rapport à l'axe y . En faisant varier la distance de séparation d , nous mesurons l'évolution de l'impédance d'entrée Z_{in} du tag LT et nous comparons les résultats à ceux obtenus par la simulation avec CST. Notez que tout au long de ce chapitre, nous avons été attentifs aux aspects pratiques et avons pris soin de ne pas présenter de scénarios irréalistes qui impliqueraient la superposition des tags.

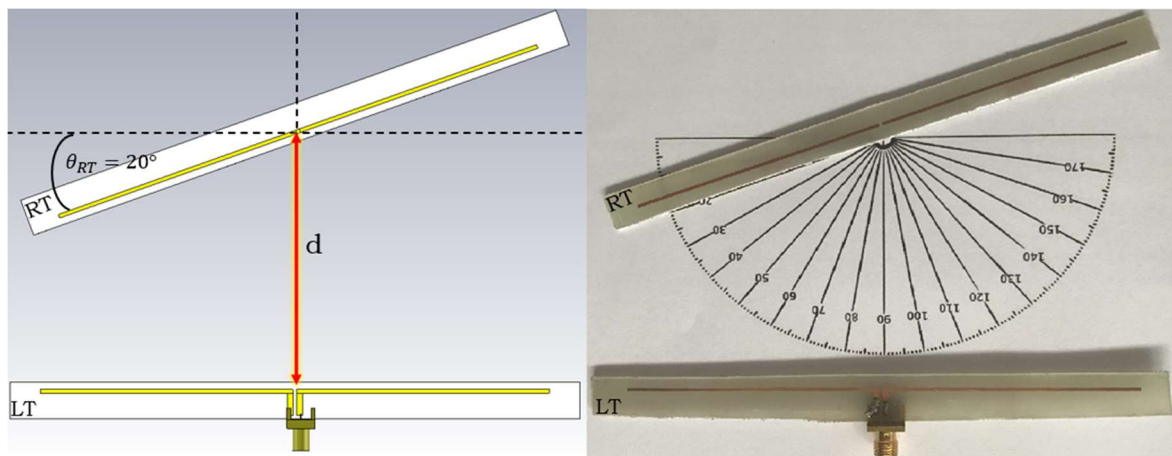


Figure 2.25 : Model de simulation et photos de deux antennes dipôle lorsque le tag RT est inclinée de $\theta_{RT} = 20^\circ$.

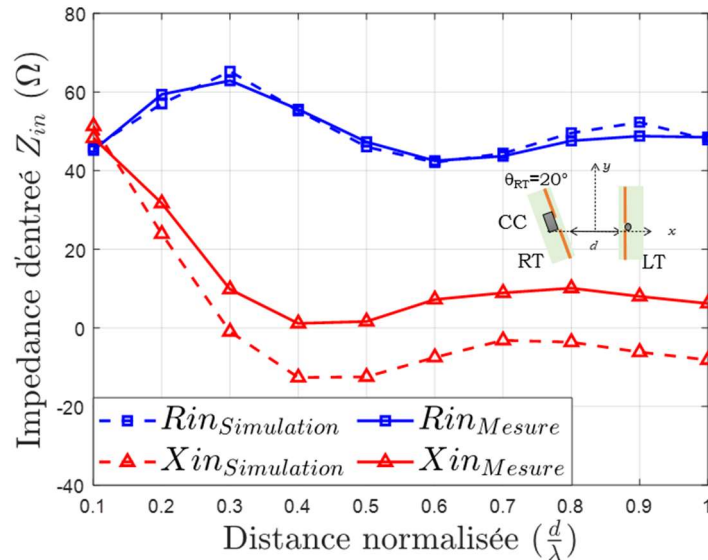


Figure 2.26 : Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne du tag RT est inclinée de $\theta_{RT} = 20^\circ$ et court-circuité.

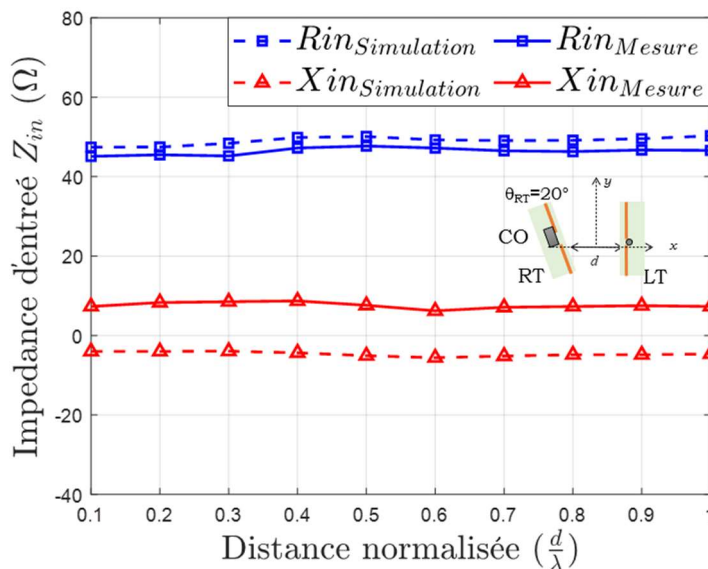


Figure 2.27 : Impédance d'entrée Z_{in} simulée et mesurée du tag LT. La résistance (R_{in}) et la réactance (X_{in}) sont tracées en fonction de la distance de séparation d (valeur normalisée) entre les deux dipôles imprimés lorsque l'antenne tag RT est inclinée de $\theta_{RT} = 20^\circ$ et en circuit-ouvert.

Les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée Z_{in} du tag LT sont présentées sur les figures 2.26 et 2.27. Ces résultats sont obtenus lorsque le tag RT est incliné $\theta_{RT} = 20^\circ$. L'impédance Z_{in} est donnée en fonction de la distance d entre les antennes et par rapport aux deux états de commutation du tag RT. Comme on peut le voir sur la figure 2.26, la présence de l'antenne RT court circuitée modifie l'impédance d'entrée de l'antenne de LT. Autrement dit, lorsque l'antenne du tag RT est en circuit-ouvert (figure 2.27), l'impédance Z_{in} est peu impactée par la présence du tag RT. La diminution de l'impédance d'entrée du tag LT est liée à la diminution de l'impédance mutuelle entre les tags. Aussi, on peut remarquer le bon accord entre la mesure et les simulations EM.

De plus, on constate une tendance assez similaire pour la résistance de Z_{in} avec le cas des tags arrangés en parallèle, une légère différence est observée sur la réactance Z_{in} et pour les courtes distances de séparation.

2.6. Conclusion

L'évolution de l'impédance d'entrée du tag LT peut être quantifié dans un premier temps par la variabilité du couplage mutuel entre les antennes des deux tags. Nous constatons la diminution des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du tag LT avec l'augmentation de la distance de séparation entre les tags. Ceci est dû au fait que l'impédance mutuelle est moins importante pour ces distances. De plus, cet impact est uniquement présent lorsque la charge du tag RT est un court-circuit. En conséquence, pour ces distances, l'impédance d'entrée du tag LT tend vers une valeur moyenne qui doit être proche de l'impédance propre du dipôle isolé 50Ω (figure 2.16). Les figures 2.21-2.27 apportent une conclusion sur l'importance de la position relative entre tags, sur la variation de l'impédance d'entrée de l'antenne du tag LT et implicitement sur la profondeur de modulation. Aussi, l'évolution de l'impédance mutuelle Z_{21} et de l'impédance d'entrée Z_{in} en fonction de la distance de séparation d entre les antennes, nous donne un premier aperçu de la tendance des performances d'un système T2T.

En conclusion, une étude approfondie sur le phénomène de couplage est nécessaire, notamment sur l'impact du gain en champ lointain du réseau formé par les deux antennes sur les performances T2T. Il est à noter que le gain du réseau formé par les deux antennes varie aussi selon la distance de séparation entre les tags. Il serait aussi intéressant d'observer sa tendance pour chaque configuration étudiée précédemment et de voir l'impact de la position de la source RF sur ces paramètres, comment ils interagissent entre eux et comment ils impactent sur les performances T2T.

Références

- [1] L. Brillouin, "Sur L'origine de la Résistance de Rayonnement," vol. 3, pp. 147–152, 1922.
- [2] C. B. Moler, *Numerical Computing with MATLAB*. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [4] H. Baker and A. LaGrone, "Digital computation of the mutual independence between thin dipoles," in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 2, pp. 172-178, March 1962, doi: 10.1109/TAP.1962.1137835.
- [5] I. Adjali, A. Gueye, B. Poussot, S. Mostarshedi, F. Nadal and J. Laheurte, "Statistical study of coupling in randomly distributed dipole sets," 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1049/cp.2018.0481.

Chapitre III

Evaluation des performances T2T

Ce chapitre vise à évaluer les performances de la communication T2T à partir de la profondeur de modulation qui caractérise la modulation mise en jeu ; par extension, dans le chapitre 4, cette étude sera étendue par une approche système avec pour critère d'évaluation le TEB, métrique classiquement utilisée dans le domaine des télécommunications.

Dans ce chapitre, divers scénarios vont être envisagés afin de montrer l'impact à la fois de la configuration géométrique constituée par les deux antennes formant le système T2T et de la position de la source externe sur le paramètre de performance identifié matérialisé par la profondeur de modulation.

Après avoir défini la modulation mise en jeu dans une communication T2T et introduit ces caractéristiques, des résultats de simulation puis des résultats de mesure sont présentés.

3.1. La modulation ASK

La modulation ASK (Amplitude Shift Keying), qui est mise en jeu dans le cadre des applications RFID T2T, est une technique de modulation numérique dite par sauts d'amplitude : dans le cas d'une modulation ASK- n , l'amplitude du signal est modulée sur n niveaux ; chaque niveau correspondant à un mot binaire qui comporte $\log_2(n)$ bits. Pour une modulation ASK-2 (considérée ici), à chaque bit '0' ou '1' correspond un niveau donné distinct de l'autre. Plus l'écart entre ces deux niveaux est important, plus la détection du flot binaire est aisée (et correcte), notamment par exemple en présence de bruit. En soi, l'écart entre les deux niveaux correspondant respectivement à un « 0 » et à « 1 » est donc un critère de performance.

Dans le cas d'un système RFID T2T, les valeurs de ces deux niveaux sont influencées par plusieurs paramètres : les deux charges de commutation du tag RT (paramètres qui sont directement liés au déclenchement de la modulation) mais aussi, d'une part, la position relative des tags (c'est-à-dire la configuration géométrique du système T2T), et d'autre part, la position de la source externe en regard du système T2T.

En pratique, trois indicateurs, notamment utilisés dans les normes ISO 18000-6 type B et C, ont été introduits afin de caractériser une modulation ASK-2 à partir des deux amplitudes prises par le signal modulé. Avec V_{ON} l'amplitude de l'état haut et V_{OFF} l'amplitude de l'état bas, l'indice de modulation M , le taux de modulation T , et la profondeur de modulation D (souvent exprimée en %) sont définis par les équations suivantes :

$$M = \frac{V_{ON} - V_{OFF}}{V_{ON} + V_{OFF}} \quad (3.1)$$

$$T = \frac{V_{OFF}}{V_{ON}} \quad (3.2)$$

$$D = \frac{|V_{ON} - V_{OFF}|}{\text{Max}(V_{ON}, V_{OFF})} \quad (3.3)$$

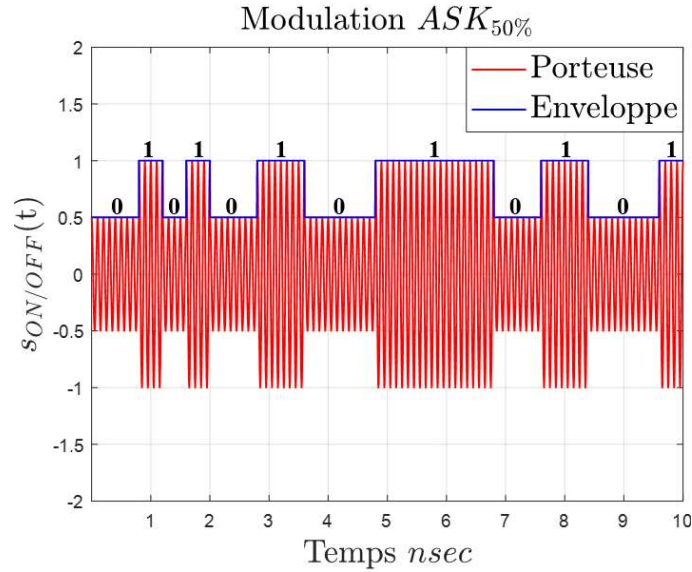


Figure 3.1 : Exemple d'une porteuse sinusoïdale modulée en ASK-2.

La profondeur de modulation est souvent choisie à une valeur inférieure à 100%. A 100%, le niveau correspondant à un '0' prend une valeur nulle ; l'écart avec l'autre niveau est alors optimisé, le signal transmis s'annule (il n'y a plus d'énergie transmise et il n'est plus possible de distinguer entre aucun signal transmis ou un signal contenant que des zéros, si aucun codage additionnel n'est ajouté. L'intérêt de ce type de modulation est la possibilité de détecter l'information en utilisant un détecteur d'enveloppe (circuit simple, qui peut être passif). Pour le protocole ISO 18000-6B, la profondeur de modulation est de 30,5% à 100% et pour le type C, elle est de 80% à 100%.

Dans la suite de notre étude, nous allons considérer la profondeur de modulation comme métrique de performance des communication T2T. Ce paramètre joue un rôle crucial dans les performances de ces systèmes. En effet, ces systèmes sont très sensibles au bruit car les signaux mis en jeu sont de faible à très faible énergie. De plus, afin de conserver le caractère passif des tags, le démodulateur à privilégier est un simple détecteur d'enveloppe.

3.2. Expression de la profondeur de modulation dans le cas du système T2T

Rappelons brièvement le principe d'une communication T2T : la commutation du tag RT entre deux charges engendre, que la tension à l'entrée du tag LT bascule entre deux niveaux, notés V_{ON} et V_{OFF} ; le signal ainsi généré est un signal modulé de type ASK-2.

Plus précisément, chaque niveau (V_{ON} et V_{OFF}) est aussi fonction de l'impédance d'entrée de l'antenne du tag LT, notée $Z_{in,ON/OFF}$, ainsi que des gains en tension et en puissance de l'antenne, noté $G_{ON/OFF}$ et $G_{p,ON/OFF}$ respectivement. Ces paramètres sont définis à travers les équations (3.4) à (3.6) :

$$V_{ON/OFF} = V_{in} \cdot G_{ON/OFF} \cdot \Gamma_{ON/OFF} \quad (3.4)$$

$$G_{ON/OFF} = \sqrt{G_{p,ON/OFF}} \sqrt{\frac{\text{Re}\{Z_0\}}{\text{Re}\{Z_{in,ON/OFF}\}}} \quad (3.5)$$

$$\Gamma_{ON/OFF} = \left| 1 - \left(\frac{Z_{in,ON/OFF} - Z_0}{Z_{in,ON/OFF} + Z_0} \right) \right| \quad (3.6)$$

V_{in} est la tension à l'entrée du récepteur RF du tag LT et Z_0 est l'impédance de référence qui, sans perte de généralité dans l'étude, a été considérée égale à 50Ω .

La profondeur de modulation s'écrit en fonction des paramètres du système antennaire T2T comme suit :

$$D = \frac{|G_{ON}\Gamma_{ON} - G_{OFF}\Gamma_{OFF}|}{\text{Max}(G_{ON}\Gamma_{ON}, G_{OFF}\Gamma_{OFF})} \quad (3.7)$$

Il convient de noter que, pour l'étude, présentée ici, les états ON et OFF se réfèrent aux impédances de charge du tag RT, qui sont SC et OC respectivement. Afin d'étudier l'influence de la position relative des deux tags sur la profondeur de modulation, différents scénarios sont simulés. Pour toutes les figures, la profondeur de modulation sera exprimée en pourcentage.

3.3. Etude en simulation de la profondeur de modulation d'un système T2T

La figure 3.2 reprend la figure 2.1 avec plusieurs compléments permettant d'appréhender la modélisation utilisée dans ce chapitre. Il faut noter que la source RF externe est considérée comme une source sinusoïdale pure de fréquence 868 MHz placée en champ lointain par rapport au système T2T. Les paramètres considérés pour les différentes configurations envisagées sont : d la distance entre les deux tags selon l'axe x ; θ_{RT} l'angle d'inclinaison du tag RT selon l'axe y ; θ_s l'angle définissant la position de la source par rapport à l'axe z dans le plan xoz .

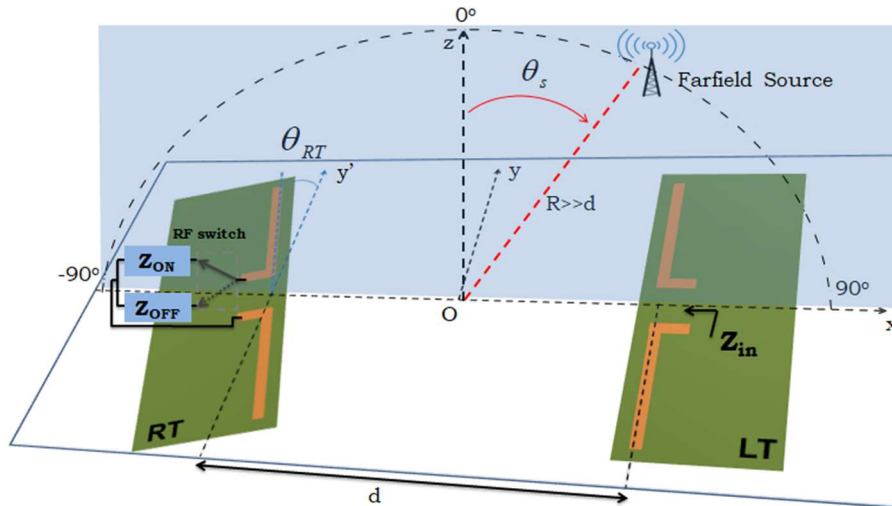


Figure 3.2 : Configuration géométrique des deux dipôles imprimés et la source RF externe.

3.3.1. Profondeur de modulation dans le cas où la source RF externe est en position fixe

Nous considérons la source RF externe fixe ($\theta_s = 0^\circ$) perpendiculaire au plan xOy contenant les deux tags. Trois arrangements géométriques sont d'abord envisagés :

- Le tag RT est parallèle au tag LT ;
- Le tag RT est incliné de $\theta_{RT} = 20^\circ$;
- Le tag RT est décalé d'une distance de $0,2 \lambda$ selon l'axe z .

Pour chaque arrangement, la distance de séparation d entre les tags est aussi variée de $0,1\lambda$ à λ par pas de $0,1\lambda$. Ainsi au total 30 configurations géométriques sont envisagées, et pour chacune la profondeur de modulation est calculée et représentée (Figure 3.3).

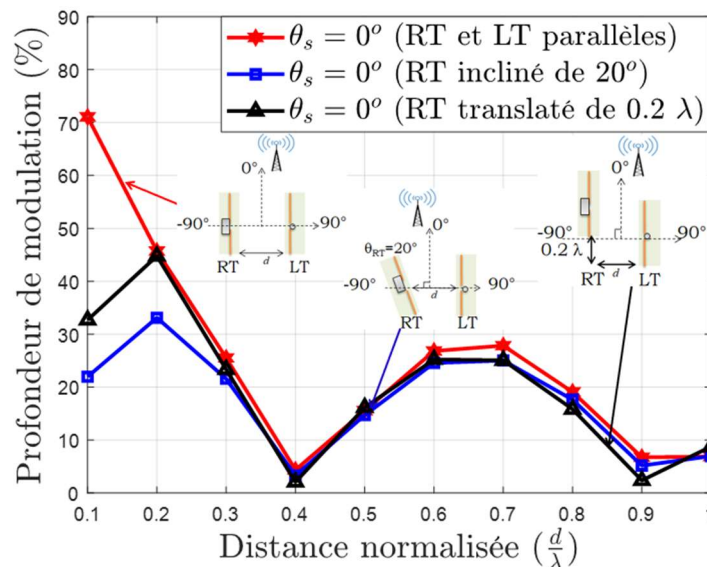


Figure 3.3 : Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags. Trois dispositions sont considérées : tag RT parallèle au tag LT ; tag RT incliné de $\theta_{RT} = 20^\circ$; tag RT translaté de $0,2 \lambda$.

Comme attendu, les valeurs de la profondeur de modulation sont plus élevées pour des distances faibles entre les tags. La profondeur de modulation est maximale quand les tags sont parallèles et distants de $0,1\lambda$. Pour une distance donnée, la profondeur de modulation est plus importante dans le cas de la disposition parallèle. Globalement, la profondeur de modulation diminue avec la distance d de façon similaire pour les trois dispositions considérées. Les valeurs les plus faibles de la profondeur de modulation ($D \leq 5\%$) sont observées pour les distances $0,4\lambda$ et $0,9\lambda$. Ce résultat semble cohérent avec ceux obtenus pour l'impédance d'entrée (figures 2.20-2.26). En effet, pour ces deux distances, le couplage mutuel est négligeable, l'impédance d'entrée Z_{in} est approximativement égale à Z_{11} pour les modes SC et OC. De plus, mais non mis en évidence jusqu'ici (voir §3.3.3), les gains en champ lointain du système T2T (modes CC et CO) sont également pour ces dispositions quasi-égaux. Et en conséquence, les deux états sont quasi identiques (caractérisés par la même amplitude $V_{ON} \approx V_{OFF}$) expliquant que la profondeur de modulation soit faible.

En complément, une 4^{ème} disposition des deux tags est considérée. Ici le tag RT est incliné (par rapport à l'axe y) d'un angle θ_{RT} variant de 0° à 70° par pas de 10° . De plus, trois distances entre les tags sont considérées (choisies arbitrairement sur l'intervalle considéré) : $0,3\lambda$; $0,5\lambda$; λ . La figure 3.4 montre l'évolution de la profondeur de modulation pour l'ensemble des (24) cas envisagés. La profondeur de modulation diminue significativement, d'une part, quand la distance entre tags augmente, et d'autre part, au fur et à mesure que l'angle d'inclinaison s'agrandit.

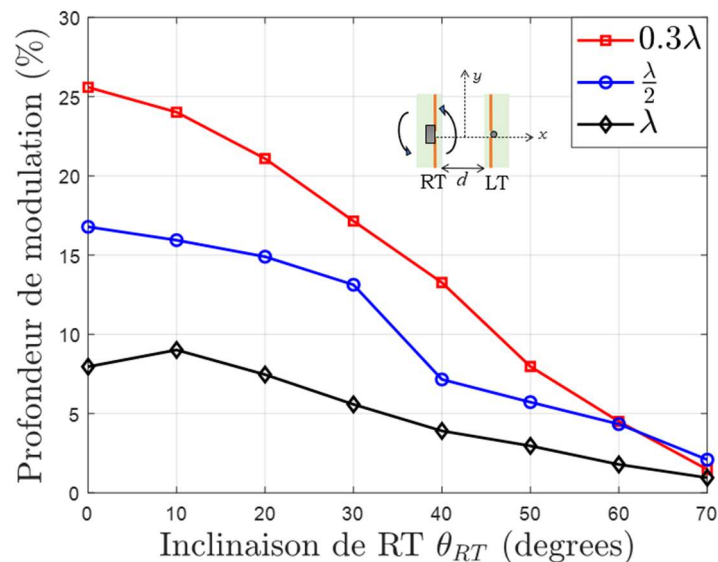


Figure 3.4 : Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de l'inclinaison θ_{RT} de l'antenne RT pour trois distances entre les tags : 0.3λ , $\frac{\lambda}{2}$ et λ .

Ce premier ensemble de résultats (figure 3.3 et figure 3.4) démontre la sensibilité du système de communication T2T en fonctions de la disposition des tags. De plus, il est à noter que la configuration parallèle est la plus favorable pour maximiser la profondeur de modulation.

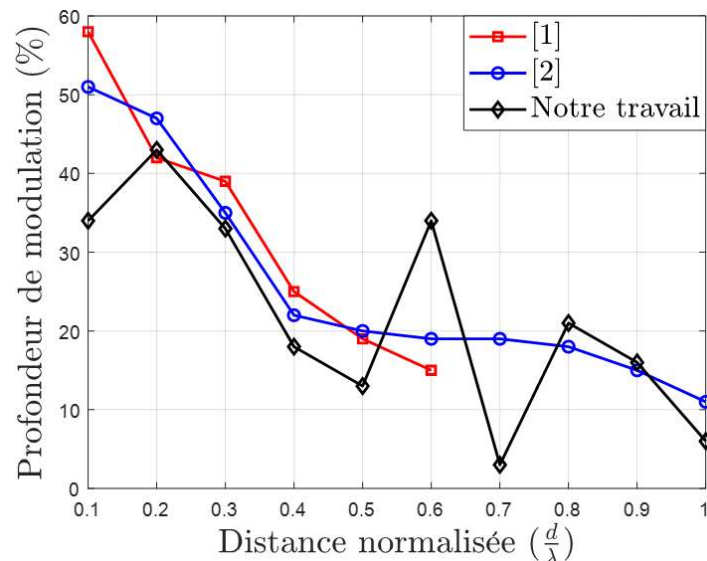
Le tableau 3.1 et la figure 3.5 comparent les résultats obtenus avec ceux de la littérature : références [1] et [2]. La profondeur de modulation est considérée en fonction de la distance de séparation des tags pour la disposition parallèle lorsque la source est orientée à $\theta_s = 90^\circ$. Il est important de signaler que concernant les résultats de la littérature, la position de la source a été supposée (ou déduite) pour les deux références citées ; en effet, cette information, n'est pas indiquée explicitement, bien que ce paramètre ait un fort impact (comme souligné dans la suite de l'étude).

Si le comportement global de la profondeur de modulation est semblable pour les trois cas, quelques différences apparaissent. Elles s'expliquent du fait que les antennes considérées (y compris les substrats) ne sont pas les mêmes pour les trois études.

Il est aussi important de noter que si la stricte diminution de la profondeur de modulation lorsque la distance augmente peut sembler "naturelle" car le couplage entre les antennes diminue également, nous verrons plus loin que le comportement global du système T2T n'est pas si simple et doit être complété ; en particulier, l'impact du gain est également un paramètre à considérer, et entraîne que la position de la source a aussi un fort impact.

Tableau 3.1 : Comparatif des performances T2T en termes de profondeur de modulation pour une disposition parallèle des tags en fonction de la distance de séparation entre tags.

| Référence | Type de substrat | Fréquence (MHz) | Position de la source (θ_s) | Distance de séparation ($\frac{d}{\lambda}$) | | | | | | | | | |
|-----------|------------------|-----------------|--------------------------------------|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | | | | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,7 | 0,8 | 0,9 | 1 |
| [1] | Rogers 4003C | 915 | Supposé à 90° | 58% | 42% | 39% | 25% | 19% | 15% | - | - | - | - |
| [2] | inconnue | 870 | Supposé à 90° | 51% | 47% | 35% | 22% | 20% | 19% | 19% | 18% | 15% | 11% |
| Thèse | FR4 | 868 | 90° | 34% | 43% | 33% | 18% | 13% | 34% | 3% | 21% | 16% | 6% |


 Figure 3.5 : Evolution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags lorsque le tag RT est parallèle au tag LT ; comparaison avec les résultats de la littérature [1, 2].

3.3.2. Profondeur de modulation dans le cas où la position de la source varie

L'étude est maintenant complétée en considérant des changements d'orientation de la source RF externe (supposée toujours en champ lointain et à une distance fixe du système T2T). Comme déjà évoqué, il est attendu un impact significatif de ce paramètre sur la profondeur de modulation en raison du diagramme de rayonnement du système T2T.

Les trois arrangements précédents sont considérés : tag RT est parallèle au tag LT (figure 3.6) ; tag RT décalé de $0,2 \lambda$ selon l'axe z (figure 3.7) ; tag RT incliné de $\theta_{RT} = 20^\circ$ (figure 3.7).

Pour ces trois figures, la profondeur de modulation est représentée en fonction de la distance de séparation entre les tags. Plus précisément, la distance normalisée varie de 0,1 à 1 avec un pas de 0,1 (c'est-à-dire que la distance varie entre 3,45 cm et 34,5 cm). Six positions de la source RF externe sont envisagées : $\theta_s = -60^\circ, -30^\circ, 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$. A noter, pour chaque scénario considéré, l'orientation de la source permettant d'obtenir la meilleure profondeur de modulation est mise en évidence : l'angle θ_s correspondant est alors noté θ_{opt} .

