

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE I

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE I

Discipline : Electronique

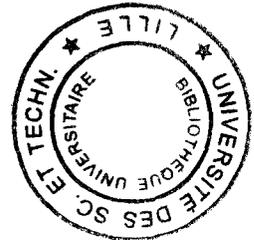
présentée et soutenue publiquement

par **FAUGERAS Isabelle**

le 26 janvier 1999

Couplage inductif multi-antennes : application au transfert d'énergie et d'informations pour un dispositif d'identification radiofréquence

Directeur de thèse : P. DEGAUQUE



JURY

M. Papiernik	, président et rapporteur
M. Massé	, rapporteur
M. Crosnier	, examinateur
M. Degauque	, examinateur
M. Heddebaut	, examinateur
Mme Liénard	, examinateur
M. Vacherand	, examinateur.

REMERCIEMENTS

D'aucuns prétendent, mais ce sont des mauvaises langues, que pour se lancer dans l'aventure de la thèse il faut posséder un grain de folie et une bonne dose d'inconscience. Fort heureusement, dans la plupart des cas, il s'agit d'un acte réfléchi dont les risques sont calculés. D'ailleurs, ils peuvent être réduits à néant par le garde-fou que constitue l'environnement dans lequel la thèse se déroule. Ce dernier joue un rôle très important et pas seulement sur un plan technique mais aussi sur un plan humain. Bien sûr, il n'est pas le garant d'une thèse réussie mais il en est un facteur prépondérant en permettant l'intégration, l'enrichissement et l'épanouissement du thésard.

En conséquence, je souhaite exprimer ma gratitude à M. Papiernik de l'université de Nice qui m'a fait l'honneur de présider mon jury et de juger mon travail. J'associe à ces remerciements M. P. Massé, professeur d'électromagnétisme à l'école de physique de Grenoble qui a bien voulu être le second rapporteur et également messieurs Crosnier de l'IEMN à Lille et Heddebaut de l'INRETS de Lille qui ont accepté de se pencher sur la lecture de ce mémoire.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à M. A. Le Roy sans qui rien n'aurait été possible puisqu'il m'a accueillie dans son service et m'a donné les moyens de travailler dans de bonnes conditions.

Je remercie vivement M. P. Degauque de l'université de Lille I qui, aidé de Mme M. Liénard, a dirigé ce travail. Malgré l'éloignement géographique, ils en ont suivi l'évolution et par leurs remarques constructives ont su en extraire la "substantifique moëlle".

Merci à M. F. Vacherand, responsable du groupe dans lequel j'ai travaillé. Il est à l'origine du sujet de cette thèse et, en dépit de ses multiples occupations, a réussi à trouver le temps de guider et orienter ce travail.

Je voudrais dire toute ma gratitude à Mme E. Crochon, chef du projet auquel je suis rattachée, pour la pertinence de ses réflexions et la manière dont elle s'est impliquée dans le suivi de mon travail, bien qu'officiellement elle n'en avait pas la responsabilité.

Je dis un immense merci à M. C. Jeandey, ingénieur, pour sa disponibilité et l'aide précieuse qu'il m'a apportée tant sur un plan technique qu'humain. Grâce à ses conseils et à ses encouragements il m'a permis de mener à bien cette étude.

J'associe à ces remerciements M. T. Thomas, ingénieur, qui n'a jamais rechigné à répondre à mes nombreuses questions et m'a considérablement aidée dans la réalisation d'expérimentations grâce à son savoir faire incomparable.

Je tiens également à remercier tous les gens qui participent ou ont participé au projet Teleat, qu'ils soient ingénieurs ou techniciens, et qui m'ont fait une place dans leur équipe. Je ne cite que leur prénom, mais je suis sûre qu'ils se reconnaîtront : Jean-Yves, Gérard, Jacques, Jean-François, Roger.

Je termine par ceux qui, en créant une ambiance sympathique et amicale, ont mis du piment et de la joie dans ma vie de thésarde. Je veux parler bien sûr de Jean-Charles, Viviane, Marielle, Jean, Angélo, Michel, Bruno, Pascal, Benoît, Gérard, Gilles, Sophie, Jean-Jacques... bref la bande à papy. Qu'ils en soient remerciés.

Que tous ceux qui ne se retrouvent pas dans cette liste me pardonnent. Il est impossible de la rendre exhaustive, elle serait trop longue...

TABLE DES MATIERES

NOTATIONS.....	9
INTRODUCTION.....	11
CHAPITRE 1 : LES SYSTEMES D'IDENTIFICATION RADIOFREQUENCES PASSIFS	13
1. DEFINITION DES OBJECTIFS	14
1.1 DESCRIPTION DU DISPOSITIF D'ETUDE.....	14
1.1.1 <i>Présentation globale</i>	14
1.1.2 <i>Description fonctionnelle</i>	15
1.2 INTERETS DES RADIOFREQUENCES.....	16
1.2.1 <i>Atouts des dispositifs radiofréquences</i>	16
1.2.2 <i>Choix de la bande de fréquences</i>	16
1.3 CONTRAINTES DUES AUX NORMES.....	18
1.3.1 <i>Fréquences d'émission</i>	18
1.3.2 <i>Puissances d'émission</i>	18
1.3.3 <i>Système global</i>	18
1.4 PROBLEMES POSES PAR LE SYSTEME.....	19
2. SYSTEMES D'IDENTIFICATION RADIOFREQUENCES PASSIFS	20
2.1 CARACTERISTIQUES DES SYSTEMES.....	20
2.1.1 <i>Coût</i>	20
2.1.2 <i>Fréquence de fonctionnement</i>	20
2.1.3 <i>Portée et environnement multi-étiquettes</i>	21
2.2 CARACTERISTIQUES DES TRANSMISSIONS.....	21
2.2.1 <i>Modes de transmission des données</i>	21
2.2.2 <i>Codage et modulation</i>	22
2.2.3 <i>Débit</i>	22
2.3 QUELQUES DISPOSITIFS PASSIFS GERANT LES COLLISIONS ENTRE MESSAGES.....	23
2.3.1 <i>Tiris</i>	23
2.3.2 <i>Mifare</i>	23
2.3.3 <i>Supertag et Trolleyponder</i>	24
3. GESTION DES COLLISIONS ENTRE LES MESSAGES	25
3.1 PROTOCOLES D'ANTI-COLLISION.....	25
3.1.1 <i>Détection des collisions</i>	25
3.1.2 <i>Nature des protocoles</i>	25
3.1.3 <i>Protocoles en temps avec transpondeur maître</i>	26
3.1.4 <i>Protocoles en temps avec interrogateur maître</i>	28
3.2 PROTOCOLE BREVETE PAR LE CEA	29
3.2.1 <i>Description</i>	29

3.2.2 Questions soulevées	30
4. BILAN.....	31

CHAPITRE 2 : COUPLAGE INDUCTIF DANS UN ENVIRONNEMENT MULTI-ETIQUETTES.....33

1. EMISSION D'UN CHAMP MAGNETIQUE	34
1.1 DELIMITATION DE LA ZONE DE FONCTIONNEMENT	34
1.1.1 Zone de couplage	34
1.1.2 Prise en compte de la norme ETS-I 300330.....	35
1.2 CHOIX DES ANTENNES	36
1.2.1 Nature des antennes	36
1.2.2 Inductances	37
1.2.3 Dimensionnement de l'antenne lecteur.....	38
2. MODELISATION DU COUPLAGE INDUCTIF MULTI-ETIQUETTES.....	38
2.1 MODELISATION MAGNETIQUE.....	38
2.1.1 Principe du couplage inductif.....	38
2.1.2 Coordonnées d'Euler.....	39
2.1.3 Utilisation du potentiel vecteur	41
2.2 MODELISATION ELECTRIQUE	42
2.2.1 Modélisation du couplage inductif multi-secondaire.....	42
2.2.2 Modélisation du lecteur et des étiquettes	43
2.2.3 Puissances moyennes dissipées.....	44
2.3 VALIDATIONS EXPERIMENTALES	45
2.3.1 Champ magnétique	45
2.3.2 Tension d'alimentation.....	46
3. ETUDE DU COUPLAGE INDUCTIF DANS UN ENVIRONNEMENT MULTI-ETIQUETTES.....	47
3.1 CARACTERISATION DES ANTENNES.....	47
3.1.1 Nombre de spires.....	47
3.1.2 Nature de la résonance	49
3.1.3 Coefficients de qualité.....	50
3.2 APPLICATION A UN ENVIRONNEMENT MULTI-ETIQUETTES.....	52
3.2.1 Influence du couplage sur le transfert de puissance	52
3.2.2 Zone de sur-couplage entre les étiquettes	53
3.3 ETUDE DE SOLUTIONS AUX PROBLEMES RENCONTRES.....	55
3.3.1 Problème de dynamique.....	55
3.3.2 Problème du déplacement de la fréquence de résonance	56
4. BILAN.....	60

CHAPITRE 3 : ETUDE DE LA MODULATION LSK DANS UN ENVIRONNEMENT MONO-ETIQUETTE 63

1. ETUDE THEORIQUE DE LA MODULATION LSK	64
1.1 EXPRESSION DE L'IMPEDANCE RAMENEE	64
1.2 VARIATION DE L'IMPEDANCE DE L'ETIQUETTE	65
1.2.1 Modulation LSK avec déplacement de la fréquence de résonance.....	65
1.2.2 Modulation LSK sans déplacement de la fréquence de résonance	67
1.2.3 Comparaison des deux méthodes.....	67
2. MISE EN ŒUVRE DE LA MODULATION LSK.....	69
2.1 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE QUALITE	69
2.1.1 Modulation LSK vue du lecteur.....	69

2.1.2 Choix des valeurs des composants	70
2.2 INFLUENCE DU REGULATEUR DE TENSION	73
2.2.1 Modulation de charge par commutation de résistance ou de capacité.....	73
2.2.2 Modulation LSK par commutation de tension.....	74
3. VALIDATIONS EXPERIMENTALES	76
3.1 INFLUENCE DU REGULATEUR.....	76
3.1.1 Principe des mesures.....	76
3.1.2 Comparaison mesures/simulations.....	77
3.2 COMMUTATION DE TENSION	78
3.2.1 Antenne lecteur 1 spire.....	78
3.2.2 Comparaison des antennes lecteur 1 spire et 2 spires	79
4. BILAN.....	80

CHAPITRE 4 : ETUDE DES TRANSMISSIONS DANS UN ENVIRONNEMENT MULTI-ETIQUETTES.....

1. TRANSMISSIONS DANS LE SENS LECTEUR VERS ETIQUETTES.....	81
1.1 NATURE DE LA MODULATION	82
1.2 MISE EN OEUVRE	82
1.2.1 Etiquettes sans régulateur.....	82
1.2.2 Etiquettes avec régulateur.....	86
2. TRANSMISSIONS DANS LE SENS ETIQUETTES VERS LECTEUR.....	88
2.1 EMISSION D'UNE SEULE ETIQUETTE	88
2.1.1 Modulation vue par le lecteur.....	88
2.1.2 Modulation vue par les autres étiquettes	91
2.1.3 Validations expérimentales.....	93
2.2 EMISSION SYNCHRONE DES DEUX ETIQUETTES	95
2.2.1 Résultats de simulations.....	95
2.2.2 Validations expérimentales.....	97
3. CONSEQUENCES SUR LE DISPOSITIF ETUDIE.....	98
3.1 COMPARAISON DES MODULATIONS DE CHARGE.....	98
3.1.1 Coefficients de qualité au repos.....	98
3.1.2 Conséquences pour le protocole d'anti-collision.....	99
3.2 INFLUENCE D'UN AUTRE LECTEUR	99
4. BILAN.....	101

CONCLUSION.....	103
------------------------	------------

ANNEXE A : PRESENTATION DE L'OUTIL DE SIMULATION.....	105
--	------------

ANNEXE B : DESCRIPTION DES EXPERIMENTATIONS.....	113
---	------------

ANNEXE C : CALCULS THEORIQUES.....	119
---	------------

BIBLIOGRAPHIE.....	123
---------------------------	------------

NOTATIONS

Electromagnétisme et couplage inductif :

H_r, H_θ, H_φ	Composantes du champ magnétique en coordonnées sphériques
E_r, E_θ, E_φ	Composantes du champ électrique en coordonnées sphériques
\vec{A}	Potentiel vecteur
k	Nombre d'ondes
λ	Longueur d'onde
ω	Pulsation de travail
ω_0	Pulsation de résonance
f	Fréquence de travail
f_0	Fréquence de résonance
Δf	Largeur de bande à -3 dB
M_i	Inductance mutuelle entre un lecteur et l'étiquette i
M_{ij}	Inductance mutuelle entre deux étiquettes i et j
e_i	Force électromotrice induite par un lecteur sur l'étiquette i
e_{ij}	Force électromotrice induite par l'étiquette i dans l'antenne j
k_i	Coefficient de couplage entre un lecteur et une étiquette i
k_{ij}	Coefficient de couplage entre deux étiquettes i et j
d_{\min}	Distance minimale entre deux étiquettes pour qu'elles soient alimentées
Z_r	Impédance ramenée sur l'antenne lecteur

Paramètres électriques :

R_e	Résistance de sortie du générateur de tension alimentant le lecteur et de l'électronique chargeant l'antenne lecteur
R_L	Résistance de pertes série de l'antenne lecteur
R_{Leq}	Somme des deux résistances précédentes
R_r	Résistance de rayonnement
C_L	Capacité de résonance de l'antenne lecteur
L_L	Inductance de l'antenne lecteur
R_i	Résistance de pertes série de l'antenne de l'étiquette i
C_i	Capacité de résonance de l'antenne de l'étiquette i
L_i	Inductance de l'antenne de l'étiquette i
C_{si}	Capacité de stockage de l'étiquette i
R_{ci}	Résistance de charge de l'étiquette i
R_{cieq}	Résistance de charge équivalente tenant compte des résistances de charge et de pertes de l'antenne de l'étiquette i
Z_L	Impédance propre du lecteur
Z_L^*	Impédance du lecteur en présence des étiquettes

Z_i	Impédance propre de l'étiquette i
Q_L	Coefficient de qualité du lecteur
Q_i	Coefficient de qualité de l'étiquette i
Q_{eqi}	Coefficient de qualité équivalent de l'étiquette i
Q_{ai}	Coefficient de qualité apparent de l'étiquette i

Modulation LSK :

$\Delta V_{=}$	Tension continue à commuter en série avec le régulateur
ΔV_a	Tension alternative équivalente à $\Delta V_{=}$
R_{iF}	Résistance à commuter en parallèle sur l'antenne de l'étiquette i
C_{iF}	Capacité à commuter en parallèle sur l'antenne de l'étiquette i
Z_{LQ}^*	Impédance du lecteur quand l'interrupteur est ouvert
Z_{LF}	Impédance du lecteur quand l'interrupteur est fermé
Q_{iO}	Coefficient de qualité de l'étiquette i quand l'interrupteur est ouvert
Q_{iF}	Coefficient de qualité de l'étiquette i quand l'interrupteur est fermé
m	Indice de modulation en amplitude
$\Delta\phi/\phi$	Paramètre de modulation en phase

Courants et tensions :

V_e	Tension d'alimentation fournie au lecteur
I_L	Courant circulant dans l'antenne lecteur
V_{ri}	Tension redressée aux bornes de la charge de l'étiquette i
V_{ci}	Tension alternative aux bornes de la charge R_{cieq}
I_i	Courant circulant dans l'antenne de l'étiquette i
I_{ri}	Courant consommé par le régulateur de l'étiquette i
P_r	Puissance moyenne dissipée dans le système

INTRODUCTION

De nos jours l'utilisation des dispositifs d'identification par bandes magnétiques ou codes à barres est très largement répandue, que ce soit comme moyen de paiement, comme laisser-passer etc. Les applications sont multiples et nécessitent l'introduction de la carte magnétique dans un lecteur ou l'utilisation d'un faisceau laser pour lire les codes à barres. Ces systèmes de transmission d'informations posent de nombreux problèmes de robustesse et de maintenance. L'émergence de nouvelles technologies notamment dans la fabrication des puces rend imaginable le remplacement de tels systèmes par des dispositifs sans contact utilisant les ondes radiofréquences. En effet, les fabricants de semi-conducteurs sont maintenant capables de réaliser des circuits intégrés suffisamment complexes et consommant très peu d'énergie. Cette dernière caractéristique permet de les alimenter par couplage inductif et donc d'envisager un fonctionnement sans contact mécanique avec le dispositif de lecture ou de contrôle. Associés à des techniques d'encartage de moins en moins coûteuses, ces progrès rendent envisageable la conception d'étiquettes électroniques susceptibles de concurrencer voire de remplacer les codes à barres.

Le sujet de cette thèse s'inscrit dans cette évolution. Il s'agit de concevoir un dispositif d'identification sans contact et bas coût capable, dans un volume de fonctionnement assez important, d'alimenter et de communiquer avec des étiquettes électroniques fixées sur des objets ou des produits. Le plan de la thèse s'articule donc autour de ces deux fonctions essentielles : le transfert d'énergie et la transmission d'informations. Dans un premier chapitre il est fait un état de l'art des dispositifs existants se rapprochant de celui que l'on souhaite mettre au point. L'objectif est de souligner l'originalité du système envisagé. Les trois chapitres suivants s'intéressent plus à l'étude et à la validation expérimentale de ce dispositif tout en essayant de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu. Dans un premier temps, il s'agit d'étudier le couplage inductif dans un environnement où se trouvent plusieurs secondaires, contrairement au schéma classique du transformateur où l'on a un primaire et un seul secondaire. L'aspect transfert d'énergie ainsi traité, il reste la transmission d'informations. Le chapitre 3 permet de comprendre le comportement d'une modulation particulière, dite modulation de charge, dont le principe utilise les propriétés du couplage inductif. Pour cela, on se place dans la situation simple où l'on n'a qu'un seul secondaire. Dans le dernier chapitre, sont étudiées de manière plus complète les transmissions notamment en se plaçant en présence de plusieurs étiquettes.

Chapitre 1 : LES SYSTEMES D'IDENTIFICATION RADIOFREQUENCES PASSIFS

Historiquement, les dispositifs radiofréquences ont d'abord été imaginés pour alimenter en énergie les cœurs artificiels implantés afin d'éviter toute intervention chirurgicale qui vise à changer leur pile. Peu à peu, à cette fonction de transfert d'énergie s'est ajoutée une fonction de transmission de données telles que le taux de glucose dans le sang, l'activité électrique du cœur ou du cerveau etc. qui a permis à ces systèmes d'être développés pour d'autres applications dans d'autres domaines que le génie biomédical. Aujourd'hui les dispositifs d'identification radiofréquences sont très répandus et sont utilisés pour détecter les victimes d'avalanches, identifier les animaux, contrôler les processus de fabrication, accélérer le passage au péage des autoroutes etc.

Dans ce chapitre introductif sont exposés les objectifs poursuivis par cette thèse et on verra ce que le dispositif d'identification radiofréquence que nous souhaitons mettre au point apporte par rapport aux systèmes existants. Dans une première partie sont donc définies les caractéristiques du dispositif, puis dans les deuxième et troisième parties un état de l'art des produits passifs gérant les collisions entre les messages est fait. Cela permet de cerner plus précisément les questions soulevées par ce projet, questions auxquelles on cherchera à répondre par la suite.

1. Définition des objectifs

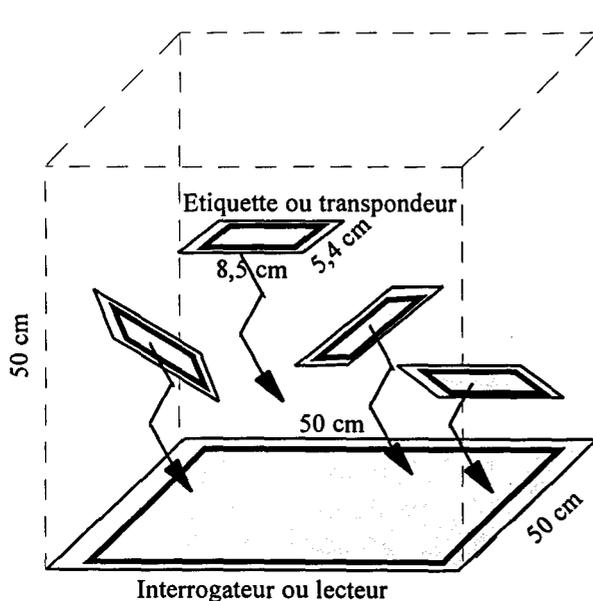
1.1 Description du dispositif d'étude

1.1.1 Présentation globale

L'objectif de cette thèse est l'étude et la conception d'un dispositif d'identification radiofréquence, grande portée et bas coût. Concrètement, il s'agit de réaliser un système qui permette l'identification à distance d'objets portant une étiquette électronique en utilisant les ondes hertziennes. Un tel système peut être employé dans de nombreuses applications. Citons, par exemple, le paiement automatique dans les supermarchés : le client n'aurait plus besoin de décharger son caddie, il lui suffirait de le passer entre des antennes de type portique pour connaître en quelques fractions de secondes le montant de ses achats. On pourrait ainsi réduire, voire supprimer, les files d'attente aux caisses. Une autre application concerne l'identification de colis ou de bagages placés sur un tapis roulant et qui passeraient à travers un tunnel formé par des antennes. On peut aussi imaginer la réalisation d'inventaires simplement en déplaçant une grande antenne devant des produits posés dans des rayonnages etc.

Les applications sont multiples mais présentent des points communs :

- le système doit fonctionner qu'il y ait un ou plusieurs objets
- ces derniers peuvent avoir n'importe quelle position et n'importe quelle taille
- la distance entre deux étiquettes est variable
- un certain nombre d'informations doivent être échangées entre les étiquettes et l'antenne interrogatrice. La nature de ces informations peut varier d'une application à une autre (prix, date de fabrication etc.) mais on suppose que les étiquettes possèdent un code unique qui permette d'identifier sans ambiguïté les objets sur lesquels elles sont fixées.



Un tel dispositif est donc composé de deux éléments de base : un lecteur (ou interrogateur) et une étiquette (cf. figure 1-1). Le premier est chargé, grâce à l'émission d'un champ magnétique, de détecter la présence des étiquettes encore appelées transpondeurs, de les identifier et éventuellement de dialoguer avec elles. Les étiquettes, quant à elles, doivent permettre l'identification des objets sur lesquels elles sont fixées et transmettre au lecteur les informations qu'il demande. Leur taille est, par exemple, définie par la norme ISO 7816 (ID1) comme étant celle d'une carte de crédit, c'est-à-dire un rectangle de $8,5 \times 5,4 \text{ cm}^2$.

Figure 1 - 1 : Illustration du dispositif

Dans l'objectif de la thèse, l'expression grande portée traduit le fait que l'on souhaite que le lecteur puisse identifier des étiquettes placées dans un volume d'environ $50 \times 50 \times 50 \text{ cm}^3$. Un tel volume de fonctionnement permet d'avoir plusieurs objets à identifier simultanément. La notion de coût est importante car elle implique que les étiquettes soient passives, c'est-à-dire qu'elles ne comportent pas de pile. Le lecteur doit donc fournir l'énergie nécessaire à leur alimentation. Cette fonction est assurée par couplage inductif. Toute l'électronique nécessaire au fonctionnement des transpondeurs est incluse dans un circuit intégré ou Asic (Applied Specific Integrated Circuit) relié à l'antenne.

1.1.2 Description fonctionnelle

Le lecteur, dont le schéma fonctionnel est représenté sur la *figure 1-2-a*, doit donc assurer trois fonctions : l'alimentation des étiquettes, la gestion des transmissions et le traitement des informations reçues. La première implique qu'il n'y ait pas de coupure dans l'émission du champ magnétique ou alors qu'elle soit suffisamment brève pour ne pas perturber la récupération d'énergie. En ce qui concerne les transmissions, elles sont réalisées en half duplex, c'est-à-dire qu'étiquettes et lecteur ne parlent pas en même temps mais alternativement. L'interrogateur émet à intervalle régulier un signal d'interrogation pour savoir s'il y a ou pas des étiquettes présentes dans son champ. Cette fonction de gestion des communications suppose qu'il comporte, évidemment, des moyens de modulation et de démodulation ainsi que des moyens de codage et de décodage, mais aussi qu'il soit capable de mettre en œuvre un protocole gérant la collision des messages. En effet, en réponse au signal d'interrogation, les étiquettes émettent simultanément un signal en se synchronisant à partir du message reçu. Le lecteur voit donc arriver un signal résultant de la superposition de tous les signaux émis et doit être capable de faire le tri et d'identifier toutes les étiquettes. Une fois qu'il a réussi, il peut décider d'établir un dialogue avec une seule ou toutes les étiquettes pour avoir d'autres informations. Celles-ci peuvent être stockées dans une mémoire pour être traitées ultérieurement ou bien transmises en temps réel à une unité de traitement, dont la complexité dépend essentiellement de l'application. A ces fonctions de base peuvent se rajouter des modules plus spécifiques de traitement du signal.

Les étiquettes, quant à elles, sont toutes identiques et comportent un Asic qui doit assurer les fonctions suivantes (*cf. figure 1-2-b*) :

- récupérer l'énergie et l'horloge à partir du champ émis par le lecteur
- mémoriser les informations et permettre l'accès à ces données aussi bien en lecture qu'en écriture
- posséder une logique d'interprétation des commandes envoyées par le lecteur
- coder et décoder
- moduler et démoduler
- remettre à zéro (RAZ) les fonctions logiques.

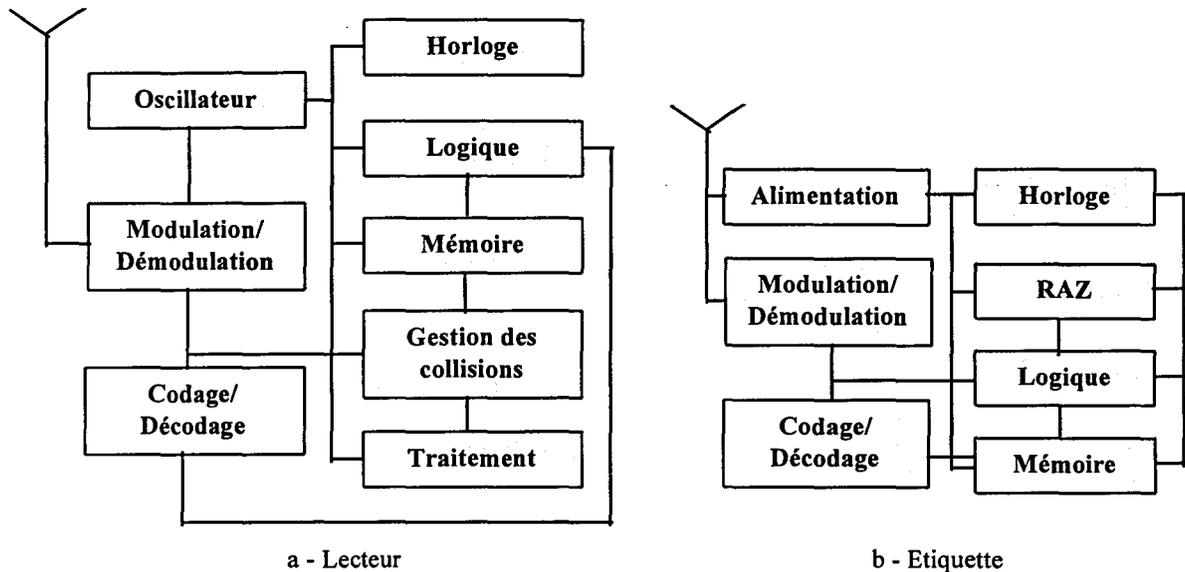


Figure 1 - 2 : Représentation fonctionnelle d'un lecteur et d'une étiquette

1.2 Intérêts des radiofréquences

1.2.1 Atouts des dispositifs radiofréquences

L'approche par ondes radiofréquences a été préférée à d'autres solutions faisant intervenir des ondes optiques (lecture de codes à barres) en raison d'une meilleure fiabilité, d'une robustesse accrue et d'une maintenance moins onéreuse. En particulier, ces dispositifs fonctionnent mieux dans des environnements difficiles et peuvent résister à des contraintes climatiques (boue, pluie, neige etc.), à des contraintes mécaniques (vibrations, petits chocs ...) et à des contraintes thermiques. Bien que les étiquettes ainsi conçues restent plus chères que celles utilisant des codes à barres, l'interrogateur représente un investissement moins important que l'achat d'un lecteur comportant un laser. D'autre part, les radiofréquences déterminent naturellement un volume de fonctionnement grâce à un phénomène de dispersion, contrairement aux systèmes optiques, très directifs et sont capables de pénétrer des matériaux opaques. L'utilisateur peut également modifier de manière très simple les données enregistrées dans ce type d'étiquettes.

1.2.2 Choix de la bande de fréquences

Cependant les radiofréquences, entre 100 kHz et 3 GHz, comportent plusieurs bandes de fréquences ayant des propriétés différentes (cf. figure 1-3). L'utilisation de fréquences élevées (autour de 1 GHz) a été rejetée malgré le meilleur débit d'information que l'on pouvait espérer. En effet, pour que la communication ait lieu dans un volume, il faudrait réaliser un balayage à cause de la propagation de ce type d'ondes, ce qui augmenterait la complexité de l'antenne lecteur. Les fréquences élevées sont, de plus, sensibles aux phénomènes d'écran et peuvent être fortement atténuées, voire absorbées par le milieu dans lequel elles se propagent. L'effet de peau, c'est-à-dire la tendance des courants à circuler à la surface des conducteurs et non

plus uniformément à l'intérieur, se fait plus particulièrement sentir lorsque les fréquences sont élevées. Il est alors plus difficile pour les ondes de traverser les objets.

A l'opposé, les basses fréquences (autour de 125 kHz), bien que satisfaisant les contraintes de portée, ne nous ont pas paru fournir un débit suffisant par rapport aux objectifs fixés. L'identification simultanée de plusieurs étiquettes implique des communications sûres et rapides pour respecter des temps de transmission de quelques millisecondes. De plus, les antennes sont généralement fabriquées à partir de fils de cuivre bobinés et comportent un nombre important de tours ce qui les fait revenir plus chères que celles réalisées à partir de pistes de cuivre imprimées destinées aux applications utilisant des fréquences dans la bande des HF (Hautes Fréquences, entre 3 et 30 MHz). En conclusion, cette dernière paraît établir un bon compromis entre le faible coût de l'étiquette, le débit des transmissions et la sensibilité au milieu environnant.

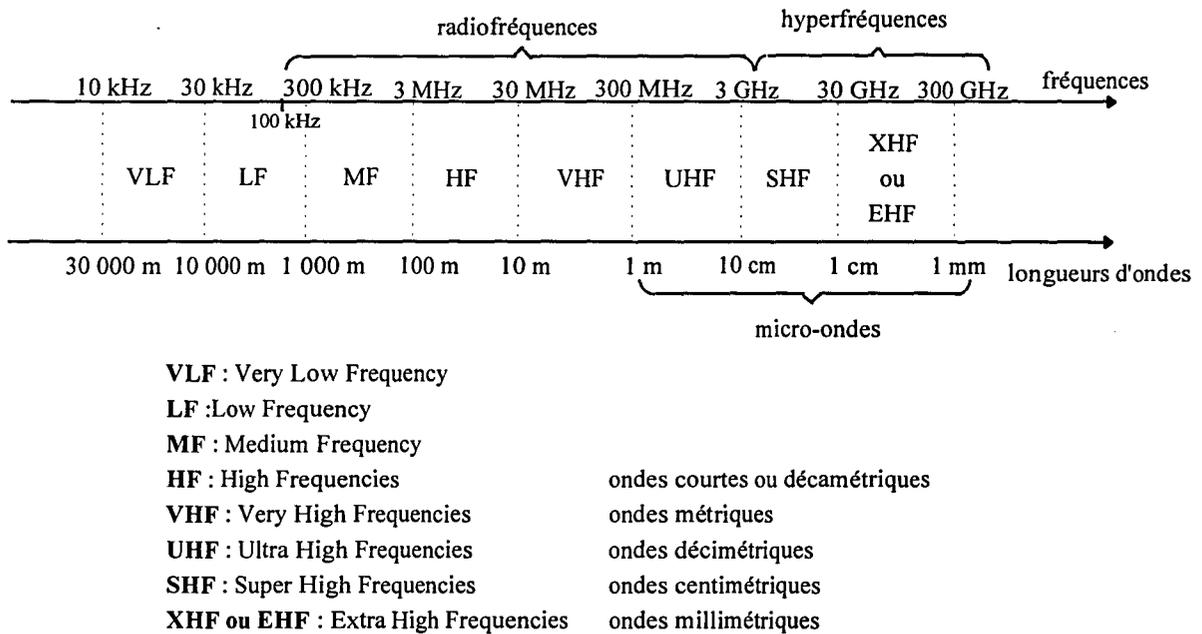


Figure 1 - 3 : Bandes définissant les radiofréquences

1.3 Contraintes dues aux normes

Un dispositif d'identification radiofréquence doit respecter des normes définissant la fréquence de travail et la puissance maximale que l'on peut émettre.

1.3.1 Fréquences d'émission

Une de ces normes, référencée NFEN 55011, concerne la définition des bandes, dites bandes ISM (Industrial, Scientific, Medical), dans lesquelles on est autorisé à émettre. En HF, trois fréquences centrales sont autorisées : 6,78 MHz, 13,56 MHz et 27,12 MHz. La première n'est pas autorisée dans tous les pays, à l'exemple du Royaume-Uni et du Japon et la dernière est, au contraire, très employée dans les télécommandes, téléalarmes etc et dans le domaine biomédical. Nous nous sommes donc orientés sur la bande centrée sur 13,56 MHz, qui est plutôt utilisée dans le secteur industriel (fours à plasma etc.). Autour de cette fréquence une bande de ± 7 kHz seulement peut être utilisée.

1.3.2 Puissances d'émission

Cependant, les normes ETS-I 300330 de rayonnement des émetteurs radio fonctionnant entre 9 kHz et 30 MHz tolèrent l'utilisation d'une bande de fréquence plus large que ces ± 7 kHz. En effet, ces normes imposent, à 13,56 MHz, l'émission d'un champ maximum à 10 m de $42 \text{ dB}\mu\text{Am}^{-1}$ avec une limite des émissions non essentielles fixée à $-3 \text{ dB}\mu\text{Am}^{-1}$. Cette dernière valeur correspond au niveau de champ toléré en dehors de la bande de fréquence choisie. Autrement dit, il est possible d'utiliser une bande de fréquence plus large à condition de respecter cette valeur de $-3 \text{ dB}\mu\text{Am}^{-1}$ et donc de ne pas rayonner un champ trop important en dehors de la bande autorisée.

D'autres critères entrent également en ligne de compte dans la détermination de la puissance maximale utilisable, notamment l'influence du champ magnétique sur le corps humain. Si l'on connaît bien ses effets physiologiques à court terme selon la fréquence, la nature des cellules touchées etc., il n'en est pas de même pour les effets à long terme (cf. [Jeandey 96]). Beaucoup d'études ont été menées mais avec des conclusions très diverses. Il en résulte une pré-norme Cenelec ENV 50166-2 qui se base sur l'échauffement des tissus pour limiter la puissance rayonnée. Celle-ci recommande de ne pas dépasser un débit d'absorption spécifique de 4 Wkg^{-1} pour l'ensemble du corps humain, par période de 6 min, et de 20 Wkg^{-1} pour les mains et les pieds pour des fréquences comprises entre 10 MHz et 300 GHz. Ce paramètre correspond à l'énergie absorbée par les tissus. Ces valeurs élevées ne semblent pas constituer un critère limitatif pour l'application envisagée puisque, comme on le verra dans la suite, les puissances fournies à l'antenne lecteur sont au maximum de quelques watts.

1.3.3 Système global

D'autres normes sont en préparation. Elles concernent directement notre application puisqu'elles cherchent à définir les types de modulations et de codages ainsi que les protocoles à mettre en œuvre pour réaliser des systèmes d'identification radiofréquence passifs. Ces derniers sont répartis en trois groupes selon la portée, c'est-à-dire la distance lecteur-étiquette maximale à laquelle le système fonctionne. Pour les dispositifs de couplage

proche, autrement dit avec une portée inférieure à 1 cm, il faut regarder la norme ISO 10536. Jusqu'à 10 cm il s'agit des applications dites de proximité (Proximity Cards) décrites dans les normes ISO 14443. Au delà, est utilisé le terme de voisinage (Vicinity Cards) pour désigner les dispositifs grande portée décrits dans la norme ISO 15693. Les travaux de normalisation pour ce dernier type de système n'en sont qu'à leurs débuts et concernent plutôt des systèmes ayant plus de fonctionnalités que les étiquettes visées et donc plus chers. Les dispositifs bas coûts et grande portée font l'objet d'une étude plus spécifique conduite par le groupe CN 31. Mais là aussi les travaux n'en sont qu'à leurs débuts et s'appuient sur ceux effectués dans les autres groupes de normalisation. On va donc prendre comme point de départ de l'étude les normes concernant les cartes de proximité.

1.4 Problèmes posés par le système

La description succincte du dispositif d'étude permet de définir un certain nombre de contraintes que ce dernier doit satisfaire. Premièrement, comme cela a été souligné, les étiquettes ne disposent pas de source d'énergie propre. Elles doivent donc être alimentées par le lecteur par le biais du couplage inductif. Cela soulève la question du comportement du couplage inductif lorsqu'on n'est plus dans un environnement où on a un primaire (lecteur) et un secondaire (étiquette) mais un primaire et plusieurs secondaires. D'autre part, le volume de fonctionnement est relativement important, ce qui implique un couplage faible entre le lecteur et les étiquettes. Quelles conséquences est-ce que cela peut avoir sur l'alimentation et les transmissions ? De plus, le dispositif doit fonctionner quelque soit le nombre d'étiquettes présentes, en particulier qu'il y en ait une ou n. C'est une contrainte qui suppose l'emploi d'un algorithme gérant la collision des messages émis par les étiquettes. Mais il reste encore à choisir un protocole et à étudier les conséquences éventuelles que ce choix peut entraîner sur la conception du dispositif.

Les réponses à ces questions ont d'abord été cherchées à travers une étude bibliographique, qui a permis également de mieux situer notre dispositif par rapport à d'autres, concurrents. Il faut noter que les systèmes d'identification radiofréquences séduisent de plus en plus les industriels. Par conséquent, c'est un domaine extrêmement concurrentiel sur lequel il est très difficile de trouver des publications scientifiques et donc d'avoir des informations techniques précises sinon grâce à la lecture de brevets, qui évidemment ne dévoilent pas tout...

2. Systèmes d'identification radiofréquences passifs

2.1 Caractéristiques des systèmes

La définition des objectifs de cette thèse a abouti à la sélection d'un certain nombre de caractéristiques que le dispositif doit remplir et qui permettent de le situer parmi les systèmes d'identification radiofréquences existants.

2.1.1 Coût

Le coût de fabrication de l'étiquette est un critère important puisqu'il conditionne la présence ou l'absence de pile à bord. Dans le premier cas, l'étiquette dite active a un prix relativement élevé (quelques dizaines de francs) et a une durée de vie limitée correspondant à celle de la pile. Dans le cas d'une étiquette passive, son prix est moindre mais beaucoup plus de problèmes d'alimentation et de consommation se posent. Il n'est donc pas possible d'utiliser des fonctions électroniques trop complexes (microcontrôleurs etc.) ou trop gourmandes en énergie (mémoires volatiles etc.). Pour remédier aux inconvénients liés à ces deux situations, certains ont imaginé des étiquettes possédant à la fois une pile et des moyens de récupération d'énergie afin qu'elles puissent basculer entre ces deux modes si nécessaire. Par exemple, Miyamoto [Miyamoto 94] décrit une carte sans contact disposant d'un système d'alimentation mixte : lorsque l'alimentation récupérée n'est pas suffisante, l'énergie est fournie par une pile. Cela lui permet d'augmenter sa distance de fonctionnement, d'accroître la durée de vie du transpondeur et d'avoir une mémoire volatile à bord... mais pas de réduire le coût de fabrication.

2.1.2 Fréquence de fonctionnement

Le coût de fabrication des étiquettes est également lié à la fréquence de fonctionnement du dispositif et à la méthode de réalisation des antennes qui en découle. On peut distinguer principalement trois classes d'applications. La première utilise des fréquences voisines de 125 kHz pour des applications appartenant souvent au domaine biomédical car ces fréquences réduisent les risques d'échauffement des tissus mais elles intéressent aussi des industriels comme Texas Instrument qui a développé un produit passif à 134,2 kHz baptisé Tiris (Texas Instrument Registration and Identification System). La bande des HF est utilisée par beaucoup de systèmes dédiés à la billettique, notamment pour des raisons de coût, les antennes pouvant alors être imprimées. La dernière classe d'applications s'intéresse à des fréquences beaucoup plus élevées, autour de 1 GHz. Elles sont couramment utilisées dans les systèmes de télépéages et certains s'en servent pour des applications où les transmissions doivent être très rapides. C'est par exemple le cas pour l'étiquette Supertag des anglais de BTG (British Technology Group) qui permet d'identifier le contenu d'un caddie de supermarché. Cependant cette classification n'est pas parfaite puisqu'elle ne tient pas compte des systèmes mixtes qui privilégient l'utilisation de fréquences élevées pour les communications et se servent de fréquences plus basses pour l'alimentation de leur dispositif passif. Le lecteur proposé par Katayama [Katayama 87], par exemple, fournit l'énergie nécessaire à sa carte sans contact à 200 kHz et transmet ses informations sur une porteuse à 10 MHz.

2.1.3 Portée et environnement multi-étiquettes

La portée des dispositifs est également une caractéristique importante car elle permet de définir un volume de fonctionnement. Elle dépend de la consommation de l'étiquette et souvent est différente selon que l'on veut simplement lire les données mémorisées dans le transpondeur ou les modifier, ce qui demande beaucoup plus d'énergie. De plus, elle dépend aussi de la taille des antennes. Elle a des répercussions sur la possibilité d'avoir ou pas plusieurs étiquettes présentes simultanément dans le champ magnétique du lecteur. Si elle est suffisamment importante par rapport à la taille des objets à identifier, il faut gérer la possibilité d'avoir plusieurs transpondeurs à identifier donc mettre en œuvre un algorithme de gestion des collisions. Par conséquent la durée des transactions est allongée.

2.2 Caractéristiques des transmissions

Les critères qui ont été définis jusqu'à présent permettent de caractériser de manière globale les dispositifs d'identification radiofréquences, mais on peut aussi les différencier par leur manière de transmettre les informations.

2.2.1 Modes de transmission des données

Il existe deux modes de transmission des données : full duplex et half duplex. Le premier s'applique à une liaison simultanée dans les deux sens : lecteur vers étiquettes et étiquettes vers lecteur. Il suppose l'utilisation de deux canaux d'émission différents afin que les informations ne soient pas mélangées. Un compromis technique doit être réalisé car, pour un système passif, l'alimentation, l'interrogation et la réponse sont simultanées. Dans son brevet Huber [Huber 92] résout ce problème en utilisant deux fréquences différentes. La complexité du dispositif augmente donc, de même que son coût. C'est pourquoi une très large majorité de fabricants préfère une liaison half duplex. Dans ce cas, les transmissions se font les unes à la suite des autres. C'est ce dernier mode qui a été choisi car il est plus simple à réaliser et donc n'entraîne pas de sur-coût.