L'évolution de la profondeur de modulation en fonction de la distance de séparation des tags est représentée par la figure 3.6. Si son évolution globalement diminue quand les tags s'espacent, l'analyse est plus complexe que précédemment : plusieurs paramètres interagissent (impédance d'entrée du tag LT et gain en champ lointain) et les résultats soulignent le fort impact de la position de la source. Ainsi, cette étude souligne qu'il ne sera pas possible d'anticiper un comportement précis pour un scénario donné (sauf cas particulier), et qu'en conséquence, disposer d'une méthode permettant d'évaluer la profondeur de modulation pour une configuration quelconque sera un outil précieux.

Il est toutefois possible de mettre en relief certains des résultats observés. Par exemple, et pour les trois dispositions du tag RT considérées, on peut remarquer que pour $d = 0.4 \lambda$ (environ 14 cm à 868 MHz) la profondeur de modulation peut être augmentée de plus de 40% en changeant l'orientation de la source de $\theta_s = 0^\circ$ à $\theta_s = -30^\circ$. Lorsque le tag RT est translaté de 0.2λ (figure 3.8) et pour une distance de séparation de 0.1λ , la profondeur de modulation est améliorée de 52.15% lorsque l'orientation de la source passe de $\theta_s = 0^\circ$ à $\theta_s = 60^\circ$.

Ces résultats montrent également qu'une disposition parallèle entre les tags permettra de maximiser plus facilement la profondeur de modulation. Et plus généralement, il faut retenir que la qualité d'une communication T2T, quelle que soit la configuration des tags (ici, en tenant compte des cas d'espacement, de décalage et d'inclinaison), pourra être améliorée en ajustant l'orientation de la source θ_{opt} par rapport à la position des tags.

La figure 3.9 représente les positions optimales de la source externe qui permettent d'obtenir une profondeur de modulation maximale en fonction de la distance de séparation des tags, mais aussi en fonction des différents arrangements de ces derniers. De la figure 3.9, pour les distances de séparation supérieures à 0.2λ , l'angle optimal de la source θ_{opt} est le même pour les trois configurations de RT. La profondeur de modulation minimale D_{min} est de 21% et est obtenue pour la distance de séparation maximale ($d = \lambda$). Les résultats présentés dans les figures 3.6 à 3.9 confirment le fait que la source externe doit changer sa position dans le plan vertical des tags afin d'atteindre θ_{opt} , et donc de maximiser la profondeur de modulation quelle que soit la position relative des tags. Par conséquent, les chances que les deux tags communiquent ensemble sont maximisées.

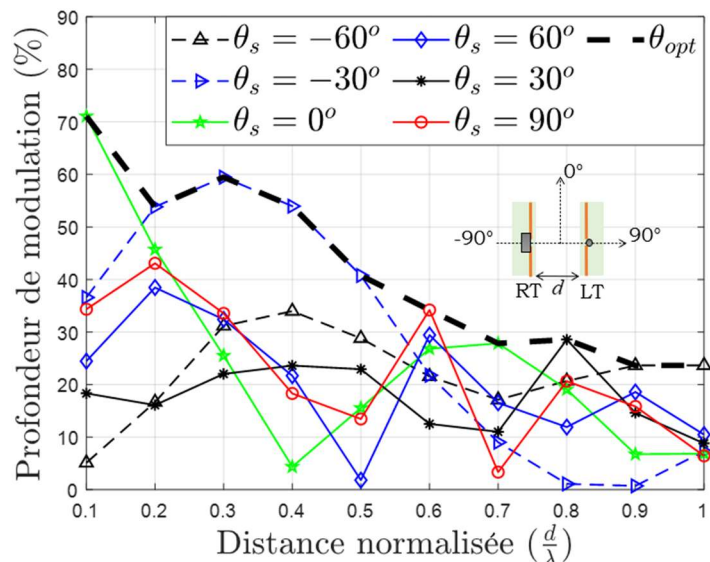


Figure 3.6 : Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque le tag RT est parallèle au tag LT.

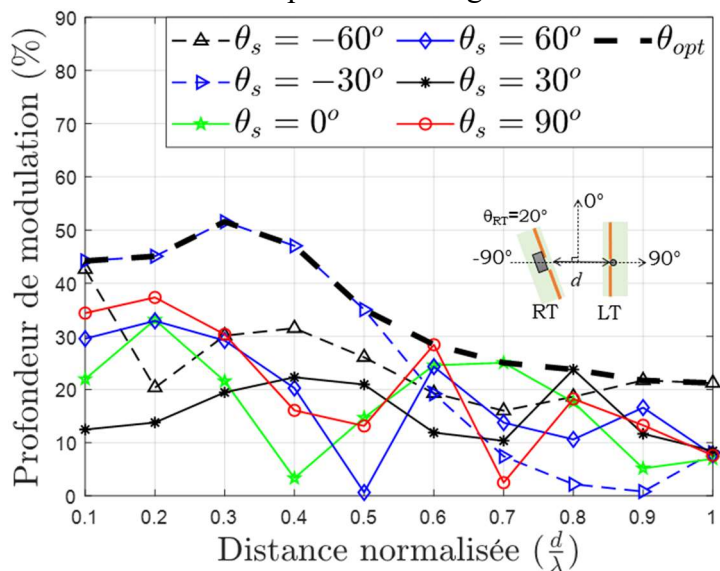


Figure 3.7 : Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque le tag RT est incliné de 20° par rapport au tag LT.

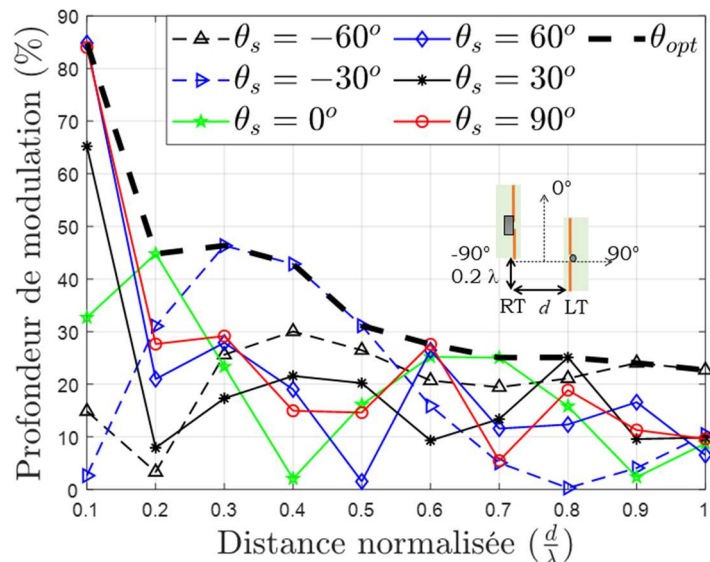


Figure 3.8 : Résultats de simulation de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque le tag RT est traduit de 0.2λ .

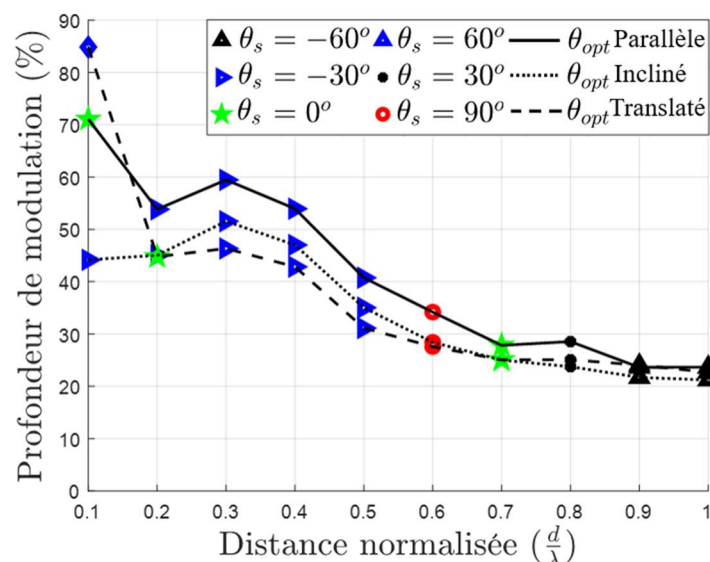


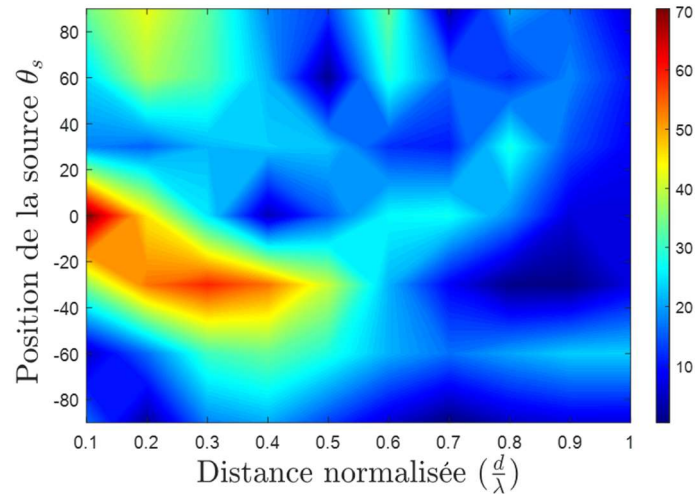
Figure 3.9 : Evolution de la profondeur de modulation maximale D_{max} en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position optimale de la source RF distante θ_{opt} pour les trois configurations du tag RT.

La figure 3.10 complète les illustrations déjà proposées par une représentation 3D qui met en évidence les variations de la profondeur de modulation en fonction de la distance entre les tags (variant de $0,1\lambda$ à λ par pas de $0,1\lambda$) et de l'orientation de la source (variant de -90° à $+90^\circ$ par pas de 10°), pour les trois dispositions envisagées.

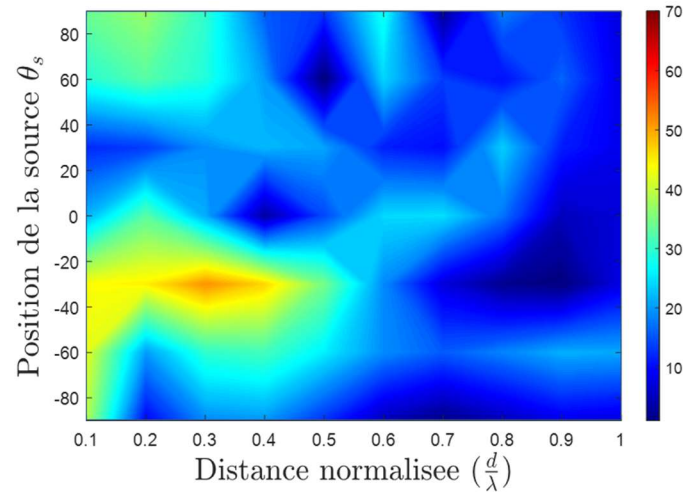
Par exemple, si on considère le protocole ISO 18000-6B qui impose une profondeur de modulation supérieure ou égale à 30,5%, il serait possible à partir de cette représentation de mettre en relief les configurations respectant cette norme (par exemple en appliquant un seuil).

Enfin, dans le cas spécifique des systèmes T2T, il sera donc utile de disposer de détecteurs d'enveloppe très performants permettant de démoduler des signaux à faibles profondeurs de modulation afin d'obtenir plus de robustesse vis-à-vis de configurations géométriques qui varient. Par exemple, [3] propose un démodulateur fonctionnant jusqu'à des profondeurs de modulation de l'ordre de 20%.

Cependant, dans [3], un démodulateur optimisé est proposé pour fonctionner avec une profondeur de modulation proche de 20%. Le déploiement des systèmes T2T nécessitera certainement de telles approches et de nouvelles avancées pour les récepteurs passifs.



(a)



(b)

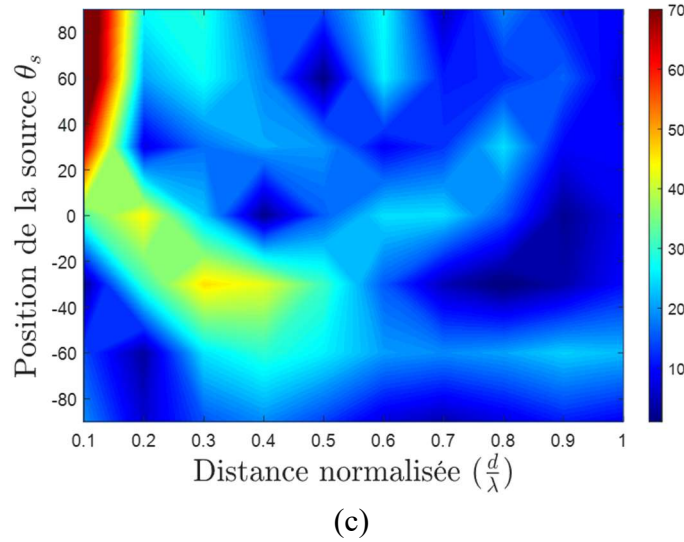


Figure 3.10 : Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags lorsque (a) le tag RT est parallèle au tag LT, (b) le tag RT incliné de 20° et (c) le tag RT translaté de $0,2 \lambda$.

3.3.3. Mise en évidence de l'impact conjoint du gain et de la position de la source

Comme le montre les résultats présentés, la profondeur de modulation, est très variable selon le scénario considéré ; elle varie selon la position relative entre les tags (d, θ_{RT}) et la position de la source RF externe (θ_s), paramètres géométriques qui impactent à la fois l'impédance d'entrée du tag LT et le gain en tension des dipôles couplés.

Afin de mettre en évidence plus précisément cette variabilité de la profondeur de modulation, les trois scénarios suivants sont considérés : les tags sont disposés en parallèle et séparés d'une distance de $0,4 \lambda$ (figure 3.10) ; le tag RT est incliné de 20° et espacé du tag LT de $0,7\lambda$ (figure 3.11) ; le tag RT est translaté de $0,2 \lambda$ et espacé du tag LT de $0,1 \lambda$ (figure 3.12).

Pour les deux premiers scénarios, la différence, ΔZ_{in} , entre les valeurs des impédances d'entrée du tag LT lorsque le tag RT est soit en court-circuit (figure 2.20) soit circuit-ouvert (figure 2.21) est presque nulle. En effet, l'impédance mutuelle est très faible ($Z_{12} = Z_{21} \approx 0$) et d'après le chapitre 2, nous obtenons :

$$Z_{in,ON} \approx Z_{in,OFF} \approx Z_{11} \quad (3.8)$$

$$\Delta Z_{in} = Z_{in,ON} - Z_{in,ON} \approx 0 \Omega. \quad (3.9)$$

En conséquence, dans ce cas particulier, les variations importantes de la profondeur de modulation selon la position de la source RF externe (figure 3.6 et figure 3.10) s'expliquent quasi uniquement à partir du gain (comme déjà évoqué et mis en relief ici).

La figure 3.11 montre le diagramme de rayonnement 2D (plan vertical contenant la source RF externe) du gain pour les tags couplés (toujours considérés comme disposés en parallèle avec une distance de $0,4 \lambda$) et en considérant les deux charges du tag RT : figure 3.11-a avec G_{OFF} pour le mode CO et figure 3.11-b avec G_{ON} pour le mode CC.

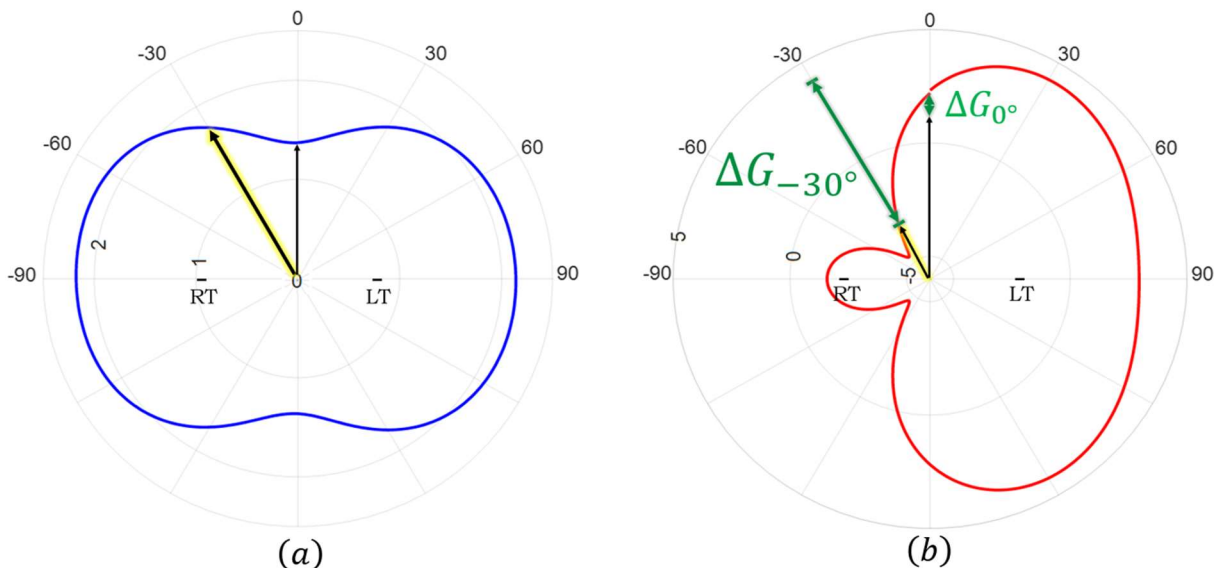


Figure 3.11 : Diagramme de rayonnement 2D (plan vertical) des tags couplés parallèles distants de $d = 0,4 \lambda$ lorsque le tag RT est chargé par : a) un circuit-ouvert (OC) et b) un court-circuit (SC). Ces diagrammes sont dans un plan perpendiculaire à celui des tag (le plan contenant la source RF externe).

La différence des gains pour les deux charges (CC et CO), $\Delta G = |G_{ON} - G_{OFF}|$, peut ainsi être quantifiée et comparée selon les orientations considérées pour la source RF externe. Par exemple, pour $\theta_s = 0^\circ$, on obtient $\Delta G_{0^\circ} = 0.93 \text{ dB}$ tandis que pour $\theta_s = -30^\circ$, $\Delta G_{-30^\circ} = 5.04 \text{ dB}$. Dans les deux cas, puisque $\Delta Z_{in} \approx 0 \Omega$ pour cette distance entre les tags, c'est la différence de gains ΔG qui est le facteur principal déterminant la profondeur de modulation (voir (3.7)). Ainsi, comme illustré par les figures 3.6 ou 3.10-a, la profondeur de modulation pour $\theta_s = 0^\circ$ est très faible, inférieur à 5% (car ΔG faible) alors qu'elle est beaucoup plus importante, supérieure à 55%, pour $\theta_s = -30^\circ$ (car ΔG plus important).

De même, la figure 3.12 montre le diagramme de rayonnement 2D (plan vertical contenant la source distante) du gain pour les tags couplés quand le tag RT est incliné $\theta_{RT} = 20^\circ$ avec une distance de séparation de $0,6 \lambda$ et en considérant les deux charges du tag RT : figure 3.12-a avec G_{OFF} pour le mode CO et figure 3.12-b avec G_{ON} pour le mode CC.

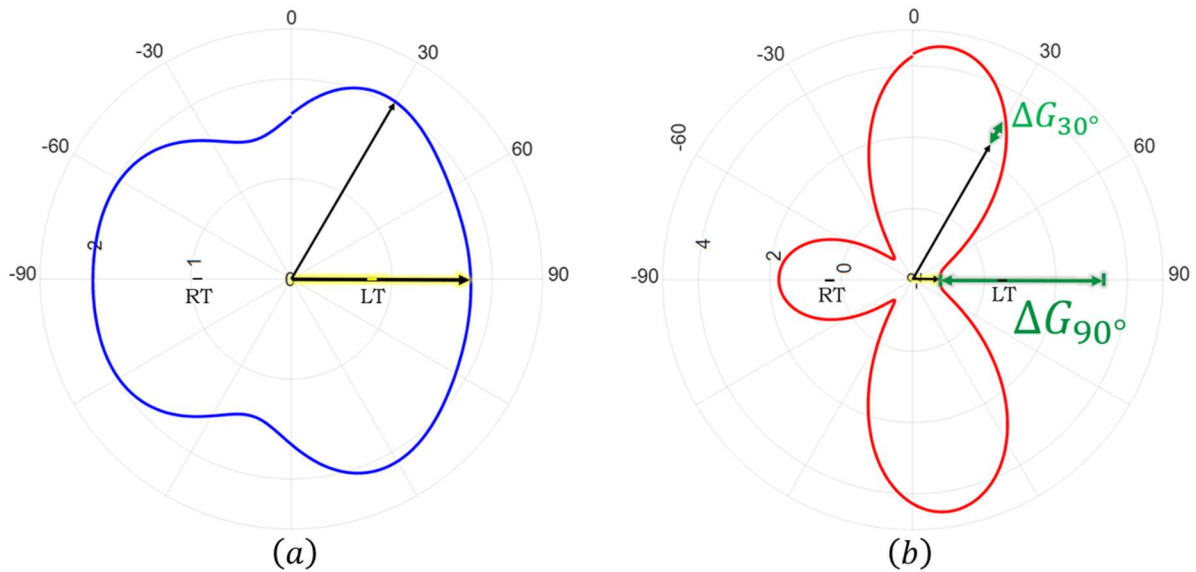


Figure 3.12 : Diagramme de rayonnement 2D (plan vertical) des tags couplés dont RT est incliné de $\theta_{RT} = 20^\circ$ distants de $d = 0,6 \lambda$ lorsque le tag RT est chargée par : a) un circuit-ouvert (OC) et b) un court-circuit (SC).

Par exemple, pour une direction de source $\theta_s = 30^\circ$, $\Delta G_{30^\circ} = 1.12 \text{ dB}$ et pour $\theta_s = 90^\circ$, $\Delta G_{90^\circ} = 3 \text{ dB}$. Ainsi nous arrivons à la même conclusion que précédemment (d'après les figures 3.7 et 3.10-b, pour $\theta_s = 30^\circ$, $D = 11,8\%$ et pour $\theta_s = 90^\circ$, $D = 28,4\%$ soulignant l'impact du gain sur la profondeur de modulation.

La figure 3.13 montre le diagramme de rayonnement 2D (plan vertical contenant la source distante) du gain pour les tags couplés quand le tag RT est translaté de $0,2 \lambda$ avec une distance de séparation de $0,1 \lambda$ et en considérant les deux charges du tag RT : figure 3.13-a avec G_{OFF} pour le mode CO et figure 3.13-b avec G_{ON} pour le mode CC.

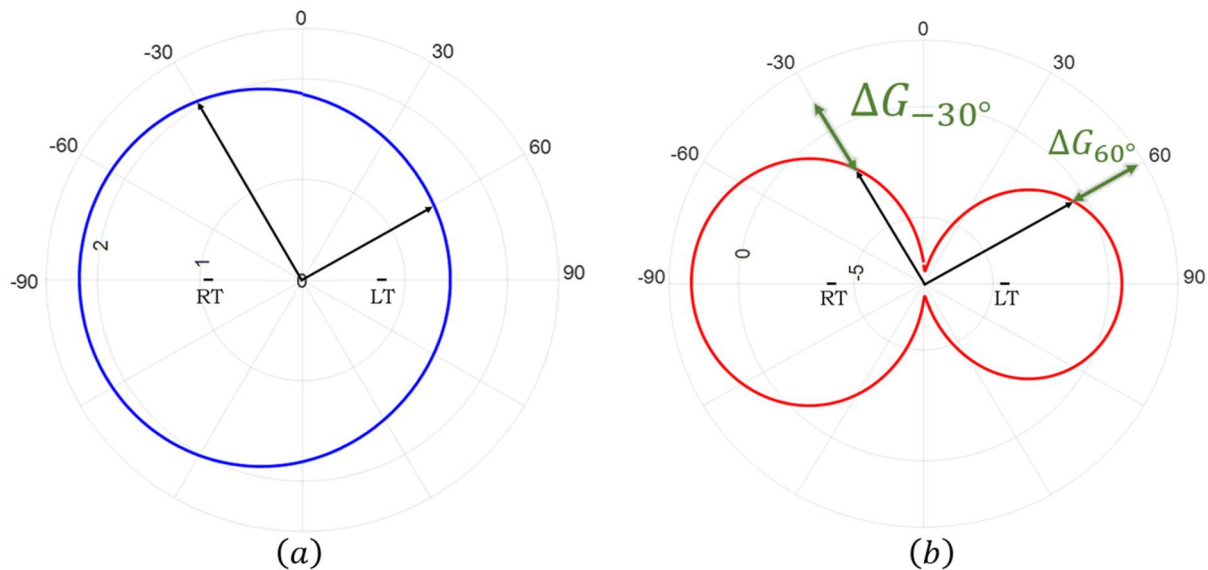


Figure 3.13 : Diagramme de rayonnement 2D (plan vertical) des tags couplés dont RT est translaté de 0.2λ distants de $d = 0,1 \lambda$ lorsque le tag RT est chargée par : a) un circuit-ouvert (OC) et b) un court-circuit (SC).

Contrairement aux deux cas précédents, pour ce scénario, ΔZ_{in} est non nulle et vaut $27.42 + 8.41i \Omega$. Ici, la différence des gains et la différence des impédances déterminent conjointement la profondeur de modulation. Par exemple, pour une direction de source donnée $\theta_s = -30^\circ$, $\Delta G_{-30^\circ} = 4,15 \text{ dB}$ et $D = 2.6\%$ (figure 3.8 et 3.10-c) tandis que pour $\theta_s = 60^\circ$, $\Delta G_{60^\circ} = 2.02 \text{ dB}$ et $d = 84.8\%$.

3.3.4. Bilan de l'étude en simulation

En conclusion, l'impédance d'entrée du tag LT et le gain en champ lointain sont les deux paramètres qui déterminent la profondeur de modulation. Quand la distance entre les tags augmente (quel que soit l'arrangement présenté dans cette étude), l'impédance mutuel entre les deux tags tend à diminuer, et en conséquence, la profondeur de modulation est de plus en plus déterminée par le gain en champ lointain des deux antennes et implicitement la position de la source. Autrement dit, pour une configuration des tags figée, la position de la source aura un impact significatif sur la profondeur de modulation et donc sur la performance de la communication T2T ; impact d'autant plus important que l'impédance mutuelle entre tags est faible.

3.4. Etude expérimentale de la profondeur de modulation d'un système T2T

Suite aux résultats de simulation présentés, l'objectif de cette section est de valider expérimentalement le comportement d'un système T2T vis-à-vis de la position de la source, de la position relative des tags et de l'espacement entre les tags.

3.4.1. Présentation du banc de mesure mis en place

Afin de réaliser des expériences semblables aux configurations envisagées en simulations, le banc de mesures illustré sur la figure 3.14 a été mis en place.

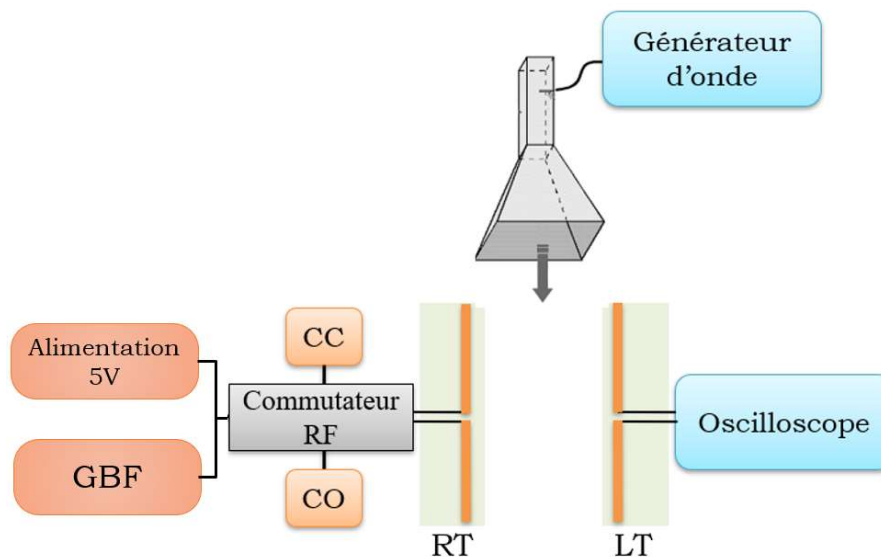


Figure 3.14 : Schéma de principe du banc de mesure T2T mis en place pour mesurer la profondeur de modulation pour différentes configurations géométriques.