2.2.2 Codage et modulation

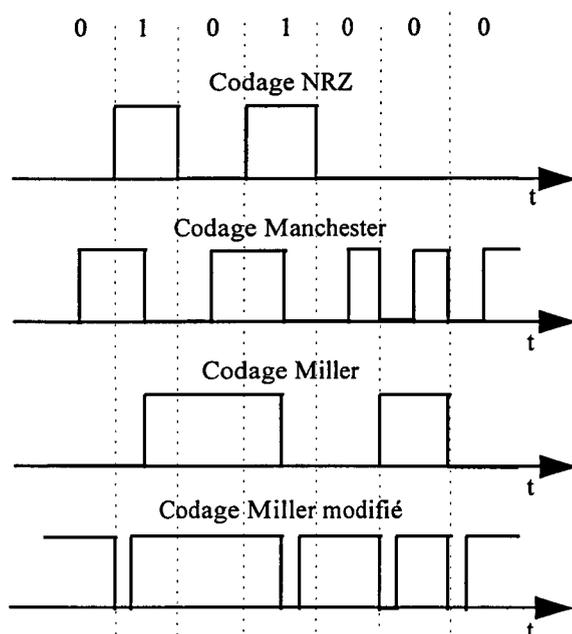


Figure 1 - 4 : Illustration des types de codage les plus fréquents

Les données que l'on souhaite émettre, quel que soit le sens de la transmission, sont écrites sous forme binaire. Elles sont codées et modulées afin de les adapter au canal de transmission. Parmi les nombreux types de codages existants, trois reviennent souvent dans les dispositifs d'identification radiofréquences passifs et sont repris par la norme ISO 14443 : le codage NRZ (Non Return to Zero) pour sa facilité de décodage et son faible encombrement spectral, le codage Manchester qui permet de récupérer plus facilement la fréquence d'horloge et le codage Miller, modifié de telle sorte qu'un état bas soit remplacé par un état bas pendant une durée très brève suivie d'un état haut pendant le reste du temps. Cette modification a été faite pour que, lorsqu'il est couplé à une modulation d'amplitude en tout ou rien dans le sens lecteur vers étiquettes, d'une part il respecte les normes

ETS-I 300330 en dehors de la bande de fréquence allouée et d'autre part, la coupure dans l'émission du signal ne perturbe pas pour autant l'alimentation de l'étiquette. A ces codages s'en ajoutent généralement d'autres permettant de vérifier s'il n'y a pas eu d'erreur durant les transmissions.

Les modulations, quant à elles, permettent de transformer l'information codée en un signal électromagnétique. Le spectre du signal est translaté autour d'une fréquence porteuse et la modulation est, alors, obtenue par la variation discrète de l'un des paramètres de cette porteuse : amplitude, phase ou fréquence. Dans certaines applications, notamment en billettique, on préfère utiliser, dans le sens étiquettes vers lecteur, une modulation propre au couplage inductif, très simple à réaliser et baptisée modulation de charge ou modulation LSK (Load Shift Keying). Celle-ci consiste à modifier la charge des étiquettes au rythme des données à émettre. Cette variation se répercute sur le courant circulant dans le lecteur par le biais du couplage inductif et elle est démodulée de manière classique, en amplitude, en fréquence ou en phase selon la nature de la charge modifiée et l'exploitation que l'on en fait au niveau de l'antenne lecteur.

2.2.3 Débit

Le débit d'une transmission correspond au nombre de bits émis par seconde et permet donc de caractériser la rapidité à laquelle les échanges ont lieu. Sa valeur a des répercussions sur la durée des transactions. Par ailleurs, le débit est limité par la bande de fréquence occupée par le signal. Autrement dit, plus la fréquence de travail est importante, plus on peut espérer

atteindre des débits élevés. Dans le projet de norme 14443 le débit, quel que soit le sens de la transmission, est fixé à 106 kbits/s.

2.3 Quelques dispositifs passifs gérant les collisions entre messages...

On va maintenant s'intéresser à trois dispositifs fonctionnant à des fréquences différentes mais qui présentent l'intérêt de posséder certaines des caractéristiques de notre système, comme l'absence de pile, un protocole de gestion des collisions, des communications half duplex et une mémoire accessible en lecture et en écriture.

2.3.1 Tiris

Le produit développé par Texas Instrument et baptisé Tiris date déjà de plusieurs années et s'est largement répandu puisque, d'après cet industriel, il existe plus de 30 millions de puces en circulation dans le monde. Il est utilisé dans de nombreuses applications [Massink 93] telles que l'identification automatique d'animaux, le contrôle de la fabrication de pneus, la gestion de parcs automobiles ou de marchandises, la clef de contact antivol fabriquée par le concessionnaire de voiture Ford etc. La diversité de ses applications est liée au fait que Tiris n'est pas un produit mais une gamme de produits et est donc adaptable à toutes sortes de situations.

L'article de Kaiser [Kaiser 95] dévoile quelques unes de ses caractéristiques techniques. Il s'agit d'un système passif, fonctionnant à 134,2 kHz, ayant une portée de 2 m en lecture et de 1 m en écriture. Ce dispositif est capable de gérer la présence simultanée d'objets. Cependant, si plusieurs transpondeurs entrent en même temps dans le champ du lecteur, pour que le système fonctionne, ils doivent être espacés d'une distance minimale. Elle est de 5 cm dans le cas de bobines à noyau de ferrite de 18 mm de long. Le prix de ce produit est évalué à une dizaine de francs pour une fabrication de un million de puces par an.

Il existe une version fonctionnant à 912 MHz dédiée à des applications de télépéage et une autre datant de quelques mois seulement utilisant une fréquence de 13,56 MHz et baptisée Tag-it. Cette dernière vise des applications de type identification et suivi de marchandises. Elle est capable d'identifier au moins 30 étiquettes en 1 s. Texas Instrument insiste particulièrement sur le fait que cette étiquette a une épaisseur très faible. Malheureusement il n'a pas été possible de connaître sa portée, ni son coût. Il est donc difficile de comparer ce produit aux étiquettes que l'on souhaite développer.

2.3.2 Mifare

Au contraire de son concurrent américain, la société autrichienne Mikron rachetée par Philips Semiconductors est avare de publications scientifiques décrivant ses produits. Parmi ces derniers celui baptisé Mifare est particulièrement intéressant. Sa fréquence de fonctionnement est fixée à 13,56 MHz, sa portée avoisine 10 cm et il est capable d'identifier plusieurs étiquettes superposées. Le brevet de Koo [Koo 90] donne peu de détails sur le fonctionnement de leur dispositif sinon que la modulation dans le sens lecteur vers étiquettes est issue de la variation de la durée des impulsions formant la porteuse et que dans l'autre sens il s'agit d'une

modulation de charge. Un tel système peut être utilisé pour des applications de type billettique ou contrôle d'accès et a été vendu à 10 millions d'exemplaires.

Tout comme Tiris plusieurs versions du produit existent. Mifare Light est destiné à un environnement où il n'y a qu'une seule étiquette présente à la fois dans le champ du lecteur. Cela correspond à des applications de type carnet de 10 tickets pour les transports en commun ou carte téléphonique, c'est-à-dire des situations où le coût de fabrication peut atteindre quelques francs (toujours pour un million de puces par an). Mifare Pro est un produit plus récent, compatible avec le système Mifare et incluant un algorithme de cryptage de l'information.

Philips Semiconductors commercialise un nouveau produit baptisé I-Code et qui vise des applications de type identification de marchandises, bagages etc. Cette étiquette bas coût fonctionne à 13,56 MHz, a une portée en lecture et écriture de 1,20 m et est capable d'identifier plus de 20 transpondeurs présents simultanément dans le champ du lecteur en une seconde. Mais là-aussi, tout comme Tag-it, les informations disponibles sont rares.

2.3.3 Supertag et Trolleyponder

Supertag est le nom d'une gamme d'étiquettes conçue par un laboratoire sud-africain et dont les brevets sont détenus par les anglais de BTG (British Technology Group). A notre connaissance, ces étiquettes n'ont pas été commercialisées mais cela n'empêche pas l'existence de publications et de brevets décrivant leur fonctionnement. L'article de Hawkes [Hawkes 94] présente leurs caractéristiques dans le cas d'une application de type supermarché et explique que son dispositif est capable de lire en 1 s le contenu des transpondeurs fixés sur 50 produits placés en vrac dans un caddie. Pour avoir des informations plus précises, il faut se reporter au brevet déposé par Marsh [Marsh 92]. Le lecteur est assimilé à un tunnel et est composé de trois antennes pouvant émettre et recevoir à trois fréquences différentes : 910, 915 et 920 MHz. Elles sont polarisées différemment pour couvrir toute la zone où passe le caddie. La modulation des données est faite par changement de la réflectivité de l'antenne de réception du transpondeur. La portée est de 4 m. D'autre part, il existerait une version de Supertag fonctionnant à 13,56 MHz, bas coût et ayant une portée voisine de celle que l'on souhaite atteindre, mais cela reste au conditionnel car nous n'avons pu trouver aucune information sur ce produit.

Marsh a par ailleurs fondé une société baptisée Trolley Scan qui commercialise une étiquette nommée Trolleyponder et dont les caractéristiques techniques sont celles de Supertag améliorées. En effet, la fréquence de fonctionnement appartient à une gamme comprise entre 100 MHz et 2,5 GHz, la portée se situe entre 4 et 6 m et il est possible d'identifier 400 articles différents. D'après Marsh, ce système est bas coût, c'est-à-dire que son prix est inférieur à 1 F si on suppose que 100 millions de puces sont produites par an...

3. Gestion des collisions entre les messages

Intéressons nous maintenant aux protocoles permettant de gérer les collisions entre messages dans le cas de transmissions dans le sens étiquettes vers lecteur. Là encore les informations recueillies sont presque exclusivement issues de brevets.

3.1 Protocoles d'anti-collision

3.1.1 Détection des collisions

La première question que l'on peut se poser concerne la détection des collisions et sur la manière dont le lecteur peut savoir qu'une collision s'est produite entre plusieurs messages envoyés par des étiquettes différentes. Très peu de détails sont fournis sur la façon de détecter les collisions. Quelques brevets, cependant, traitent de ce sujet, comme celui déposé par Mikron (cf. [Watzinger 94]). La solution proposée permet de détecter le bit où la collision se produit. Elle repose sur l'implémentation de deux corrélateurs dans le lecteur : l'un calcule la corrélation entre le signal reçu et un '0', l'autre la corrélation entre le signal reçu et un '1'. Les signaux codant un '0' ou un '1' sont choisis orthogonaux. Si le signal démodulé et celui choisi comme référence sont identiques, on obtiendra un signal en sortie du corrélateur correspondant. Dans le cas contraire, on n'aura rien. On peut ainsi savoir si le signal reçu correspond à celui codant un '0' ou à celui codant un '1' ou à aucun des deux, ce qui signifie qu'il y a une collision.

La solution la plus simple, et aussi la plus utilisée, consiste à constater que l'interrogateur ne sait pas interpréter le signal reçu et démodulé parce qu'il y a une erreur de parité ou une erreur détectée par un des codes détecteurs d'erreurs ou encore une violation dans les suites de bits etc. Dans ce cas, aucune différence n'est faite entre une erreur due à une collision et une erreur de transmission due au bruit environnant. On sait détecter l'erreur mais on en ignore la nature. Systématiquement après, le protocole de gestion des collisions est mis en œuvre.

3.1.2 Nature des protocoles

Il s'agit donc de gérer la collision à l'aide de procédures qui réglementent les transmissions. Du côté des étiquettes, cette solution demande l'ajout de quelques composants logiques. Ces protocoles peuvent jouer sur trois paramètres : la fréquence, la distance, le temps.

Pour illustrer le principe de fonctionnement des protocoles reposant sur l'utilisation de fréquences différentes par les étiquettes pour émettre leur code, on peut se servir du brevet déposé par Brooks [Brooks 87]. Celui-ci décrit le fonctionnement d'un protocole basé sur la sélection par l'étiquette d'une fréquence d'émission parmi une gamme permise. Le lecteur dispose de plusieurs antennes accordées sur des fréquences différentes. S'il ne comprend pas le signal reçu, c'est-à-dire si les étiquettes ont malencontreusement choisi la même fréquence d'émission, il l'ignore et attend les messages suivants. Les transpondeurs renvoient leurs signaux après sélection d'une nouvelle fréquence s'ils n'ont pas reçu de signal spécifique leur disant de stopper l'émission. Ce type de protocole est peu utilisé. Il rend complexe l'unité de réception du lecteur, cette complexité augmentant avec le nombre de fréquences et leur

rapprochement. En effet, plus elles sont proches, plus les filtres utilisés doivent être sélectifs. De plus, les normes limitent ce genre de solution en fixant les bandes autorisées.

Les protocoles de gestion des collisions en distance jouent sur l'éloignement des étiquettes par rapport à l'interrogateur et donc sur les différences d'énergie des signaux qu'elles reçoivent ou qu'elles émettent. Orthmann [Orthmann 94 a] propose de sélectionner le transpondeur qui émet le signal le plus fort. Meier [Meier 92], quant à lui, décrit un algorithme dans lequel le lecteur transmet des impulsions d'énergies différentes, étalées dans le temps. Si l'énergie reçue par l'étiquette est comprise dans une certaine fourchette, cette dernière émet une réponse, sinon elle se tait. On peut se demander comment fixer les seuils entre lesquels les étiquettes répondent à une interrogation pour s'assurer qu'une seule émet à la fois. Une troisième solution est proposée par Schuermann [Schuermann 94]. Elle consiste à jouer sur la portée des signaux d'interrogation par variation de l'amplitude du signal émis. En réduisant cette dernière, on n'alimente que les étiquettes les plus proches du lecteur et donc seules celles-ci répondent à l'interrogation. Si l'amplitude est augmentée, d'autres transpondeurs, plus éloignés, sont englobés et peuvent être identifiés. Dans tous les cas envisagés, ce type de protocoles faisant une discrimination spatiale ne paraît fonctionner que si le nombre d'étiquettes présentes dans le champ est réduit et si elles sont suffisamment distantes les unes des autres.

Les protocoles fonctionnant dans le domaine temporel sont les plus utilisés. Ils se scindent en deux groupes :

- ceux pour lesquels le lecteur décide de la date d'émission des données. Les étiquettes envoient alors leur message simultanément. Les communications sont donc synchrones.
- ceux pour lesquels le transpondeur décide de la date d'émission de ses données. Le fonctionnement est alors asynchrone, chaque étiquette émettant quand elle veut la totalité de son code d'identification.

Ce type de protocole en temps paraît correspondre le mieux aux contraintes de l'application visée (bas coût et nombre potentiellement élevé d'étiquettes). On va donc focaliser notre attention sur ces algorithmes.

3.1.3 Protocoles en temps avec transpondeur maître

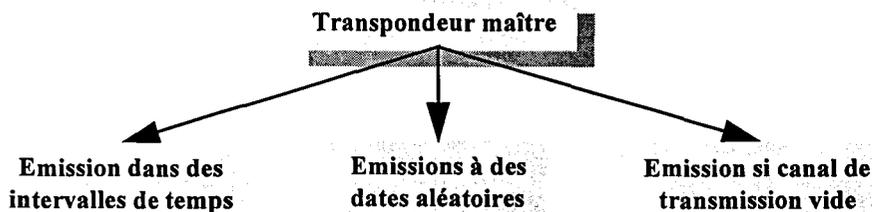


Figure 1 - 5 : Protocoles de gestion des collisions avec transpondeur maître

A l'exception du brevet déposé par Charrat [Charrat 93] reposant sur l'émission par le lecteur d'un signal d'occupation lorsqu'il est en communication avec

une étiquette, l'originalité des algorithmes proposés repose sur la manière de choisir, par les étiquettes, la date d'émission de leur code d'identification. Soit elle est complètement aléatoire et on se rapproche de protocoles de type Aloha, soit elle correspond à un multiple de la durée

nécessaire à l'émission d'un signal. On parle alors d'émission dans des intervalles de temps et cela correspond aux algorithmes classiques d'accès multiple à un canal en temps ou TDMA (Time Division Multiple Access) (*cf. figure 1-5*).

La solution adoptée par Barrett [Barrett 82] et Cato [Cato 95] consiste à émettre les données dans des intervalles de temps. Cato explique que l'interrogateur transmet aux étiquettes le nombre d'intervalles de temps définis et un signal de sélection de l'algorithme permettant d'en choisir un, les étiquettes pouvant utiliser plusieurs méthodes de sélection. Si elles choisissent le même intervalle, le processus recommence.

En ce qui concerne l'émission du code d'identification à des dates aléatoires, les distinctions se font sur la manière dont les étiquettes sont inhibées après avoir été reconnues, c'est-à-dire sur la manière dont on leur dit qu'elles ne doivent plus émettre de message tant qu'elles n'ont pas reçu un signal spécifique de l'interrogateur. Dans la majorité des cas, l'inhibition a lieu après réception d'un message de validation transmis par le lecteur. Quatre brevets appartiennent à cette catégorie, ceux déposés par Merk [Merk 95], Michel [Michel 90], Reis [Reis 90] et Tervoert [Tervoert 89]. Ce dernier se singularise par la manière dont le lecteur interroge les étiquettes : un simple changement de fréquence du champ émis leur indique qu'elles doivent tirer un nombre aléatoire permettant de déterminer leur date d'émission. La fin de la transmission est signalée par un autre changement de fréquence. Denne [Denne 84] préfère, quant à lui, que le lecteur ré-émette le code qu'il a reçu pour s'assurer qu'il a été correctement compris. Si c'est le cas, l'étiquette s'inhibe, sinon elle renvoie son message à une autre date. Marsh [Marsh 91 et 92] propose une solution originale : le lecteur se synchronise sur l'horloge de l'étiquette dont il a compris le code (ceci est rendu possible par l'utilisation d'un code Manchester) et cesse toute émission pendant une période d'horloge. L'étiquette sait alors qu'elle a été identifiée et s'inhibe.

Ces algorithmes sont efficaces lorsque le nombre d'étiquettes par rapport au nombre d'intervalles de temps n'est pas trop important et donc que la probabilité qu'elles choisissent la même date d'émission est faible.

3.1.4 Protocoles en temps avec interrogateur maître

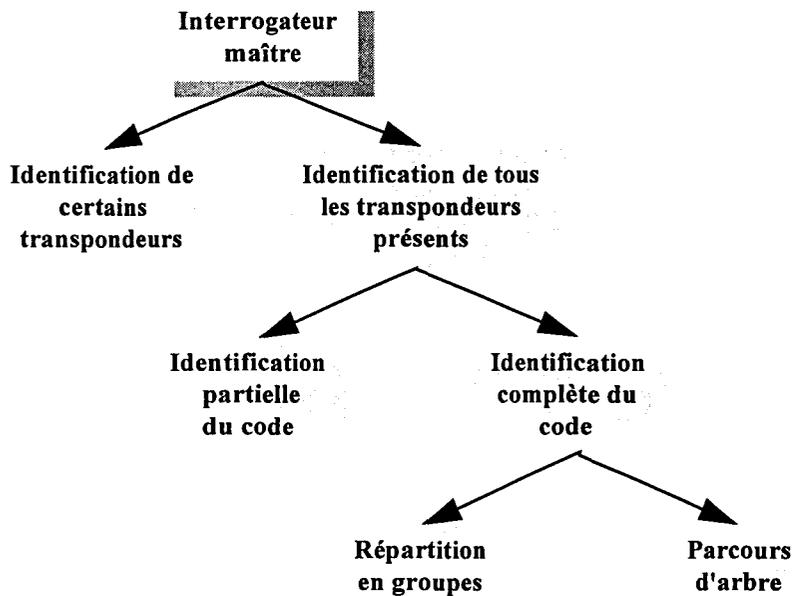


Figure 1 - 6 : Protocoles de gestion des collisions avec interrogateur maître

transpondeurs présents. Dans tous les autres cas, les auteurs cherchent à connaître le code d'identification des étiquettes dans sa totalité. Pour cela, soit les transpondeurs sont répartis en groupes interrogés successivement, soit leur identification se fait grâce à un parcours d'arbre.

Dans le premier cas, l'interrogation est réalisée sur un nombre réduit d'étiquettes et à chaque fois elles émettent l'intégralité de leur code. L'appartenance à un groupe peut être déterminée par un champ du code. Ensuite, les étiquettes de l'ensemble sélectionné par le lecteur envoient leur réponse à des dates aléatoires [Gif 95] ou dans des intervalles de temps déterminés [Furuta 94]. L'appartenance à un groupe peut également être déterminée aléatoirement par l'étiquette elle-même, comme l'expose Kandlur [Kandlur 96]. Une troisième possibilité consiste à réduire à chaque interrogation le nombre d'éléments. Pour Koo [Koo 90], cette solution s'apparente à une recherche dichotomique puisqu'il réduit de moitié le nombre de transpondeurs interrogés jusqu'à ce qu'il n'en reste qu'un.

L'identification des étiquettes par parcours d'arbre repose sur une interrogation par bits ou par champs (composés de plusieurs bits) et la connaissance de toutes les valeurs qu'ils peuvent prendre. Deux techniques sont utilisées. La première consiste pour le lecteur à chercher à savoir si le bit ou le champ est à la valeur X. Si c'est le cas, il essaie d'identifier l'élément suivant, sinon il choisit une autre valeur et repose sa question. Seules les étiquettes dont le bit ou le champ correspond à la valeur répondent. Les autres s'inhibent. Le lecteur teste toutes les valeurs de bits ou de champs possibles puis, une fois qu'une étiquette a été identifiée, le parcours reprend à l'avant dernier élément. La seconde solution consiste pour les étiquettes à émettre leur bit ou leur champ courant. L'interrogateur envoie alors un signal de sélection aux transpondeurs dont il a compris le message, ce qui a pour résultat l'inhibition des autres et l'émission du bit ou champ suivant par les étiquettes sélectionnées. Le CEA a déposé un

Dans les protocoles temporels de gestion des collisions avec interrogateur maître (cf. figure 1-6), seul Orthmann [Orthmann 94 b] n'a besoin que d'une connaissance partielle du code d'identification des étiquettes pour les différencier, ce qui lui permet de décrire un algorithme rapide basé sur la construction d'une chaîne de bits. Son protocole s'arrête lorsqu'il a réussi à différencier tous les

brevet s'inscrivant dans cette optique. Il paraît donc naturel de s'y intéresser plus particulièrement puisque c'est celui, a priori, qui sera utilisé.

3.2 Protocole breveté par le CEA

3.2.1 Description

Dans les brevets déposés par le CEA, [Jeuch 91] et [Crochon 96], les étiquettes envoient une première fois leur code d'identification complet en réponse à un message de l'interrogateur. Si ce dernier est dans l'incapacité d'interpréter le signal reçu, il initialise l'algorithme de gestion des collisions. Chaque transpondeur envoie alors le bit de poids faible ou de poids fort de son code d'identification selon la commande envoyée. Le lecteur ré-émet ce qu'il a compris, ce qui a pour effet d'inhiber momentanément toutes les étiquettes dont le bit de poids faible (respectivement de poids fort) diffère de celui qui a été émis. Puis le transpondeur transmet son second bit. Le lecteur le ré-émet et les étiquettes ayant un bit différent se désactivent momentanément. Ces opérations sont répétées jusqu'à ce que le lecteur ait reçu le code d'identification complet et l'ait jugé valide. Le transpondeur identifié s'inhibe alors définitivement. Le processus reprend afin de reconnaître toutes les étiquettes sauf si le lecteur décide de dialoguer avec l'étiquette identifiée. Les signaux suivants sont ainsi utilisés :

- un signal de "début de séquence de recherche", envoyé par le lecteur afin de réactiver les étiquettes momentanément inhibées et précisant le sens de lecture du code
- confirmation de réception d'un "1"
- confirmation de réception d'un "0"
- confirmation du code de l'étiquette et début de transaction avec celle-ci
- un signal de "début de séquence de recherche et code précédent erroné", émis par le lecteur lorsqu'il juge que le code reçu n'est pas valide et donc qu'il faut reprendre toute la recherche.

La *figure 1-7* décrit l'algorithme nécessaire à la mise en œuvre du protocole du point de vue du lecteur. Ces opérations peuvent paraître lentes du fait des répétitions systématiques des bits mais celles-ci le rendent, par ailleurs, très sûr et efficace face à un nombre important d'étiquettes.

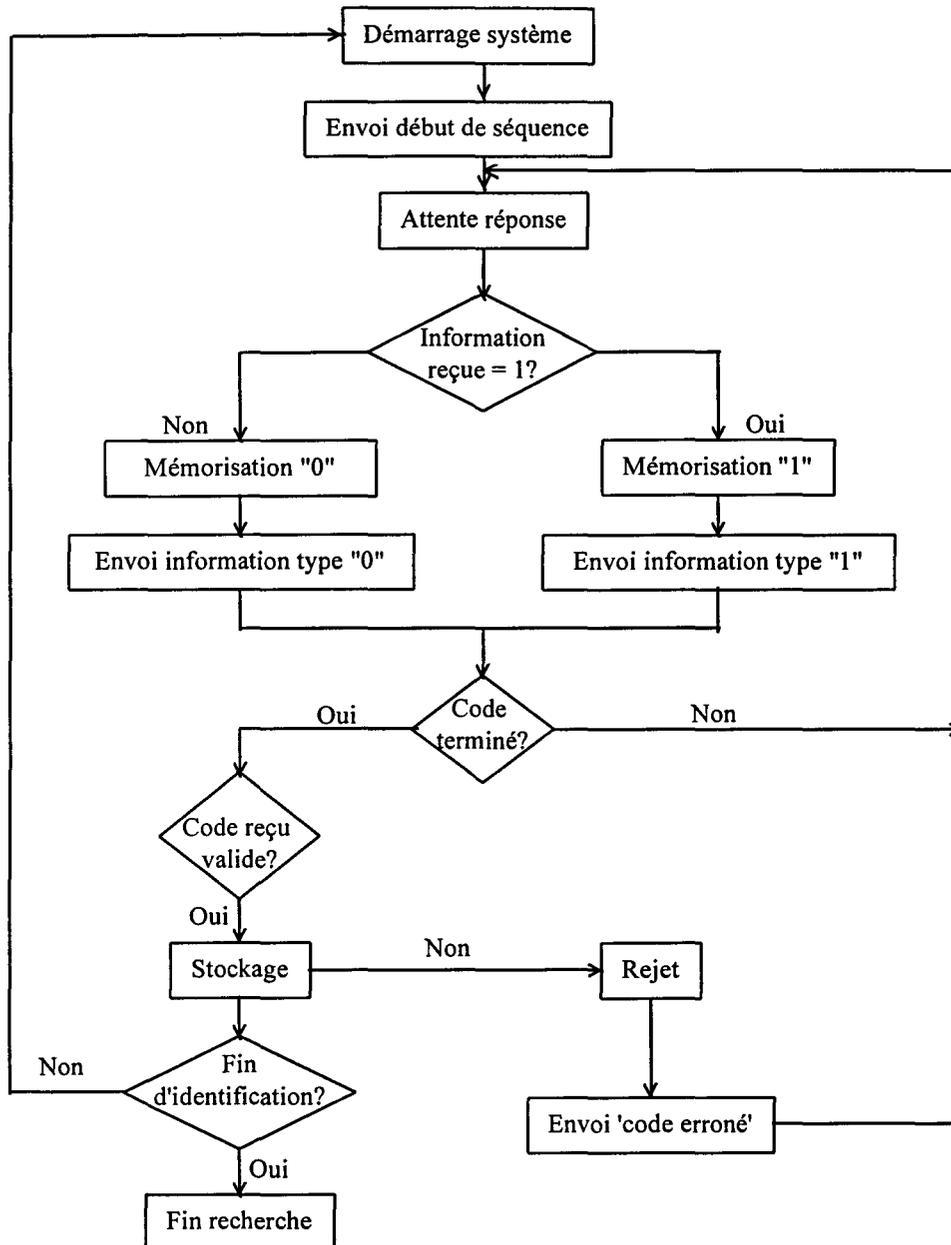


Figure 1 - 7 : Algorithme breveté par le CEA, vu du lecteur

3.2.2 Questions soulevées

Cet algorithme montre que d'un point de vue système, il est nécessaire d'étudier plusieurs cas :

- le cas où une ou n étiquette(s) émet(tent) un bit en présence d'autres étiquettes silencieuses. Cette situation se rencontre lorsque certains transpondeurs sont inhibés. Elle peut être à l'origine de l'apparition de phénomènes d'écran, autrement dit il est possible que ces étiquettes silencieuses gênent les transmissions.
- le cas où plusieurs étiquettes émettent de manière synchrone le même bit.
- le cas où un certain nombre d'étiquettes émettent de manière synchrone un "1" et les autres un "0". Cette situation se rencontre avant la mise en œuvre de l'algorithme

lorsqu'aucune collision n'est encore détectée et que toutes les étiquettes émettent simultanément leur numéro d'identification en réponse à un signal de l'interrogateur. Que reçoit-il alors ?

4. Bilan

Cette étude bibliographique ainsi que les normes (ou projets de normes) existantes a permis de faire quelques choix techniques concernant un dispositif passif, grande portée et bas coût. L'alimentation des étiquettes se fera grâce au couplage inductif et à une fréquence fixée à 13,56 MHz. Compte tenu des contraintes de coût reposant sur la fabrication des étiquettes, l'électronique implantée sur ces dernières dans un Asic doit être simple à mettre en œuvre. Il paraît donc logique, pour une transmission d'informations dans le sens lecteur vers transpondeurs, d'utiliser une modulation d'amplitude plus facile à démoduler qu'une modulation de phase ou de fréquence. Cependant, elle ne doit pas perturber l'alimentation. C'est pourquoi il faut utiliser une modulation d'amplitude d'indice assez faible ou ayant un rapport cyclique tel que la durée pendant laquelle le signal émis est faible voire nul soit très brève. Dans le sens étiquettes vers lecteur, on peut se servir des propriétés du couplage inductif en réalisant une modulation de charge qui paraît relativement simple à réaliser. Nous avons préféré que cette étude reste indépendante du type de codage utilisé, c'est pourquoi aucun choix n'a été fait à ce sujet. Afin de préserver cette généralité, aux termes '1' et '0' seront préférées les expressions états hauts et états bas. En ce qui concerne le débit des transmissions, il a été fixé à 106 kbits/s conformément à la norme ISO 14443. Dans ce cas, la durée d'émission d'un bit étant faible (9,4 μ s), on peut considérer que l'étiquette est fixe pendant cette durée. Un déplacement du transpondeur d'un millimètre pendant ces 9,4 μ s correspondrait à une vitesse de 106 ms^{-1} , ce qui paraît bien rapide pour les applications envisagées (colis défilant sur un tapis roulant, paiement dans un supermarché etc.). Autrement dit, on peut supposer que la variation de niveau de signal observée côté lecteur lors de la transmission d'un état haut suivi d'un état bas (et réciproquement) est bien liée à la modulation et au codage seuls et non au mouvement de l'étiquette. Le *tableau 1-1* permet de situer le dispositif que l'on souhaite développer par rapport à ceux présentés précédemment.

	Tiris	Mifare	Trolleyponder	Système Léti
Fréquence	134,2 kHz	13,56 MHz	100 MHz → 2,5 GHz	13,56 MHz
Portée	Lecture : 2 m Ecriture : 1 m	10 cm	4 à 6 m	50 cm
Ordre de grandeur du coût (pour 1 million de puces/an)	dizaine F	dizaine F	?	quelques F
Modulations :	Fréquence	Charge	Réflexion	Charge
Étiquettes → Lecteur				
Lecteur → Étiquettes	?	Amplitude associée à des impulsions de largeurs différentes	?	Amplitude avec faible indice de modulation
Gestion des collisions	?	Interrogateur maître et Répartition en groupes	Transpondeur maître et Emission à des dates aléatoires	Interrogateur maître et Parcours d'arbre

Tableau 1 - 1 : Comparaison de différents systèmes d'identification radiofréquences passifs

Dans la suite, on va chercher à répondre à un certain nombre de questions auxquelles la lecture des brevets et des articles n'a pas répondu. Les premières concernent l'alimentation des étiquettes. Il faut vérifier que l'on est capable de les alimenter jusqu'à au moins 50 cm. D'autre part le comportement du couplage inductif dans un environnement multi-étiquettes mérite d'être étudié. Dans un deuxième temps on s'intéressera aux transmissions. La modulation LSK présentée au paragraphe 2.2.2 a été choisie, mais on ignore la nature et la valeur de la charge à commuter pour atteindre la portée voulue. De plus, il faut déterminer la meilleure manière de démoduler, en amplitude, en fréquence ou en phase. Il est nécessaire également d'évaluer les conséquences que peut avoir la présence de plusieurs étiquettes sur les transmissions et voir si l'on observe des phénomènes d'écran. Enfin, on va chercher à comprendre comment se combinent les différents messages lors de transmissions dans le sens étiquettes vers lecteur.

Chapitre 2 : COUPLAGE INDUCTIF DANS UN ENVIRONNEMENT MULTI-ETIQUETTES

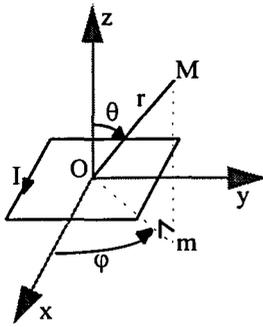
Les étiquettes étant passives, la première question à laquelle il faut répondre concerne leur alimentation. Il faut définir la distance maximale jusqu'à laquelle il est possible de les alimenter. Mais pour cela il faut avoir une idée de la puissance qu'il faut leur fournir. L'électronique nécessaire à leur fonctionnement se présentera sous la forme d'un Asic. Les technologies développées actuellement permettent la réalisation de puces ne consommant qu'une puissance de 1 mW. La tension redressée les alimentant doit être comprise dans une fourchette de 3 à 7 V. En dessous, l'Asic ne peut pas remplir correctement ses fonctions et au-dessus on risque de provoquer la destruction de la puce. Bien que ces technologies soient appelées à évoluer, et que la puissance nécessaire diminuera probablement au cours des années à venir, ces chiffres ont servi de référence.

Dans tout ce chapitre, on va donc montrer qu'il est possible d'alimenter les étiquettes par couplage inductif et en évaluer les conséquences sur leur conception. Dans un premier temps, on va s'intéresser à l'émission du champ magnétique et à la nature des antennes à mettre en œuvre. Ensuite, sera exposée la modélisation du dispositif d'étude à la fois d'un point de vue électrique et d'un point de vue électromagnétique. La dernière partie concerne l'étude proprement dite du couplage inductif dans un environnement multi-étiquettes et aboutit à un certain nombre de choix techniques.

1. Emission d'un champ magnétique

1.1 Délimitation de la zone de fonctionnement

1.1.1 Zone de couplage



Pour obtenir les expressions des composantes des champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} , on suppose que l'antenne d'émission (lecteur) est équivalente à un dipôle magnétique. Ceci constitue une bonne approximation si la distance r entre le point d'observation et l'émetteur est supérieure aux dimensions de l'antenne et donc si le courant circulant dans l'antenne a une phase invariante dans le temps. Les composantes des champs calculées dans le système de coordonnées sphériques représenté sur la *figure 2-1* s'écrivent alors (cf. [Dubost 90]) :

Figure 2-1 : Coordonnées sphériques

$$\begin{aligned}
 H_r &= \frac{nSI}{2\pi} \cos(\theta) \frac{1}{r^3} (1 + jkr) e^{-jkr} \\
 H_\theta &= \frac{nSI}{4\pi} \sin(\theta) \frac{1}{r^3} (1 - k^2 r^2 + jkr) e^{-jkr} \\
 H_\phi &= 0 \\
 E_r &= E_\theta = 0 \\
 E_\phi &= -jk \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{nSI}{4\pi} \sin(\theta) \frac{1}{r^2} (1 + jkr) e^{-jkr}
 \end{aligned}
 \tag{2-1}$$

avec : S surface de l'antenne
 I courant circulant dans l'antenne
 n nombre de tours

$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$ nombre d'onde défini à partir de:
 λ longueur d'onde
 c vitesse de la lumière évaluée à $300\,000\text{ kms}^{-1}$
 f fréquence de travail.

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ perméabilité de l'air

$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ permittivité de l'air.

On constate donc la présence de termes en :

- $1/r$ correspondant au champ observé à grande distance, c'est-à-dire à plusieurs longueurs d'onde de l'antenne d'émission. C'est la zone de champ lointain. On peut

alors se limiter à ces seuls termes en $1/r$ pour exprimer les champs, les autres étant négligeables. L'onde est plane et transversale et le rapport entre la composante azimutale du champ électrique E_φ et la composante orthoradiale du champ magnétique H_θ , la composante radiale étant négligeable, vaut 120π .

- $1/r^2$ traduisant l'influence électrostatique. Le champ électrique est dû aux sources magnétiques. C'est une zone de transition dont les limites exactes sont difficiles à déterminer.
- $1/r^3$ correspondant à la zone dite de champ proche. L'énergie s'accumule dans un volume qui s'étend approximativement dans une demi sphère s'appuyant sur les contours de l'antenne émettrice (phénomènes de diffusion). C'est dans cette zone que l'on se place pour alimenter les étiquettes par induction.

1.1.2 Prise en compte de la norme ETS-I 300330

Composantes du champ rapportées au moment magnétique

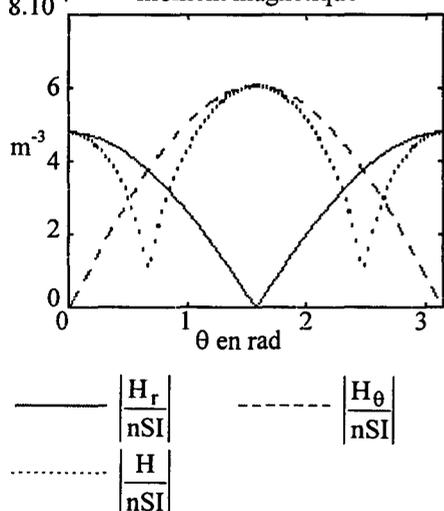


Figure 2-2: Composantes du champ magnétique rapportées au moment magnétique, à 10 m et à 13,56 MHz

On a vu que la norme ETS-I 300330 limitait la valeur du champ magnétique émis à une valeur de $42 \text{ dB}\mu\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$ à 10 m. A cette distance, on se trouve dans la zone de transition. Les formules 2-1 peuvent cependant être utilisées pour calculer le champ magnétique. Pour connaître le courant maximum que l'on peut faire circuler dans une antenne, on considère les composantes du champ magnétique pour $\theta = \pi/2$ puisque, comme le montre la figure 2-2, c'est pour cette valeur que le module du champ \vec{H} est maximum. Il ne reste alors que la composante radiale. L'expression du courant maximum accepté est, à 13,56 MHz :

$$nI_{\max} = \frac{2\pi r^3}{S} \frac{|H_r|_{\max}}{|1 + jkr|} = \frac{0,21}{S} \text{ en A.tour} \quad (2-2)$$

Pour une antenne de $50 \times 50 \text{ cm}^2$, le courant maximum que l'on peut faire circuler est de 840 mA.tour. Cette valeur doit être considérée comme un ordre de grandeur. Si on prévoit un blindage ad hoc du dispositif, il est possible de faire circuler dans l'antenne plus de courant et malgré tout de respecter la norme ETS-I 300330. Elle va cependant servir de référence pour la suite, puisque c'est environ la valeur de courant qui va circuler dans l'antenne lecteur.

Comme on l'a vu précédemment, cette norme limite également les émissions en dehors de la bande autorisée à $-3\text{dB}\mu\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$. Cette limitation a des répercussions importantes sur le choix de la modulation ou du codage et peut conduire à des modifications comme celle apportée au codage de Miller présentée au paragraphe 2.2.2 du chapitre 1. Cependant, cette partie ne s'intéressant pas à l'aspect transmission d'informations, on gardera seulement à l'esprit la limitation en champ dans la bande autorisée.

1.2 Choix des antennes

1.2.1 Nature des antennes

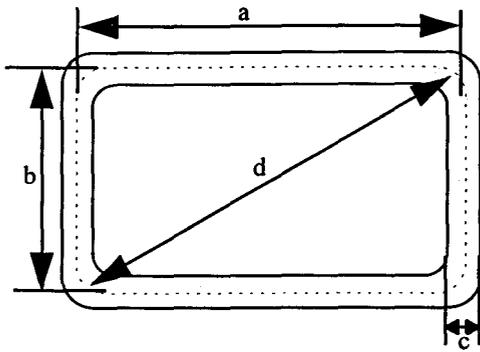
Les antennes magnétiques développées aussi bien pour le lecteur que pour l'étiquette sont constituées de pistes en cuivre. Dans le but d'utiliser la surface maximale disponible pour les transpondeurs il a été choisi de concevoir des antennes rectangulaires dont les dimensions sont les plus proches possibles du format ISO. En effet, le flux qui est à l'origine de la force électromotrice créée dans l'étiquette par couplage inductif est proportionnel à la surface de l'antenne, donc plus cette dernière est grande, meilleure sera l'alimentation. Les pistes sont imprimées et ont pour épaisseur 35 μm . Ces choix sont le résultat d'un compromis entre coût de fabrication et conductivité des antennes. De même, côté lecteur, l'antenne a été choisie rectangulaire mais plutôt pour des raisons d'encombrement et de conditionnement.

Ces pistes en cuivre présentent une résistance qui augmente avec leur longueur et crée des pertes par effet Joule dans l'antenne, d'où son nom de résistance de pertes (cf. [Grivet 60]). Elle est souvent représentée en série avec l'inductance. D'autres pertes interviennent liées à la résistance de rayonnement et à l'effet de peau pour les fréquences élevées. Les ordres de grandeur de ces résistances, pour le cuivre et à 13,56 MHz, sont de quelques ohms pour les résistances de pertes, quelques dixièmes d'ohms pour celles de rayonnement et moins du milliohm pour celles dues à l'effet de peau. Le facteur de qualité Q de l'antenne, dit facteur de qualité à vide, permet de traduire l'importance de ces phénomènes puisqu'il exprime le rapport, par cycle, entre l'énergie accumulée dans l'inductance et l'énergie dissipée dans son milieu environnant.

D'autres parasites sous forme de capacités interviennent et sont particulièrement gênants lorsqu'on travaille à des fréquences élevées. Ils sont dus aux différences de potentiel pouvant exister entre deux conducteurs, par exemple deux spires, ou entre les conducteurs et le milieu extérieur. Les capacités parasites peuvent également faire chuter le facteur de qualité de l'antenne si elles sont trop élevées. Il est extrêmement difficile d'évaluer leur importance a priori car elle est liée à la circulation du courant dans les conducteurs. Elles provoquent l'apparition d'une fréquence de résonance propre de l'antenne baptisée auto-résonance.

Pour accroître la puissance émise et améliorer le transfert d'énergie, il est classique d'ajouter une capacité de résonance, placée soit en série soit en parallèle avec l'antenne. La fréquence de résonance de tels circuits est la fréquence pour laquelle les termes réactifs, c'est-à-dire l'inductance et la capacité, échangent totalement leur énergie. L'impédance du système n'est plus composée que d'un terme dissipatif ou résistif, elle devient donc réelle. Cette capacité de résonance est le siège de nouvelles pertes diélectriques auxquelles s'ajoutent les parasites liés aux connexions avec l'antenne. On peut alors calculer le facteur de qualité de l'antenne résonnante, tel qu'il a été défini précédemment. Pour être dans les meilleures conditions pour le transfert d'énergie il est également classique de faire résonner lecteur et étiquette à la même fréquence, c'est-à-dire de les accorder (cf. [Terman 43]).

1.2.2 Inductances



Pour calculer l'inductance d'une antenne rectangulaire mince (cf. *figure 2-3*), on dispose de la formule suivante (cf. [Terman 43]), à condition toutefois que l'épaisseur des pistes soit considérée comme négligeable devant les autres dimensions de l'antenne :

Figure 2-3 : Antenne rectangulaire

$$L = 0,4n^2 \left[a \log_2 \left(\frac{2ab}{c(a+d)} \right) + b \log_2 \left(\frac{2ab}{c(b+d)} \right) + 2d - \frac{a+b}{2} + 0,447c \right] \quad (\text{en } \mu\text{H}) \quad (2-3)$$

avec : n nombre de spires de l'antenne
 a et b longueur et largeur moyennes de l'antenne en m
 c largeur de la piste en m
 d longueur de la diagonale de l'antenne en m.

Il est possible de définir une autre inductance qualifiée de mutuelle et qui exprime l'influence qu'exercent deux antennes l'une sur l'autre. La formule de Neumann l'exprime dans le cas de deux spires isolées dans l'air et de contours respectifs C_1 et C_2 :

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2}{r} \quad (2-4)$$

avec : $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ perméabilité de l'air
 $d\vec{l}_1$ et $d\vec{l}_2$ éléments de contour respectivement de C_1 et C_2
 r distance entre ces deux éléments de contour.