3.4.2. La source RF externe

La source RF externe est réalisée à l'aide d'un générateur de signaux vectoriels, le R&S SMBV100A (figures 3.15) connecté à une antenne cornet 3164-06 d'ETS-Lindgren large bande 300 MHz – 6 GHz (figure 3.16).



Figure 3.15 : Générateur de signaux vectoriels R&S SMBV100A.



Figure 3.16 : Antenne cornet ETS-Lindgren 3164-06.

Le signal délivré par la source est un signal sinusoïdal à la fréquence 868 MHz de puissance égale à 15 dBm.

L'antenne est polarisée verticalement et placée à une distance d'un mètre des tags (condition de champ lointain vérifiée). Pour les mesures, l'antenne est déplacée sur un demi-cercle par pas de 10 degrés, de telle façon que son orientation par rapport au système T2T varie comme le paramètre utilisé en simulation $\theta_s = [-90^\circ ; 90^\circ]$ (voir photographie présentée en figure 3.22)

3.4.3. Le système T2T constitué des deux tags

Les deux tags, LT et RT, intègrent la même antenne. Il s'agit d'une antenne de type dipôle sur substrat FR4 (de permittivité relative $\epsilon_r = 4.5$ et de dimensions $150 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm}$) dont l'élément rayonnant est imprimé (en cuivre de dimensions $134 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$). La fréquence de résonance a été choisie à 868 MHz. La conception et les caractéristiques de l'antenne sont détaillées dans le chapitre 2 (voir figure 2.15 pour illustration).

Le tag LT est connecté directement à un oscilloscope Agilent DSO9064A (figure 3.17) via un câble coaxial permettant de visualiser le signal modulé et de mesurer la profondeur de modulation pour chacun des scénarios considérés.



Figure 3.17 : Oscilloscope Agilent DSO9064A.

Le tag RT est connecté à un commutateur RF Hittite HMC545 (figure 3.18) permettant de basculer entre les deux charges, CC et CO. Ce commutateur RF est un commutateur faible coût, en boîtier plastique SOT26 à six broches, de faibles dimensions (3 mm × 2,60 mm) qui est généralement utilisé pour des applications qui nécessitent une très faible perte d'insertion (0.25 dB à 1 GHz).

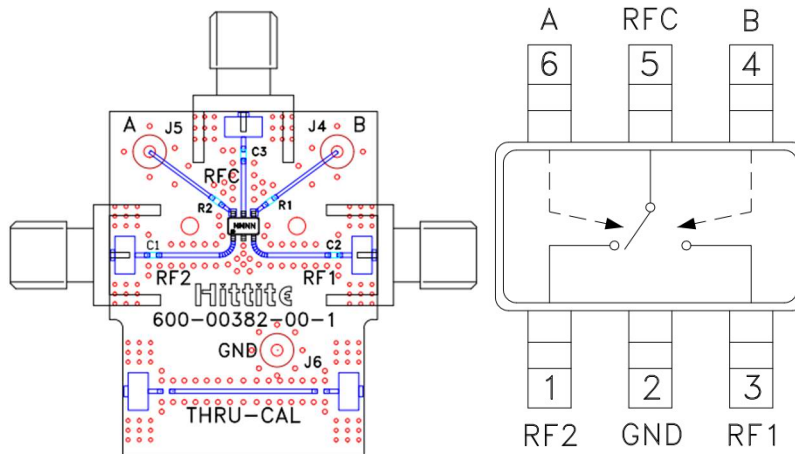


Figure 3.18 : Commutateur RF de type Hittite HMC545.

De type « Single Pole Dual Throw », ce commutateur présente trois ports de signaux : une entrée et deux sorties (qui sont référencées RF1 et RF2, et dans notre étude, respectivement placées en court-circuit et en circuit ouvert). Il a été placé sur un circuit imprimé séparé (figure 3.19-a), intégrant trois ports SMA qui permettent de connecter les deux charges et l'antenne du tag RT (figure 3.19). La commutation entre les deux charges est pilotée par un générateur d'onde basse fréquence (GBF) Tabor Electronics 8026 (figure 3.19-b) qui délivre signal carré

de 4 V crête-à-crête à la fréquence de 1 kHz. L'alimentation est réalisée par un générateur de tension continue EL302T (figure 3.19-c) en 4 V.

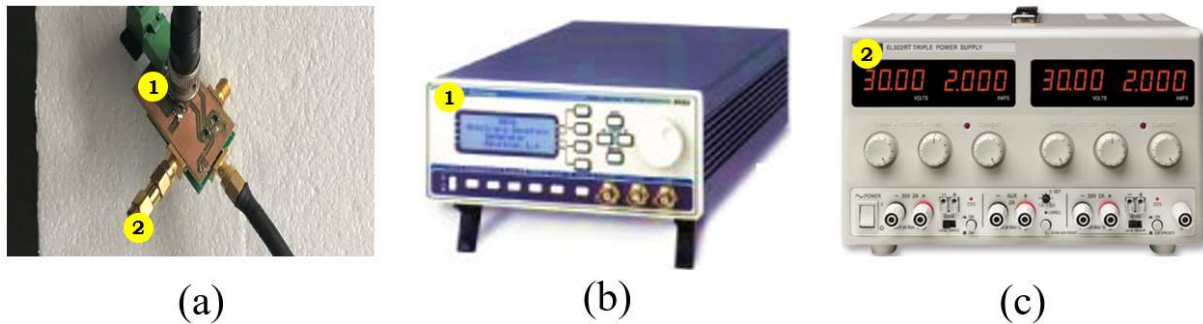


Figure 3.19 : Commutateur RF : (a) circuit imprimé avec ports SMA : le commutateur est piloté par le GBF (1) et alimenté par le générateur de tension (2) ; (b) GBF Tabor Electronics 8026 ; (c) Générateur de tension continue EL302T.

Pour conclure cette présentation du système T2T, la figure 3.20 montre une photographie de l'un des arrangements possibles des deux tags RT et LT. Ils sont placés sur un bloc en polystyrène qui est gradué de 0.1λ à λ avec un pas de 0.05λ . Dans cet exemple, les tags sont espacés d'une distance d et le tag RT translaté de 0.2λ .

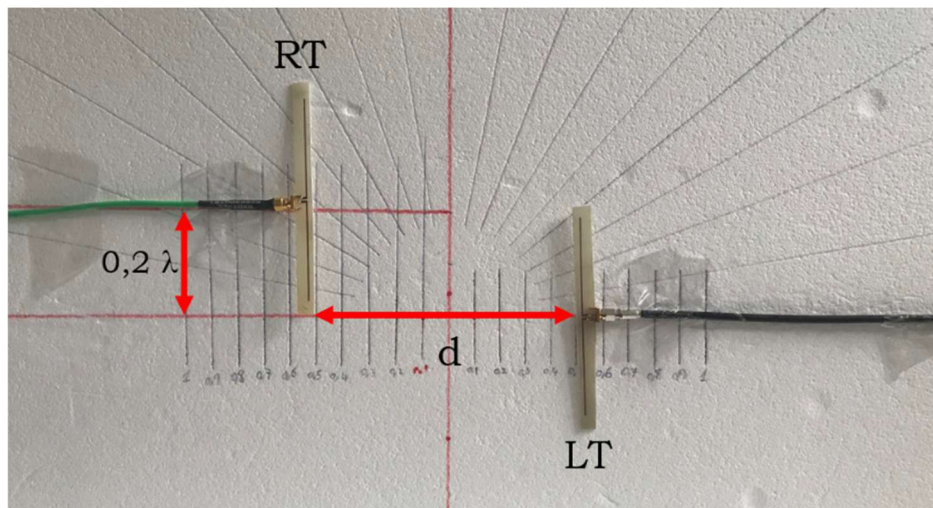


Figure 3.20 : Tags RT et LT disposés sur un plan, espacés de d et le tag RT translaté de 0.2λ .

3.4.4. Mesure de la profondeur de modulation

Ainsi, le banc de mesure mis en place permet de considérer l'ensemble des scénarios envisagés en simulation et de mesurer dans chaque cas la profondeur de modulation du signal modulé engendré lors de la communication entre tags. La résolution est la même que celle envisagée en simulation, à savoir : distance de séparation entre les tags réglable avec un pas de $0,1\lambda$; orientation de la source RF externe avec un pas de 10° .

La figure 3.21 donne un exemple du signal rétro-modulé obtenu sur l'oscilloscope, et duquel la profondeur de modulation sera déduite.

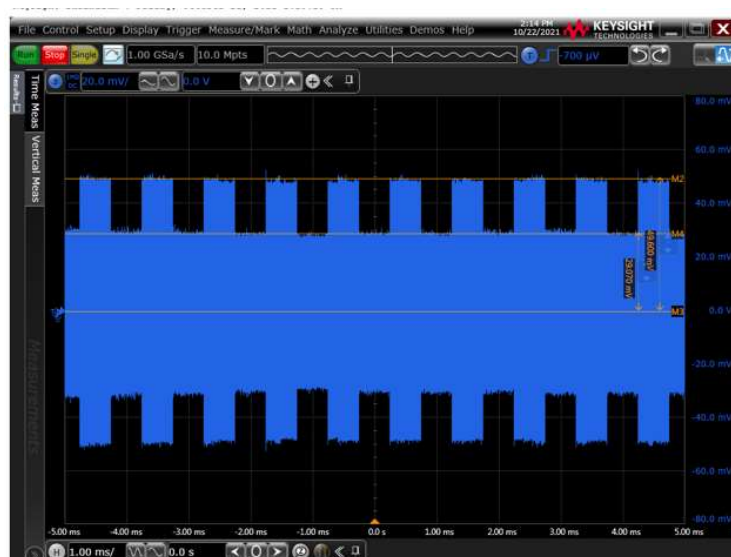


Figure 3.21 : Exemple du signal rétro-modulé mesuré aux bornes du tag LT.

Enfin, la figure 3.22 montre un aperçu global du banc de mesure.

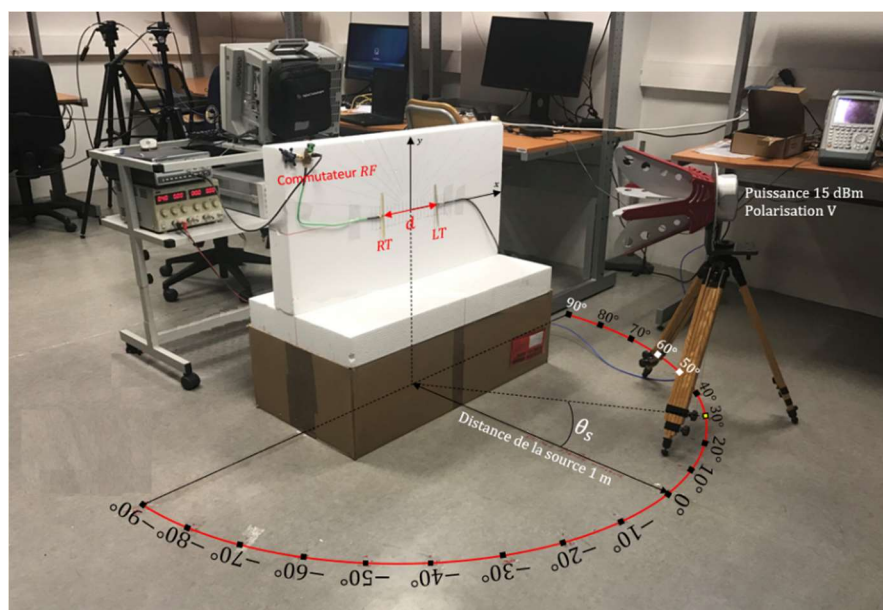


Figure 3.22 : Aperçu général du banc de mesure réalisé.

La figure 3.23 zoome sur la partie d'intérêt pour les deux dispositions des tags considérées expérimentalement : tag RT parallèle au tag LT (figure 3.23-a) ; tag RT décalé de $0,2\lambda$ (figure 3.23-b). La 3^{ème} configuration, intégrant une inclinaison du tag RT n'a pas été envisagée en pratique (faute de temps).

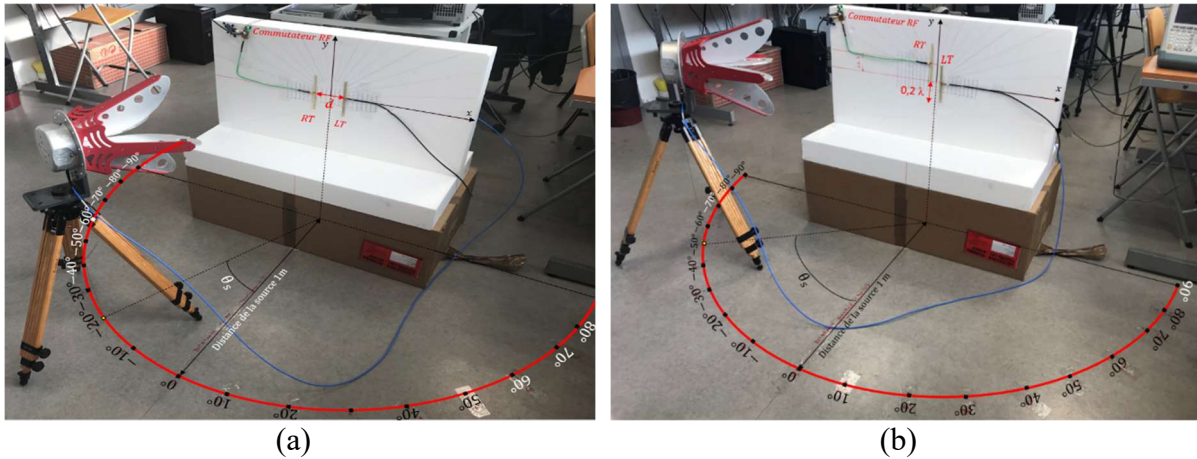


Figure 3.23 : Banc de mesure de la profondeur de modulation : (a) tag RT parallèle au tag LT ; (b) tag RT translaté de $0,2\lambda$.

3.4.5. Résultats de mesure : disposition parallèle des tags

Les figures 3.24 et 3.25 montrent respectivement la distribution de l'amplitude V_{ON} et V_{OFF} (mV) en fonction de la distance de séparation des tags d et de la position de la source RF θ_s . Comme attendu, ces deux amplitudes dépendent fortement de la position relative des tags ainsi que de la position de la source.

Les résultats indiquent que les amplitudes des deux états de modulation qui définissent la profondeur de modulation d'après l'équation (3.7), dépendent de la position relative des tags, de la position de la source.

De plus, d'après les résultats des figures 3.24 et 3.25, la différence entre les amplitudes des états de modulation est élevée lorsque la distance entre les tags est comprise de $d = [0.1 \lambda ; 0.5 \lambda]$ et la position de la source RF varie de $\theta_s = [-30^\circ ; 30^\circ]$.

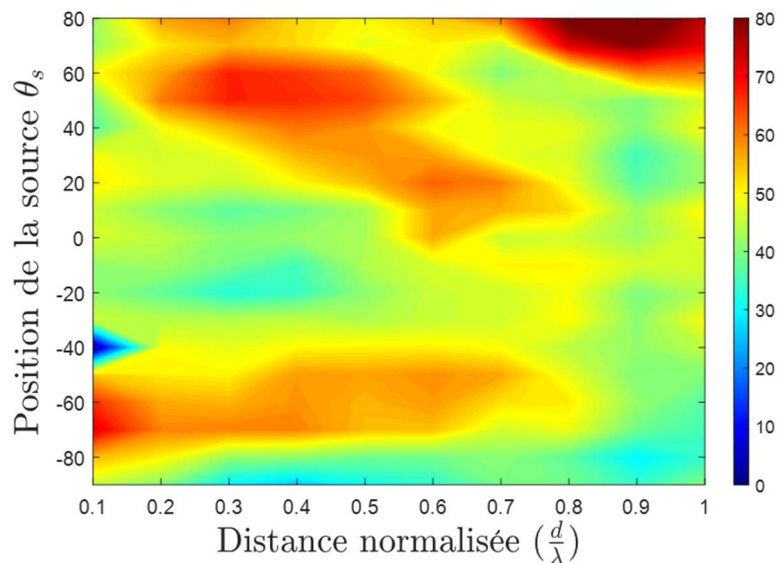


Figure 3.24 : Distribution de l'amplitude V_{ON} (mV) en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF θ_s .

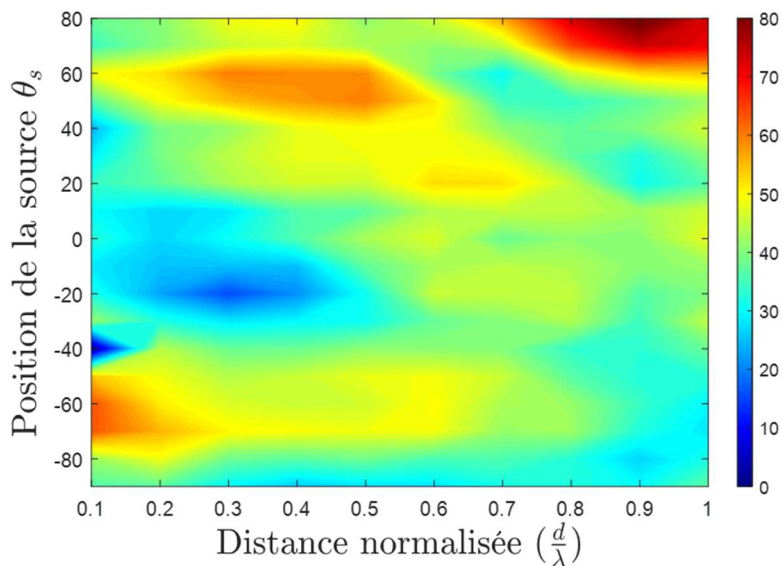


Figure 3.25 : Distribution de l'amplitude V_{OFF} (mV) en fonction de la distance normalisée $\frac{d}{\lambda}$ entre les tags et de la position de la source RF θ_s .

La figure 3.26, montre l'évolution de la profondeur de modulation dans le cas de l'arrangement parallèle des tags. La variation de la profondeur de modulation est en fonction de la distance de séparation entre les tags qui varie de 0.1λ à λ avec un pas de 0.1λ et aussi en fonction de la position de la source par rapport au plan des tags qui varie de -90° à 90° avec un pas de 30° .

La figure 3.27, montre la distribution de la profondeur de modulation dans le cas de l'arrangement parallèle des tags. La variation de la profondeur de modulation est en fonction de la distance de séparation entre les tags qui varie de 0.1λ à λ avec un pas de 0.1λ et aussi en fonction de la position de la source par rapport au plan des tags qui varie de -90° à 90° avec un pas de 10° .

Des figures 3.26 et 3.27, on remarque que pour $d = 0.3 \lambda$ et 0.4λ (environ 10.35 et 14 cm à 868 MHz respectivement), la profondeur de modulation la plus faible ($D = 0\%$) est obtenue lorsque la source RF est positionnée à $\theta_s = -90^\circ$. La profondeur de modulation peut alors être augmentée en modifiant l'orientation de la source par exemple en la plaçant à $\theta_s = -30^\circ$, le gain est de plus de 30%. Globalement, pour une distance de séparation comprise entre 0.1λ et 0.5λ la position de la source RF qui permet d'obtenir la meilleure profondeur de modulation (gain de 30%) est comprise entre $\theta_s = [40^\circ, -30^\circ[$. Pour une distance de séparation de λ (distance maximale considérée dans les scénarios envisagés), la profondeur de modulation est améliorée de 20% lorsque la position de la source passe de $\theta_s = 0^\circ$ à $\theta_s = -60^\circ$.

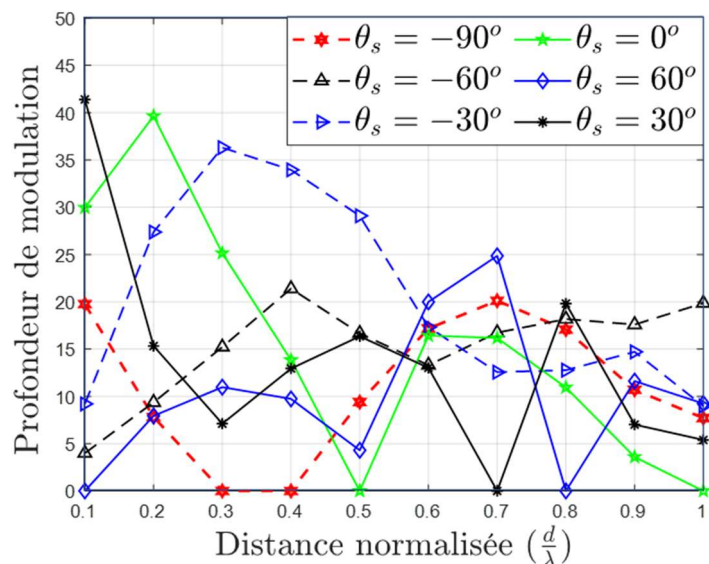


Figure 3.26 : Résultats de mesure de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT.

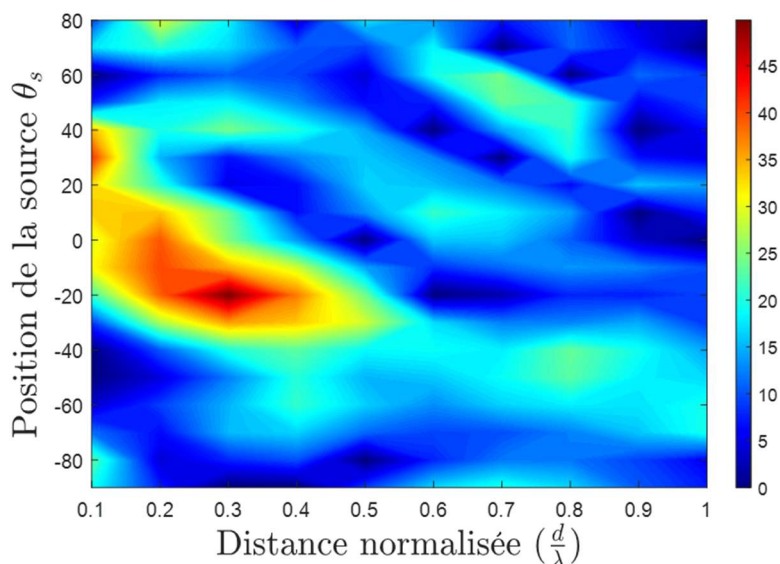


Figure 3.27 : Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT.

Sur la figure 3.28, une comparaison entre les résultats obtenus précédemment en simulation et les résultats de mesure peut être faite. Elle montre la distribution et l'évolution de la profondeur de modulation en fonction de la distance de séparation des tags et la position de la source.

Globalement les résultats obtenus en simulation et expérimentalement sont concordants : les différences observées s'expliquent du fait que les niveaux d'amplitudes mesurées aux bornes du tags LT sont faibles comparé à ceux simulés précédemment. Cela implique des niveaux de profondeur de modulation plus bas.

Il est à noter que pour les trois configurations du tag RT, et dans le cas de la mesure, les niveaux de la profondeur de modulation sont faibles pour les courtes distances de séparation comparé aux résultats de simulation. Cela est dû au fait que les impédances de commutation du commutateur RF ne sont pas un CC et un CO. En raison de la circuiterie attachée au commutateur RF, les impédances de modulation sont ramenées à des valeurs proches entre elles ($Z_{L,OFF} = 38.5 + j163.5 \Omega$ et $Z_{L,ON} = 4.4 + j9 \Omega$). Aussi, les mesures ont été effectués dans un environnement non anéchoïque contrairement à l'environnement de simulation considéré idéal.

Tableau 3.2 : Résumé comparatif entre la mesure et la simulation des positions de la source RF distance optimale en fonction de la distance de séparation des tags.

| θ_{opt} | 0.1λ | 0.2λ | 0.3λ | 0.4λ | 0.5λ | 0.6λ | 0.7λ | 0.8λ | 0.9λ | λ |
|----------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|-------------|
| Mesure | 30° | 0° | -30° | -30° | -30° | 60° | 60° | 30° | -60° | -60° |
| Simulation | 0° | -30° | -30° | -30° | -30° | 60° | 0° | 30° | -60° | -60° |
| Comparaison | \neq | \neq | $=$ | $=$ | $=$ | $=$ | \neq | $=$ | $=$ | $=$ |

Pour la configuration parallèle, la position de la source qui permet d'améliorer la profondeur de modulation en fonction de la distance de séparation entre les tags est presque similaire pour le cas mesure et simulation (zone $\theta_s = [-30^\circ, 20^\circ]$ et $d = [0.1 \lambda, 0.4 \lambda]$), excepté pour certaines distances de séparation ($0.1 \lambda, 0.2 \lambda, 0.7 \lambda$). Pour la distance 0.6λ et à cause des contraintes liée à l'espace de travail, la mesure de la profondeur de modulation pour $\theta_s = 90^\circ$ n'a pas été effectué. Toutefois, de la figure 3.6, à $d = 0.6 \lambda$, $\theta_s = 60^\circ$ est la deuxième meilleure position de la source pour la simulation et la mesure.

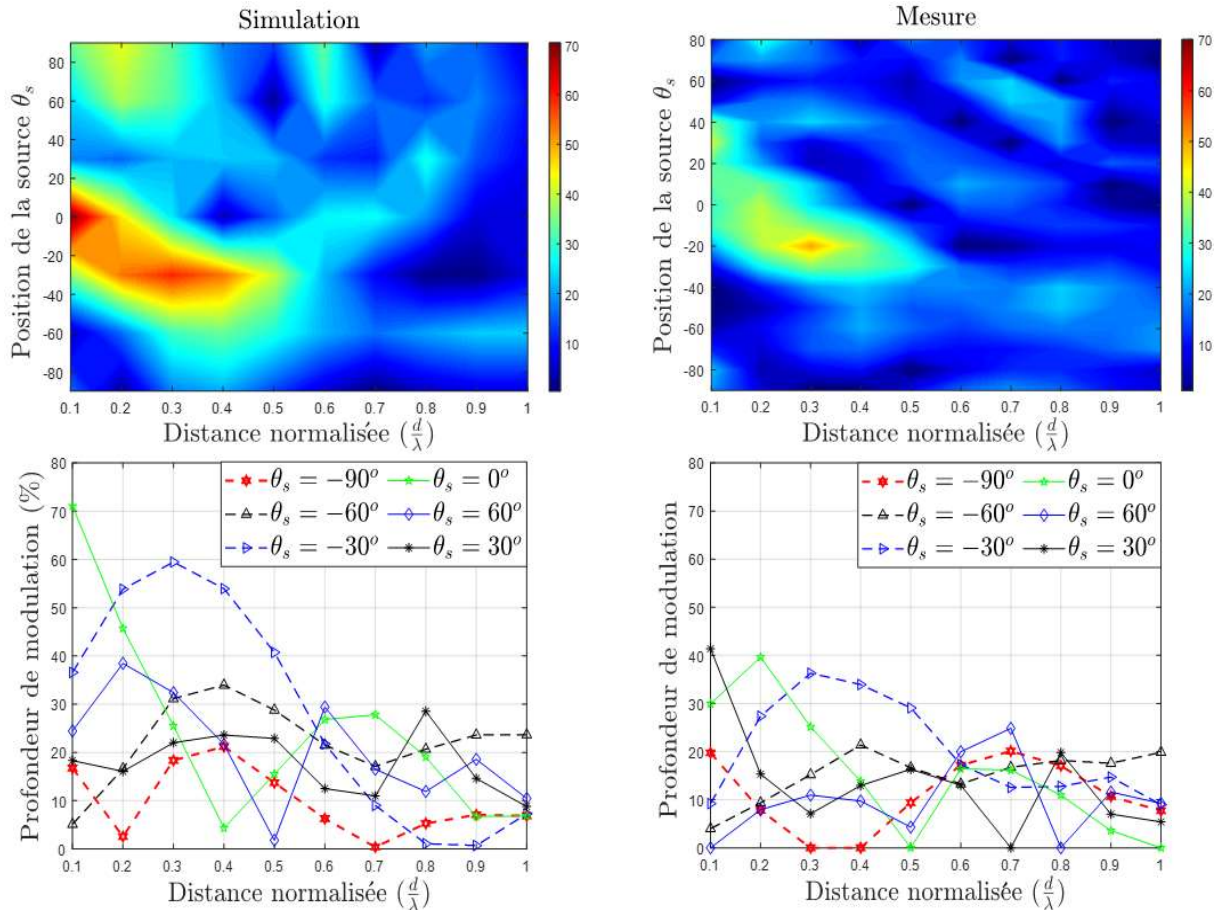


Figure 3.28 : Comparaison simulation-mesure pour la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT.