Cette expression montre que la mutuelle est un facteur purement géométrique dépendant de la position relative des deux antennes et de leurs dimensions. Lorsque ces dernières sont proches, la mutuelle peut être élevée; elle diminue au fur et à mesure qu'elles s'éloignent.

Le coefficient de couplage se déduit de ce paramètre selon la formule :

$$k_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad -1 \leq k_{12} \leq 1 \quad (2-5)$$

avec : L_1 et L_2 inductances respectives de l'antenne 1 et de l'antenne 2.

Lorsque k_{12} est nul, les antennes sont trop éloignées pour exercer une influence l'une sur l'autre et donc elles n'induisent pas de flux l'une dans l'autre. A l'opposé, k_{12} égal à 1 traduit la position idéale où les antennes sont parfaitement couplées.

1.2.3 Dimensionnement de l'antenne lecteur

Pour dimensionner l'antenne d'émission, il faut tenir compte de la longueur d'onde du signal. En effet, si son périmètre est voisin ou supérieur à $\frac{\lambda}{2\pi}$ la variation de phase du courant circulant dans l'antenne n'est pas négligeable. Si, au contraire, on reste inférieur à cette valeur, la phase du courant reste quasi-constante. Le champ est alors uniforme et pour le calculer on peut se servir de la loi de Biot et Savart et des approximations quasi-statiques. Il est cependant possible de repousser cette limite en répartissant la capacité de résonance le long de l'antenne.

Dans notre cas, $\frac{\lambda}{2\pi}$ vaut 3,50 m, ce qui donne un ordre de grandeur du périmètre maximum de l'émetteur. Si l'on veut réaliser une antenne carré de 50 cm de côté avec deux spires, il faudra prendre quelques précautions pour pouvoir calculer le champ qu'elle émet par la loi de Biot et Savart.

2. Modélisation du couplage inductif multi-étiquettes

2.1 Modélisation magnétique

2.1.1 Principe du couplage inductif

Pour alimenter à distance les étiquettes, on utilise le couplage inductif, dont le principe est simple. La circulation d'un courant alternatif dans une spire, qui dans notre cas constitue une antenne, donne naissance à un champ magnétique alternatif. Celui-ci induit la présence d'un flux dans une seconde inductance placée à proximité. D'après la loi de Faraday, ce flux crée une force électromotrice qui est à l'origine du passage d'un courant dans cette antenne et s'exprime de la manière suivante :

$$e_{ij} = -j\omega \vec{B}_i \cdot \vec{S}_j = j\omega M_{ij} I_i \quad (2-6)$$

avec :

- e_{ij} force électromotrice créée par l'antenne i dans l'antenne j
- ω pulsation de travail
- \vec{B}_i induction magnétique due à l'antenne i
- \vec{S}_j surface de l'antenne j orientée suivant la normale
- M_{ij} mutuelle entre les deux antennes i et j
- I_i courant algébrique circulant dans l'antenne i.

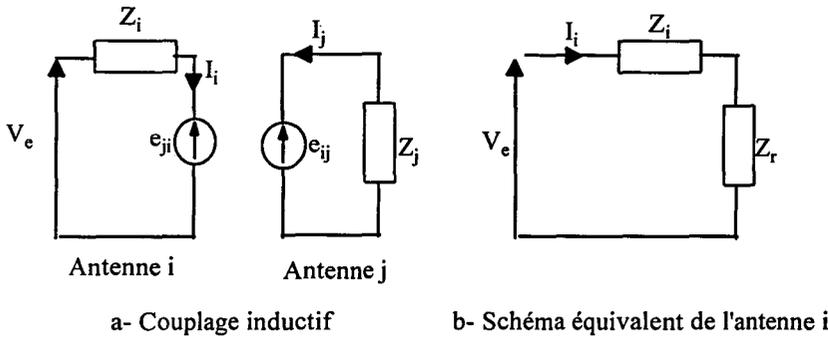


Figure 2-4: Principe du couplage inductif

inductif entre deux antennes comme sur la *figure 2-4-a*. Z_i et Z_j représentent les impédances propres des antennes i et j , c'est-à-dire leurs impédances lorsqu'elles sont seules, tenant compte des inductances, capacités de résonance et autres composants. On montre que ce schéma peut être réduit à celui de la *figure 2-4-b* (cf. [Grivet 60]) où Z_r représente l'impédance ramenée par l'antenne j sur l'antenne i . Cette impédance peut s'écrire selon l'expression :

$$Z_r = \frac{(M_{ij}\omega)^2}{Z_i} \quad (2-7)$$

Lorsque l'étiquette est proche du lecteur, la mutuelle est importante et donc le lecteur voit augmenter sa charge. Au contraire, si l'étiquette est éloignée, l'impédance ramenée diminue. Le lecteur se comporte comme s'il était seul si le transpondeur est trop loin et que l'impédance ramenée devient négligeable devant sa propre impédance.

2.1.2 Coordonnées d'Euler

Les équations 2-6 et 2-7 montrent que le paramètre important qui permet l'alimentation des étiquettes est la mutuelle. Toute étude commence donc par son calcul. Dans un environnement multi-étiquettes, il faut être capable de l'évaluer aussi bien entre deux étiquettes qu'entre un lecteur et une étiquette et ceci quelles que soient leurs positions afin de rester le plus général possible. Pour répondre à cette contrainte, les coordonnées d'Euler ont été utilisées pour définir l'orientation des étiquettes.

Le repère \mathcal{R} est centré sur l'antenne du lecteur et les axes (Ox) et (Oy) sont parallèles à ses côtés. L'association des trois angles ψ , θ et φ correspondant aux trois rotations illustrées sur la *figure 2-5* et des coordonnées du centre de l'antenne définissent bien les positions des étiquettes. La matrice de passage du repère \mathcal{R}_1 , défini par la transformation d'Euler à partir de \mathcal{R} , vers le repère du lecteur s'écrit [Barreyres 96] :

On peut ainsi alimenter un circuit électronique relié à l'antenne j . De la même manière, le courant circulant dans l'antenne j crée un champ magnétique qui va donner naissance à une force électromotrice dans l'antenne i . On peut donc schématiser le couplage

2.1.3 Utilisation du potentiel vecteur

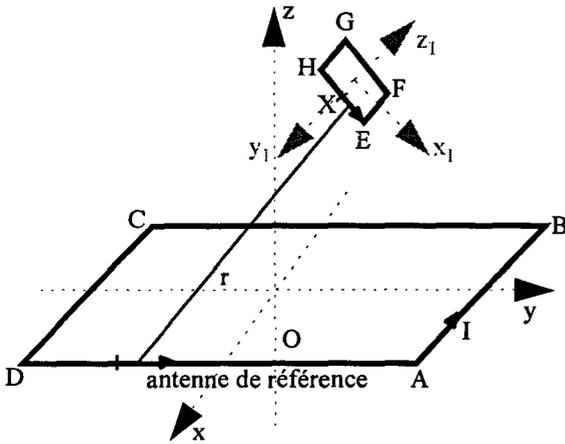


Figure 2-6 : Calcul de la mutuelle

Pour calculer la mutuelle entre deux antennes rectangulaires, la littérature propose plusieurs méthodes. La plus simple consiste à effectuer la somme des mutuelles entre chacun des fils constituant les rectangles pris deux à deux et en considérant que la mutuelle entre deux fils perpendiculaires est nulle. Pour éviter de prendre chaque fil séparément, il faut utiliser une solution reposant sur le calcul du flux créé dans l'étiquette par le courant circulant dans l'émetteur. Ce calcul peut être obtenu de deux manières. La première consiste à intégrer le champ magnétique sur la surface de l'antenne du transpondeur et la seconde à calculer la circulation du potentiel vecteur le long de l'antenne (cf. figure 2-6). C'est cette

dernière solution qui a été mise en œuvre car les outils informatiques du laboratoire paraissent rendre plus difficile la maîtrise de la précision du calcul d'une intégrale de surface que celle d'une intégrale de contour.

Cette méthode s'applique aux antennes rectangulaires à fils fins monospires. La condition de champ proche permet de supposer constante la phase du courant circulant dans l'antenne de référence. Le potentiel vecteur créé en un point X par le courant I circulant dans une antenne rectangulaire ABCD s'écrit :

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{ABCD} \frac{d\vec{l}}{r} \quad (2-10)$$

avec : $d\vec{l}$ élément de contour de l'antenne de référence
 r distance entre X et cet élément

Le flux créé par I sur le cadre de l'étiquette peut être exprimé de la manière suivante :

$$\Phi = MI = \oint_{EFGH} \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (2-11)$$

Dans cette formule $d\vec{l}$ désigne cette fois un élément de contour de l'antenne de l'étiquette.

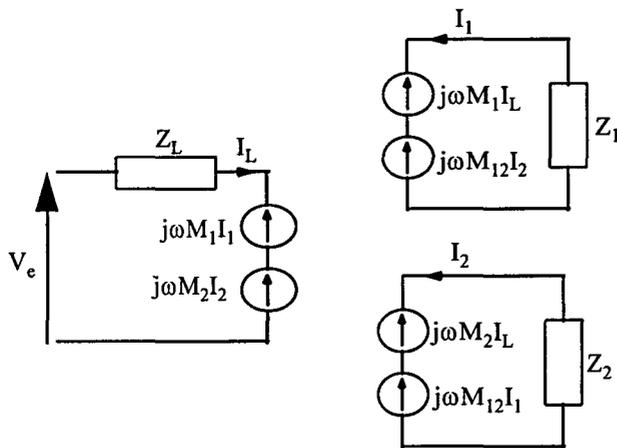
Il suffit ensuite de multiplier la mutuelle obtenue pour des cadres monospires par le nombre de spires des deux antennes pour connaître sa valeur dans le cas de cadres ayant plusieurs spires voisines.

Ces calculs ont été programmés sous le logiciel dédié au calcul scientifique Matlab [Faugeras 98]. On a rajouté le calcul du champ magnétique qui se déduit du potentiel vecteur en en prenant le rotationnel. La structure du programme développé, le détail des simulations rendues possibles ainsi que la liste des éléments paramétrables sont présentés dans l'annexe A.

2.2 Modélisation électrique

2.2.1 Modélisation du couplage inductif multi-secondaire

Une fois que l'on connaît toutes les mutuelles qui interviennent dans notre système, il est possible d'obtenir les valeurs des courants et des tensions aux bornes des antennes.



Plaçons nous d'abord dans le cas où deux étiquettes se trouvent dans le champ du lecteur, comme le montre la *figure 2-7*. Chaque antenne exerce sur les deux autres une influence due à l'existence de mutuelles et exprimée par la loi de Faraday sous forme d'une force électromotrice s'opposant au flux qui la crée.

En appliquant la loi des nœuds, on obtient les équations suivantes :

Figure 2-7: Lecteur en présence de deux étiquettes

$$\begin{cases} Z_L I_L + jM_1 \omega I_1 + jM_2 \omega I_2 = V_e \\ jM_1 \omega I_L + Z_1 I_1 + jM_{12} \omega I_2 = 0 \\ jM_2 \omega I_L + jM_{12} \omega I_1 + Z_2 I_2 = 0 \end{cases} \quad (2 - 12)$$

où : M_{12} désigne la mutuelle entre les deux étiquettes
 M_i la mutuelle entre le lecteur et l'étiquette i
 Z_i l'impédance propre de l'étiquette i
 Z_L l'impédance propre du lecteur
 I_i le courant circulant dans l'antenne de l'étiquette i
 I_L le courant circulant dans l'antenne du lecteur
 V_e la tension appliquée au lecteur.

On aboutit à un système linéaire à trois équations et trois inconnues, I_1 , I_2 et I_L , que l'on peut facilement résoudre par la méthode de Cramer.

Ce système de Cramer obtenu avec deux étiquettes est généralisable à n selon les équations :

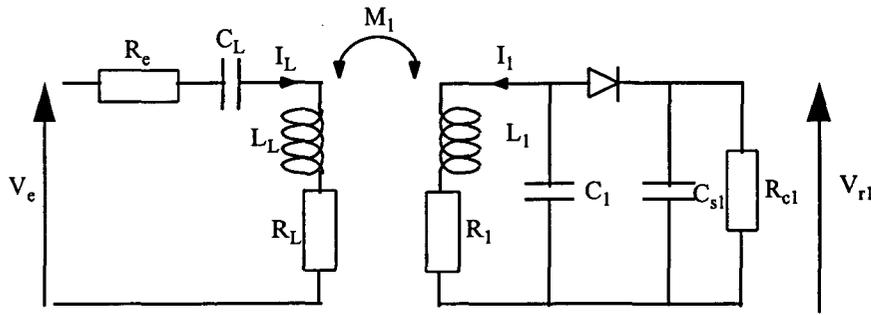
$$\left\{ \begin{array}{l}
 Z_L I_L + \sum_{i=1}^n jM_i \omega I_i = V_e \\
 jM_1 \omega I_L + Z_1 I_1 + \sum_{i=2}^n j\omega M_{i1} I_i = 0 \\
 \vdots \\
 jM_k \omega I_L + Z_k I_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n j\omega M_{ik} I_i = 0 \\
 \vdots \\
 jM_n \omega I_L + Z_n I_n + \sum_{i=1}^{n-1} j\omega M_{in} I_i = 0
 \end{array} \right. \quad (2 - 13)$$

en appelant : M_{ij} mutuelle entre l'étiquette i et l'étiquette j .

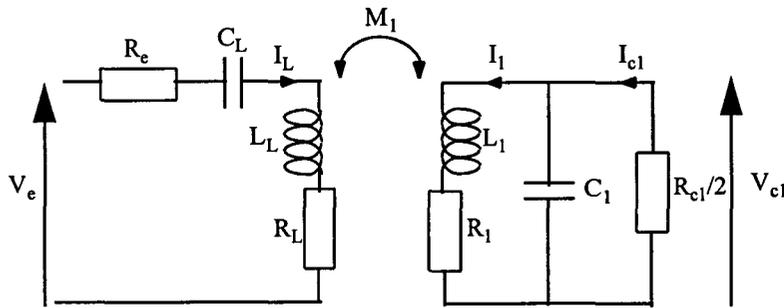
2.2.2 Modélisation du lecteur et des étiquettes

Une fois que l'on dispose des courants circulant dans les antennes, il est possible d'obtenir la tension récupérée aux bornes de la charge des étiquettes en utilisant une modélisation des antennes et de leur électronique associée. Dorénavant, l'indice L indiquera que l'on considère les éléments du lecteur. Les étiquettes sont numérotées de 1 à n . Leurs composants seront indicés par leur numéro. Par exemple, L_1 correspond à l'inductance de l'antenne de l'étiquette numéro 1. En revanche, C_L est la capacité de résonance de l'antenne lecteur.

La *figure 2-8-a* montre la modélisation d'un système lecteur-étiquette. A titre d'exemple, on a choisi une résonance série pour le lecteur et une résonance parallèle pour l'étiquette, mais toute autre combinaison est possible. Les antennes sont représentées par des circuits RLC où R symbolise leur résistance de pertes, C leur capacité de résonance et L leur inductance. Du côté de l'émetteur, il faut rajouter une résistance R_e qui représente la résistance de sortie du générateur et de l'électronique chargeant l'antenne. En pratique, afin d'améliorer le transfert de puissance entre le générateur placé à son entrée et l'antenne, on cherche à adapter leurs impédances, c'est-à-dire qu'on les rend égales. Plusieurs solutions techniques sont utilisées. La plus courante consiste à introduire un transformateur entre les deux étages.



a- Modélisation d'un système lecteur-étiquette



b- Schéma équivalent du point de vue des puissances dissipées

Figure 2-8: Modélisation d'un lecteur résonant en série et d'une étiquette résonant en parallèle

Du côté de l'étiquette, un circuit redresseur (cf. figure 2-8-a) associé à une capacité de stockage C_{s1} transforme la tension alternative en une tension continue V_{r1} alimentant le reste de l'électronique représentée par une résistance de charge R_{ci} . Le redressement peut s'effectuer avec une simple diode ou à l'aide d'un pont de diodes. Si la tension de seuil de ces dernières est négligeable devant la tension crête du signal alternatif reçu et si la décharge de

la capacité est très lente, on peut considérer que l'impédance équivalente qui dissipera une puissance équivalente à la puissance continue dans la charge est $R_{ci}/2$ (cf. figure 2-8-b) [Donaldson 83].

2.2.3 Puissances moyennes dissipées

La puissance n'est dissipée que dans les termes résistifs. La puissance moyenne dissipée dans le système représente, en fait, la puissance fournie à l'antenne lecteur. Elle correspond à la somme des puissances dissipées dans l'antenne du lecteur, dans les antennes des étiquettes et dans leur charge. Elle s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = \frac{1}{2} R_L I_L^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n R_i I_i^2 + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^n R_{ci} I_{ci}^2 \quad (2-14)$$

- avec :
- I_L courant circulant dans l'inductance du lecteur
 - I_i courant circulant dans l'antenne de l'étiquette i
 - I_{ci} courant circulant dans la charge de l'étiquette i
 - R_{ci} résistance de charge de l'étiquette i
 - n nombre d'étiquettes présentes.

Le second terme de cette formule correspond à la somme des puissances dissipées par les antennes des étiquettes et le dernier à la puissance moyenne reçue par leur charge. On ne tient pas compte des puissances de rayonnement des antennes car elle est négligeable par rapport

aux puissances dissipées. En effet, pour un dipôle magnétique, la résistance de rayonnement s'écrit [Dubost 90] :

$$R_r = \frac{S^2}{\lambda^4} \frac{8}{3} \pi^3 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 0,13S^2 \text{ à } 13,56 \text{ MHz} \quad (2 - 15)$$

avec : S surface de l'antenne
 λ longueur d'onde.

Pour une antenne carré de 50 cm de côté, on obtient une résistance de rayonnement de 0,03 Ω .

A l'opposé, la puissance dissipée dans la résistance R_c est trop forte ou du même ordre de grandeur que la puissance dissipée dans la résistance de pertes et masque l'évolution des autres termes. On a donc préféré la laisser de côté et ne considérer que la puissance dissipée au niveau de l'antenne lecteur et des étiquettes. Ceci explique pourquoi elle n'apparaît pas dans la *formule 2-14*.

2.3 Validations expérimentales

Ces calculs de mutuelles et de courants ont été validés par des expérimentations. On a d'abord vérifié que le calcul du champ magnétique était correct puis que la modélisation du couplage inductif réalisée donnait bien des valeurs de tension récupérée aux bornes de la charge en accord avec la réalité.

2.3.1 Champ magnétique

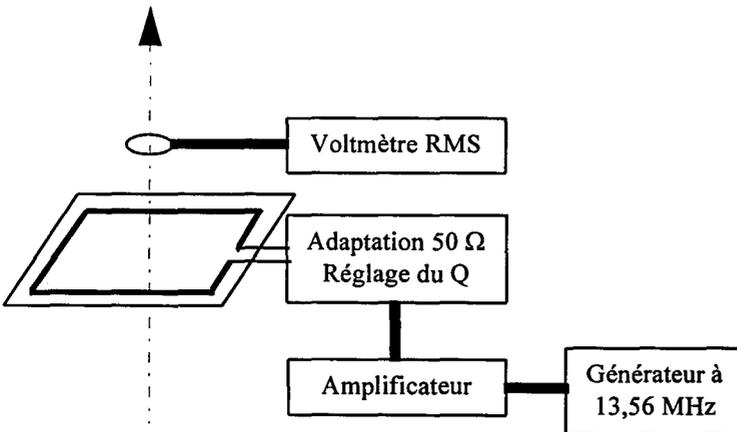
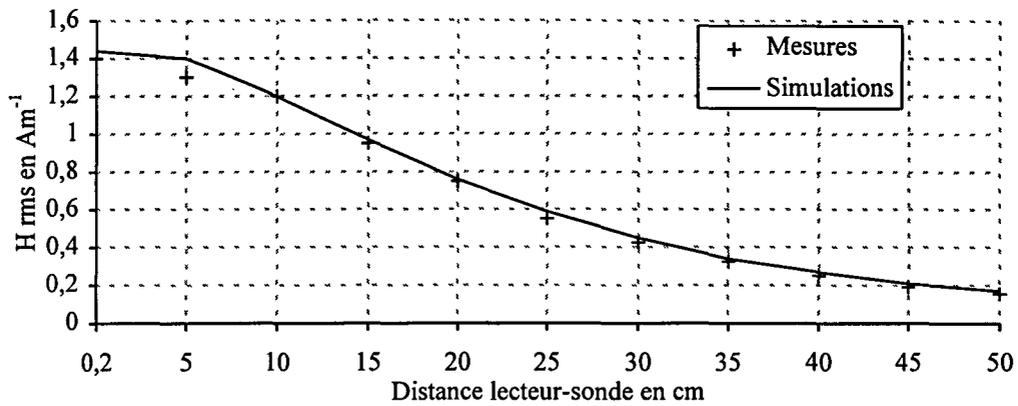


Figure 2-9 : Principe de la mesure du champ magnétique

Pour mesurer le champ magnétique émis par une antenne carrée de 50 cm de côté et comportant une seule spire en cuivre de largeur 0,6 cm, une sonde de champ de facteur $25 \text{ Am}^{-1}\text{V}^{-1}$ a été utilisée. On a donc effectué une mesure de tension RMS à l'aide d'un voltmètre et déduit la valeur du champ. *L'annexe B* décrit de manière plus précise l'antenne lecteur. La *figure 2-9* représente le montage utilisé. Les mesures ont été faites à la verticale de l'antenne lecteur et en son centre.

La *figure 2-10* permet de comparer ces mesures avec les résultats de simulation et montre qu'elles concordent. L'erreur moyenne calculée en prenant comme référence les valeurs fournies par le programme développé est de 5 %.