3.4.6. Résultats de mesure : disposition translatée du tag RT

Les figures 3.29 et 3.30 montrent respectivement la distribution de l'amplitude V_{ON} et V_{OFF} (mV) en fonction de la distance de séparation des tags d et de la position de la source RF θ_s . Comme attendu, ces deux amplitudes dépendent fortement de la position relative des tags ainsi que de la position de la source.

Les résultats indiquent le fait que les amplitudes des deux états de modulation qui définissent la profondeur de modulation d'après l'équation (3.7), dépendent de la position relative des tags, de la position de la source. De plus, en valeur absolue, les niveaux d'amplitudes des deux états sont bien plus faibles pour cette configuration en comparaison avec la configuration parallèle des tags (figure 3.24 et figure 3.25).

Aussi, d'après les résultats des figures 3.29 et 3.30, la différence entre les amplitudes des états de modulation est élevée dans certaines zones par exemple, lorsque la distance entre les tags est comprise de $d = [0.1 \lambda ; 0.4 \lambda]$ et la position de la source RF varie de $\theta_s = [80^\circ ; -20^\circ]$.

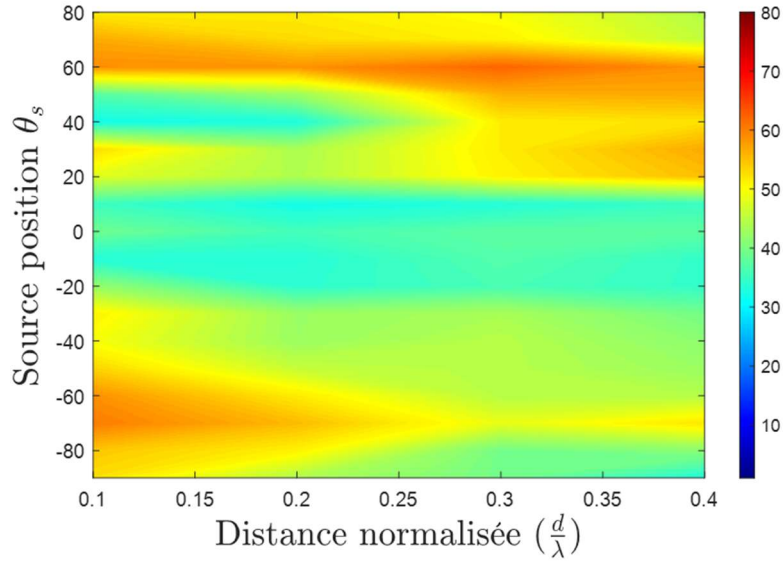


Figure 3.29 : Distribution de l'amplitude V_{ON} (mV) en fonction de la distance de séparation des tags d et de la position de la source RF θ_s lorsque le tag RT est translaté de $\theta_{RT} = 20^\circ$.

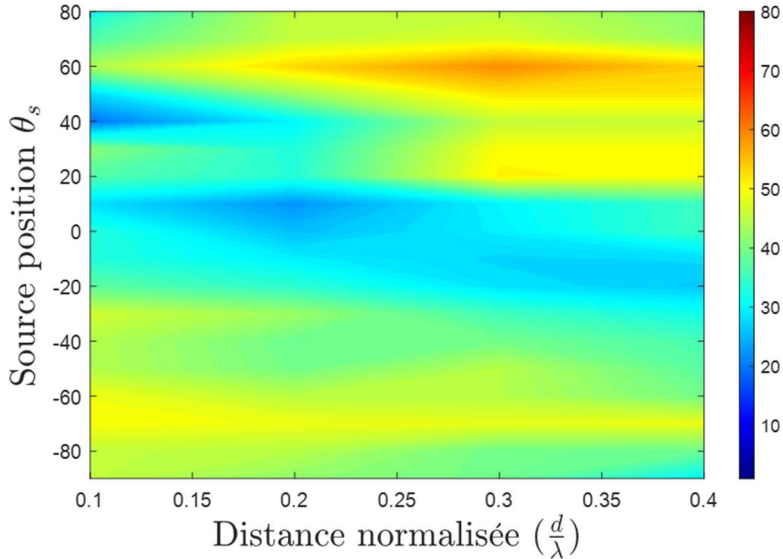


Figure 3.30 : Distribution de l'amplitude V_{OFF} (mV) en fonction de la distance de séparation des tags d et de la position de la source RF θ_s lorsque le tag RT est translaté de $\theta_{RT} = 20^\circ$.

La figure 3.31 et 3.32, montre respectivement l'évolution et la distribution de la profondeur de modulation dans le cas RT est translaté de 0.2λ . La variation de la profondeur de modulation est en fonction de la distance de séparation entre les tags qui varie de 0.1λ à λ avec un pas de 0.1λ et aussi en fonction de la position de la source par rapport au plan des tags qui varie de -90° à 90° avec un pas de 10° . De la figure 3.31 et 3.32, on remarque le fait que pour $d = 0.2 \lambda$ et 0.3λ (environ 6.9 et 10.35 cm à 868 MHz respectivement), la profondeur de modulation la plus faible ($D \approx 0\%$) est obtenue lorsque la source RF est positionnée à $\theta_s = [-20^\circ, -30^\circ]$ et $\theta_s = [-30^\circ, -90^\circ]$ respectivement (zone bleu foncé de la figure 3.31). La profondeur de modulation peut être alors augmentée en modifiant l'orientation de la source par exemple en la plaçant à $\theta_s = [20^\circ, 0^\circ]$, le gain est de plus de 25%. Globalement, pour une

distance de séparation de 0.4λ , la position de la source RF qui permet d'obtenir la meilleure profondeur de modulation (gain de 25%) est de $\theta_s = -30^\circ$.

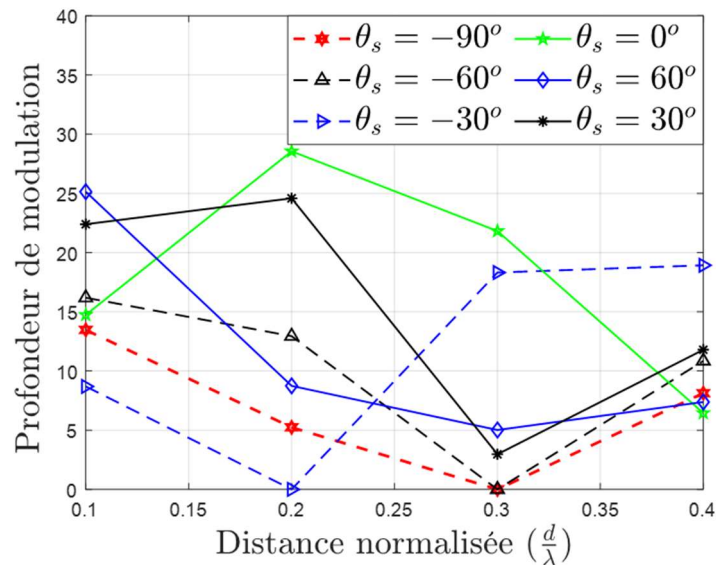


Figure 3.31 : Résultats de mesure de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est translaté de $\theta_{RT} = 20^\circ$.

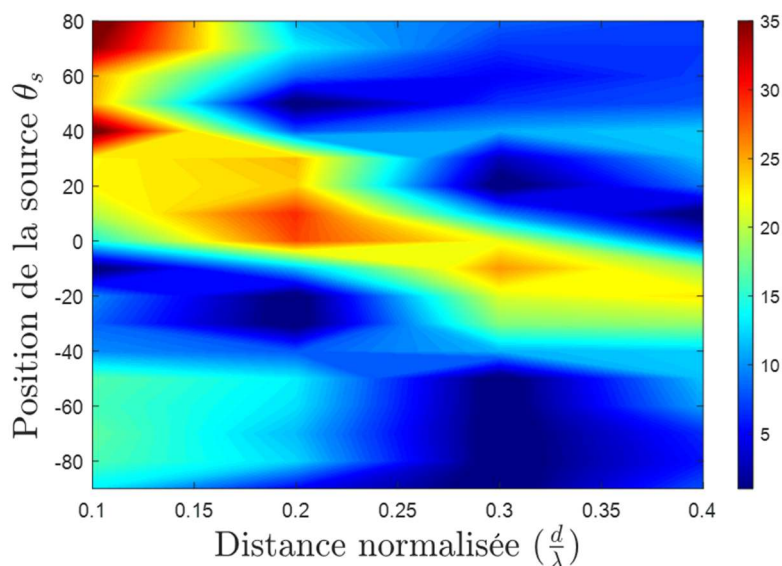


Figure 3.32 : Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT.

La figure 3.33 compare les résultats obtenus précédemment en simulation avec les résultats de mesure. Elle montre la distribution et l'évolution de la profondeur de modulation en fonction de la distance de séparation des tags et la position de la source.

Globalement les résultats obtenus en simulation et expérimentalement sont concordants : les différences observées s'expliquent du fait que les niveaux d'amplitudes mesurées aux bornes du tags LT sont faibles comparé à ceux simulés et en raison de la

circuiterie attachée au commutateur RF, les impédances de commutation ne sont pas un CC et un CO. Cela implique des niveaux de profondeur de modulation plus bas. Pour la configuration traduite, la position de la source qui permet aussi d'améliorer la profondeur de modulation θ_{opt} en fonction de la distance de séparation entre les tags est presque similaire pour le cas mesure et simulation, excepté pour la distance de séparation de 0.3λ .

Tableau 3.3 : Résumé comparatif entre la mesure et la simulation des positions de la source RF distance optimale en fonction de la distance de séparation des tags.

| θ_{opt} | 0.1λ | 0.2λ | 0.3λ | 0.4λ |
|----------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| Mesure | 60° | 0° | 0° | -30° |
| Simulation | 60° | 0° | -30° | -30° |
| Comparaison | = | = | \neq | = |

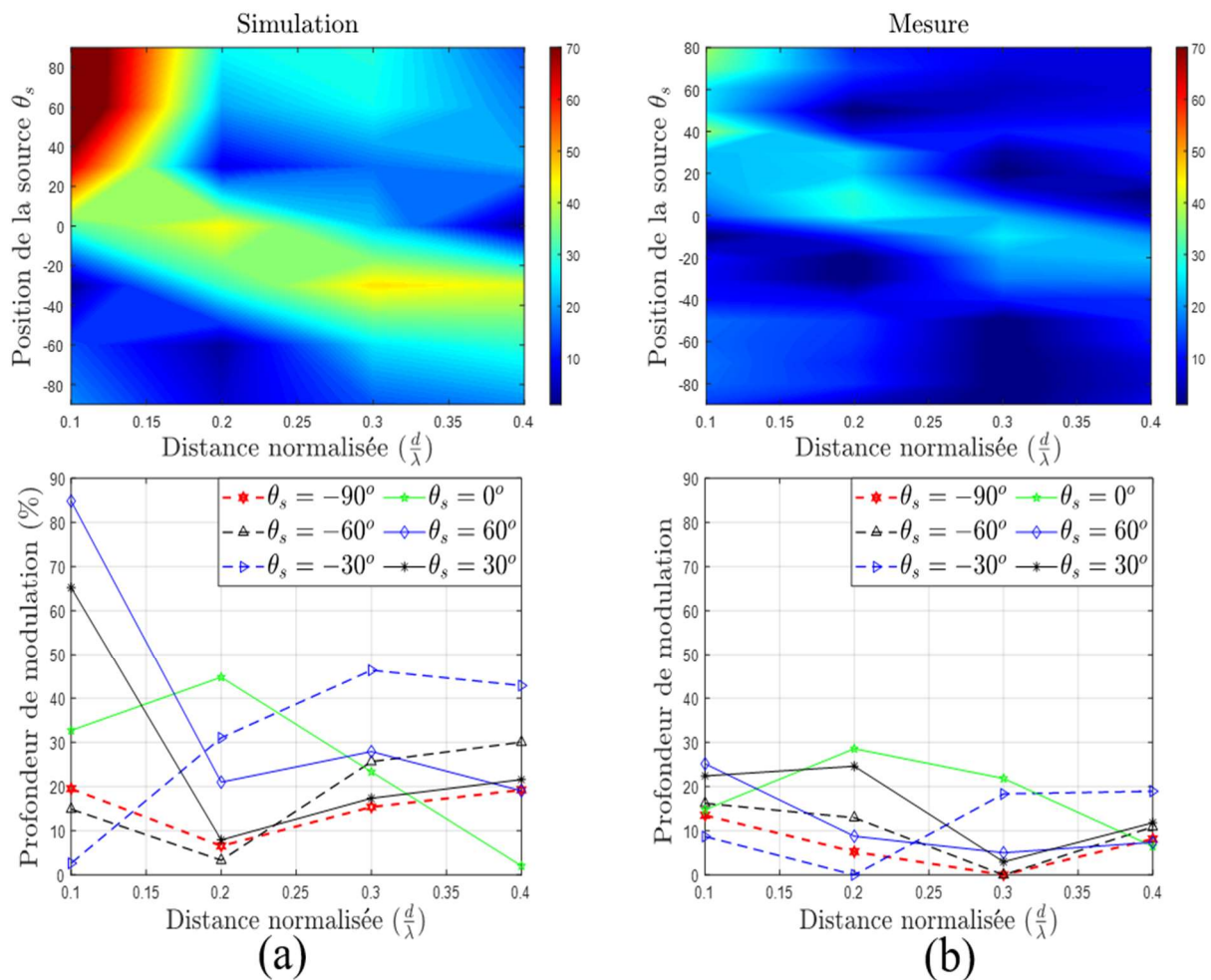


Figure 3.33 : Distribution de la profondeur de modulation D en fonction de la distance normalisée d entre les tags et de la position de la source RF distante θ_s lorsque RT est parallèle à LT.

3.5. Bilan de l'étude expérimentale

Cet ensemble de résultats (figures 3.24-3.33) confirme à nouveau le fait que la profondeur de modulation qui est en fonction de l'impédance d'entrée du tag LT et le gain en

champ lointain, et est maximisée lorsque les tags ont un arrangement parallèle. Quand la distance entre les tags augmente (quel que soit l'arrangement présenté dans cette étude), l'impédance mutuel entre les deux tags tend à diminuer, et en conséquence, la profondeur de modulation est de plus en plus déterminée par le gain du système T2T et implicitement la position de la source.

Les résultats obtenus en simulation et expérimentalement sont concordants et le comportement d'un système T2T face aux variations des paramètres tel que la distance de séparation entre les tags ou la position de la source est validé par des résultats de mesures.

3.6. Conclusion

Ce chapitre a étudié l'impact de la position relative entre les tags (et donc leur couplage mutuel), et l'orientation de la source RF externe, sur les performances de communication. La profondeur de modulation, qui peut être considérée comme une métrique d'évaluation des systèmes T2T, est fortement impactée par trois paramètres principaux : les impédances de commutation ; la configuration géométrique constituée par les deux antennes tag formant le système T2T ; ainsi que la position de la source externe. La profondeur de modulation étant très sensible à ces trois paramètres, qui sont plus ou moins directement liés, il est très difficile de prédire la qualité de la communication pour une configuration donnée.

Cette étude montre que les systèmes T2T présentent des performances instables selon les configurations considérées, ce qui est un facteur limitant en pratique. Les applications futures devront nécessairement tenir compte de ces aspects. Cependant, dans [3], un démodulateur optimisé est proposé pour fonctionner avec une profondeur de modulation proche de 20%. Le déploiement des systèmes T2T nécessitera certainement de telles approches et de nouvelles avancées pour les récepteurs passifs.

En conséquence, à partir d'un ensemble assez exhaustif de scénarios considérés, les résultats présentés dans ce chapitre permet d'illustrer et d'expliquer les interactions de ces paramètres et leur impact sur la profondeur de modulation. Dans le chapitre suivant, une étude similaire sera faite en ayant le TER comme métrique d'évaluation de la qualité de la communication. Dans ce cas, le système T2T sera considéré de manière plus large en incluant dans l'étude la partie démodulateur du tag LT.

La méthodologie présentée à travers ce chapitre mais aussi à travers les chapitres précédents permet de quantifier précisément la profondeur de modulation (et donc la performance du système T2T) pour tout type de configuration. Les résultats présentés complètent cette démonstration en envisageant, dans le cas de tags alignés ou translaté, l'impact de la position de la source RF distante. Ici aussi, on observe d'importantes fluctuations de la profondeur de modulation en fonction du scénario envisagé. En particulier, pour une configuration géométrique donnée des deux tags, une orientation adaptée de la source RF distante permet d'optimiser la profondeur de modulation ; et à l'inverse, pour une source RF distante donnée, il est possible de choisir une configuration géométrique adaptée qui maximise la profondeur de modulation.

Références

- [1] P. V. Nikitin, S. Ramamurthy, R. Martinez and K. V. S. Rao, "Passive tag-to-tag communication," 2012 IEEE International Conference on RFID (RFID), 2012, pp. 177–184, doi: 10.1109/RFID.2012.6193048.
- [2] G. Marrocco and S. Caizzone, "Electromagnetic models for passive tag-to-tag communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 11, pp. 5381–5389, Nov. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2208087.
- [3] Z. Liu, C. Zhang, Y. Li, Z. Wang and Z. Wang, "A novel demodulator for low modulation index RF signal in passive UHF RFID tag," 2009 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2009, pp. 2109–2112, doi: 10.1109/ISCAS.2009.5118211.

Chapitre IV

Evaluation des performances T2T à travers l'étude du TEB

Afin d'élargir l'étude proposée et surtout afin d'étudier le système T2T dans sa globalité, nous avons exploité la modélisation du couplage électromagnétique (EM) entre les antennes obtenue dans les chapitres précédents auquel nous avons rajouté une modélisation de la chaîne de transmission RF entre les deux tags. L'objectif a été de déterminer la qualité de la communication et le critère de performance choisi est a été le TEB (Taux d'Erreur Binaires) qui est une métrique bien connue dans le domaine des communications numériques [1]. Nous avons confirmé le fait que ce paramètre dépend de la profondeur de modulation mais aussi du type de récepteur radio utilisé. L'intérêt de cette approche est de tenir compte aussi bien des phénomènes électromagnétiques, des aspects circuit/système RF mais aussi des aspects liées télécommunications/traitement de signal (le type de modulation choisi pour cette étude est celui qui est largement employé dans les communications RFID UHF) et par conséquent d'avoir une méthodologie globale permettant d'évaluer la performance des communications T2T en termes de TEB.

En termes d'outils, la qualité de la communication entre les tags est évaluée en combinant deux types de simulations distinctes : une simulation EM réalisée avec CST Microwave Studio et une simulation au niveau système réalisée avec Advanced Design System (ADS) de Keysight. Comme évoqué dans les chapitres précédents, nous considérons les antennes des tags comme un réseau de deux éléments rayonnants couplés entre eux (voir figure 4.1) et le comportement de ce réseau est analysé à travers la simulation électromagnétique. Dans un deuxième temps, les résultats obtenus pour différentes configurations (gain du réseau d'antennes et impédance d'entrée au niveau du tag LT) sont utilisés dans une simulation système dans laquelle les paramètres du récepteur RF côté tag LT sont détaillés (figure 4.1). De plus, le type de source RF distante et le bruit inhérent à la transmission de données est modélisé dans cette simulation système, le résultat final étant d'avoir une estimation la plus réaliste possible du TEB en présence d'un bruit blanc gaussien.

En parallèle, connaissant le type de modulation (ASK-2) ainsi que le type de démodulateur employé (cohérent ou non-cohérent), la formule théorique de la probabilité d'erreur binaire spécifique à ces deux types de démodulation a été adaptée en tenant compte de la profondeur de modulation. A son tour, la profondeur de modulation dépend de la désadaptation d'impédance au niveau du tag LT mais aussi des valeurs du gain en champ lointain du réseau de deux antennes attachées aux deux tags.

Afin de valider le simulateur système, une confrontation entre les résultats théoriques et ceux issus des simulations a été faite. Cette confrontation a montré une bonne concordance entre ces résultats.

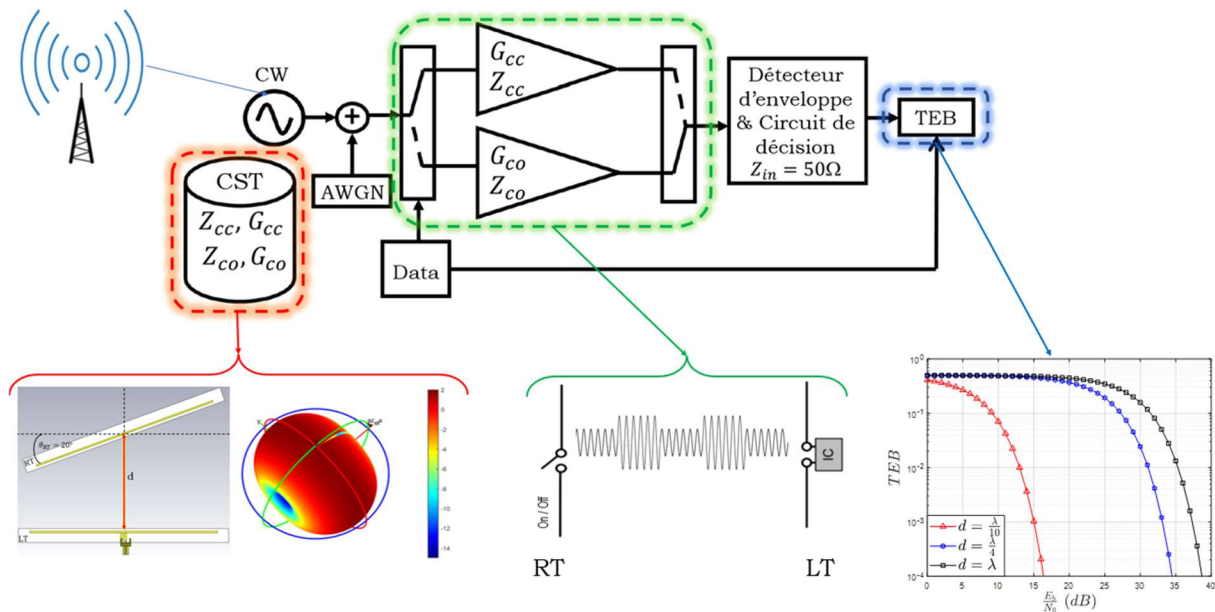


Figure 4.1 : Schéma synoptique d'une simulation T2T au niveau système [1].

La figure 4.1, présente le schéma synoptique du simulateur système. Dans ce simulateur, nous avons considéré que la source distante délivre un signal sinusoïdal à une fréquence de 868 MHz (CW – continuous wave). Le niveau du signal délivré par cette source est -50 dBm ce qui traduit le fait que la condition de champ lointain entre la source et les deux tags est respectée. De plus, afin de s'approcher le plus possible des performances d'un récepteur réaliste, le niveau de puissance de la source RF correspond au seuil de détection d'un récepteur RF réalisé à base des diodes Schottky. Nous supposons également le fait que la communication subit un bruit blanc gaussien additif (AWGN).

La commutation entre les deux états CC et CO au niveau du tag RT et sa conséquence à l'entrée du tag LT (se modélise à l'aide d'un commutateur RF à deux états). Ce dernier est commandé par une suite aléatoire de données binaires qui correspond à l'information transmise par le tag RT à destination du tag LT. Deux blocs fonctionnels qui rajoutent un certain gain $G_{ON/OFF}$ et qui ont des impédances de sortie $Z_{ON/OFF}$ respectivement, modélisent les phénomènes EM du couplage entre les antennes. A la sortie de ces deux blocs (mis en commun à l'aide d'un sommateur RF) un signal RF modulé en amplitude (2-ASK – Amplitude Shift Keying plus précisément) est créé. Ce signal correspond au signal reçu par le tag LT et qui porte l'information transmise par le tag RT. La partie RF du récepteur coté du tag LT peut contenir un démodulateur cohérent (génération locale d'une réplique du signal porteur) ou non-cohérent. Après le démodulateur, un échantillonneur suivi par un bloc de décision (comparateur) rend les valeurs binaires reçues par le tag LT qui sont par la suite comparées avec les valeurs binaires transmises par le tag RT. Le résultat de la comparaison est donné sous la forme du TEB pour différentes valeurs du ration $\frac{E_b}{N_0}$ (énergie par bit divisée par la densité spectrale de puissance du bruit). Le simulateur gère le nombre de valeurs binaires transmises entre les deux tags de façon à ce que les différentes valeurs de TEB soient calculées avec une certaine variance limite.

4.1. Probabilité d'erreur binaire d'une communication T2T à base de la modulation ASK

4.1.1. Modulation 2-ASK

Dans le cas général de la modulation d'amplitude (2-ASK) et en faisant abstraction du codage de ligne, l'amplitude du signal modulé aura deux niveaux possibles. Ces deux niveaux deux valeurs binaires à transmettre. Dans notre cas, nous supposons que le nombre de valeurs binaire "0" et le nombre de valeurs binaires "1" dans une transmission sont égaux ce qui se traduit par le fait que la probabilité d'apparition des deux valeurs binaires est égale et de 0.5. Les valeurs binaires durent T_s secondes chacun et l'évolution dans le temps du signal modulé s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} s_{ON}(t) = V_{ON} \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi) \\ s_{OFF}(t) = V_{OFF} \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi) \end{cases} \quad (4.1)$$

Où V_{ON} l'amplitude qui correspond à la valeur binaire de '1' et V_{OFF} l'amplitude du signal qui correspond à la transmission d'une valeur binaire '0'. Dans cette équation (4.1), f_0 est la fréquence de la porteuse et ϕ la phase du signal $s_{ON/OFF}(t)$.

Deux exemples des signaux modulés 2-ASK sont représentés sur la figure 4.2. Sur la figure (a), un cas particulier de la modulation 2-ASK, à savoir un signal OOK (On-Off Keying) est représenté et sur la figure de droite. La particularité ici est que la valeur binaire '0' est représentée par l'absence du signal porteur. Sur la figure de droite (b), un signal 2-ASK quelconque est représenté.

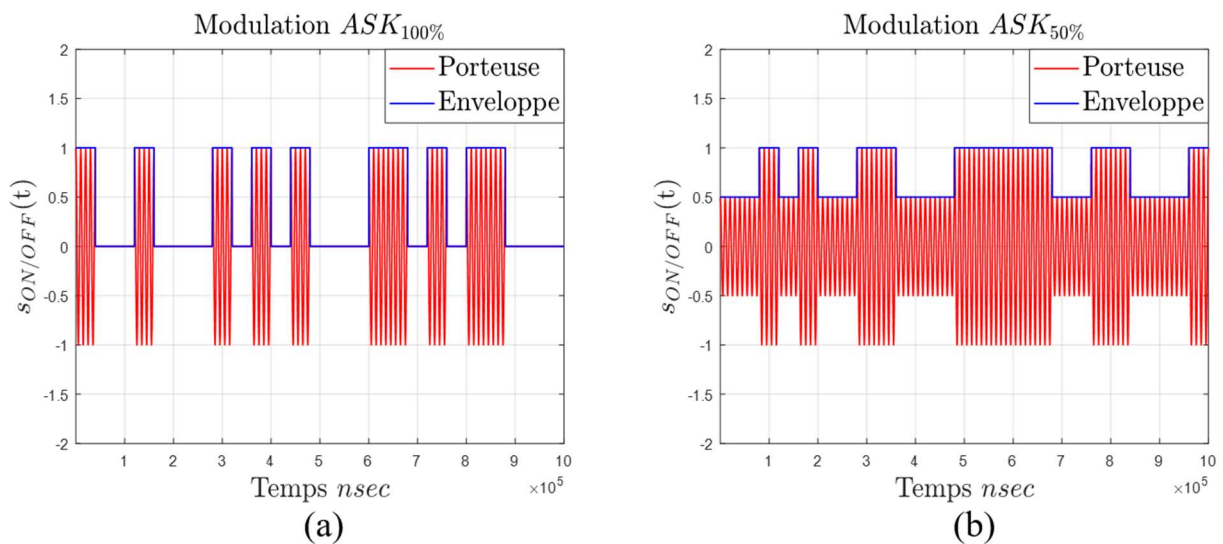


Figure 4.2 : Exemples de formes d'onde des signaux 2-ASK (a) avec une profondeur de modulation de 100% (cas particulier d'une modulation OOK) et (b) avec une profondeur de modulation de 50%.