Paramètres de simulations :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$ $C_L = 64 \text{ pF}$ $R_L = 4,7 \Omega$ $R_e = 5,8 \Omega$ $V_e = 8,4 \text{ V rms}$
 1 spire $50 \times 50 \text{ cm}^2$

Figure 2-10 : Comparaison entre les mesures de champ magnétique et les simulations

2.3.2 Tension d'alimentation

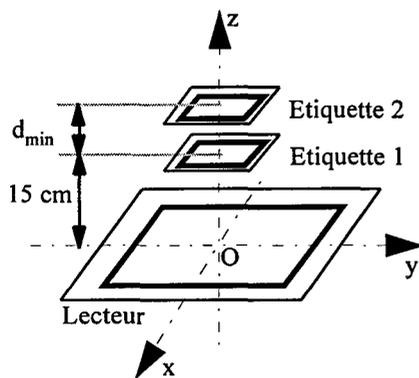
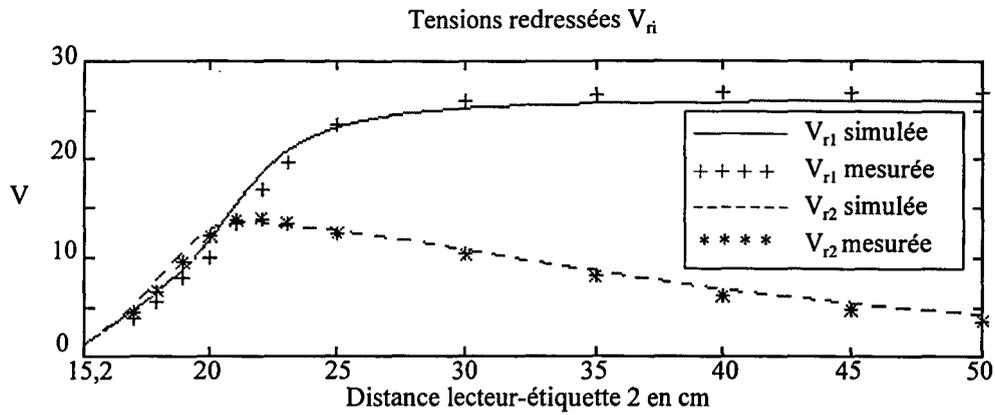


Figure 2-11 : Positionnement des étiquettes

Pour valider la modélisation du couplage inductif, deux étiquettes ont été réalisées en composants discrets. Elles ont des coefficients de qualité de 25 et sont disposées comme le montre la figure 2-11. L'étiquette 1 est fixe, à 15 cm au-dessus de l'antenne lecteur et l'étiquette 2 s'en éloigne. Le principe de la mesure est le même que celle du champ magnétique, la sonde étant remplacée par les étiquettes. Un voltmètre permet de mesurer les tensions redressées à l'aide d'une diode et d'une capacité de stockage, V_{r1} et V_{r2} respectivement pour les transpondeurs 1 et 2. La figure 2-12 compare ces mesures avec les résultats de simulation. On a tenu compte de la tension de seuil de la diode, qui ne peut pas être négligée quand les tensions redressées sont faibles.

Ces mesures sont assez difficiles à réaliser car à la fréquence de travail on est très sensible à l'environnement extérieur (masses métalliques, fréquences parasites, appareils de mesures etc.). Cette difficulté est d'autant plus grande que le coefficient de qualité des étiquettes est élevé et donc qu'elles deviennent plus sensibles à la présence d'une main ou à une erreur de positionnement par rapport à l'antenne lecteur. On obtient malgré tout une erreur moyenne, par rapport aux valeurs théoriques fournies par le programme réalisé sous l'environnement Matlab, de 6,2 %.


Paramètres lecteur :

$L_L=2,15 \mu\text{H}$
 $C_L=64 \text{ pF}$
 $R_L=4,7 \Omega$
 $R_e=5,8 \Omega$
 $V_e=8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

1 spire
 $50 \times 50 \text{ cm}^2$

Étiquettes parallèles et centrées sur l'antenne lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquette 1 :

$L_1=1,03 \mu\text{H}$
 $C_1=137,7 \text{ pF}$
 $R_1=0,5 \Omega$
 $R_{c1}=4,7 \text{ k}\Omega$

Résonance parallèle

3 spires
 $4,3 \times 7,3 \text{ cm}^2$

Paramètres étiquette 2:

$L_2=1,02 \mu\text{H}$
 $C_2=139 \text{ pF}$
 $R_2=0,5 \Omega$
 $R_{c2}=4,7 \text{ k}\Omega$

Résonance parallèle

3 spires
 $4,3 \times 7,3 \text{ cm}^2$

Figure 2-12 : Comparaison mesures/simulations des tensions redressées par deux étiquettes parallèles et centrées sur l'antenne lecteur.

3. Etude du couplage inductif dans un environnement multi-étiquettes

On a vu que la force électromotrice créée dans les étiquettes dépendait de leur surface (cf. formule 2-6), mais elles doivent conserver une taille raisonnable pour pouvoir être fixées sur des objets. Il n'est donc pas possible de jouer sur ce paramètre pour améliorer la récupération d'énergie. De même, on ne peut pas dépasser les valeurs maximales de champ magnétique autorisées. Par conséquent, les seuls éléments que l'on puisse modifier sont le nombre de spires des antennes, leur circuit résonant et leur coefficient de qualité, aussi bien pour le lecteur que pour les étiquettes. On va donc s'attacher dans la suite à les optimiser afin d'alimenter le plus grand nombre d'étiquettes dans un cube d'environ 50 cm de côté.

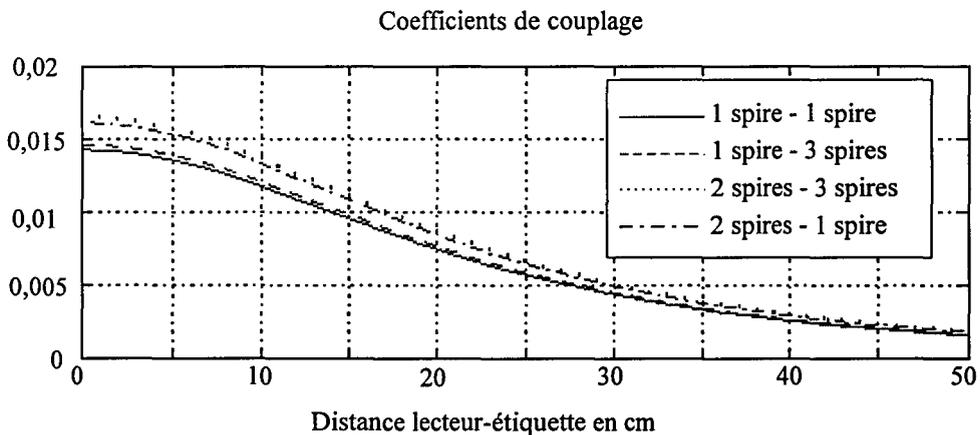
3.1 Caractérisation des antennes

3.1.1 Nombre de spires

Pour l'interrogateur, on a choisi une antenne carré de dimension moyenne environ 50 cm et de largeur de pistes 0,6 cm. La première question qui se pose concerne le nombre de spires. Deux antennes sont comparées : l'une comporte une spire et a une inductance de $2,15 \mu\text{H}$ et l'autre possède deux spires avec une inductance de $6,7 \mu\text{H}$. Avant toute simulation, on peut constater que la valeur élevée de la seconde inductance implique l'emploi d'une capacité de résonance

d'environ 20 pF, ce qui signifie, en pratique, qu'il sera très difficile d'avoir plus de spires. En effet, on augmenterait ainsi l'inductance de l'antenne et on diminuerait la valeur de la capacité à utiliser pour la faire résonner à 13,56 MHz. La résonance deviendrait très difficile à régler, voire impossible car les capacités parasites dépasseraient la valeur de la capacité d'accord nécessaire. De plus le périmètre d'une antenne deux spires avoisine les 4 m, ce qui constitue une situation limite pour les simulations reposant sur des hypothèses quasi-statiques. Pour l'étiquette de format ISO on a comparé les résultats obtenus avec des antennes 1 spire et 3 spires, 3 spires commençant à être un nombre important compte tenu des dimensions de l'antenne et de la largeur des pistes imprimées (0,3 cm).

La *figure 2-13* montre l'évolution du coefficient de couplage, qui correspond au rapport entre la mutuelle et la racine carré des inductances (*cf. équation 2-5*), en fonction de la distance entre les antennes lecteur et étiquette et de leur nombre de spires, lorsqu'elles sont parallèles et centrées. On observe une petite différence entre les coefficients de couplage, à l'avantage de la combinaison lecteur 2 spires et étiquette 3 spires. Ceci s'explique par le fait que la mutuelle étant essentiellement géométrique, si la longueur des antennes augmente, elle croît aussi. Cependant la valeur de leur inductance augmente aussi de leur nombre de spires d'où les faibles différences que l'on observe entre les combinaisons. C'est en fait la largeur globale où se répartit le courant dans les antennes qui compte. Lorsque l'étiquette s'approche de l'antenne lecteur, elle est de plus en plus sensible à sa géométrie et à son nombre de spires, ce qui explique que les écarts observés sont plus grands dans ce cas. Pour des distances importantes, seules les dimensions moyennes des antennes influent sur le couplage.



Antennes lecteur :

- 1 spire : $L_L = 2,15 \mu\text{H}$
- 2 spires : $L_L = 6,7 \mu\text{H}$
- Largeur de pistes : 0,6 cm
- Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$

Antennes Etiquette :

- 1 spire : $L_i = 0,19 \mu\text{H}$
- 3 spires : $L_i = 1 \mu\text{H}$
- 0,3 cm
- 1 spire : $8 \times 5 \text{ cm}^2$
- 3 spires : $4,3 \times 7,3 \text{ cm}^2$

Etiquette parallèle et centrée sur l'antenne lecteur

Figure 2-13 : Comparaison des coefficients de couplage pour différentes combinaisons nombre de spires antenne lecteur - nombre de spires antennes étiquette

On a choisi d'étudier le comportement d'un dispositif composé d'une antenne lecteur 1 spire, de dimensions moyennes $50 \times 50 \text{ cm}^2$ et d'étiquettes 3 spires, au format ISO. Ce choix d'un lecteur 1 spire est plutôt lié à un souci de respect des hypothèses quasi-statiques faites dans la modélisation. Cependant on garde à l'esprit qu'avec une antenne lecteur 2 spires le coefficient de couplage est légèrement meilleur, ce qui peut s'avérer utile pour les transmissions.

3.1.2 Nature de la résonance

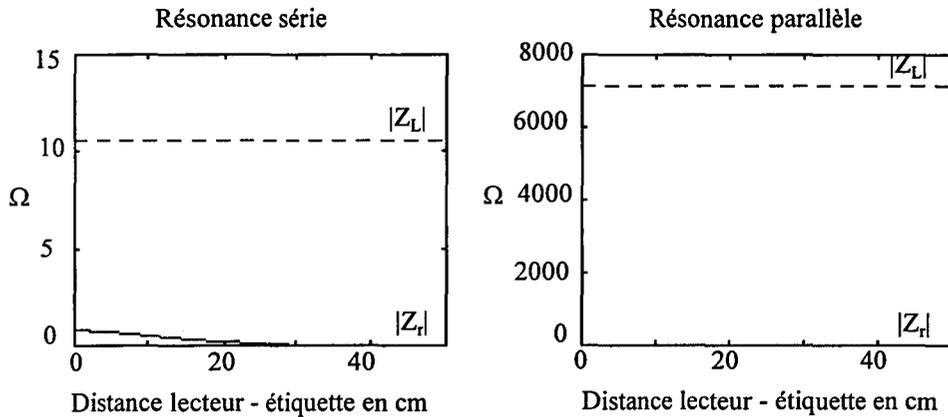
Pour réaliser un couplage inductif entre deux antennes on peut choisir pour chacune d'elles entre une résonance série ou une résonance parallèle. On est donc amené à étudier, théoriquement, 4 couplages selon que le lecteur ou l'étiquette résonne en série ou en parallèle. En fait, il est possible d'éliminer d'emblée la résonance série pour l'étiquette. En effet, si on calcule son coefficient de qualité en charge, on se rend compte qu'il s'écrit :

$$Q = \frac{L_1 \omega_0}{R_{c1} / 2 + R_1} \quad (2 - 16)$$

avec : L_1 inductance de l'antenne
 ω_0 pulsation de résonance
 R_{c1} résistance de charge
 R_1 résistance de pertes de l'antenne.

Or R_1 étant une résistance de pertes, elle est négligeable devant la résistance de charge, qui est de l'ordre du kilohm. Le numérateur est de l'ordre de la dizaine, voire de la centaine d'ohms, par conséquent le coefficient de qualité en charge sera inférieur à 1. On ne se trouve donc pas dans une bonne configuration pour réaliser un transfert de puissance.

Du côté du lecteur, la discussion porte plutôt sur la comparaison entre son impédance propre et celle ramenée par les étiquettes, comme l'illustre la *figure 2-14* dans le cas où une seule étiquette est présente dans le champ du lecteur. Lorsque l'émetteur résonne en parallèle, son impédance est tellement forte (environ 7500Ω) que l'impédance ramenée, de l'ordre de quelques ohms, est négligeable. Il va donc émettre un champ constant quelle que soit la position des étiquettes et, par conséquent, il va être difficile d'exploiter l'information contenue dans la modulation lorsque les étiquettes émettront un message vers le lecteur. En revanche, lorsque la capacité est placée en série avec l'inductance, le lecteur est très sensible à la position des étiquettes et à leur nombre puisque l'impédance ramenée est du même ordre de grandeur que son impédance propre (environ 11Ω). Son comportement est celui d'un générateur de tension. Pour réaliser une modulation de charge, c'est la meilleure situation. C'est pourquoi on choisit de faire résonner le lecteur en série et les étiquettes en parallèle.

Paramètres lecteur :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$

$R_L = 4,7 \Omega$

$R_e = 5,8 \Omega$

$C_L = 64 \text{ pF}$

$V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquette parallèle et centrée sur l'antenne lecteur

Paramètres étiquette :

$L_1 = 1 \mu\text{H}$

$R_1 = 0,5 \Omega$

$R_{c1} = 4 \text{ k}\Omega$

$C_1 = 137,7 \text{ pF}$

Résonance parallèle

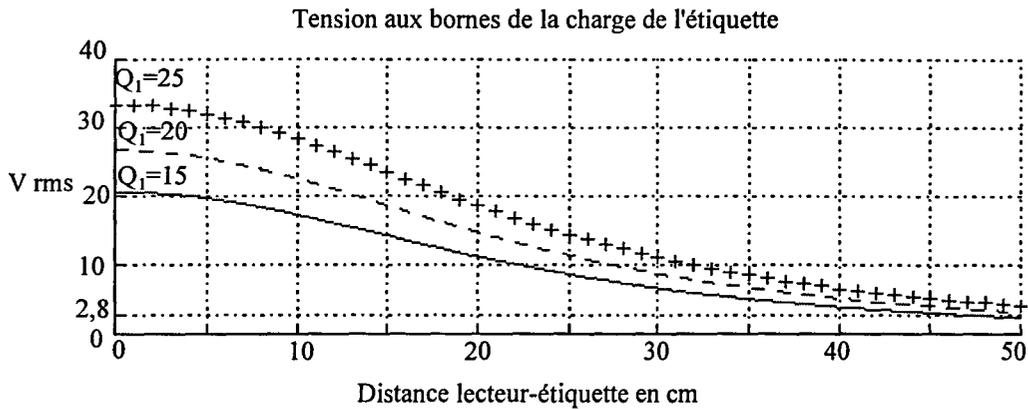
 $7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 2-14 : Comparaison des modules des impédances propres Z_L et ramenées Z_r , selon le type de résonance de l'antenne lecteur.

3.1.3 Coefficients de qualité

Pour observer l'influence des coefficients de qualité sur le transfert de puissance on s'est d'abord placé dans le cas simple où une antenne de $50 \times 50 \text{ cm}^2$ alimente une étiquette seule. La puissance fournie est telle qu'on se situe presque au maximum de champ émis accepté par les normes ETS-I 300330. Le coefficient de l'antenne lecteur est fixé à une valeur de 20 qui constitue un compromis entre bande passante et sensibilité à la présence des transpondeurs. Quant au coefficient de qualité de l'étiquette, il varie. La *figure 2-15* montre les résultats obtenus. Plus le coefficient de qualité de l'étiquette est élevé, plus la tension aux bornes de la charge V_{c1} est importante, ce qui est logique compte tenu du fait qu'elle est directement proportionnelle à ce coefficient. Ces courbes sont intéressantes car elles permettent de voir que pour atteindre une portée d'environ 50 cm il faut avoir un Q d'au moins 20 sur l'étiquette (avec un Q de 20 sur le lecteur). En effet, avec un coefficient de qualité de 15, il n'est possible de récupérer une tension supérieure à 2,8 V rms que jusqu'à 47 cm, alors qu'avec un Q de 20 on peut aller jusqu'à 53,6 cm. De plus, on peut voir sur ces courbes que l'on a une dynamique importante sur la tension récupérée puisqu'elle varie d'environ 35 V rms lorsque l'étiquette est posée sur le lecteur jusqu'à 2,8 V rms lorsqu'elle est à un peu plus de 50 cm. On considère cette valeur de 2,8 V rms comme la tension minimale qu'il faut avoir aux bornes de l'antenne pour faire fonctionner l'Asic. En effet, ce dernier a besoin d'une tension continue d'au minimum 3 V. Or cette tension est obtenue après redressement de la tension aux bornes de l'antenne, redressement souvent réalisé grâce à un pont de diodes. On considère que l'on perd

environ 1 V dans ce pont à cause des tensions de seuil des diodes et donc il faut que l'on ait aux bornes de l'antenne un signal alternatif d'au moins 4 V d'amplitude crête, soit 2,8 V rms.



Paramètres lecteur :

$L_L=2,15 \mu\text{H}$
 $C_L=64 \text{ pF}$
 $R_L=4,7 \Omega$
 $R_c=5,8 \Omega$
 $V_e=8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquette parallèle et centrée sur le lecteur

Paramètres étiquette :

$L_1=1 \mu\text{H}$
 $C_1=137,7 \text{ pF}$
 $R_1=0,5 \Omega$
 $R_{c1}=2,8 \text{ k}\Omega$ pour $Q_1=15$
 $R_{c1}=3,8 \text{ k}\Omega$ pour $Q_1=20$
 $R_{c1}=5 \text{ k}\Omega$ pour $Q_1=25$

Résonance parallèle

$7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 2-15 : Evolution de la tension récupérée aux bornes de la charge de l'étiquette en fonction de son coefficient de qualité et de la distance lecteur-étiquette

En résumé, on a intérêt pour favoriser l'alimentation des étiquettes à utiliser des coefficients de qualité élevés. Cependant, ils ne doivent pas prendre des valeurs trop importantes car ils réduiraient trop la plage de fréquence disponible pour les transmissions. En effet, coefficient de qualité et bande passante sont liés par l'expression :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \tag{2-17}$$

avec : Δf largeur de bande à -3 dB du signal.

A titre d'exemple, un coefficient de 15 correspond à une largeur de bande de 900 kHz. S'il est augmenté à 25, la plage de fréquence est réduite à 542 kHz. De plus, une valeur trop forte a aussi des répercussions sur la sensibilité de l'antenne à son environnement, qui s'accroît.

Pour l'antenne lecteur, ce sont surtout ces arguments de bande passante et de sensibilité à son environnement qui entrent en ligne de compte. Bien sûr, plus le coefficient de qualité de l'antenne sera élevé, plus le champ émis sera important et donc plus l'étiquette disposera d'énergie. Mais cet effet est réduit par les normes limitant la puissance émise et peut être réalisé également en jouant sur la tension fournie par le générateur alimentant l'antenne.

On a donc établi un compromis entre toutes ces contraintes en choisissant un coefficient de qualité de 20 pour l'antenne lecteur et de 25 pour les étiquettes, ce qui donne une portée en alimentation de 59,3 cm.

3.2 Application à un environnement multi-étiquettes

Les caractéristiques des antennes (nombre de spires, coefficients de qualité, type de résonance) étant choisies, on va s'intéresser au couplage inductif proprement dit et à son comportement dans un environnement multi-étiquettes.

3.2.1 Influence du couplage sur le transfert de puissance

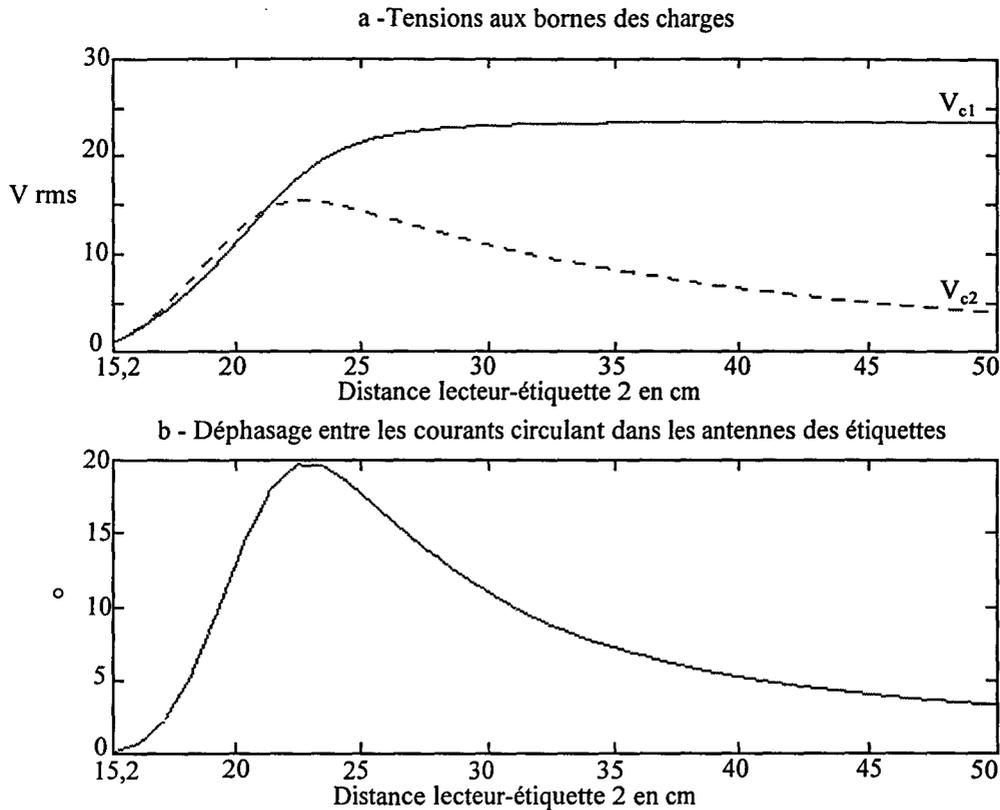
On se place dans le cas où deux étiquettes identiques sont parallèles et centrées sur l'antenne lecteur, comme le représente la *figure 2-11*. L'étiquette 1, fixe, est à une altitude de 15 cm. L'étiquette 2 s'éloigne de cette dernière vers le haut. Les courbes de la *figure 2-16-a* correspondent aux tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des charges des étiquettes 1 et 2. Elles permettent de voir que l'on retrouve les trois zones de couplage définies pour un couplage inductif mono-secondaire (cf. [Terman 43]).