4.1.2. Energie moyenne par bit E_b

Rappelons que nous nous intéressons au TEB en fonction du ratio $\frac{E_b}{N_0}$ comme l'une des mesures de performance de la communication T2T. Afin de déterminer l'expression

analytique de cette probabilité d'erreur, par la suite, l'énergie moyenne dépensée pour transmettre une valeur binaire, $E_{0/1}$, est calculée par la formules suivante :

$$\begin{aligned}
 E_{0/1} &= \int_0^{T_s} s_{ON/OFF}^2(t) dt = V_{ON/OFF}^2 \int_0^{T_s} \cos^2(2\pi f_0 t + \phi) dt \\
 &= \frac{V_{ON/OFF}^2}{2} \int_0^{T_s} [1 + \cos(4\pi f_0 t + 2\phi)] dt \\
 &\approx \frac{V_{ON/OFF}^2}{2} T_s
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

L'énergie moyenne par bit est donnée comme suit :

$$E_b = \frac{T_s}{4} (V_{ON}^2 + V_{OFF}^2) \tag{4.3}$$

En remplaçant l'équation (3.4) dans (4.3) on obtient :

$$E_b = \frac{T_s}{4} [(V_{in} \cdot G_{ON} \cdot \Gamma_{ON})^2 + (V_{in} \cdot G_{OFF} \cdot \Gamma_{OFF})^2] \tag{4.4}$$

Avec :

$$G_{ON/OFF} = \sqrt{G_{p,ON/OFF}} \sqrt{\frac{\text{Re}\{Z_0\}}{\text{Re}\{Z_{in,ON/OFF}\}}} \tag{4.5}$$

Les gains en champ lointain du réseau formé par les deux antennes dans les deux cas possibles (l'antenne du tag RT commute sur un court-circuit ou sur un circuit-ouvert).

$$\Gamma_{ON/OFF} = \left| 1 - \left(\frac{Z_{in,ON/OFF} - Z_0}{Z_{in,ON/OFF} + Z_0} \right) \right| \tag{4.6}$$

Les deux coefficients de réflexion à l'interface entre l'antenne du tag LT et l'entrée du récepteur associé dans le cas où le tag RT commute sur les deux charges.

Par exemple, prenons le cas d'une transmission 2-ASK caractérisée par une profondeur de modulation de 100% (ce cas est illustré sur la figure 4.2-a). L'énergie nécessaire pour transmettre les deux valeurs binaires ainsi que l'énergie moyenne par bit peut être calculée comme suit :

$$D = 100\% \Rightarrow \begin{cases} E_0 = 0 \\ E_1 = \frac{V_{ON}^2}{4} T_s \\ E_b = E_1 T_s \end{cases} \tag{4.7}$$

Dans le cas d'une modulation 2-ASK caractérisée par une profondeur de modulation de 50%, l'énergie nécessaire pour transmettre les deux valeurs binaires ainsi que l'énergie moyenne par bit sont données par :

$$D = 50\% \Rightarrow \begin{cases} E_0 = \frac{1}{2} \frac{V_{ON}^2}{4} T_s \\ E_1 = \frac{V_{ON}^2}{4} T_s \\ E_b = \frac{5V_{ON}^2}{16} T_s \end{cases} \quad (4.8)$$

Il peut être remarqué le fait que l'énergie moyenne par bit dans le cas d'une profondeur de modulation de 50% est plus élevée que dans le cas d'une profondeur de modulation à 100%. Nous verrons plus tard que plus la profondeur de modulation diminue plus il sera facile de faire des erreurs dans la prise de décision sur quelle valeur binaire a été transmise, réduisant ainsi les performances de notre système en termes de TEB.

4.1.3. Schéma de constellation d'un signal ASK

En général, quand un système de communication basé sur un schéma de modulation quelconque (par exemple, M-QAM) transmet l'un des M symboles $s_i(t)$ de durée T_s , il est possible de décomposer ces signaux en un espace vectoriel de dimension $N (\leq M)$ couvert par N fonctions de base $\varphi_j(t)$. Cette décomposition s'écrit comme suit [2]:

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij}(t) \varphi_j(t) \quad (4.9)$$

Où
$$s_{ij} = \int_0^{T_s} s_i(t) \varphi_j(t) dt \quad (4.10)$$

La représentation de tous les M symboles d'émission possibles dans un espace à N dimensions est appelée la constellation des signaux du schéma de modulation. Généralement, l'espace utilisé est le plan complexe IQ (I-inphase, Q-quadrature), les schémas de modulation binaire (deux états de modulation) comme celle utilisée ici (2-ASK) sont unidimensionnels. A partir de (4.1), on voit que les signaux ne dépendent que de $\cos(2\pi f_0 t)$, donc il y a une variation des états qui correspondent à cette modulation uniquement suivant l'ordonnée d'un plan complexe (I-Q).

À partir de l'équation (4.4) on obtient analytiquement les signaux associés aux schémas de modulation 2-ASK :

$$V_{in} = \sqrt{\frac{4E_b}{T_s(G_{ON} \cdot \Gamma_{ON} + G_{OFF} \cdot \Gamma_{OFF})}} \quad (4.11)$$

$$s_{ON}(t) = \sqrt{\frac{4E_b}{T_s(G_{ON} \cdot \Gamma_{ON} + G_{OFF} \cdot \Gamma_{OFF})}} \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (4.12)$$

$$s_{OFF}(t) = T \cdot \sqrt{\frac{4E_b}{T_s(G_{ON} \cdot \Gamma_{ON} + G_{OFF} \cdot \Gamma_{OFF})}} \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (4.13)$$

En posant comme fonction de base :

$$\varphi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (4.14)$$

On obtient :

$$s_{ON}(t) = \sqrt{\frac{4E_b}{(G_{ON} \cdot \Gamma_{ON} + G_{OFF} \cdot \Gamma_{OFF})}} \cdot \varphi(t) \quad (4.15)$$

$$s_{OFF}(t) = T \cdot \sqrt{\frac{4E_b}{(G_{ON} \cdot \Gamma_{ON} + G_{OFF} \cdot \Gamma_{OFF})}} \cdot \varphi(t) \quad (4.16)$$

Où T est le taux de modulation défini dans l'équation (3.2).

$$T = \frac{V_{OFF}}{V_{ON}}$$

Soit d_c la distance entre les deux symboles sur le schéma de constellation $\varphi(t)$. La représentation des signaux $s_{ON}(t)$ et $s_{OFF}(t)$ le long de l'axe $\varphi(t)$ pour différentes profondeurs de modulation est représenté dans le tableau 4.1. Dans ce tableau, on note :

$$\beta = (G_{ON} \cdot \Gamma_{ON} + G_{OFF} \cdot \Gamma_{OFF}) \quad (4.17)$$

Tableau 4.1 : L'évolution dans le temps et les constellations des états de modulation 2-ASK en fonction de la profondeur de modulation.

| Profondeur de Modulation (D) | Signal $s_{ON}(t)$ et $s_{OFF}(t)$ | Schéma de constellation |
|----------------------------------|---|-------------------------|
| 100% | $s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ $s_0(t) = 0$ | |
| 80% | $s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ $s_0(t) = \frac{1}{5} \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ | |
| 60% | $s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ $s_0(t) = \frac{2}{5} \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ | |
| 40% | $s_1(t) = \sqrt{\frac{E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ $s_0(t) = \frac{3}{5} \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ | |
| 20% | $s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$ | |

$$s_0(t) = \frac{4}{5} \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot \varphi(t)$$

Le tableau 4.1 montre les schémas de constellation d'une modulation 2-ASK pour différentes profondeurs de modulation. Plus la profondeur de modulation diminue, plus la distance d_c entre les deux signaux sur le schéma de constellation diminue. Par conséquent, le système est susceptible de faire des erreurs en réception et les performances du système T2T en termes de TEB sont réduites.

Nous venons de décrire analytiquement les signaux associés aux schémas de modulation 2-ASK, plus précisément les symboles associés aux deux valeurs binaires à transmettre. Nous avons également décrit qualitativement comment le signal 2-ASK est généré au niveau de l'émetteur. Par la suite, nous considérerons une approche similaire pour comprendre la réception et la démodulation du signal (2-ASK). Nous considérerons ces aspects au niveau bloc fonctionnel, sans détailler les aspects circuit électronique.

4.2. Démodulation d'un signal 2-ASK

Le signal en bande de base peut être récupéré au niveau du récepteur en utilisant une détection d'enveloppe : l'information transmise se trouve dans l'enveloppe du signal réceptionné, donc la réception peut être faite avec un simple circuit redresseur. Le signal en bande de base peut être également récupéré en utilisant une démodulation cohérente. Cela implique la transposition du signal en bande de base par une multiplication avec la porteuse générée localement (niveau du récepteur).

Comme nous le verrons plus loin, la détection d'enveloppe aussi appelé détection non-cohérente est assez peu performant en termes de TEB. Cependant, ce récepteur est idéal pour réaliser un système T2T à faible consommation en énergie vu que le détecteur d'enveloppe peut être réalisé avec un circuit passif.

En première approche, nous faisant abstraction de toutes les perturbations que le canal de communication entre les deux antennes est susceptible d'introduire et en plus de tous les effets non linéaires qui pourront apparaître, nous supposons que le signal traité par le récepteur est dégradé uniquement par un bruit AWGN avec une densité spectrale de puissance bilatérale de valeur $\frac{N_0}{2}$, voir figure 4.3 [1].

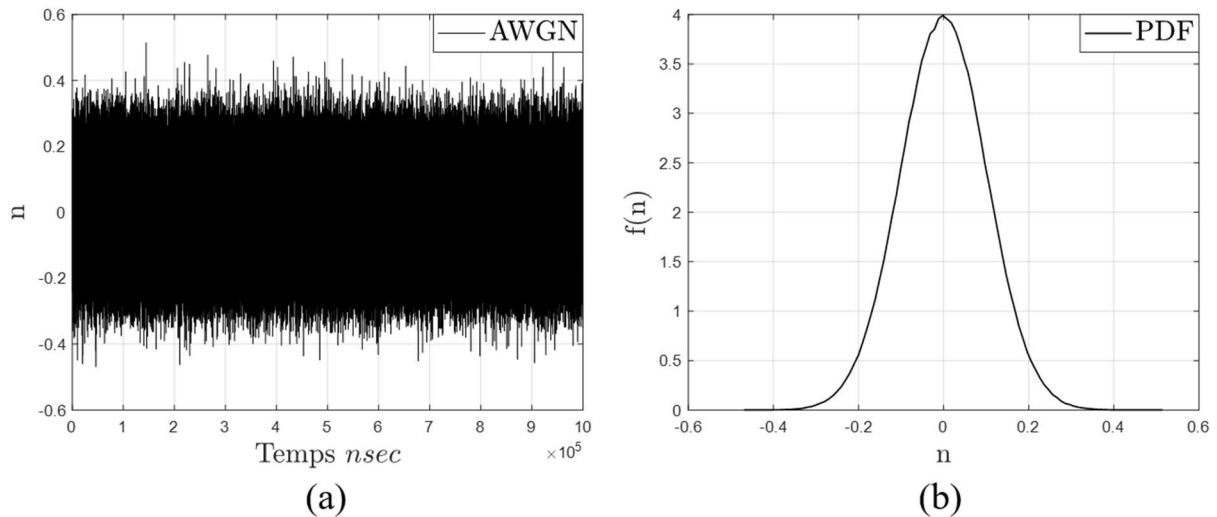


Figure 4.3 : Pour rappel, (a) le signal du bruit $n(t)$ et (b) sa densité de probabilité normalisée.

Si le signal émis est $s_{ON/OFF}(t)$, alors le signal reçu peut s'écrire :

$$r(t) = s_{ON/OFF}(t) + n(t), 0 \leq t \leq T_s \quad (4.18)$$

Le but du récepteur est de déterminer $s_{ON/OFF}(t)$ transmis à partir de $r(t)$ reçu. Cependant, $r(t)$ est corrompu par le bruit et il est possible que le récepteur détermine parfois que le signal transmis était $s_{OFF}(t)$ lorsque $s_{ON}(t)$ a effectivement été transmis. Nous appelons ce résultat une erreur de réception. Comme les statistiques du bruit blanc gaussien sont connues, une valeur analytique de la probabilité de faire des erreurs au niveau du récepteur peut être calculée.

A titre d'illustration, considérons l'exemple d'un signal 2-ASK avec une profondeur de modulation de 100% noté : $ASK_{100\%}$, l'impact du bruit sur ce signal est illustré sur la figure 4.4.

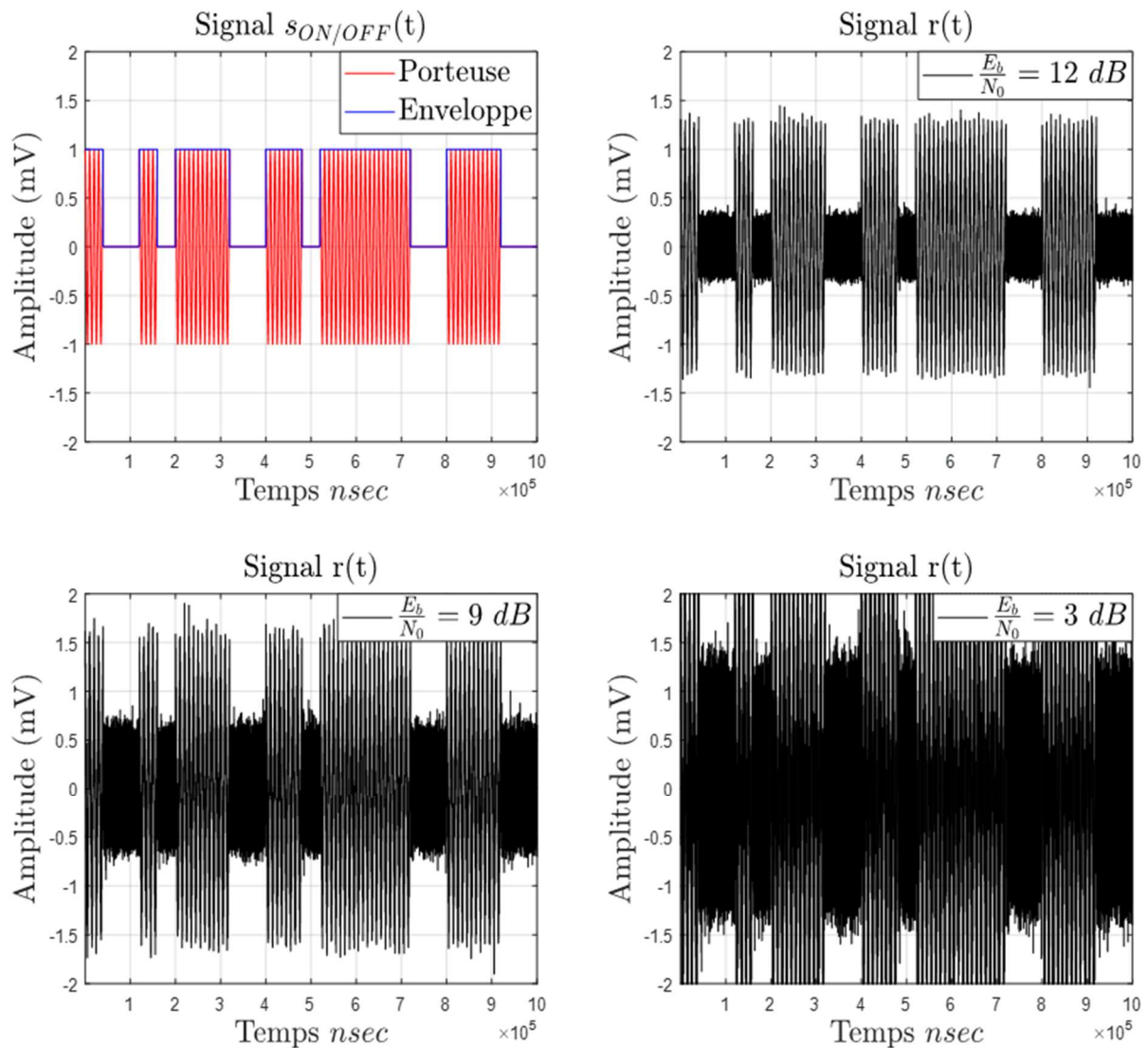


Figure 4.4 : Signal $s_{ON/OFF}(t)$ modulé en $ASK_{75\%}$ vu par le tag LT avant démodulation pour différents rapport $\frac{E_b}{N_0}$. La courbe en rouge correspond au signal en absence du bruit.

La figure 4.4 montre une comparaison entre le signal émis par le tag RT $s_{ON/OFF}(t)$ et le signal reçu par le tag LT avant démodulation $r(t)$. La figure montre également le signal reçu pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$. À mesure que le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ diminue, le signal reçu devient plus bruyant. En conséquence, le récepteur du tag LT aura des difficultés à faire une distinction entre l'état haut et l'état bas et de déterminer quelle valeur binaire a été transmise.

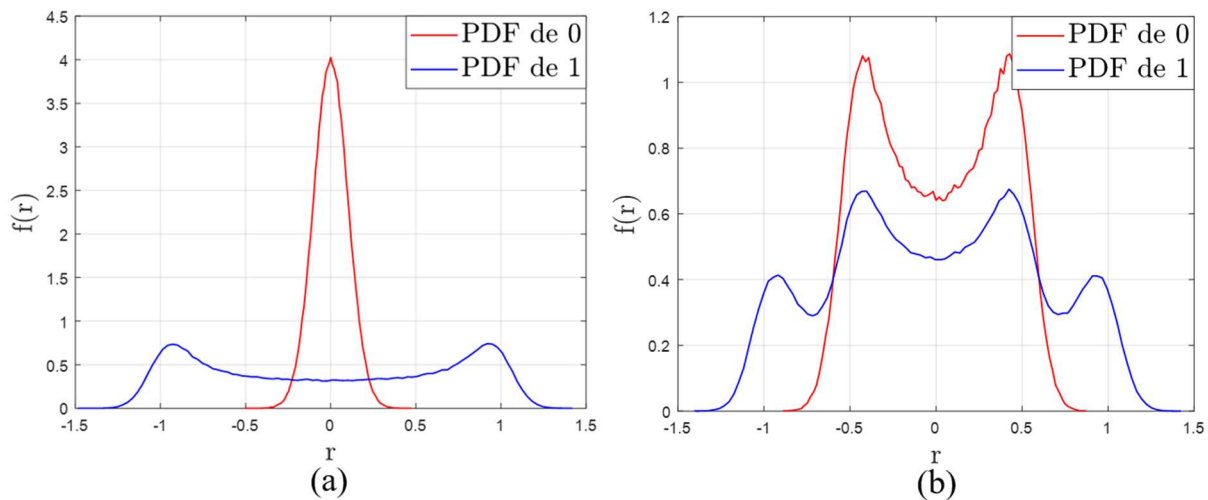


Figure 4.5 : La densité de probabilité du signal $r(t)$ pour une modulation (a) $ASK_{100\%}$ et (b) $ASK_{50\%}$.

La figure 4.5 montre la distribution du symbole '1' et du symbole '0' issu du signal $r(t)$ pour une modulation $ASK_{100\%}$ et $ASK_{50\%}$ respectivement. On observe des deux figures, et pour le symbole '1', que la densité de probabilité n'a plus une distribution gaussienne car la porteuse redistribue le bruit. Aussi, on remarque le fait que la densité de probabilité du symbole '0' est différent pour les deux cas. Etant donnée que la profondeur de modulation n'est pas de 100% pour le cas 4.5-b, la porteuse à affectée aussi la densité de probabilité.

En conséquence, plus la profondeur de modulation est faible, plus la densité de probabilité des bits '1' et '0' auront une distribution identique. Il est important pour le système d'avoir une densité de probabilité pour les bits '1' et '0' différente, cela se traduit aussi par la profondeur de modulation, ou comme on va le voir après, le TEB.

4.2.1. Démodulation ASK cohérente

Le récepteur cohérent nécessite un circuit de synchronisation de la porteuse qui sera générée localement et qui posséder la même fréquence et la même phase que la porteuse du signal provenant de l'émetteur (voir figure 4.6 et 4.7). La nécessité de générer ce signal local est un inconvénient majeur pour le système cohérent. En effet, un tel récepteur utilise un circuit complexe et qui consomme davantage.

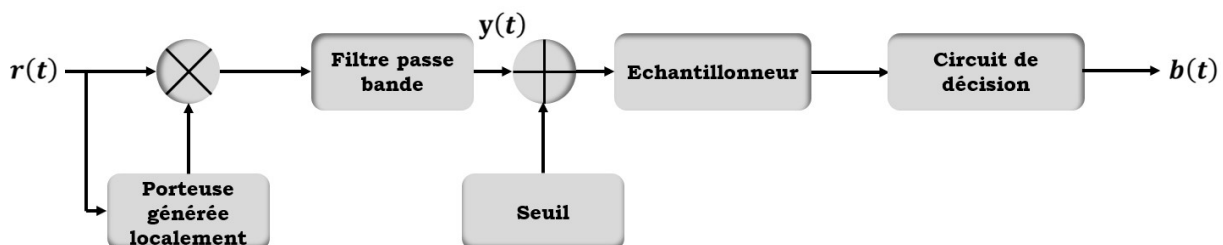


Figure 4.6 : Schéma fonctionnel d'un récepteur ASK cohérent [3].

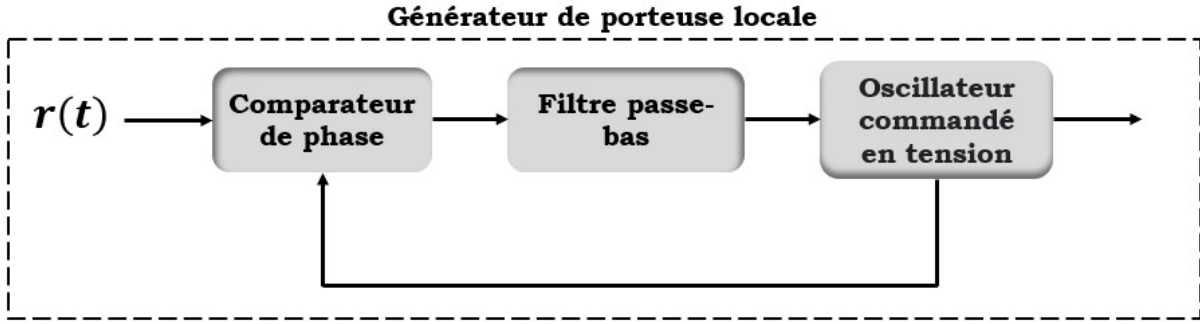


Figure 4.7 : Générateur de porteuse locale (boucle à verrouillage de phase).

Conceptuellement, le circuit de réception se compose d'un filtre passe-bande à bande très étroite centré sur la fréquence de la porteuse f_0 , suivi d'un amplificateur. Étant donné que la forme d'onde *ASK* contient la raie qui correspond à la fréquence porteuse, un filtre peut sélectionner cette fréquence et rejeter les bandes latérales si sa largeur de bande est suffisamment petite et un oscillateur local pour générer la porteuse (par exemple, une boucle à verrouillage de phase). Le dispositif de décision est fait en comparant le signal en bande de base à un seuil. Il génère la suite binaire $b(t)$. Le seuil est fourni au dispositif de décision pour surmonter les effets dus au bruit. Lorsque $y(t)$ est supérieur au seuil, $b(t) = 1$ et lorsque $y(t)$ est inférieur au seuil, $b(t) = 0$.

Les performances termes de probabilité d'erreur d'une modulation *ASK* cohérente en présence d'un bruit blanc gaussien AWGN, $P_{e,ASKc}$ est donnée par l'équation ci-dessous :

$$P_{e,ASKc} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{d_c^2}{4N_0}} \right) \quad (4.19)$$

Avec :

$$d_c = \sqrt{\frac{2E_b}{\beta}} \cdot (1 - T) \quad (4.20)$$

$$\operatorname{erfc} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (4.21)$$

En remplaçant l'équation (4.19) dans l'équation (4.20) on obtient :

$$P_{e,ASKc} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(1-T)^2 \cdot E_b}{\beta \cdot 2N_0}} \right) \quad (4.22)$$

A titre d'illustration, la variation du TEB théorique pour une démodulation cohérente a été calculée. Les valeurs utilisées de l'impédance d'entrée $Z_{in,ON/OFF}$ et du gain $G_{ON/OFF}$ sont extraites des simulations EM présentées dans les chapitres précédents. Le TEB théorique en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes distances de séparation est représenté dans la figure ci-dessous :

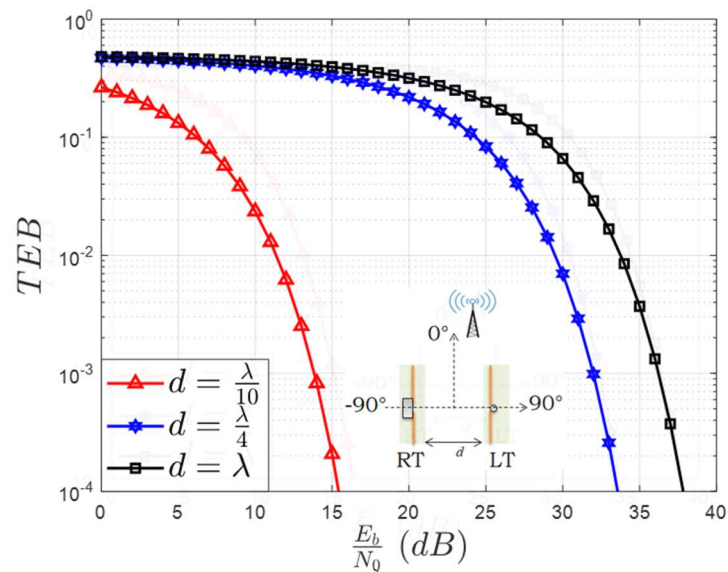


Figure 4.8 : Taux d'erreur binaire d'une communication T2T en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différents espacements entre les tags lorsque la source est perpendiculaire au plan des tags ($\theta_s = 0^\circ$). Au niveau du récepteur il est considéré une démodulation cohérente.

La figure 4.8, montre l'évolution du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour trois distances de séparation entre les tags d ($0.1 \lambda, 0.4 \lambda, \lambda$), et ce, en considérant la source RF perpendiculaire au plan contenant les deux tags ($\theta_s = 0^\circ$). Comme attendu, la meilleure performance en termes de TEB est obtenue pour la distance 0.1λ entre les tags pour laquelle la profondeur de modulation est la plus élevée. Inversement le pire cas est obtenu pour la distance λ pour lequel la profondeur de modulation est la plus faible. En effet, comme il peut être remarqué sur la figure 4.8, comparé au cas où les deux tags sont proches (0.1λ) la même probabilité d'erreur sera obtenue pour un ratio $\frac{E_b}{N_0}$ plus grand (environ 20 dB) si les deux tags sont écartés d'une distance égale à la longueur d'onde. Globalement, ces résultats indiquent le fait que plus la distance de séparation des tags augmente (profondeur de modulation diminue), plus le système devient moins performant en termes de TEB.

4.2.2. Démodulation ASK non-cohérente

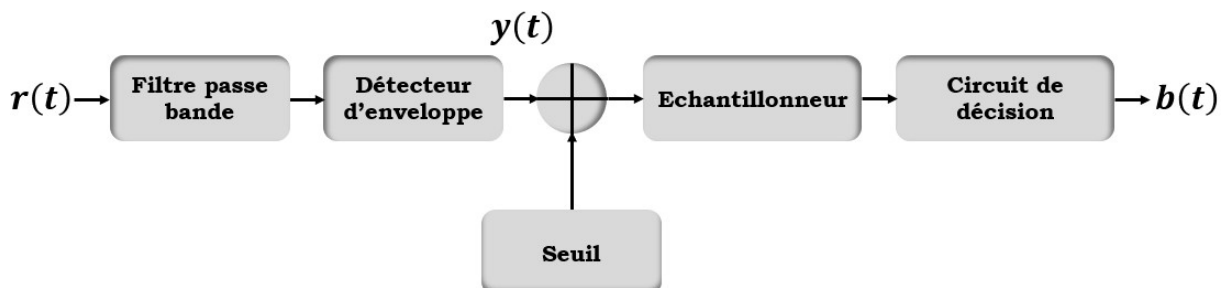


Figure 4.9 : Schéma fonctionnel d'un récepteur ASK non-cohérent [3].

Le récepteur non-cohérent consiste à extraire l'enveloppe du signal reçu, sans avoir recours à un oscillateur locale réglé sur la fréquence porteuse. La figure 4.9 montre le schéma fonctionnel du récepteur ASK non-cohérent. On observe que le signal ASK reçu est transmis

au filtre passe-bande. Ce filtre passe-bande ne laisse passer que la fréquence porteuse f_0 . Le détecteur d'enveloppe génère une tension de sortie élevée lorsque la porteuse est présente. Lorsque la porteuse f_0 est absente, il n'y a que du bruit à l'entrée du détecteur d'enveloppe. Par conséquent, il produit un faible rendement. Le dispositif de décision est essentiellement un régénérateur. Il génère la suite binaire $b(t)$. Le seuil est d'environ la moitié de l'amplitude du signal à l'entrée du détecteur d'enveloppe lorsque le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ est important, et il est fourni au dispositif de décision pour surmonter les effets dus au bruit. Lorsque $y(t)$ est supérieur au seuil, $b(t) = 1$ et lorsque $y(t)$ est inférieur au seuil, $b(t) = 0$.

$$P_{e,ASKnc} = \frac{1}{2} e^{-\frac{(1-T)^2}{\beta} \frac{E_b}{2N_0}} \quad (4.23)$$

$$P_{e,ASKnc} = \frac{1}{2} e^{-\frac{A_{in}^2 A_{ON} T_s D^4 - 2D^3 + 2D^2}{8N_0} \frac{E_b}{2N_0}} \quad (4.23)$$

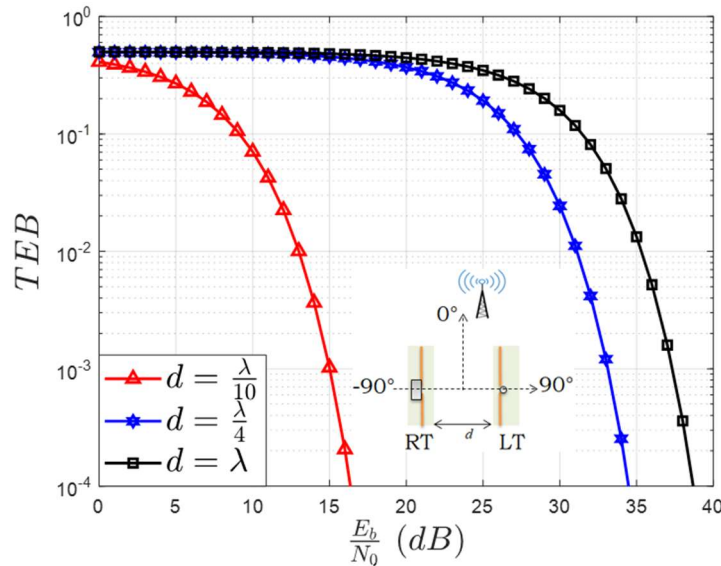


Figure 4.10 : Taux d'erreur binaire d'une communication T2T en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différents espacements entre les tags lorsque la source RF externe est perpendiculaire au plan des tags ($\theta_s = 0^\circ$). Au niveau du récepteur il est considéré une démodulation non-cohérente.

La figure 4.10, montre l'évolution du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour trois distances de séparation entre les tags d ($0.1 \lambda, 0.4 \lambda, \lambda$), et ce, en considérant la source RF perpendiculaire au plan contenant les deux tags ($\theta_s = 0^\circ$). Comme dans le cas précédent, la meilleure performance en termes de TEB est obtenue pour la distance 0.1λ , entre les tags pour lesquelles la profondeur de modulation est la plus élevée parmi les exemples considérés ici (figure 3.6). Inversement, le pire cas est obtenu pour la distance λ pour lequel la profondeur de modulation est la plus faible. Les résultats indiquent el fait que plus la distance de séparation des tags augmente (profondeur de modulation diminue), plus le système devient moins performant en termes de TEB.

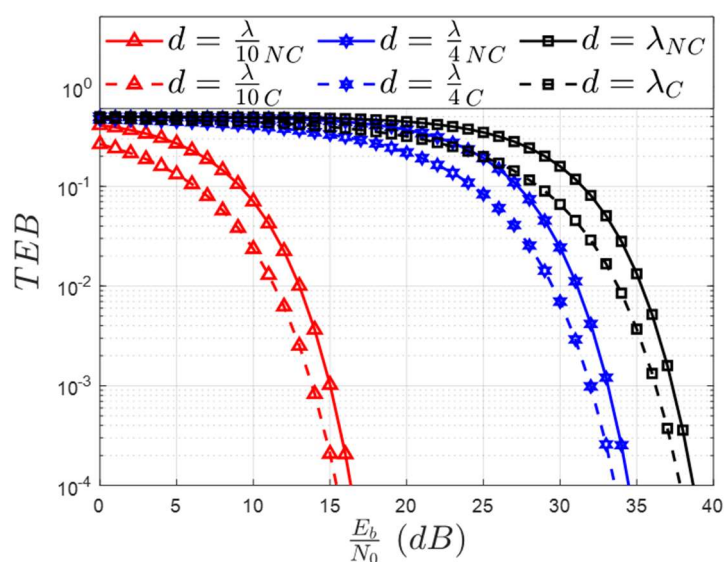


Figure 4.11 : Comparaison du TEB théorique d'une démodulation cohérente et non-cohérente en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différents espacements entre les tags lorsque la source est perpendiculaire au plan des tags ($\theta_s = 0^\circ$).

La figure 4.11, compare les performances d'un récepteur cohérent avec un récepteur non-cohérent en termes de TEB théorique pour les trois distances de séparations d ($\frac{\lambda}{10}, 0.4 \lambda, \lambda$) entre les tags. Les résultats montrent que le récepteur cohérent est légèrement plus performant que le récepteur non-cohérent. Par exemple, pour un TEB donné de 10^{-2} , la différence des $\frac{E_b}{N_0}$ pour atteindre cette valeur est résumée dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2 : Différence de performance des deux types de démodulations (cohérentes et non-cohérentes) pour un TEB donné ($TEB = 10^{-2}$) et pour les trois distances de séparation entre les tags.

| $d \left(\frac{d}{\lambda} \right)$ | 0.1 | 0.4 | 1 |
|---------------------------------------|------|--------|--------|
| $\Delta \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)}$ | 1 dB | 1.5 dB | 1.5 dB |

Un récepteur non-cohérent est souvent préférée à la démodulation cohérente car ne nécessite pas de générer localement la porteuse comme pour un récepteur cohérent. Sa mise en place est donc beaucoup plus simple et moins coûteuse. De plus, cette méthode de démodulation est peu coûteuse en énergie. Cependant, la démodulation cohérente est plus robuste au bruit, justement du fait de la grande précision sur la fréquence porteuse qui réduit la bande de fréquence sur laquelle le bruit intervient [3].

Un récepteur cohérent suppose la connaissance de la fréquence et de la phase de la porteuse transmise. La forme d'onde est supposée être connue pour la synchronisation du récepteur avec l'émetteur. Dans cette contrainte, le système cohérent est trouvé qui maximise la probabilité qu'un symbole donné soit correctement démodulé lorsque le canal a un bruit

AWGN. En raison de simplicité et de consommation en énergie, la suite de l'étude sera basée sur la détection non-cohérente (récepteur non-cohérent).

4.3. Mise en place de la simulation système utilisant le logiciel ADS de Keysight

4.3.1. Les parties principales du simulateur

Les expressions théoriques du TEB pour une transmission T2T dans le cas d'un récepteur cohérent et d'un récepteur non cohérent seront utilisées comme référence afin de valider le fonctionnement d'un simulateur système qui a été mis en place pour pouvoir rajouter davantage du réalisme à certaines parties (récepteur par exemple) et voir l'impact que cela puisse avoir sur la qualité de la communication.

Aussi bien pour le cas d'une démodulation cohérente que pour le cas d'une modulation non-cohérente, le simulateur se décompose en deux parties principales : un bloc de génération du signal modulé et un bloc de démodulation et de décision.

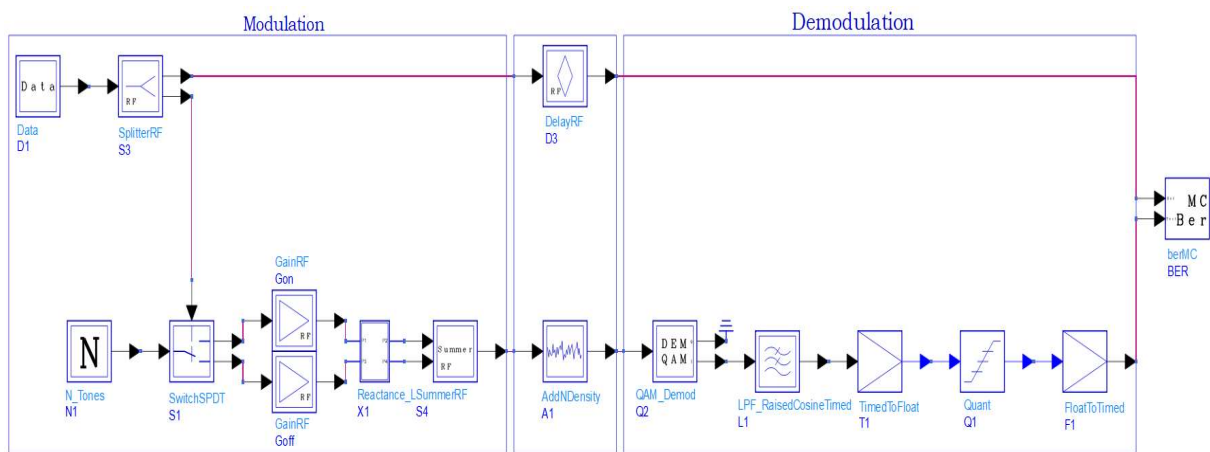


Figure 4.12 : Schéma de simulation numérique sous ADS pour la démodulation cohérente.

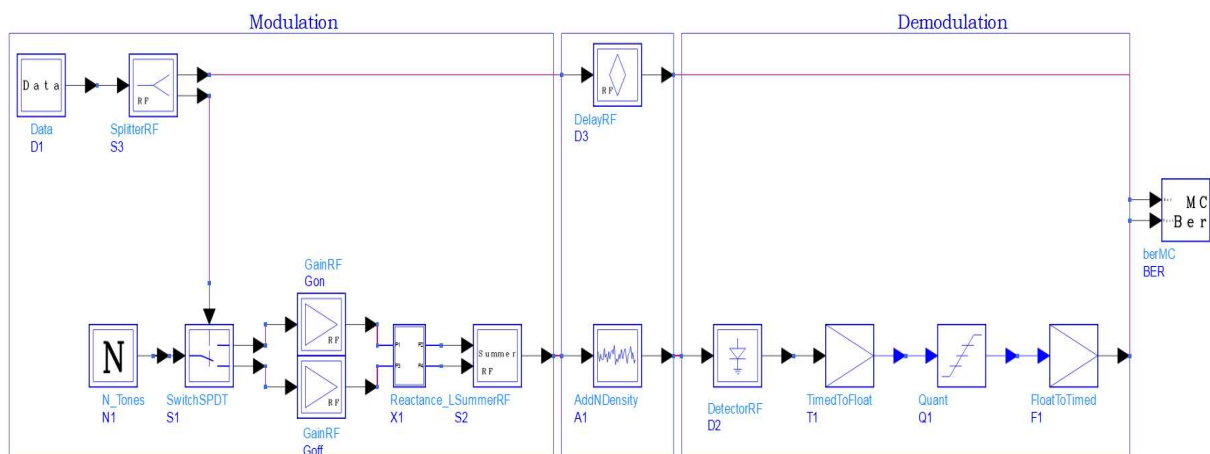


Figure 4.13 : Schéma de simulation numérique sous ADS pour la démodulation non-cohérente.

Le schéma et le principe utilisé pour la simulation numérique sont les suivants :

Un train de valeurs binaires aléatoires qui correspondrait à l'information transmise par le tag RT pilote un switch RF qui achemine le signal porteur à 868 MHz vers deux

amplificateurs qui ont leurs gains égaux à G_{ON} et G_{OFF} respectivement. Cette commutation de la porteuse RF entre les deux branches permet de simuler la modulation de charge propre à la communication T2T et qui a été expliquée précédemment. Afin de simuler la désadaptation d'impédance au niveau de la sortie du tag LT, deux charges qui sont égales à Z_{ON} et Z_{OFF} sont regroupées dans le bloque X1. La cadence de données est choisie à 20 MHz, donc loin de celle utilisée classiquement dans les protocoles RFID UHF, pour des soucis de convergence de la simulation. La période d'échantillonnage dans la simulation sera égale à 10 nsec.

Le passage à travers le milieu de propagation et la présence de bruit intrinsèque à la communication sont modélisés par l'ajout d'un bruit blanc gaussien de densité spectrale fixée ' N_0 '. En dehors de l'ajout de ce bruit, tous les composants sont considérés idéaux.

Après l'ajout du bruit, le signal 2-ASK est reçu par LT est démodulé suivant le récepteur choisi : cohérent (figure 4.12) ou non-cohérent (figure 4.13). Une fois la démodulation effectuée, une décision est prise sur la valeur reçue, par rapport à un seuil fixé ' V_{seuil} ' comme étant la moyenne des amplitudes des états haut « V_{ON} » et bas « V_{OFF} ». Ce seuil est choisi préalablement avec une simulation en l'absence de bruit. Si le signal prend une valeur supérieure au seuil, on décide qu'un « 1 » logique a été envoyé et un « 0 » logique dans le cas échéant (voir figure 4.14). Cette étape permet de revenir à un signal binaire.

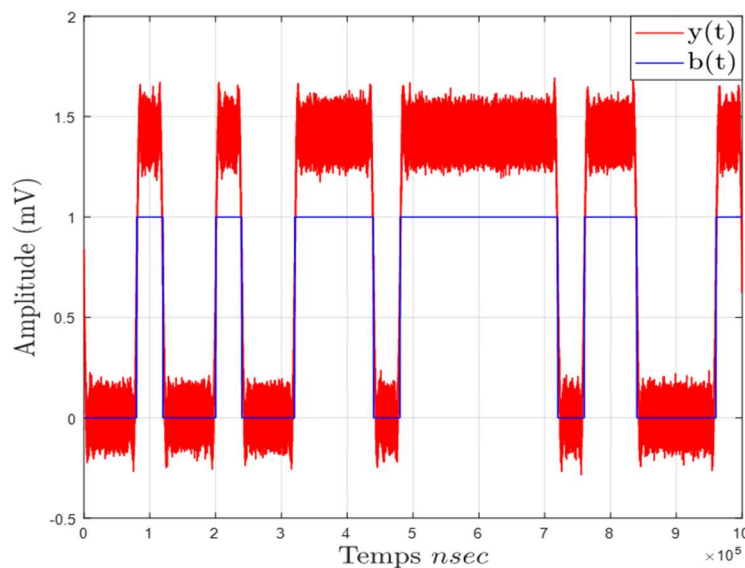


Figure 4.14 : $y(t)$ le signal en bande de base et $b(t)$ l'information extraite à la sortie du bloc de décision.

En comparant l'information reçue à celle émise à l'origine, le nombre d'erreurs binaires qui se sont produites au cours de la transmission peut être estimé. On obtient ainsi une évaluation du TEB, à niveau du signal fixé. La représentativité du TEB calculé est contrôlée en imposant une variance relative d'estimation à atteindre. Tant que cette variance n'est pas atteinte, le nombre de valeurs binaires traité est augmenté. Le choix de cette variance minimale d'estimation sera détaillé par la suite.

4.3.2. Détermination de la densité spectrale de bruit

L'obtention des courbes de la probabilité d'erreur en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ passe par la réalisation du procédé décrit précédemment en faisant varier la puissance du bruit. Pour ce faire, on impose un rapport $\frac{E_b}{N_0}$ spécifique et on en déduit la densité spectrale du bruit N_0 nécessaire pour remplir cette condition, connaissant la valeur moyenne d'énergie par bit E_b . On construit ainsi au fur et à mesure la courbe de probabilité d'erreur, pour une variance relative d'estimation fixée.

4.3.3. Détermination de la variance relative d'estimation

La variance relative d'estimation est utilisée pour contrôler la qualité de l'estimation de la valeur du TEB. Cette estimation est faite par une méthode Monte Carlo (bloc BERMC dans le simulateur). Lorsque la variance relative d'estimation est définie sur une valeur positive non nulle (≤ 1), alors BERMC fonde son estimation sur les données collectées jusqu'à ce que la variance relative de l'estimation devienne inférieure à la variance relative d'estimation fixée. Il est à noter le fait que la variance relative d'estimation suppose que les erreurs se produisent de manière aléatoire (comme dans le cas d'un canal AWGN) et non en rafales (comme dans le cas d'un canal à évanouissement).

Pour connaître le nombre de bits à traiter avant que le TEB calculé ne soit représentatif, il faut imposer une variance relative d'estimation que le procédé de calcul doit atteindre avant d'arrêter la simulation. L'existence de cette variance est liée à la méthode de Monte Carlo (BERMC), qui est utilisée pour mesurer la probabilité d'erreur des systèmes de communication linéaires et non linéaires. La mesure est basée sur la comparaison des données de test (informations reçues par LT) aux formes d'onde de données de référence (informations envoyées par RT), symbole par symbole. Le choix de la valeur de variance a deux conséquences sur la simulation :

- D'une part, la précision de l'estimation. Plus la variance relative est faible, plus le point calculé sera proche de celui théorique.
- D'autre part, la vitesse de calcul de l'estimation. Plus la variance relative est faible, plus le temps de calcul sera long, car le nombre de valeurs binaires à traiter pour la respecter sera important. A titre indicatif, dans notre cas, la simulation non-cohérente met environ 30 minutes pour traiter 1 million de bits et celle cohérente 1 heure pour 1 million de bits, et il faut environ 10 fois plus de bits lorsque l'on passe d'une variance de 10^{-2} à 10^{-3} .

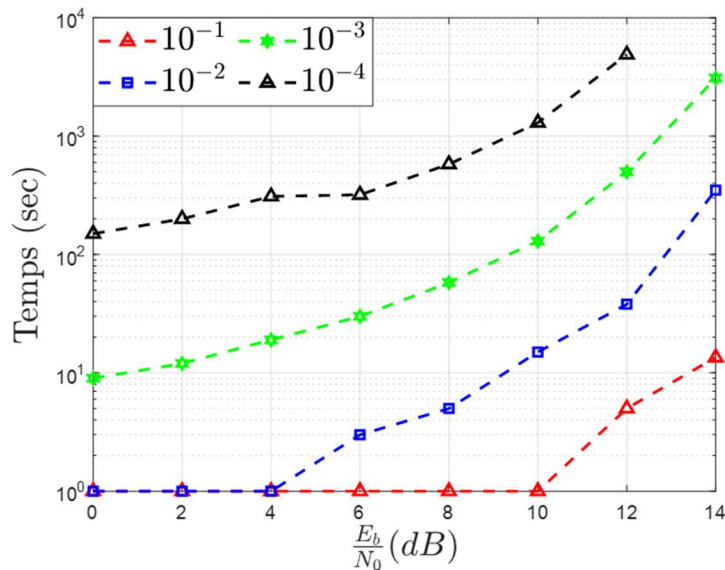


Figure 4.15 : Temps de simulation en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes valeurs de variance relative lorsque la profondeur de modulation est fixée à 45% [4].

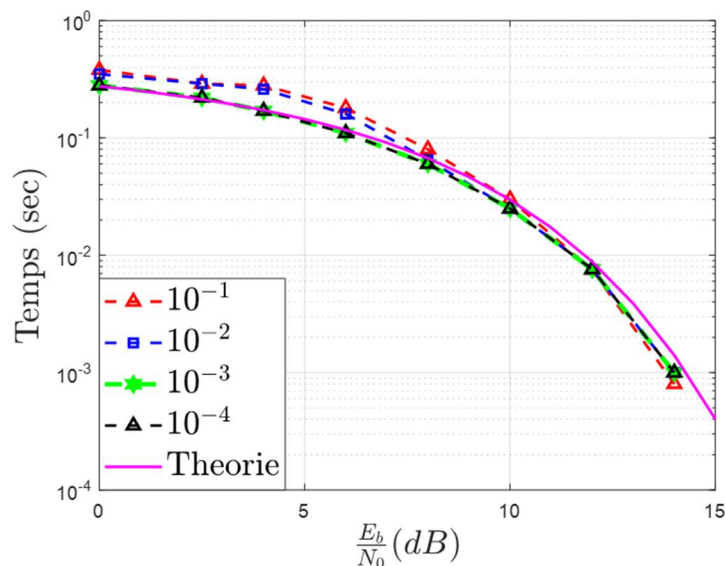


Figure 4.16 : TEB simulé pour différentes valeurs de variance relative lorsque la profondeur de modulation est fixée à 45%.

La figure 4.15 et la figure 4.16 montre l'évolution du temps de simulation et l'évolution du TEB respectivement en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour différentes valeurs de variance relative d'estimation (10^{-1} , 10^{-2} , 10^{-3} et 10^{-4}).

Des deux figures, on peut tirer la conclusion que le temps de simulation est inversement proportionnel à la variance relative d'estimation. Aussi, la simulation réalisée avec la plus petite variance est la plus lente (ici 10^{-4}). On constate qu'il n'est pas utile de choisir une variance inférieure à 10^{-3} car le simulateur est proche de la précision maximale qu'il peut obtenir sur le calcul. Une variance de 10^{-2} donne de bons résultats pour de fortes valeurs du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ mais est moins précise pour de faibles valeurs. L'erreur commise par

rapport à une variance 10^{-3} est au maximum de 2 dB pour de faibles valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$. Une variance de 10^{-1} donne de mauvais résultats quel que soit les valeurs de bruit. Les deux variances les plus intéressantes sont 10^{-2} et 10^{-3} . La différence entre les deux se fait sur le compromis entre temps de calcul et la précision. Ceci est d'autant plus important à grand rapport $\frac{E_b}{N_0}$ où les temps de calcul sont de l'ordre de plusieurs heures. De plus, traiter beaucoup de valeurs peut causer l'arrêt de la simulation pour un problème d'espace mémoire. Une variance de 10^{-2} nécessite de traiter moins de valeurs ce qui diminue les risques d'arrêt de la simulation.

4.4. Evolution du TEB en fonction de la profondeur de modulation

Afin de réaliser une comparaison, il faut pouvoir tracer les valeurs théoriques définies par les équations 4.22 et 4.23. Pour cela, on utilise le logiciel Matlab pour automatiser le calcul pour toute une série de valeur du rapport $\frac{E_b}{N_0}$. Pour ce faire, on définit les paramètres $(G_{ON}, G_{OFF}, Z_{ON}, Z_{OFF})$ issu de la simulation EM. Il faut simplement s'assurer que la profondeur de modulation obtenue sous Matlab est identique à celle simulée sous ADS.

La formule théorique est alors évaluée et la comparaison des courbes est réalisée. Aussi, dans un premier temps, nous considérons les impédances de commutation Z_{ON} et Z_{OFF} purement réels et nous étudierons le cas où les impédances de commutation sont adaptées ($Z_{ON} = Z_{OFF} = 50\Omega$) en faisons varier uniquement les gains (G_{ON}, G_{OFF}) du réseau d'antennes et enfin le cas où les impédances de commutation sont désadaptées ($Z_{ON} \neq Z_{OFF}$) en faisons varier tous les paramètres. Il est à noter que les valeurs $(G_{ON}, G_{OFF}, Z_{ON}, Z_{OFF})$ ont été prises de façon aléatoire.

4.4.1. Démodulation cohérente

4.4.1.1. Cas d'impédance réelles, cas adapté

Tableau 4.3 : Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation cohérente dans le cas adapté.

| Impédance | Gain | Profondeur de modulation |
|---|---|--------------------------|
| $\begin{cases} Z_{ON} = 50 \\ Z_{OFF} = 50 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.2 \end{cases}$ | 55.25% |
| $\begin{cases} Z_{ON} = 50 \\ Z_{OFF} = 50 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.8 \end{cases}$ | 10.55% |

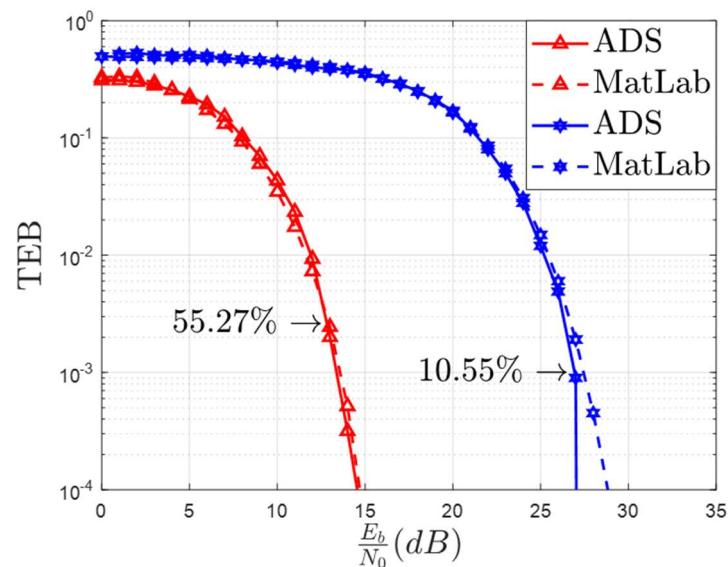


Figure 4.17 : Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas adaptée ($Z_{ON} = Z_{OFF} = 50\Omega$) lorsque LT utilise un récepteur cohérent. Les courbes labelisées avec « MatLab » correspondent au tracés théoriques alors que les courbes labelisées avec « ADS » sont celles données par le simulateur ADS.

La figure 4.17, compare les résultats du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ obtenu en simulation sous ADS et ceux calculés théoriquement. Ces valeurs sont obtenues pour deux profondeurs de modulation D lorsque LT utilise un récepteur cohérent. Dans ce cas, le tag RT commute entre deux impédances réels adaptées au circuit de simulation sous ADS ($Z_{ON} = Z_{OFF} = 50\Omega$), les valeurs de gain globale des deux antennes varient selon l'état du tag RT (ON, OFF). Comme attendu, la meilleure performance en termes de TEB est obtenue pour une profondeur de modulation la plus élevée parmi les exemples considérés ici. Inversement le pire cas est obtenu pour la profondeur de modulation la plus faible. De plus, les résultats montrent une bonne concordance entre les deux résultats (théorie et simulation). En effet, pour un TEB de 10^{-2} , $\Delta \frac{E_b}{N_0} \leq 0.5 \text{ dB}$ ce qui valide le fonctionnement du simulateur avec un récepteur cohérent au niveau du tag LT.

4.4.1.2. Cas d'impédance réelles, cas désadapté

Par la suite, nous considérons le fait que les impédances, Z_{ON} et Z_{OFF} ont des valeurs aléatoires, différentes entre elles et différentes de 50Ω .

Tableau 4.4 : Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation cohérente dans le cas désadapté.

| Impédance | Gain | Profondeur de modulation |
|---|---|--------------------------|
| $\begin{cases} Z_{ON} = 12 \\ Z_{OFF} = 70 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0 \end{cases}$ | 100% |
| $\begin{cases} Z_{ON} = 68 \\ Z_{OFF} = 12 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.4 \end{cases}$ | 49.4% |

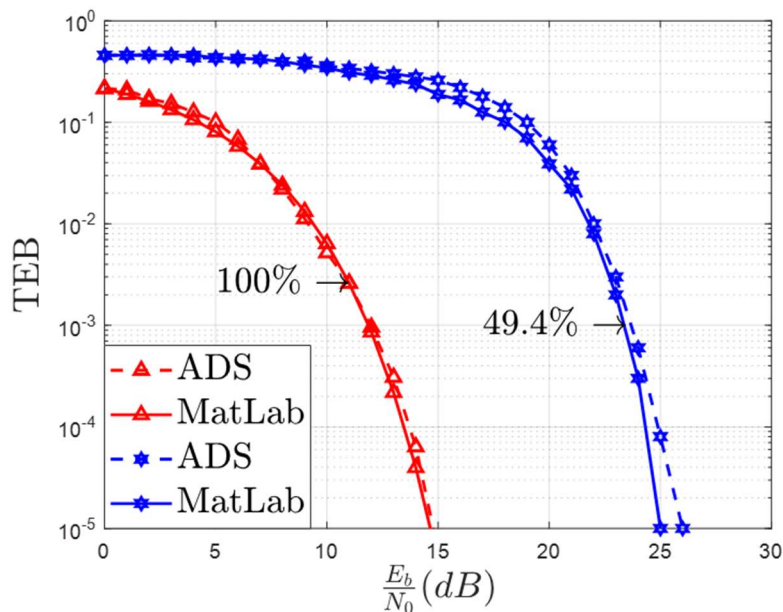


Figure 4.18 : Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas désadaptée ($Z_{ON} \neq Z_{OFF} \neq 50 \Omega$) lorsque LT utilise un récepteur cohérent.