Lorsque l'étiquette 2 se rapproche de l'étiquette 1, elle passe par une position (environ 22,5 cm) où la tension aux bornes de sa charge est maximale et donc qui s'apparente au couplage critique, c'est-à-dire que les impédances propres des étiquettes et du lecteur ainsi que celles qui sont ramenées sur le lecteur par le biais du couplage sont égales. Le système est adapté et par conséquent, le transfert de puissance est maximum. Cette position de couplage critique change en fonction de la position de l'étiquette fixe.

Lorsque l'étiquette 2 est loin du lecteur, on se trouve dans une zone de couplage lâche. L'influence qu'exercent les étiquettes l'une sur l'autre est rendue plus faible par la diminution de la mutuelle. A partir d'une distance d'environ 30 cm les étiquettes récupèrent une tension égale à celle qu'elles auraient si elles étaient seules (comparaison avec la *figure 2-15*).

Lorsqu'à l'opposé, l'écart entre les deux étiquettes est seulement de quelques centimètres, on se trouve dans une situation où il y a un sur-couplage entre ces deux antennes. La tension récupérée par les deux étiquettes est faible et peut ne pas être suffisante pour alimenter les Asic. Cette zone particulière qui pose des problèmes d'alimentation est étudiée plus en détail dans le paragraphe suivant.

La courbe *2-16-b*, quant à elle, représente la différence de phase entre les courants circulant dans les antennes des deux étiquettes. Elle montre que ces courants sont au plus déphasés d'une vingtaine de degrés au couplage critique et sont pratiquement en phase quand les deux étiquettes sont éloignées l'une de l'autre ou au contraire très proches. Cela signifie que les courants dans les antennes tournent dans le même sens et qu'il n'y a pas de combinaison particulière où les champs magnétiques créés par ces antennes se compenseraient car les courants circuleraient en sens opposés. De plus, l'étiquette 2 reçoit légèrement plus de tension lorsqu'elle s'éloigne de l'étiquette 1 que si elle était seule à la même position (entre 22,5 et 30 cm), on observe donc un phénomène de relais d'énergie entre les étiquettes.



Paramètres lecteur :

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_e = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur l'antenne lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$$L_i = 1 \mu\text{H}$$

$$C_i = 137,7 \text{ pF}$$

$$R_i = 0,5 \Omega$$

$$R_{ci} = 5 \text{ k}\Omega$$

Résonance parallèle

$7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 2-16 : Evolution de la tension aux bornes des charges des étiquettes et de la différence de phase des courants circulant dans leurs antennes dans le cas où il y a deux étiquettes.

3.2.2 Zone de sur-couplage entre les étiquettes

Supposons que dans le champ du lecteur se trouvent n étiquettes. Plaçons nous dans le cas idéal où elles sont identiques et confondues. Toutes les mutuelles entre le lecteur et les étiquettes sont égales et celles s'exerçant entre deux étiquettes i et j prennent leur valeur limite $\sqrt{L_i L_j} = L_e = L_i = L_j$ puisque les étiquettes sont identiques. De plus tous les courants circulant dans les antennes des étiquettes sont égaux et valent I_e . La tension induite sur l'étiquette i est donc :

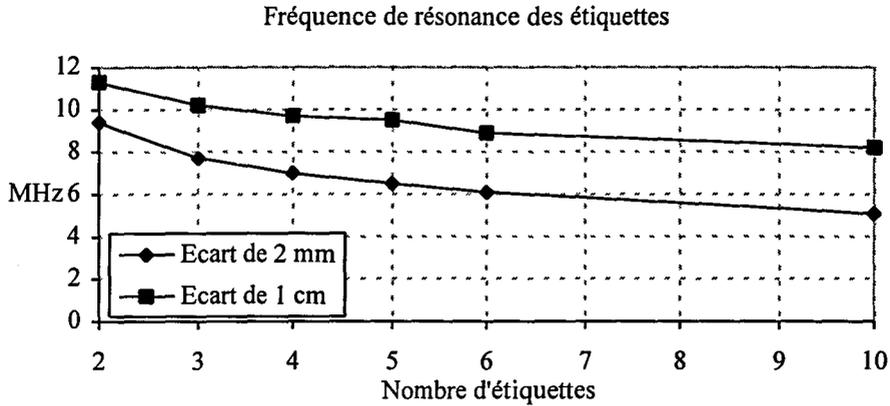
$$\begin{aligned}
 e_i &= \underbrace{jM_L\omega I_L}_{\text{dû au lecteur}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{n-1} jL_e\omega I_e}_{\text{dû aux autres étiquettes}} \\
 &= jM_L\omega I_L + j(n-1)\omega L_e I_e
 \end{aligned}
 \tag{2-18}$$

avec : M_L mutuelle entre le lecteur et les étiquettes
 I_L courant circulant dans l'antenne du lecteur
 ω pulsation de travail.

Tout se passe donc, comme si, en série avec l'inductance de l'étiquette, on avait une autre inductance de valeur $(n-1)L_e$. On aboutit donc à une inductance apparente $L_a = nL_e$. La capacité d'accord C_e n'étant pas modifiée, la fréquence de résonance des étiquettes est déplacée vers :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{nL_e C_e}}
 \tag{2-19}$$

En pratique, au pire, les étiquettes sont collées et non confondues, c'est-à-dire que l'écart minimum entre deux antennes est de 2 mm compte tenu de leur épaisseur. La fréquence de résonance n'est donc pas déplacée d'un facteur \sqrt{n} , mais elle l'est suffisamment pour pénaliser la récupération d'énergie. Sur la *figure 2-17* est reportée l'évolution de f_0 en fonction du nombre d'étiquettes présentes dans le champ du lecteur et de l'écart entre elles lorsqu'on les empile. Lorsqu'elles sont seules, ces étiquettes ont une fréquence de résonance de 13,56 MHz. On constate que ce déplacement de la résonance est loin d'être négligeable et explique pourquoi lorsque les étiquettes sont proches les unes des autres elles ne récupèrent pas suffisamment d'énergie.



Paramètres lecteur :

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_e = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur l'antenne lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$$L_i = 1 \mu\text{H}$$

$$C_i = 137,7 \text{ pF}$$

$$R_i = 0,5 \Omega$$

$$R_{ci} = 5 \text{ k}\Omega$$

Résonance parallèle

$7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 2-17 : Evolution de la fréquence de résonance des étiquettes en fonction de leur nombre et de l'écart entre chacune d'elles

En ce qui concerne l'antenne lecteur, la mutuelle avec les étiquettes est trop faible pour déplacer sa résonance.

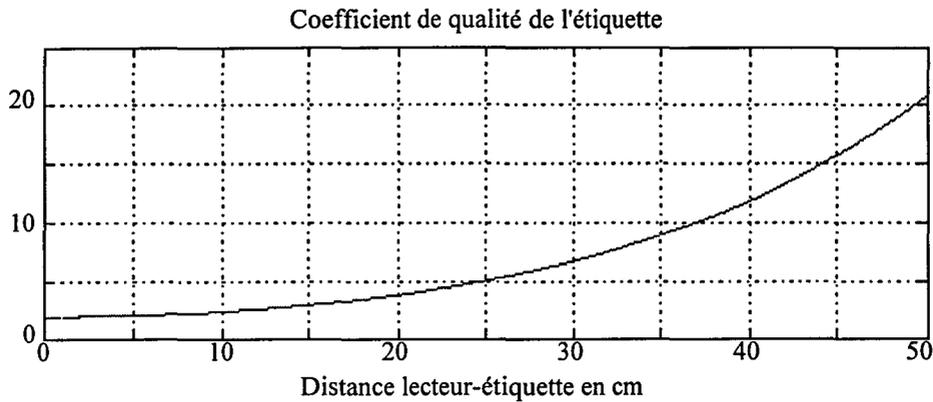
3.3 Etude de solutions aux problèmes rencontrés

3.3.1 Problème de dynamique

Les études réalisées ont montré que parmi les problèmes auxquels on est confronté il y a celui de la dynamique importante de la tension d'alimentation des étiquettes, qui risque de provoquer la destruction de l'Asic. Une solution à ce problème consiste à réaliser un régulateur de tension qui règle sa consommation de courant de telle sorte qu'il y ait toujours une tension constante à ces bornes. Un tel dispositif pourrait ainsi imposer une tension de 3 V après le circuit de redressement de l'étiquette. Cela revient, en fait, à avoir une charge variable sur les étiquettes et donc un coefficient de qualité variable qui s'adapte au couplage entre l'étiquette d'une part et l'ensemble lecteur/autres étiquettes d'autre part. Du point de vue de la modélisation, un tel système suppose de ne plus considérer comme inconnue la tension aux bornes des charges mais plutôt son impédance. La résolution du système de Cramer correspondant donne alors les valeurs de R_{ci} en fonction de l'étiquette i .

La figure 2-18 donne un exemple de l'évolution du coefficient de qualité qu'il faut donner à une étiquette pour obtenir une tension aux bornes de la charge égale à 2,8 V rms quand cette

étiquette s'éloigne de l'antenne lecteur. On peut voir que le coefficient de qualité est faible (environ 4) lorsque l'étiquette est proche du lecteur et vaut environ 21 lorsqu'elle est à 50 cm. Cette augmentation avec la distance lecteur-étiquette s'explique par la diminution du champ magnétique.



Paramètres lecteur :

$L_L=2,15 \mu\text{H}$

$C_L=64 \text{ pF}$

$R_L=4,7 \Omega$

$R_e=5,8 \Omega$

$V_e=8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquette parallèle et centrée sur l'antenne lecteur

Paramètres étiquette :

$L_1=1 \mu\text{H}$

$C_1=137,7 \text{ pF}$

$R_1=0,5 \Omega$

$V_{c1}=2,8 \text{ V rms}$

Résonance parallèle

$7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

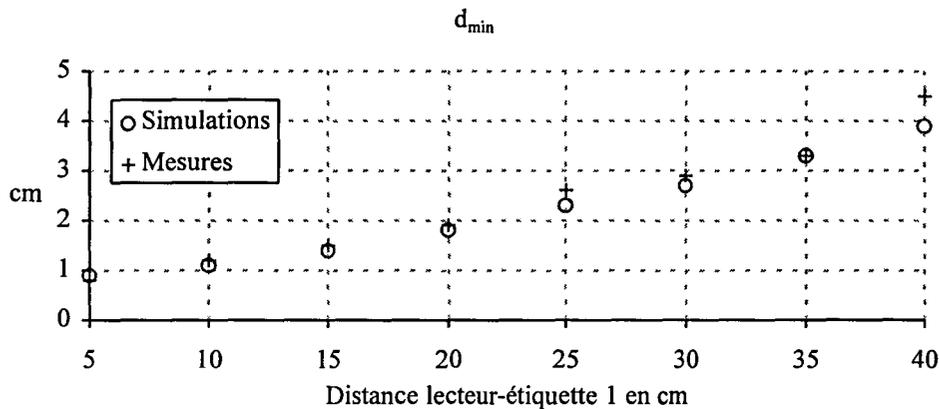
Figure 2-18 : Evolution du coefficient de qualité d'une étiquette avec régulateur de tension en fonction de la distance lecteur-étiquette

En théorie, il est même possible d'alimenter une étiquette résonant à 13,56 MHz, comportant un régulateur de tension et centrée sur l'antenne lecteur jusqu'à 1,15 m, mais au prix d'une réduction considérable de la bande passante puisque le coefficient de qualité équivalent est de 144. D'autre part, techniquement il n'est pas certain que l'on puisse trouver des régulateurs ayant une telle plage de fonctionnement. Il est cependant intéressant de noter que cette solution permet aussi d'augmenter la portée.

3.3.2 Problème du déplacement de la fréquence de résonance

Le second problème auquel on est confronté concerne le déplacement de la fréquence de résonance lorsque deux étiquettes sont très proches l'une de l'autre et qui empêche leur alimentation. Ce problème est plus épineux à résoudre et la présence d'un régulateur de tension n'y change rien comme le montre la *figure 2-19*. On s'est placé dans le cas où deux étiquettes 1 et 2 sont parallèles et centrées sur l'antenne lecteur (cf. *figure 2-11*) et on a reporté la distance d_{\min} entre les deux étiquettes pendant laquelle au moins une des deux ne reçoit pas assez d'énergie en fonction de la position de l'étiquette la plus proche du lecteur (la numéro 1).

Autrement dit, on a chiffré la distance minimale que l'on doit respecter entre les étiquettes pour qu'elles fonctionnent correctement. D'une manière générale, cette distance augmente lorsque l'étiquette 1 s'éloigne du lecteur puisque se rajoute le fait qu'elles ont de moins en moins d'énergie à se partager. Cette figure permet également de comparer les résultats de simulation avec les mesures et donc de valider la modélisation du régulateur de tension. Le principe des mesures est le même que celui de la mesure du champ (cf. *figure 2-9*) en remplaçant la sonde par les étiquettes fixées sur des supports non magnétiques. C'est la valeur de la tension aux bornes du régulateur de l'étiquette du dessus qui permet de déterminer la valeur de d_{\min} . Là encore les mesures sont délicates à effectuer et on peut observer de gros écarts avec la théorie si les deux étiquettes ne sont pas parfaitement parallèles.

Paramètres lecteur : $L_L=2,15 \mu\text{H}$ $C_L=64 \text{ pF}$ $R_L=4,7 \Omega$ $R_e=5,8 \Omega$ $V_e=8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$

1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur l'antenne lecteur

Paramètres étiquettes : $L_1=1,04 \mu\text{H}$ et $L_2=0,98 \mu\text{H}$ $C_1=132,2 \text{ pF}$ et $C_2=140,6 \text{ pF}$ $R_1=R_2=0,5 \Omega$ $V_{c1}=V_{c2}=2,7 \text{ V rms}$

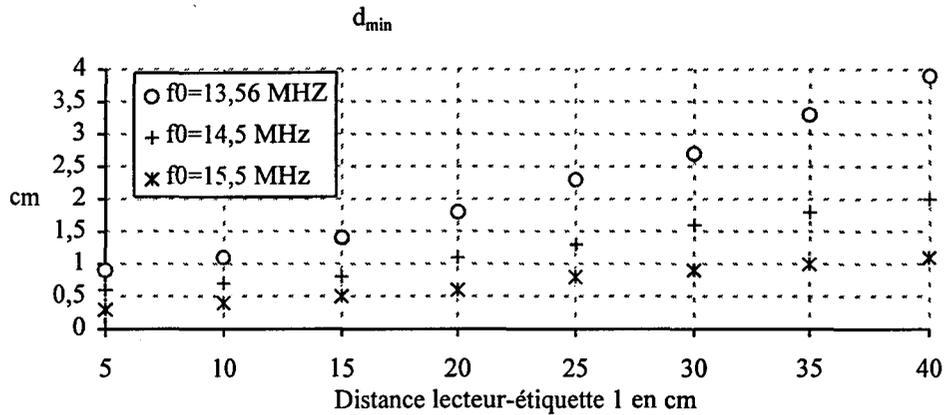
Résonance parallèle

 $7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$

3 spires

Figure 2-19 : Comparaison mesures/simulations de la distance minimale entre deux étiquettes

Si on augmente la fréquence de résonance de ces étiquettes à 14,5 MHz ou à 15,5 MHz (cf. *figure 2-20*), cette distance d_{\min} diminue car ainsi leur résonance, quand ces étiquettes sont proches, se rapproche de 13,56 MHz. Cependant la portée pour une étiquette seule dans le champ du lecteur est réduite à 33,9 cm lorsque sa résonance est fixée à 14,5 MHz et à 22,5 cm pour 15,5 MHz alors qu'avec une résonance à 13,56 MHz elle est de 1,15 m. En résumé, si on décale la fréquence de résonance des étiquettes on réduit faiblement la distance minimale de fonctionnement au prix d'une perte importante en portée quand l'étiquette est seule.


Paramètres lecteur :
 $L_L = 2,15 \mu\text{H}$
 $C_L = 64 \text{ pF}$
 $R_L = 4,7 \Omega$
 $R_e = 5,8 \Omega$
 $V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

 Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$

1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur l'antenne lecteur

Paramètres étiquettes :
 $L_i = 1 \mu\text{H}$
 $C_i = 137,7 \text{ pF}$ pour $f_0 = 13,56 \text{ MHz}$
 $C_i = 120,5 \text{ pF}$ pour $f_0 = 14,5 \text{ MHz}$
 $C_i = 105,4 \text{ pF}$ pour $f_0 = 15,5 \text{ MHz}$
 $R_i = 0,5 \Omega$
 $V_{ci} = 2,8 \text{ V rms}$

Résonance parallèle

 $7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$

3 spires

Figure 2 - 20: Evolution de la distance minimale entre deux étiquettes en fonction de la position de l'étiquette 1 et de leur fréquence de résonance

On a essayé de pallier cet inconvénient par la mise en œuvre d'un accord automatique des étiquettes par commutation successive de capacités. Le principe de la solution envisagée est illustré sur la *figure 2-21*. L'antenne des étiquettes résonne à 18,5 MHz grâce à une capacité d'accord fixe. D'autres capacités peuvent être connectées ou déconnectées en parallèle sur l'antenne grâce à des interrupteurs. La fréquence de résonance de l'antenne peut ainsi varier entre 18,5 et 13,56 MHz. En effet, une étude préalable a montré que pour réduire à néant la distance minimale de fonctionnement dans le cas où deux étiquettes sont présentes dans le champ du lecteur il fallait utiliser au moins cinq fréquences de résonance différentes réparties entre 18,5 et 13,56 MHz. Quatre capacités sont donc placées en parallèle sur l'antenne. La tension récupérée est ensuite redressée par un pont de diodes et un régulateur de tension en limite la valeur. Une référence de tension à 3 V est générée à partir de cette tension régulée. En fonctionnement normal, ces deux tensions (régulées et de référence) sont constamment comparées. Dès que la première devient inférieure à la référence, le bloc de commande des interrupteurs génère un signal qui provoque la fermeture d'un interrupteur et donc le déplacement de la fréquence de résonance de l'étiquette. Si au bout d'un certain délai, l'alimentation n'est toujours pas suffisante, un second signal de fermeture d'un interrupteur est généré et ainsi de suite jusqu'à ce que la tension redressée atteigne 3 V ou que tous les interrupteurs soient fermés. Dans ce cas, après un délai, ils sont tous ré-ouverts. La difficulté de cette solution réside dans le fait que cet accord automatique doit fonctionner même avec

des tensions d'alimentation très faibles. On a tenté de mettre au point un circuit permettant de le réaliser en se servant du logiciel de simulation de circuits électroniques analogiques Pspice. On s'est malheureusement heurté à plusieurs problèmes. Le premier a consisté à extraire des bibliothèques de composants disponibles ceux qui consommaient le moins. En effet, on ne disposait que de composants discrets classiques et donc pas particulièrement basse consommation. D'autre part, à l'heure actuelle, les technologies permettant la conception d'Asic basse consommation limitent considérablement les caractéristiques de leurs composants : tension de pincement des transistors Mos élevée, absence de diodes Schottky etc. De plus, pour des raisons de coût la valeur des capacités ne doit pas dépasser quelques centaines de picofarrads. En tenant compte de toutes ces contraintes, on n'a pas réussi à mettre au point un montage réduisant de manière significative la valeur de d_{\min} .

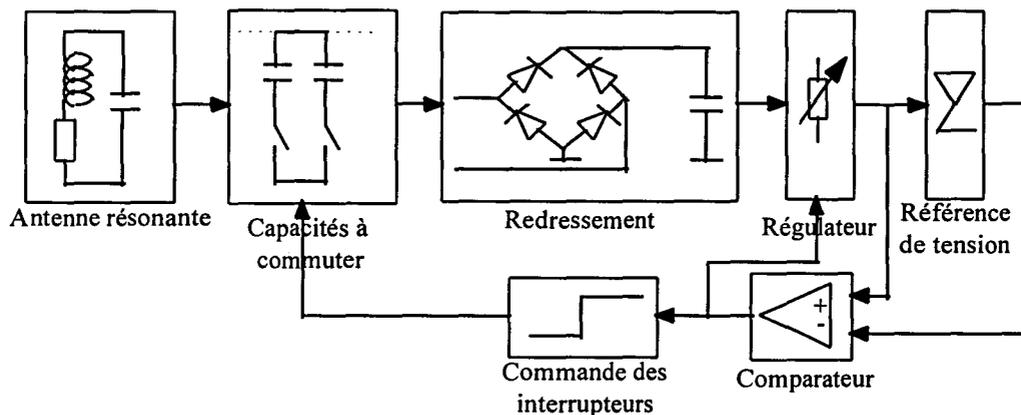


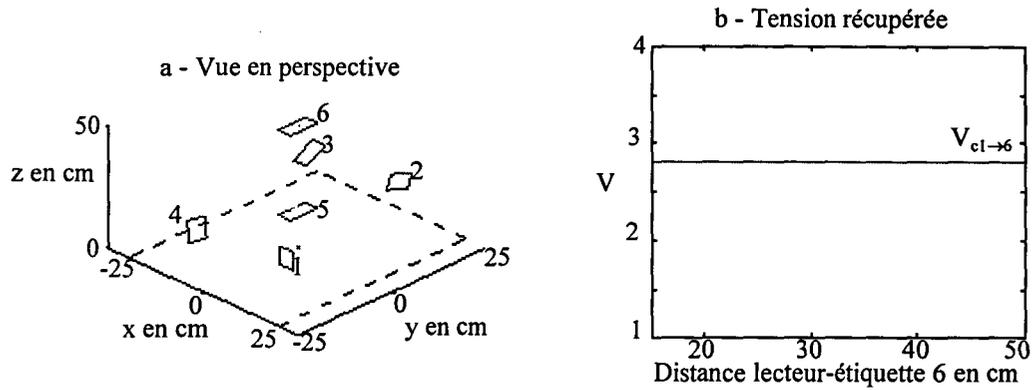
Figure 2 - 21: Principe d'un accord automatique

Une autre idée consiste à laisser fonctionner les étiquettes à 13,56 MHz et à augmenter la puissance émise par le lecteur tout en blindant l'antenne pour respecter les normes ETS-I 300330 à 10 m. Mais dans ce cas, pour que la distance minimale soit réduite à 0,5 cm lorsque l'étiquette 1 est à 30 cm, il faut faire circuler environ 4,2 A rms dans l'antenne lecteur 1 spire, soit une puissance dissipée dans cette antenne de 83 W contre 3 W actuellement! On peut cependant établir un compromis entre la puissance émise et la fréquence de résonance des étiquettes. Si on fixe celle-ci à 15,5 MHz, on peut obtenir un d_{\min} de 0,4 cm au lieu de 0,9 cm lorsque l'étiquette 1 est à 30 cm en faisant circuler un courant de 1,9 A rms dans l'antenne lecteur, soit une puissance dissipée de 17 W. La portée dans le cas où on a une seule étiquette avoisine alors les 40 cm.