La figure 4.18, compare les résultats du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ obtenu en simulation sous ADS et calculé théoriquement pour deux profondeurs de modulation D lorsque LT utilise un récepteur cohérent. Dans ce cas, le tag RT commute entre deux impédances réels ($Z_{ON} \neq Z_{OFF}$) et deux valeurs de gains globale des deux antennes selon l'état du tag RT (ON, OFF). Comme attendu, la meilleure performance en termes de TEB est obtenue la profondeur de modulation est la plus élevée parmi les exemples considérés ici. Inversement le pire cas est obtenu pour la profondeur de modulation la plus faible. De plus, les résultats montrent une bonne concordance entre les deux résultats. Pour un TEB de 10^{-2} , $\Delta \frac{E_b}{N_0} \leq 0.5 \text{ dB}$.

4.4.2. Démodulation non-cohérente

4.4.2.1. Cas d'impédance réelles, cas adapté

Par la suite, nous considérons le fait que le récepteur utilisé est un récepteur non-cohérent et les impédances Z_{ON} et Z_{OFF} ont des valeurs fixes de 50Ω .

Tableau 4.5 : Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation non-cohérente dans le cas adapté.

| Impédance | Gain | Profondeur de modulation |
|---|---|--------------------------|
| $\begin{cases} Z_{ON} = 50 \\ Z_{OFF} = 50 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.2 \end{cases}$ | 55.27% |
| $\begin{cases} Z_{ON} = 50 \\ Z_{OFF} = 50 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.8 \end{cases}$ | 10.55% |

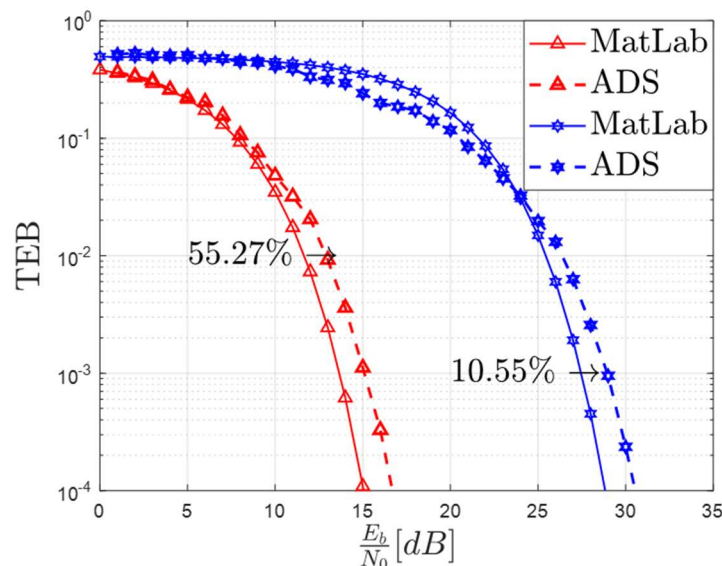


Figure 4.19 : Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas adapté ($Z_{ON} = Z_{OFF} = 50 \Omega$) lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent, cas impédance réel adapté.

La figure 4.19, compare les résultats du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ obtenu en simulation avec ceux issus du calcul théorique et ceux pour deux profondeurs de modulation D différente lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent. Comme attendu, la meilleure performance en termes de TEB est obtenue pour une profondeur de modulation la plus élevée parmi les exemples considérés. Inversement, le pire cas est obtenu pour la profondeur de modulation la plus faible. De plus, les résultats montrent une bonne concordance entre les deux résultats. Cette fois ci, pour un TEB donné ($TEB = 10^{-2}$), l'erreur simulation-théorie est dans l'intervalle : $1.5 \text{ dB} \leq \Delta \frac{E_b}{N_0} \leq 2 \text{ dB}$.

4.4.2.2. Cas d'impédance réelles, cas désadapté :

Par la suite, nous considérons le fait que les impédances, Z_{ON} et Z_{OFF} ont des valeurs aléatoires, différentes entre elles et différentes de 50Ω .

Tableau 4.6 : Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation non-cohérente dans le cas désadapté.

| Impédance | Gain | Profondeur de modulation |
|---|---|--------------------------|
| $\begin{cases} Z_{ON} = 12 \\ Z_{OFF} = 70 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0 \end{cases}$ | 100% |
| $\begin{cases} Z_{ON} = 68 \\ Z_{OFF} = 12 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.4 \end{cases}$ | 49.4% |

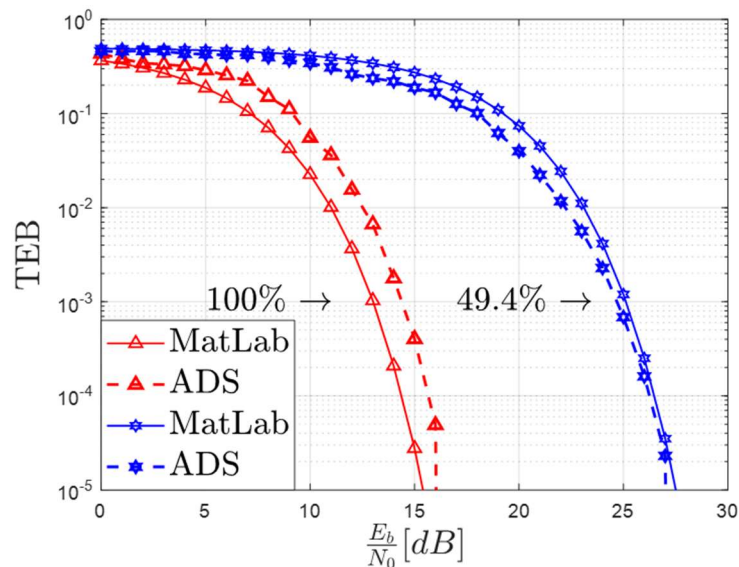


Figure 4.20 : Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation cas désadaptée ($Z_{ON} \neq Z_{OFF}$) lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent.

La figure 4.20, compare les résultats du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ obtenu en simulation avec ceux obtenus théoriquement pour deux profondeurs de modulation D lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent. Dans ce cas, le tag RT commute entre deux impédances réelles ($Z_{ON} \neq Z_{OFF}$) et deux valeurs de gains du réseau formé par les deux antennes selon l'état du tag RT (ON, OFF) sont considérés. Comme attendu, la meilleure performance en termes de TEB est obtenue pour une profondeur de modulation la plus élevée parmi les exemples considérés ici. Inversement, le pire cas est obtenu pour la profondeur de modulation la plus faible. De plus, les résultats montrent une bonne concordance entre les deux résultats (simulation et théorique). Pour un TEB donné ex. ($TEB = 10^{-2}$), $1.5 \text{ dB} \leq \Delta \frac{E_b}{N_0} \leq 2 \text{ dB}$.

4.3.2.3. Cas d'impédance complexe

Par la suite, nous considérons le fait que les impédances, Z_{ON} et Z_{OFF} ont des valeurs aléatoires complexes.

Tableau 4.7 : Paramètres utilisés pour déterminer le TEB théorique et simulé pour une démodulation non cohérente dans le cas désadapté.

| Impédance | Gain | Profondeur de modulation |
|---|---|--------------------------|
| $\begin{cases} Z_{ON} = 90 + j54.54 \\ Z_{OFF} = 58 + j27.27 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.3 \end{cases}$ | 59.65% |
| $\begin{cases} Z_{ON} = 80 + j32.72 \\ Z_{OFF} = 34 + j43.69 \end{cases}$ | $\begin{cases} G_{ON} = 1 \\ G_{OFF} = 0.5 \end{cases}$ | 38.78% |

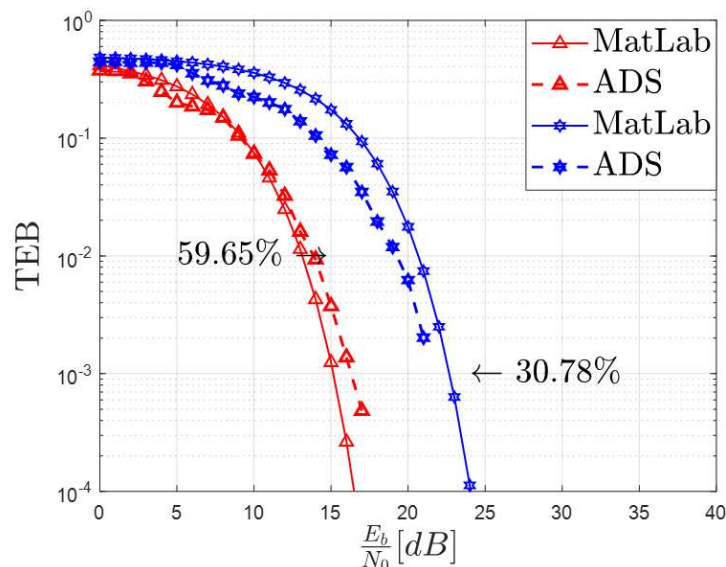


Figure 4.21 : Comparaison des résultats TEB simulé et calculé pour deux profondeurs de modulation lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent, cas des impédances Z_{ON} et Z_{OFF} complexes.

La figure 4.21 compare les résultats du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ obtenus en simulation avec ceux calculés théoriquement pour deux profondeurs de modulation D lorsque LT utilise un récepteur non-cohérent. Dans ce cas, le tag RT commute entre deux différentes valeurs d'impédances complexes ($Z_{ON} \neq Z_{OFF}$) et deux valeurs de gains du réseau formé par les deux antennes selon l'état du tag RT (ON, OFF) sont considérés. Comme attendu, la meilleure performance en termes de TEB est obtenue pour une profondeur de modulation la plus élevée. Inversement le pire cas est obtenu pour la profondeur de modulation la plus

faible. De plus, les résultats montrent une bonne concordance entre les deux résultats (simulation et théorique). Pour un TEB 10^{-2} , $\Delta \frac{E_b}{N_0} \leq 2 \text{ dB}$.

4.5. Bilan de l'étude système

Les résultats indiquent le fait qu'un système T2T exploitant un récepteur cohérent et plus performant en termes de TEB qu'un autre système utilisant un récepteur non-cohérent. Dans l'optique d'une éventuelle implémentation d'un système T2T passif ou semi-passif, le choix du récepteur ASK se portera sur une détection non-cohérente en raison de sa simplicité et de sa consommation en énergie. Indépendamment de cette constatation, l'ensemble des résultats valident le fonctionnement du simulateur système qui, comme suggéré précédemment, pourra être enrichi en rajoutant davantage du réalisme aussi bien dans la modélisation du signal support (utiliser autre forme d'onde qu'une simple sinusoïde) mais aussi dans la modélisation du récepteur (« descendre » au niveau circuit électronique). Également, sur la même base, une éventuelle extension de ce simulateur pour le cas d'une configuration à plusieurs tags est envisageable.

Ce chapitre montre la possibilité d'étudier le système T2T en RFID UHF dans sa globalité (phénomènes électromagnétiques, aspects circuit/système RF et télécommunications/traitement de signal) en considérant les phénomènes de couplage EM entre les antennes des deux tags.

Références

- [1] L. Zhou, F. Hutu, G. Villemaud and Y. Duroc, "Simulation framework for performance evaluation of passive RFID tag-to-tag communications," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2017, pp. 500-504, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928387.
- [2] J. Kabara, P. Krishnamurthy, R. A. Thompson, and D. Tipper, The Physical Layer of Communications Systems. Boston, USA: Artech House., 2006, p. 888, (in English).
- [3] P. Z. Peebles, Digital Communication Systems. Harlow, United Kingdom: Prentice Hall., 1986.
- [4] Romain Borgna, Rapport de stage "Etude des performances pour les communications RFID T2T", Ecole Centrale Lyon., 2021.

Conclusion générale

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont porté sur l'étude des communications dite tag à tag (ou en anglais, tag-to-tag et de façon abrégée T2T). Plus spécifiquement, nous avons considéré une communication basée sur la rétro-modulation entre deux tags RFID UHF passifs en présence d'une source RF externe. L'objectif général visait à évaluer les performances de ces communications.

Dans le chapitre I, nous avons présenté un état de l'art sur les communications T2T en général, avant de nous focaliser au cas de la RFID UHF passive. L'objectif visait à introduire ce type particulier de communications, de souligner les différents contextes pour lesquelles elles sont envisagées, et de dégager les niveaux de performance possibles en termes de consommations d'énergie, débits et portées. Dans un même temps, les aspects méthodologiques ont été relevés afin d'identifier les modèles de simulation et les méthodes associées, ainsi que les prototypes expérimentaux rencontrés dans la littérature.

Dans le chapitre II, l'objectif était de déterminer une formule analytique simplifiée permettant d'estimer les interactions électromagnétiques et de couplage entre deux dipôles fins (les antennes des deux tags). Plus précisément, l'enjeu était de déterminer l'impédance d'entrée du tag LT lorsque l'antenne du tag RT est chargée soit par un circuit-ouvert soit par un court-circuit (la commutation sur l'une ou l'autre des charges permettant de mettre en œuvre la rétro-modulation), et cela quelles que soient les positions relatives des antennes. Cette étude théorique a été complétée par des simulations électromagnétiques réalisées à l'aide de deux logiciels 4NEC2 et CST Microwave Studio intégrant des solveurs numériques différents et permettant de considérer des structures de dipôles différentes : méthode des moments et dipôles filaires avec 4NEC2 et méthode des éléments finis et dipôles imprimés avec CST Microwave Studio. D'une part, les résultats obtenus par la méthode analytique IEMF et les simulations 4NEC2 ont été trouvés en très bon accord du fait notamment qu'elles considèrent les mêmes hypothèses sur les antennes les considérant comme des dipôles filaires infiniment fins. D'autre part, les simulations CST ont été validées à partir de résultats expérimentaux considérant des dipôles imprimés. Outre le développement de ces outils théoriques et numériques et la validation des modèles envisagés, l'ensemble de ces résultats nous a permis de mettre en évidence et de quantifier les caractéristiques des interactions entre antennes de type dipôle. Comme attendu, plus la distance entre les tags est faible plus les interactions entre tags sont importantes, et la configuration géométrique du système formé par les deux antennes a également un très fort impact.

L'objectif du chapitre III était d'évaluer la performance de la modulation ASK-2 mise en jeu lors de la communication entre les deux tags RFID. Nous avons alors considéré comme critère d'évaluation la profondeur de modulation qui traduit l'écart entre les deux états du signal transmis. En effet, plus la distance séparant les deux états (correspondant respectivement à la transmission d'un « 0 » et d'un « 1 ») est grande plus la détection de ces états est facilitée et robuste au bruit. Ainsi il est possible d'utiliser des détecteurs d'architectures plus simples et de type passives. Dans ce but, à partir des résultats obtenus dans le chapitre II, une expression générale de la profondeur de modulation a été déterminée

en fonction des paramètres du système T2T. A partir de cette expression, nous avons présenté de très nombreux résultats expérimentaux et pratiques qui ont mis en évidence les facteurs impactant la profondeur de modulation. Dans cette étude, nous avons considéré des antennes de type dipôles imprimés. Trois configurations géométriques des deux tags constituant le système T2T ont été envisagées (alignement parallèle, décalage d'alignement, et inclinaison de l'un des tags), et pour chacune d'entre elles, la distance entre tags d'une part, et la position de la source RF externe d'autre part, ont été variées. Nous avons ainsi pu observer et quantifier la très grande variabilité de la profondeur de modulation selon la configuration géométrique du système T2T. Pour l'alignement parallèle, nous avons retrouvé les tendances déjà observées dans la littérature, et les deux autres configurations envisagées ont aussi permis de compléter l'état de l'art. De plus, nous avons aussi mis en évidence le très fort impact de la source RF externe sur la profondeur de la modulation et en conséquence la qualité de la transmission, ce qui constitue à notre connaissance, la première étude publiée sur ce sujet dans le cas des communications T2T RFID UHF.

Enfin dans le chapitre IV, nous avons souhaité étendre l'étude en prenant en compte un schéma de modélisation plus haut niveau intégrant l'ensemble de la chaîne de traitement RF, incluant son architecture et les performances de détection du réception RF. Avec cette approche système, nous avons choisi comme critère d'évaluation le taux d'erreur binaire (BER), métrique très souvent utilisée dans le domaine des communications numériques. Nous avons ainsi proposé une formulation théorique permettant le calcul de la probabilité d'erreur binaire (et donc du BER) considérant deux récepteurs 2-ASK, cohérent et non-cohérent, transposée au cas d'un système T2T RFID UHF. De plus, nous avons développé un outil de simulation sous ADS de Keysight, qui s'appuie sur un modèle système proposé par l'équipe dans des travaux antérieurs qui a été complété. Cet outil de simulation système présente l'avantage d'être flexible et modulable : il permet d'intégrer et de mixer différents blocs fonctionnels modélisés à plus ou moins haut niveau, jusqu'aux modèles circuits. Ce logiciel permet ainsi de considérer tout type de configurations T2T (aspects électromagnétiques) et d'envisager différentes architectures RF de réception jusqu'au niveau circuit. Ce chapitre a permis observer et quantifier la très variabilité de la probabilité d'erreur binaire selon le récepteur 2-ASK utilisé mais aussi selon différentes valeurs d'impédance de commutation du tag RT. De plus, les résultats obtenus à l'aide de la formule théorique et les simulations ADS ont été trouvés en très bon accord.

Perspectives

Ce travail ouvre la voie à de très nombreuses perspectives aussi bien en termes de compléments et extensions plus ou moins directes qu'en termes applicatifs.

A partir de la trame méthodologique proposée et des outils développés, il est possible d'étendre l'étude sur trois volets principaux : le système d'antennes constituant le système T2T, les architectures et les circuits de la chaîne de réception, et en lien avec le volet précédent, le type des signaux émis par la source RF externe.

Un premier complément à ce travail pourrait être de considérer des antennes plus proches de celles des tags RFID actuels, plutôt que de simples dipôles (filaires ou imprimés). Si analytiquement il est difficile de reproduire un modèle théorique comme celui présenté pour une antenne quelconque, en simulation et expérimentalement, c'est assez simple et il suffit de remplacer les dipôles considérés ici ; tous types d'antennes pourraient être considérés sans alors modifier la méthode d'évaluation proposée (avec pour critère soit la profondeur de modulation soit le taux d'erreur binaire). Un deuxième complément pourrait être de considérer des impédances de charge plus réalistes qu'un court-circuit ou un circuit ouvert pour générer la rétro-modulation.

Outre l'aspect plus réaliste, le choix de ces deux impédances de commutation est fondamental car elles impactent directement la profondeur de modulation. Autrement dit, une étude de l'optimisation de la profondeur de modulation via les impédances de commutation serait particulièrement pertinente ; et dans ce cas également, l'étude pourrait s'appuyer sur la méthodologie et les outils présentés. D'un point de vue de la configuration géométrique, il pourrait aussi être intéressant d'étendre l'étude à un cas 3D. Cette voie nécessite toutefois une révision du formalisme mathématique proposée et en partie des outils de simulation développés.

De plus, au détriment de la simplicité de réalisation, l'ajout à proximité de deux antennes d'un élément parasite pourrait également offrir un degré de liberté supplémentaire. En effet, comme la profondeur de modulation est conjointement fonction de l'impédance d'entrée du tag LT et du gain global. Ainsi, l'ajout d'un élément parasite de manière judicieuse peut modifier positivement le diagramme de rayonnement de sorte à ce que le lobe principal est une direction donnée par exemple la source RF.

D'autre part, il serait intéressant de développer des architectures de réception contraintes par le compromis performance, complexité et consommation énergétique, pour une profondeur de modulation donnée du signal rétro-modulé. A l'inverse pour une architecture donnée, c'est aussi la complexité de la forme d'onde du signal émis par la source RF externe (versus une onde sinusoïdale envisagée ici) qui peut avoir un fort impact sur la performance. A supposer que le système T2T exploite une source quelconque, la forme d'onde des signaux émis, par exemple par des standards comme le DVB-T ou IEEE 802.x, impactera également les performances en termes de télé-alimentation (non étudiée ici) et de transfert d'information entre les tags.

L'environnement immédiat des tags, selon le contexte applicatif, aura un fort impact sur la performance globale du système T2T. Comme dans tout système antenne, la présence par exemple de métal, d'eau, d'un corps humain, etc. est à considérer, mais probablement encore davantage pour un système T2T dont la performance reste limitée de par son principe même, l'exploitation des ondes ambiantes. Ce type de problématique pourrait donc être aussi envisagée. En termes de développement, il faudra raffiner les modèles électromagnétiques du système antenne en y associant l'environnement à prendre en compte ; la méthode générale et les critères d'évaluation présentés restant d'actualité.

Enfin, sans trop prolonger cette liste de perspectives possibles, il est aussi à noter que les systèmes T2T sont encore peu déployés malgré les avantages qu'ils offrent, et encore moins pour la technologie RFID UHF. Nous avons rapidement suggéré dans ce manuscrit des pistes d'applications possibles, comme le détrompeur électromagnétique ou le contrôle de ports d'équipements de sécurité. Reste qu'identifier une application emblématique pour laquelle le concept T2T en RFID UHF sera déterminant, est probablement la prochaine étape clé qui permettra de véritablement lancer ce type d'applications. En souhaitant que des systèmes T2T RFID UHF verront le jour, nous espérons que ce travail pourra contribuer à favoriser leur déploiement.

Annexe

A.1. Simulation des dipôles filaire sous 4NEC2

Cette partie est dédiée à la présentation de l'outil 4NEC2 qui a été employé pour extraire les caractéristiques de rayonnement et électrique (impédance d'entrée) de la configuration contenant les deux antennes des tags RT et LT

A.1.1. Présentation du logiciel 4NEC2

4NEC2 (Numerical Electromagnetic Code) est un logiciel de simulation développé par Arie Voors pour visualiser, optimiser et vérifier des structures géométriques d'antenne filaires. Basée sur la méthode des Moments (MOM), les antennes sont modélisées en plusieurs segments sur lesquels les variations de la tension et du courant sont quasi-stationnaires. Ce logiciel permet d'effectuer d'études paramétriques sur les différentes structures d'antennes avec des temps de simulation réduit.

A.1.2. Présentation de l'interface graphique de 4NEC2

Dans cette partie, nous allons montrer les différentes fenêtres de l'interface graphique du logiciel. Au lancement, deux fenêtres apparaissent. Une fenêtre principale (Figure 5.1 gauche) qui permet d'accéder à plusieurs options et paramètres, tels que l'éditeur des paramètres des différentes antennes, l'affichage 3D du diagramme de rayonnement, etc. Elle permet également d'afficher certains résultats de simulation tels que : les impédances, les tensions/les courants établis à certains endroits au niveau des antennes filaires, etc. Enfin, une deuxième fenêtre (Figure 5.1 droite) permet d'avoir une représentation graphique des éléments rayonnants (antennes filaires) ainsi que d'autres éléments : point d'alimentation, etc.

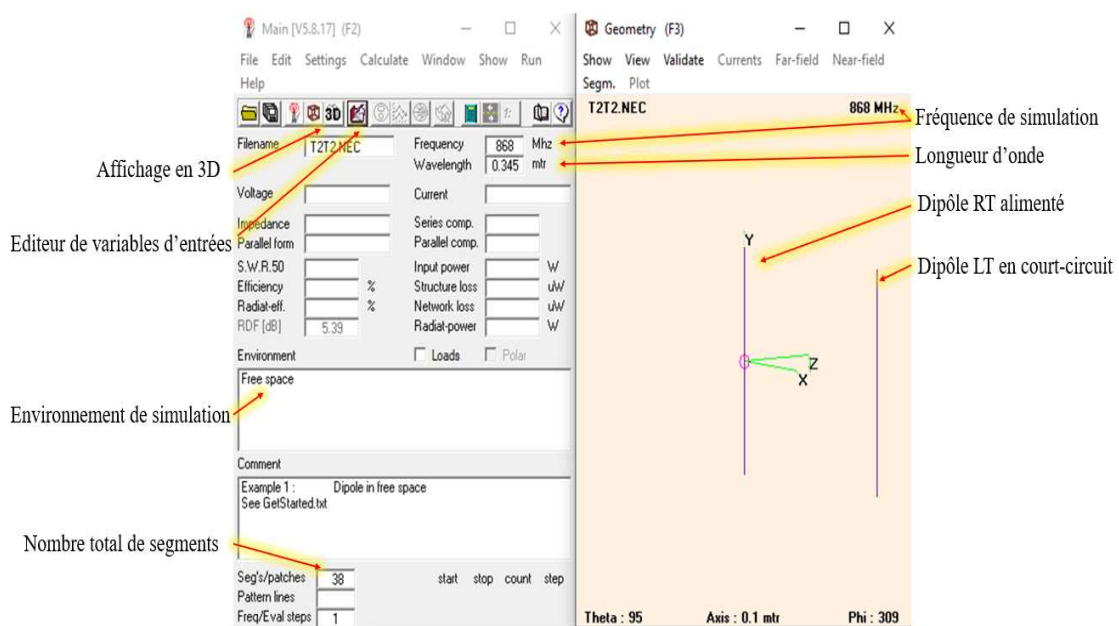


Figure 5.1 : Interface graphique du logiciel 4NEC2.

A.1.3. Etapes d'utilisation du logiciel 4NEC2

Afin de définir et d'intégrer les paramètres et les variables de la simulation, il est impératif d'utiliser l'un des 4 éditeurs proposés par 4NEC2. Le choix de l'éditeur se fait sur la fenêtre principale (F2), dans settings :

- Notepad edit : Permet grâce à une fenêtre, de définir les différents paramètres nécessaires à la simulation.
- NEC editor : C'est une version améliorée de l'éditeur Notepad. La définition de chaque paramètre se fait dans des cadres dédiés.
- Geometry edit : C'est un éditeur graphique ayant quelques structures d'antennes déjà pré-enregistrées telles que les antennes hélicoïdale, cylindrique, etc.
- NEC editor (new).

Le type d'éditeur utilisé dans cette thèse est l'éditeur NEC (nouvelle version). En cliquant sur l'icône éditeur de variables d'entrées (figure 4.1), une nouvelle fenêtre avec plusieurs onglets s'affiche (voir figure 5.2) :

A.1.3.1. Onglet 'symboles'

Cet onglet sert à saisir les différents variables ou équations intervenant dans la simulation (par exemple ici : l'espacement entre les dipôles, inclinaison du dipôle associé au tag lecteur, etc) ainsi que l'unité utilisée pour la distance.

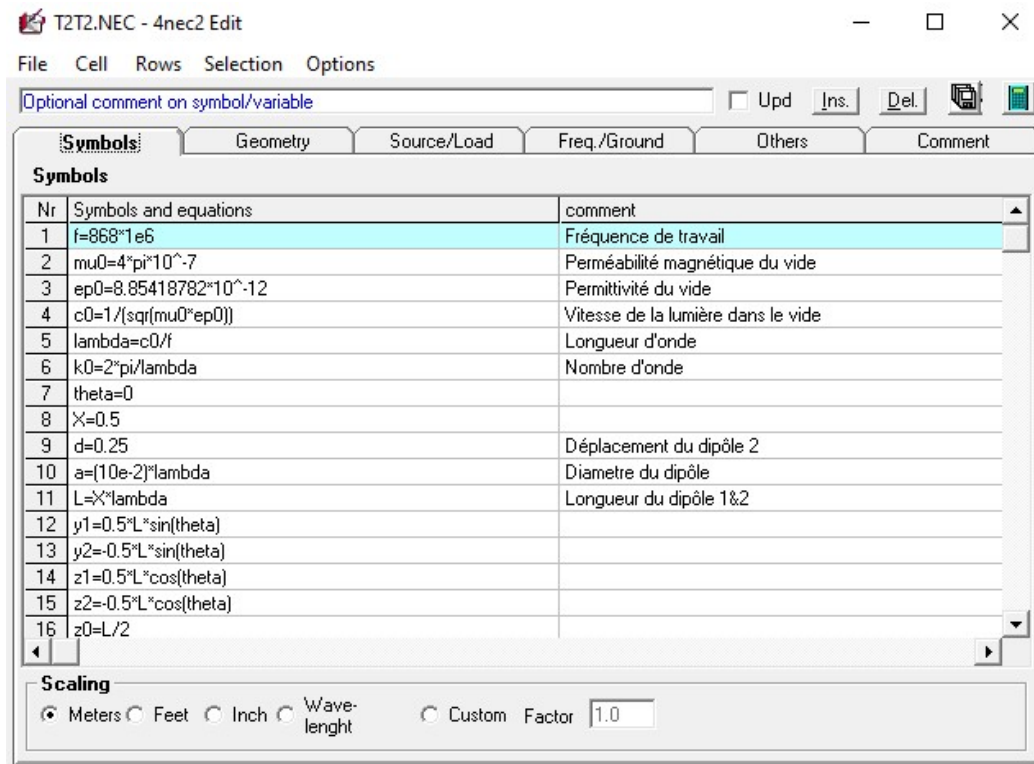


Figure 5.2 : Nouvelle version de l'éditeur NEC (onglet symbole).

A.1.3.2. Onglet 'Geometry'

L'onglet Géométrie (figure 5.3) permet de définir le type d'antenne (structures : filaire, hélicoïdale ou en arc), la géométrie et la position de l'antennes ou du réseau d'antenne. Dans cette thèse, nous avons utilisé deux antennes de type filaires, tous les deux placées dans un même plan.

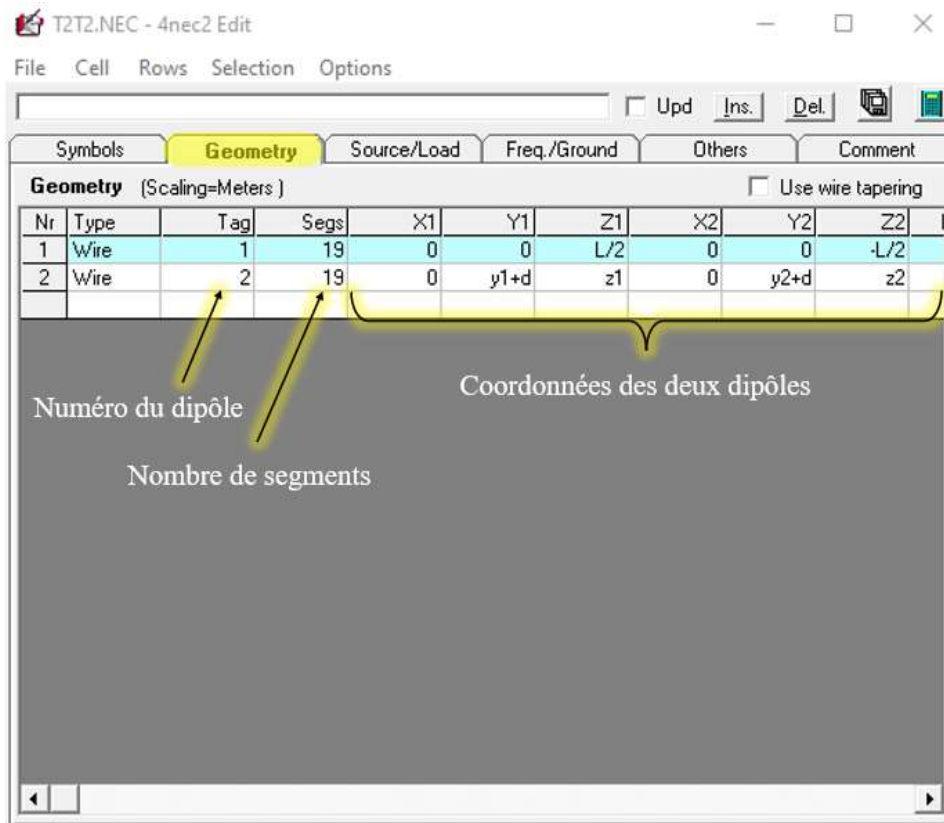


Figure 5.3 : Onglet « geometry » de la nouvelle version de l'éditeur NEC.

A.1.3.3. Excitation et impédance de charge de l'antenne

L'onglet Source/Load (figure 5.4) permet d'assigner une excitation ou une charge a une antenne à la fois ou à plusieurs antennes. Dans la partie du haut de cet onglet, on a le choix entre différents types de sources (tension, courant, onde plane). Dans cette thèse une source de courant de 1 A est appliquée au dixième segment du dipôles RT. Dans la partie du bas de cet onglet, on a le choix entre différents types de charges.

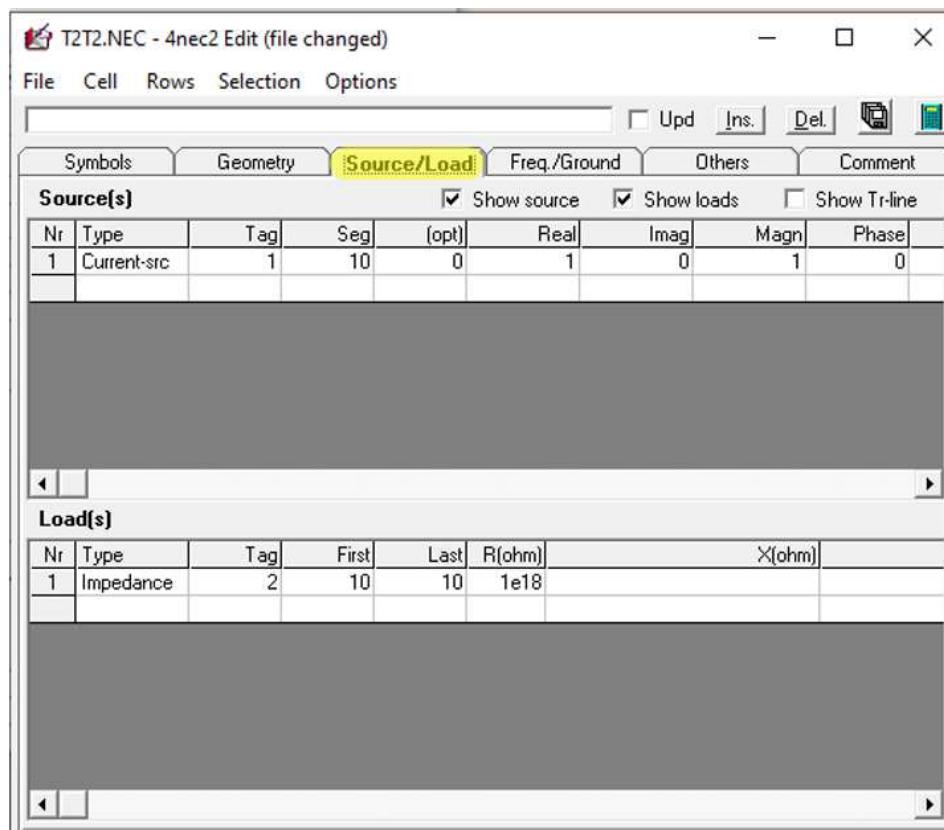


Figure 5.4 : Onglet « Source/Load » de la nouvelle version de l'éditeur NEC.

A.1.3.4. Fréquence de travail et caractéristiques du milieu dans lequel l'antenne se trouve

Cet onglet permet de spécifier les informations liées à la fréquence de simulation mais aussi à l'environnement dans laquelle l'antenne est simulée (figure 5.5). Dans cette thèse, les antennes sont considérées en espace libre fonctionnant à la fréquence de 868 MHz.

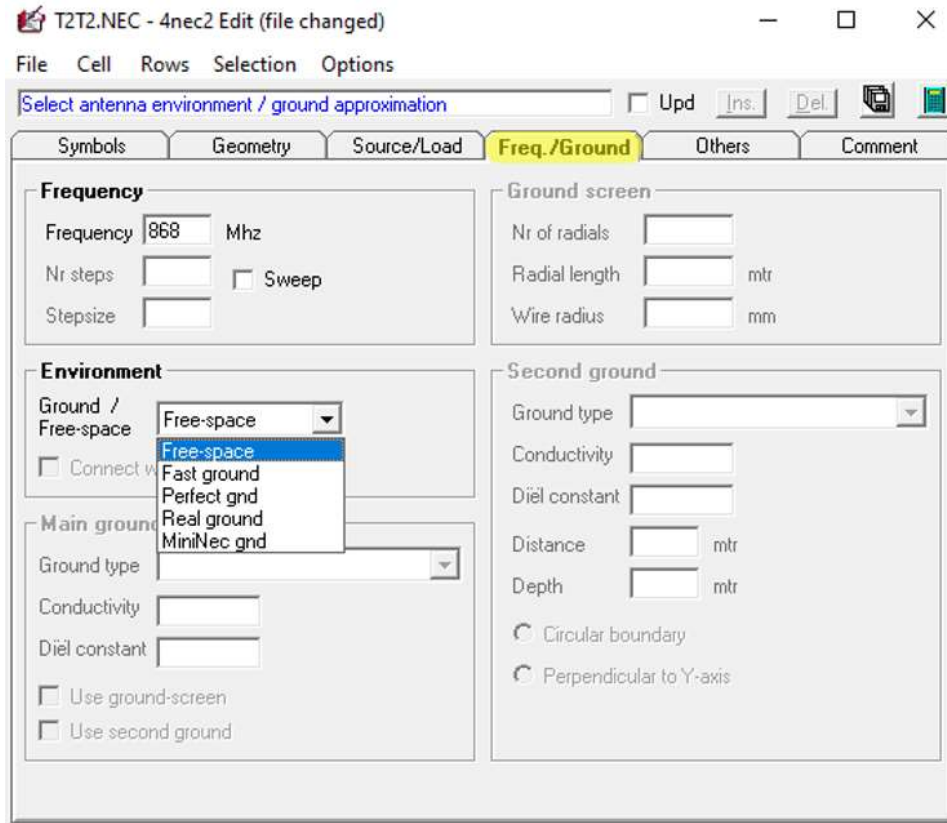


Figure 5.5 : Onglet « Freq/Ground » de la nouvelle version de l'éditeur 4NEC2.

A.2. Calcul de l'impédance mutuelle

L'impédance mutuelle entre deux dipôles est obtenue en considérant le premier alimenté par une tension (V_{1in}) et le second en circuit ouvert. Ainsi, dans les mêmes conditions, la méthode IEMF peut être appliquée pour déterminer la tension induite dans le dipôle LT (V_{21}) par le dipôle RT alimenté. Cette tension induite génère un courant $I_2(y')$ supposée sinusoïdal le long de ce dipôle en circuit ouvert.

$$V_{21} = -\frac{1}{I_{2i}} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} E_{y21}(y') I_2(y') dy' \quad (5.1)$$

$$I_2(y') = I_{2m} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |y'| \right) \right] \quad (5.2)$$

I_{2m} est l'amplitude maximale du courant qui traverse le dipôle LT, I_{2in} représente la valeur de $I_2(y')$ à l'entrée de ce dernière ($y' = 0$) et E_{y21} est la composante du champ électrique \mathbf{E} rayonnée par le dipôle RT alimentée à son entrée quand le dipôle LT en circuit ouvert, comme indiqué dans l'équation (2.4) :

$$E_{y21} = -j \frac{\eta I_{1m}}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jk}}{r} \right] \quad (5.3)$$

Ainsi, en remplaçant les équations (5.2) et (5.3) dans l'équation (5.1), on obtient l'expression complète de la tension V_{21} induite par le dipôle RT alimenté sur le dipôle LT en circuit ouvert.

$$V_{21} = -\frac{1}{I_{2in}} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \left[I_{2m} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |y'| \right) \right] \times \left(-j \frac{\eta I_{1m}}{4\pi} \left[\frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \right) \right] dy' \quad (5.4)$$

En faisant le rapport entre la tension induite (5.4) et le courant du dipôle RT, nous obtenons :

$$Z_{21in} = \frac{V_{21}}{I_{1in}} = \frac{j\eta}{4\pi s} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \left[\frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |y'| \right) \right] dy' \quad (5.5)$$

Ensuite, en considérant que la distribution du courant sur les deux dipôles est maximale à leurs centres, l'impédance mutuelle est définie par la relation suivante :

$$Z_{21m} = Z_{21in} \sin^2 \left(\frac{kl}{2} \right) \quad (5.6)$$

En utilisant les équations 4.5 dans 4.6, l'impédance mutuelle peut être dérivée en fonction de la valeur réelle et imaginaire sous forme d'intégration, comme suit :

$$R_{21m} = \frac{\eta}{4\pi} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \left[\frac{\sin(kr_1)}{r_1} + \frac{\sin(kr_2)}{r_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{\sin(kr)}{r} \right] \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |y'| \right) \right] dy' \quad (5.7-a)$$

$$X_{21m} = \frac{\eta}{4\pi} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \left[\frac{\cos(kr_1)}{r_1} + \frac{\cos(kr_2)}{r_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{\cos(kr)}{r} \right] \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |y'| \right) \right] dy' \quad (5.7-b)$$

L'intégration dans les équations (5.7) est ensuite réalisée à l'aide de la règle de Simpson. La règle de Simpson est une méthode d'approximation numérique d'intégrales définies. Elle est utilisée pour obtenir les valeurs réelles et imaginaires de l'impédance mutuelle. L'équation de Simpson est basée sur l'approximation suivante :

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{b-a}{6} \left[f(a) + \left(\frac{a+b}{2} \right) + f(b) \right] \quad (5.8)$$

C'est une approximation de l'intégration qui est découpée en n sous-intervalles avec n comme nombre pair. Le calcul se fait par incrémentation entre a et b .

Il existe trois configurations classiques dans lesquelles il est possible de calculer l'impédance mutuelle entre deux antennes dipôles associées au tags lecteur et récepteur. Ces configurations sont : parallèle, échelonnée et colinéaire. Ces expressions sont déjà simplifiées pour deux éléments identiques référencées dans les ouvrages de C. A. Balanis [37] et de Kraus [1]. Les expressions générales pour les éléments inégaux sont beaucoup plus complexes et peuvent être trouvées dans King [3].

Par la suite, afin de pouvoir vérifier les résultats de simulations obtenues nous allons développer le calcul théorique de l'impédance mutuelle Z_{21} définie entre deux dipôles demi-onde de diamètre négligeable ($a = 10^{-6} \lambda$) en considérant une fréquence $f = 868 \text{ MHz}$ ($\lambda = 0.345 \text{ m}$). Les deux dipôles sont placés dans le plan xOy , et pour chaque

configuration, nous faisons varier différents paramètres du dipôle associé au tag récepteur (x_{LT}, y_{LT}, e, d).

A.2.1. Configuration parallèle

Dans cette configuration, les antennes des deux tags sont parallèles et les centres des deux antennes sont colinéaires. La résistance R_{21} et la réactance X_{21} de deux dipôles parallèles de même longueur et espacés entre eux d'une distance d s'écrivent de la manière suivante :

$$R_{21} = \frac{\eta}{4\pi} [2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] \quad (5.9)$$

$$X_{21} = \frac{\eta}{4\pi} [2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)] \quad (5.10)$$

Avec :

$$\begin{aligned} u_0 &= kd \\ u_1 &= k \left(\sqrt{d^2 + l^2} + l \right) \\ u_2 &= k \left(\sqrt{d^2 + l^2} - l \right) \end{aligned}$$

A.2.2. Configuration échelonnée

Dans cette configuration, les deux antennes sont parallèles, mais leurs centres sont décalés par rapport à la verticale. La résistance R_{21} et la réactance X_{21} sont calculés à partir des intégrales présentées dans (5.7-a) et (5.7-b) pour qui les deux distances d et e sont non nulles (figure 2.11).

$$R_{21} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(\omega_0) [-2C_i(\omega_1) - 2C_i(\omega'_1) + C_i(\omega_2) + C_i(\omega'_2) + C_i(\omega_3) + C_i(\omega'_3)] + \frac{\eta}{8\pi} \sin(\omega_0) [2S_i(\omega_1) - 2S_i(\omega'_1) - S_i(\omega_2) + S_i(\omega'_2) - S_i(\omega_3) + S_i(\omega'_3)] \quad (5.11)$$

$$X_{21} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(\omega_0) [2S_i(\omega_1) + 2S_i(\omega'_1) - S_i(\omega_2) - S_i(\omega'_2) - S_i(\omega_3) - S_i(\omega'_3)] + \frac{\eta}{8\pi} \sin(\omega_0) [2C_i(\omega_1) - 2C_i(\omega'_1) - C_i(\omega_2) + C_i(\omega'_2) - C_i(\omega_3) + C_i(\omega'_3)] \quad (5.12)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \omega_0 &= ke \\ \omega_1 &= k \left(\sqrt{d^2 + e^2} + e \right) \\ \omega'_1 &= k \left(\sqrt{d^2 + e^2} - e \right) \\ \omega_2 &= k \left[\sqrt{d^2 + (e-l)^2} + (e-l) \right] \\ \omega'_2 &= k \left[\sqrt{d^2 + (e-l)^2} - (e-l) \right] \\ \omega_3 &= k \left[\sqrt{d^2 + (e+l)^2} + (e+l) \right] \\ \omega'_3 &= k \left[\sqrt{d^2 + (e+l)^2} - (e+l) \right] \end{aligned}$$

A.2.3. Configuration colinéaire

Dans cette configuration, les antennes des deux tags sont alignées le long de l'axe x et leurs centres sont espacés sur le même axe. Pour cette configuration, nous appliquerons les équation (5.11) et (5.12), pour laquelle deux dipôles sont sur le même axe (c'est-à-dire $d = 0$) et l'espacement du centre du dipôle RT par rapport au centre du dipôle LT est compris entre $d > l$ ou $d < -l$. Les formules de la résistance R_{21} et la réactance X_{21} mutuelles sont données par :

$$R_{21} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(\mu_0) [-2C_i(2\mu_0) + C_i(\mu_2) - C_i(\mu_1) - \ln(\mu_3)] + \frac{\eta}{8\pi} \sin(\mu_0) [2S_i(2\mu_0) - S_i(\mu_2) - S_i(\mu_1)] \quad (5.13)$$

$$X_{21} = -\frac{\eta}{8\pi} \cos(\mu_0) [2S_i(2\mu_0) + S_i(\mu_2) - S_i(\mu_1)] + \frac{\eta}{8\pi} \sin(\mu_0) [2C_i(2\mu_0) - C_i(\mu_2) - C_i(\mu_1) - \ln(\mu_3)] \quad (5.14)$$

$$\mu_0 = ke$$

$$\mu_1 = 2k(e + l)$$

$$\mu_2 = 2k(e - l)$$

$$\mu_3 = \frac{e^2 - l^2}{e^2}$$

A.3. Mise en place de la simulation au niveau système de la communication T2T à l'aide du logiciel ADS de Keysight

Dans cette partie, nous allons détailler la mise en place et le fonctionnement du simulateur système, implémentation à l'aide du logiciel ADS et qui a permis la confrontation des résultats théoriques de TEB en fonction de la profondeur de modulation et du ratio $\frac{E_b}{N_0}$.

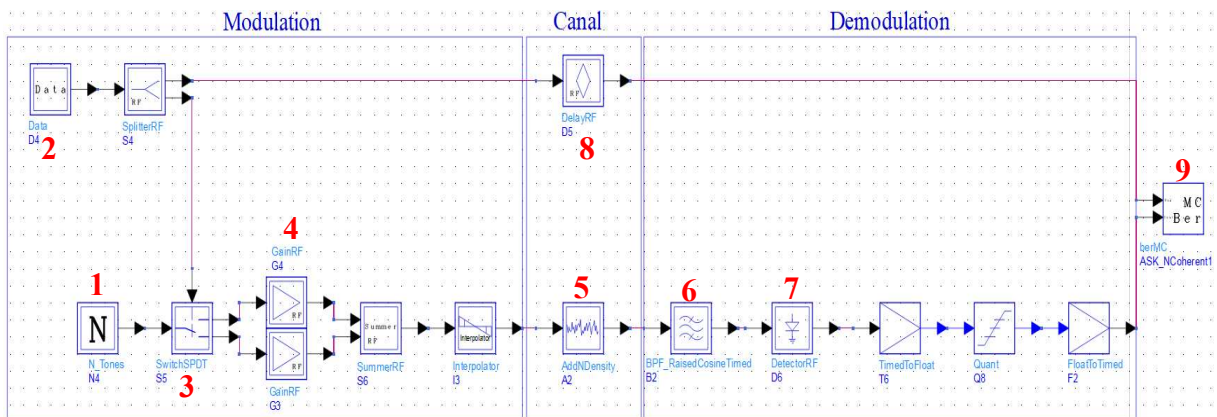


Figure 5.6 : Exemple de schéma de simulation système de communication T2T. Ici, le récepteur considéré est de type non-cohérent.

A.3.1. La source externe

Un système de communication étudié se compose de deux tags RFID UHF passifs qui sont capables de communiquer ensemble, sans passer par un lecteur RFID. L'alimentation de ces tags se fait grâce à une source externe qui peut être dédiée ou ambiante, c'est-à-dire toute autre source qui délivre un signal RF suffisamment puissant et à la fréquence de fonctionnement des tags.

Afin de simplifier l'étude, nous avons considéré le cas d'une source délivrant un signal sinusoïdal, non bruité. La source est considérée statique, c'est-à-dire que l'amplitude du signal ne varie pas au cours de la simulation. Cette source délivre un signal sinusoïdal avec une puissance de -50 dBm à 868 MHz grâce au bloc N_Tones représenté dans la figure 5.7 (bloc 1).

$$V(t) = V_p * \cos(2\pi f_c t + (Phase\ Noise) + \varphi)$$

$$V_p = \sqrt{2 * Pow * R_{out}}$$

Où La puissance émise par la source externe $Pow = 1^{-8}W$ (-50dBm), La résistance de sortie et d'entrée du bloc N_Tones $R_{out} = R_{in} = R_{Load} = 50\Omega$ et la fréquence de simulation $Freq = 868MHz$

A.3.2. Data

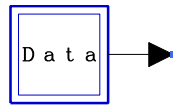


Figure 5.8 : Le bloc Data utiliser pour générer les données binaires.

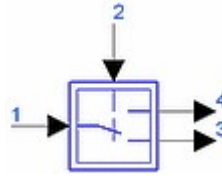
La source de données génère un signal créneau, la séquence binaire est définie par l'utilisateur ou aléatoire. Le flux binaire va commander le rythme (la fréquence) de commutation du commutateur RF à travers l'entrée 2.

Le temps bit considéré : $BitTime = \frac{1}{20} \mu sec$

Type de la séquence de donnée : Pseudo aléatoire.

A.3.3. Commutateur RF

Le bloc *Switch SPDT* est utilisé ici pour reproduire l'impact de la commutation de l'antenne du RT sur deux charges (CC et CO). Pour rappel, l'impact se traduit par la variation de l'impédance d'entrée au niveau de l'antenne du tag LT mais aussi par le gain du réseau formé par les deux antennes. ($Z_{ON/OFF}$ et $G_{ON/OFF}$), Ce commutateur RF permute le signal sinusoïdal à son entrée vers deux sorties au rythme du signal de donnée qui le commande à l'entrée 2.



Dans nos simulations on a utilisé un switch idéal, c'est-à-dire qu'il n'introduit pas de pertes d'insertion, ni de la latence entre la commande et l'actionnement à proprement dit. Il n'introduit pas non plus du couplage entre les deux sorties.

A.3.4. GainRF

Ce bloc fonctionnel modélise le gain du réseau de deux antennes qui est présenté vers la source RF quand le tag RT commute son antenne sur les deux charges (CC et CO). C'est un amplificateur qui possède un gain linéaire, avec un point de compression à 1dB qui est très grand par rapport à la puissance des signaux à son entrée



A.3.5. AddNDensity

Le bloc fonctionnel *AddNDensity* rajoute du bruit blanc gaussien à la transmission afin de pouvoir faire varier le ratio E_b/N_0 . Ce ratio est varié en considérant que le niveau de signal est fixe et que c'est la puissance du bruit qui varie.



A.3.6. Filtre de Nyquist

Afin de rendre réaliste la simulation système, un filtre de Nyquist (cosinus surélevé avec un facteur de roll off de 0.5) a été placé à la sortie du démodulateur RF.

A.3.7. BER_MC :



BER_MC utilise la méthode de Monte Carlo pour déterminer le taux d'erreurs.

Ce taux est obtenu en comparant les données de départ avec celles récupérées à la sortie du bloc de décision du récepteur associé au tag LT.

Le bloc BER MC contrôle la durée de la simulation et implicitement la précision de la valeur de TEB simulée en utilisant la variable *EstRelVariance*. En effet, tant que la variance cible de la valeur de TEB simulée n'est pas atteinte, la simulation système continue.

A.3.8. Récapitulatif des paramètres de la simulation systèmes

Les paramètres suivants sont utilisés dans l'ensemble des simulations effectuées.

- Puissance de la source : $Pow = -50dBm$.
- Fréquence de la porteuse : $Freq = 868 MHz$.
- Temps de symbole : $BitTime = \frac{1}{20} \mu sec$
- Nombre d'échantillon : $SampPerBit = 347$
- Temps d'échantillonnage : $Tstep = \frac{BitTime}{SampPerBit}$
- Energie d'un Bit : $E_b = 10 * \log_{10} \left[\frac{1}{2} BitTime * \left(\frac{A_0^2}{2} + \frac{A_1^2}{2} \right) \right]$
- Densité de Bruit : $Ndensity = E_b - E_b N_0 + 30$
- Nombre de Bit : $NumBit = 10^6$

Références

- [1] L. J. Kraus and R. Marhefka, *Antennas for All Applications*, ser. McGraw-Hill series in electrical engineering. McGraw-Hill, 2002. [Online]. Available: <https://books.google.fr/books?id=V6pSPgAACAAJ.C>.
- [2] A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [3] H. King, "Mutual impedance of unequal length antennas in echelon," in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 5, no. 3, pp. 306-313, July 1957, doi: 10.1109/TAP.1957.1144509.



FOLIO ADMINISTRATIF

THESE DE L'INSA LYON, MEMBRE DE L'UNIVERSITE DE LYON

NOM : LASSOUAOUI
(avec précision du nom de jeune fille, le cas échéant)

DATE de SOUTENANCE : 16/12/2022

Prénoms : Tarik

TITRE : Contributions au développement des communications de type tag à tag RFID passives pour l'internet des objets

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2022ISAL0130

Ecole doctorale : E.E.A

Spécialité : Électronique, micro et nanoélectronique, optique et laser

RESUME :

Avec l'émergence des réseaux de capteurs cognitifs, et notamment de l'IIoT, la technologie RFID UHF passive évolue avec de nouvelles fonctionnalités. De nouveaux types d'applications dépassant les classiques telles que la logistique, la sécurité et la traçabilité sont en train d'être développées. Bénéficiant de l'identification unitaire, de nouveaux types de tags, dits tags augmentés, font leur apparition intégrant de nouvelles capacités comme la sensibilité à l'environnement, le comportement cognitif, le traitement des données, la communication entre tags. Dans ce contexte, l'objectif de cette thèse porte sur la proposition de stratégies et de méthodes afin d'optimiser les communications entre tags, dite communications tag à tag (T2T). Ce nouveau type de lien radio, entre tags communicants directement, s'appuie sur la présence d'une source RF externe et est basé sur le principe de rétro-modulation. En particulier, les scénarios analysés se projettent dans le cadre de la chaire Spie ICS – INSA Lyon qui porte sur l'IIoT.

Cette thèse vise le domaine applicatif de la RFID UHF pour lequel le concept des communications T2T a été démontré dès 2011, avec peu de travaux réalisés jusqu'ici. Dans un système T2T, deux tags RFID communiquent l'un avec l'autre directement sans passer par le lecteur. L'un des tags joue le rôle de tag lecteur : en présence d'une source RF dans son voisinage, il émet une information binaire par rétro-modulation, en commutant la charge vue par son antenne sur deux impédances distinctes, réfléchissant ainsi deux niveaux de puissance distincts. L'autre tag joue le rôle de tag récepteur : il reçoit l'information transmise et la démodule.

L'enjeu principal de la thèse est de déterminer un cadre qui puisse prendre en compte l'ensemble des facteurs impactant une communication T2T avec pour finalité l'évaluation des performances, notamment en termes de taux d'erreur binaire, métrique classiquement utilisé dans le domaine des télécommunications.

MOTS-CLÉS :

Rétrodiffusion, tags passifs, communication tag à tag, identification par radiofréquences en UHF

Laboratoire (s) de recherche : CITI

Directeur de thèse : Guillaume VILLEMAUD

Président de jury :

Composition du jury :

Anne-Claire Lepage, Martine Lienard, Arnaud Bread, Arnaud Vena, Emmanuel Bergeret, Guillaume Villemaud, Florin-Doru Hutu et Yvan Duroc.