4. Bilan

L'étude du couplage inductif dans un environnement multi-étiquettes a permis de faire un certain nombre de choix techniques concernant les caractéristiques des antennes et la récupération d'énergie. Les antennes sont composées de pistes en cuivre et comportent une spire pour l'antenne lecteur et trois pour les étiquettes. Du côté lecteur, la résonance est de type série avec un coefficient de qualité de 20 alors que pour les étiquettes il s'agit d'une résonance parallèle. D'autre part, on a mis en évidence la nécessité d'utiliser un régulateur de tension sur les étiquettes afin de stabiliser la tension d'alimentation de l'Asic. Cette étude a également révélé qu'il faut respecter une distance minimale entre les étiquettes pour qu'elles reçoivent suffisamment d'énergie pour fonctionner. Ce problème n'est que partiellement résolu par la proposition de faire résonner les étiquettes à 15,5 MHz et d'augmenter la puissance d'émission tout en blindant l'antenne en conséquence. En effet, si on empile une dizaine d'étiquettes ainsi conçues elles ne fonctionneront pas non plus. En fait, le compromis que l'on peut trouver entre portée et distance minimale dépend beaucoup de l'application envisagée, c'est-à-dire du nombre d'étiquettes que l'on peut empiler, de la possibilité de blinder l'antenne lecteur, des restrictions de portée qui peuvent être acceptées etc. Dans la suite de la thèse on reste donc dans l'optique où les étiquettes résonnent à 13,56 MHz et où l'antenne lecteur n'est pas blindée. On accepte donc que le dispositif ne fonctionne pas lorsque des étiquettes sont très proches.

La *figure 2-22* a juste pour objectif de conclure en montrant qu'il est possible, avec les caractéristiques des antennes que l'on vient de définir, d'alimenter par couplage inductif six étiquettes ayant des régulateurs de tension. Leurs positions (cf. *figure 2-22-a*) sont quelconques. Il est intéressant de noter que lorsque l'étiquette 6 est très proche de la 5 (moins d'1 cm d'écart), elles sont quand même alimentées. Ceci montre bien l'importance de l'environnement des étiquettes et l'influence qu'elles exercent les unes sur les autres qui se traduit par un phénomène de relais d'énergie qui permet ici l'alimentation des étiquettes 5 et 6.



Paramètres lecteur :

$L_L=2,15 \mu\text{H}$

$C_L=64 \text{ pF}$

$R_L=4,7 \Omega$

$R_e=5,8 \Omega$

$V_e=8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$

1 spire

Paramètres moyens des étiquettes :

$L_i=1,013 \mu\text{H}$

$C_i = 136,2 \text{ pF}$

$R_i=0,5 \Omega$

$V_{ct}=2,8 \text{ V rms}$

Résonance parallèle

$7,3 \times 4,3 \text{ cm}^2$

3 spires

Figure 2 - 22 : Alimentation de 6 étiquettes

Chapitre 3 : ETUDE DE LA MODULATION LSK DANS UN ENVIRONNEMENT MONO-ETIQUETTE

Dans le premier chapitre de cette thèse, on a choisi d'utiliser les propriétés du couplage inductif pour transmettre les informations dans le sens étiquettes vers lecteur en mettant en œuvre une modulation LSK. Cette décision soulève un certain nombre d'interrogations sur la nature de la charge à faire varier, sur la plage de variation, sur la manière de démoduler et sur son comportement lorsqu'elle est associée à un régulateur de tension. L'objectif de ce chapitre est donc d'apporter des réponses à ces questions tout en essayant de comprendre le fonctionnement de cette modulation. Pour cela, on se place dans le cas où une seule étiquette est présente dans le champ du lecteur. L'analyse de son comportement dans un environnement multi-étiquettes est laissée au chapitre suivant car soulevant des problèmes supplémentaires. De même, l'étude des transmissions dans le sens lecteur vers étiquettes est réservée aux situations multi-étiquettes car on cherche surtout à savoir si des phénomènes d'écran se produisent.

Dans une première partie sont exposés le principe de la modulation de charge et les manières classiques dont on la réalise. Le but est de comprendre son comportement. On laisse donc de côté, dans un premier temps, le régulateur de tension. La seconde partie a pour sujet sa mise en œuvre. Elle permet de voir que ce régulateur de tension justement joue un rôle important et une solution est proposée pour réduire son influence sur la modulation. Finalement, les résultats des validations expérimentales de cette étude sont présentés. A l'issue de ce chapitre, on aura une idée plus précise de la portée que le dispositif étudié pourra atteindre et de la manière de réaliser la modulation de charge.

1. Etude théorique de la modulation LSK

1.1 Expression de l'impédance ramenée

La modulation de charge est, en particulier, utilisée dans des applications en génie biomédical où il faut transmettre des informations entre un implant et un dispositif externe ([Tang 95]). Son principe repose sur une caractéristique du couplage inductif : toute modification de l'impédance des étiquettes se répercute dans l'antenne du lecteur. Dans le chapitre 2, au paragraphe 2.1.1, on a représenté, côté lecteur, le couplage inductif entre ce dernier et une étiquette par une impédance ramenée dont la valeur dépend de la mutuelle entre ces deux antennes. L'impédance du lecteur s'écrit alors :

$$\frac{V_e}{I_L} = Z_L^* = Z_L + \underbrace{\frac{M_1^2 \omega^2}{Z_1}}_{Z_r} \quad (3-1)$$

avec : Z_L impédance propre du lecteur (en l'absence d'étiquettes)

Z_1 impédance propre de l'étiquette

M_1 mutuelle entre le lecteur et l'étiquette

ω pulsation de travail

V_e tension appliquée au lecteur

I_L courant circulant dans l'antenne lecteur.

Comme le montre l'équation 3-1, une simple variation de Z_1 entraîne une modification de cette impédance ramenée et donc de l'impédance totale du lecteur Z_L^* . Cette modification est d'autant mieux vue par le lecteur que l'étiquette et ce dernier sont proches, c'est-à-dire que la mutuelle M_1 est grande. A l'inverse, si le transpondeur est très éloigné du lecteur (M_1 tend vers 0), l'impédance ramenée devient négligeable par rapport à Z_L et le courant dans l'antenne lecteur I_L prend la valeur qu'il a en l'absence d'étiquettes.

Une variation de l'impédance Z_1 au rythme de données à émettre se répercute donc sur l'impédance du lecteur et par conséquent sur le courant circulant dans son antenne, la tension appliquée étant constante. Selon la manière dont on modifie cette impédance, la variation sur I_L peut être en amplitude ou en phase.

1.2 Variation de l'impédance de l'étiquette

Pour faire varier l'impédance de l'étiquette, une solution simple consiste à modifier la charge, pour qu'elle prenne deux valeurs différentes selon que l'on ait un état bas ou un état haut à transmettre. En faisant cela, on modifie alors le coefficient de qualité des étiquettes et selon la nature de la charge à commuter, leur fréquence de résonance est déplacée ou pas.

1.2.1 Modulation LSK avec déplacement de la fréquence de résonance

Le décalage de la fréquence de résonance peut être réalisé en commutant une capacité en parallèle sur la capacité d'accord à 13,56 MHz ou une inductance placée en série sur l'antenne. La seconde solution nécessitant, d'un point de vue pratique, un plus grand nombre de connexions à l'antenne et donc sa réalisation étant plus coûteuse, seule la commutation de capacité a fait l'objet d'une étude.

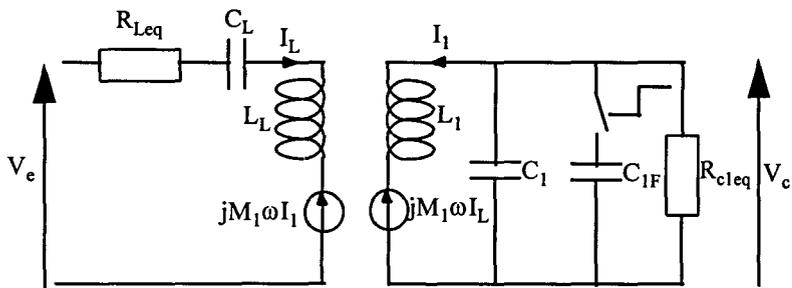


Figure 3 - 1 : Modulation LSK par commutation de capacité

La figure 3-1 en représente le principe. Côté lecteur, la résistance R_{Leq} représente la somme des résistances de pertes de l'antenne R_L et de sortie du générateur de tension R_e . Côté étiquette, la charge baptisée R_{cleq} tient compte de la résistance de pertes série de l'antenne et de la charge R_{c1} :

$$R_{cleq} = \frac{R_{c1}R_{p1}}{R_{c1} + 2R_{p1}} \quad (3-2)$$

avec : R_{p1} résistance de pertes parallèles de l'antenne : $R_{p1} = R_1 + \frac{(L_1\omega_0)^2}{R_1}$

R_{c1} résistance de charge (après redressement).

Les hypothèses suivantes sont faites :

- On travaille à la pulsation ω , qui correspond à la résonance du lecteur ω_0 . Son impédance est donc réelle et vaut R_{Leq} .
- L'étiquette possède deux fréquences de résonance ω_0 et ω_1 . La seconde est obtenue en commutant une capacité C_{1F} en parallèle sur la capacité C_1 d'accord à ω_0 .

Selon l'état (bas ou haut) du signal codé que doit transmettre l'étiquette, son antenne résonne à ω_0 ou à ω_1 . Dans le premier cas, qui correspond à celui où l'interrupteur est ouvert et donc où fréquence de travail et résonance de l'étiquette se confondent, l'impédance du lecteur s'écrit, d'après l'équation 3-1 :

$$Z_{LO}^* = R_{Leq}(1 + k_1^2 Q_L Q_{IO}) \quad (3-3)$$

avec : $k_1 = \frac{M_1}{\sqrt{L_L L_1}}$ coefficient de couplage entre le lecteur et l'étiquette

$Q_L = \frac{L_L \omega}{R_L}$ coefficient de qualité du lecteur (résonance série)

$Q_{IO} = \frac{R_{cleq}}{L_1 \omega}$ coefficient de qualité de l'étiquette (résonance parallèle).

Dans le second cas (interrupteur fermé), l'antenne de l'étiquette résonne à ω_1 , qui cette fois-ci est différente de la pulsation de travail. La modification de la fréquence de résonance de l'antenne est à l'origine de l'apparition d'un déphasage entre la tension à ses bornes, c'est-à-dire la tension induite par le champ émis par le lecteur, et le courant circulant à l'intérieur I_1 . On peut alors définir un coefficient de qualité équivalent qui représente le rapport entre la tension récupérée aux bornes de la charge et la tension induite dans l'étiquette e_1 :

$$Q_{eq1} = \frac{V_{c1}}{e_1} \quad (3-4)$$

A la résonance, ce coefficient correspond au coefficient de qualité classique, exprimant le rapport entre l'énergie accumulée dans l'inductance par cycle et celle dissipée dans son milieu extérieur. Lorsque l'on commute une capacité, ce coefficient passe de sa valeur à la résonance à une valeur plus faible.

L'impédance du lecteur devient :

$$Z_{LF}^* = R_{Leq} \left(1 + \frac{k_1^2 Q_L L_1}{Z_{1F}} \right) \quad (3-5)$$

avec : $Z_{1F} = \frac{R_{cleq} + j\omega(L_1 + R_{cleq}^2 C_{1eq}(C_{1eq} L_1 \omega^2 - 1))}{1 + (R_{cleq} C_{1eq} \omega)^2}$

$$C_{1eq} = C_1 + C_{1F}$$

On retrouve dans l'antenne lecteur le déphasage entre courant et tension observé dans l'antenne de l'étiquette.

1.2.2 Modulation LSK sans déplacement de la fréquence de résonance

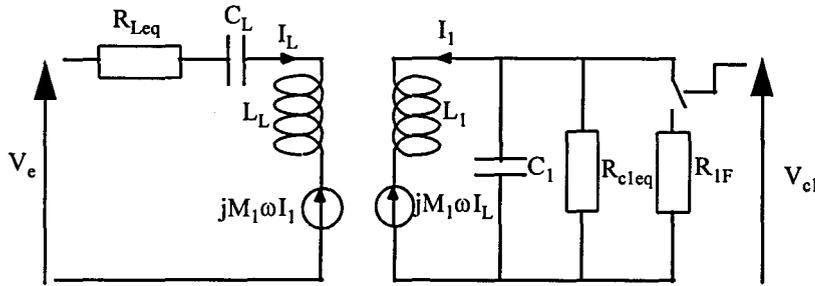


Figure 3 - 2 : Modulation LSK par commutation de résistance

On peut aussi modifier l'impédance de l'étiquette sans pour autant déplacer sa fréquence de résonance. Il suffit pour cela de commuter une résistance en parallèle sur l'antenne, ce qui a pour résultat d'atténuer le coefficient de qualité de l'étiquette (cf. *figure 3-2*).

Reprenons les hypothèses du paragraphe précédent, mais cette fois-ci quelles que soient les données à transmettre, la fréquence de résonance de l'étiquette ne change pas. L'impédance du lecteur va donc varier entre l'expression donnée par l'équation 3-3 (interrupteur ouvert) et la suivante correspondant à la situation où l'interrupteur est fermé :

$$Z_{LF}^* = R_{Leq}(1 + k_1^2 Q_L Q_{1F}) \quad (3-6)$$

avec : $Q_{1F} = \frac{R_{1Feq}}{L_1 \omega}$

$$R_{1Feq} = \frac{R_{cleq} R_{1F}}{R_{1F} + R_{cleq}}$$

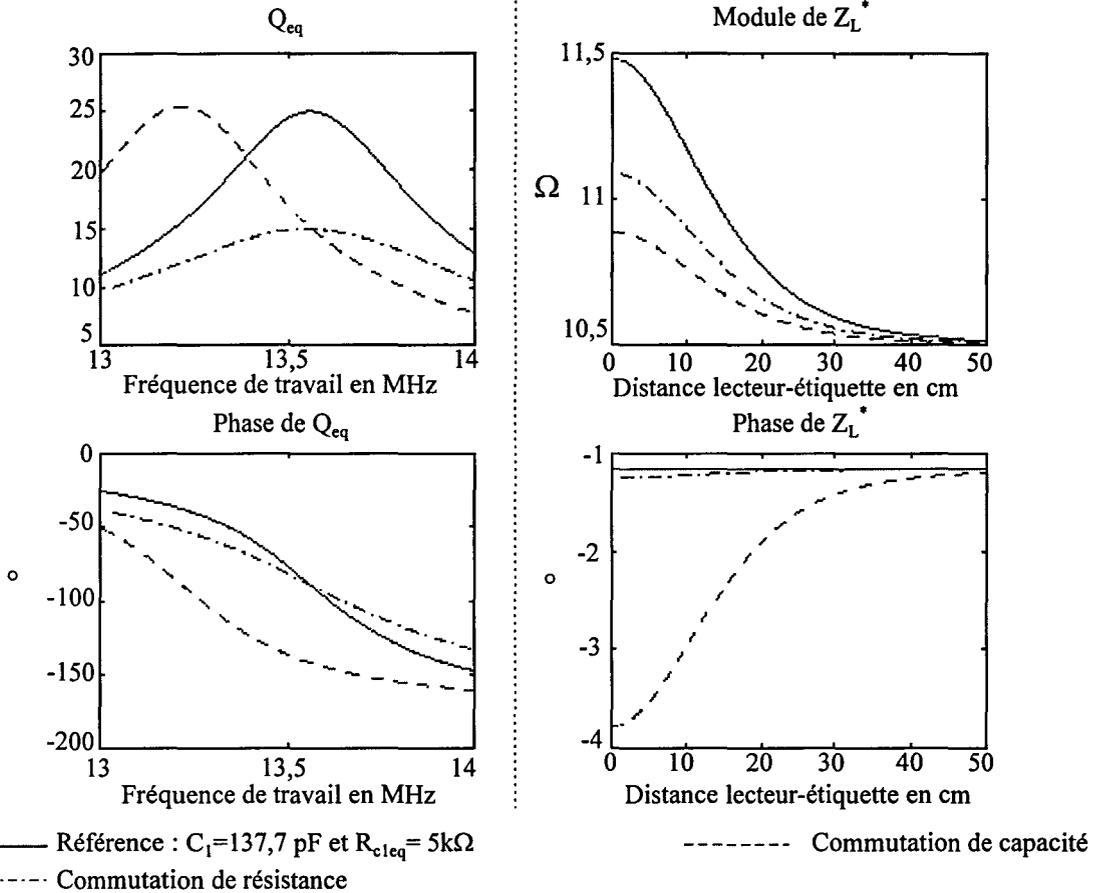
Dans ce cas, aucun déphasage n'est induit côté lecteur par la modulation. La seule démodulation possible est alors en amplitude.

1.2.3 Comparaison des deux méthodes

La *figure 3-3* permet de comparer l'influence des commutations de capacité et de résistance sur le coefficient de qualité équivalent de l'étiquette ainsi que sur l'impédance du lecteur. Les composants ont été choisis de telle sorte que l'on passe, dans les deux cas, d'un coefficient de qualité équivalent d'environ 25 à 15. Les tracés de l'évolution du coefficient de qualité équivalent en fonction de la fréquence, aussi bien en module qu'en phase, permettent de bien comprendre ce qui se passe lorsqu'on commute une résistance ou une capacité. Pour étudier l'évolution de Z_L^* qui en résulte, on s'est placé dans le cas où l'étiquette est parallèle, centrée sur l'antenne lecteur et s'en éloigne.

On peut voir sur ces courbes que le déphasage induit par la commutation de capacité se retrouve fortement atténué sur Z_L^* , dont les variations de phase sont très faibles. A 13,56 MHz la variation de phase de Q_{eq} due à une commutation de capacité est d'environ 50° . Côté lecteur, elle est réduite à $1,5^\circ$ sur Z_L^* si l'étiquette est à 15 cm et à seulement $0,2^\circ$ pour une distance lecteur-transpondeur de 35 cm. Une démodulation de phase paraît donc difficile à réaliser telle quelle. De plus, ce déphasage dû à une commutation de capacité se traduit par une influence plus forte sur le module de l'impédance du lecteur que pour une commutation de résistance. Par exemple, l'impédance ramenée par une étiquette placée à 15 cm du lecteur

passer, selon l'état à transmettre, de $0,4$ à $0,2 \Omega$ dans le cas d'une commutation de capacité et de $0,4$ à $0,3 \Omega$ pour une commutation de résistance. Ces valeurs sont à mettre en parallèle avec le module de l'impédance propre du lecteur qui vaut $10,5 \Omega$. Cela signifie que la différence de courant observée dans l'antenne lecteur et liée à l'émission successive d'un état bas puis d'un état haut est plus importante dans le cas d'un déplacement de ω_0 . La commutation de capacité paraît donc plus favorable à une démodulation d'amplitude que la commutation de résistance.



Paramètres lecteur :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$
 $C_L = 64$ pF
 $R_L = 4,7 \Omega$
 $R_e = 5,8 \Omega$
 $V_e = 8,4$ V rms
 Résonance série
 Dimensions moyennes : 50×50 cm², 1 spire
 Etiquette parallèle et centrée sur le lecteur

Paramètres étiquette :

$L_1 = 1 \mu\text{H}$
 $C_1 = 137,7$ pF
 $R_{c1eq} = 2,1$ k Ω
 $C_{1F} = 7,3$ pF
 $R_{1F} = 4,2$ k Ω
 Résonance parallèle
 $7,2 \times 4,3$ cm², 3 spires

Figure 3 - 3 : Comparaison des modulations de charge réalisées à partir d'une commutation de capacité ou de résistance pour une étiquette seule.

2. Mise en œuvre de la modulation LSK

2.1 Détermination des coefficients de qualité

2.1.1 Modulation LSK vue du lecteur

Pour mesurer quantitativement l'importance de la modulation de charge sur le courant circulant dans l'antenne lecteur, qu'il y ait ou pas déplacement de la fréquence de résonance, il est nécessaire de définir des critères. Si l'on considère que cette modulation est vue comme une modulation d'amplitude, on peut se servir de l'indice de modulation pour en chiffrer l'importance. En effet, dans ce cas on utilise l'expression classique d'une modulation ASK (Amplitude Shift Keying) avec porteuse pour représenter les variations de I_L :

$$I_{Lm}(t) = I_L(1 + md(t)) \cos(2\pi f_p t + \varphi_p) \quad \text{avec } m < 1 \quad (3-7)$$

avec : I_L amplitude de la porteuse

f_p fréquence de la porteuse (ici 13,56 MHz)

φ_p phase de la porteuse à l'origine

$d(t)$ données que doit transmettre l'étiquette, valant +1 pour un état haut et -1 pour un état bas

m indice de modulation.

L'indice de modulation peut alors être écrit en fonction des amplitudes maximales du signal modulé pour un état haut ou un état bas. Soient a et b ces amplitudes lorsque respectivement $d(t)=-1$ et $d(t)=+1$, comme l'illustre la *figure 3-4*. On obtient :

$$m = \frac{b-a}{b+a} \quad (3-8)$$

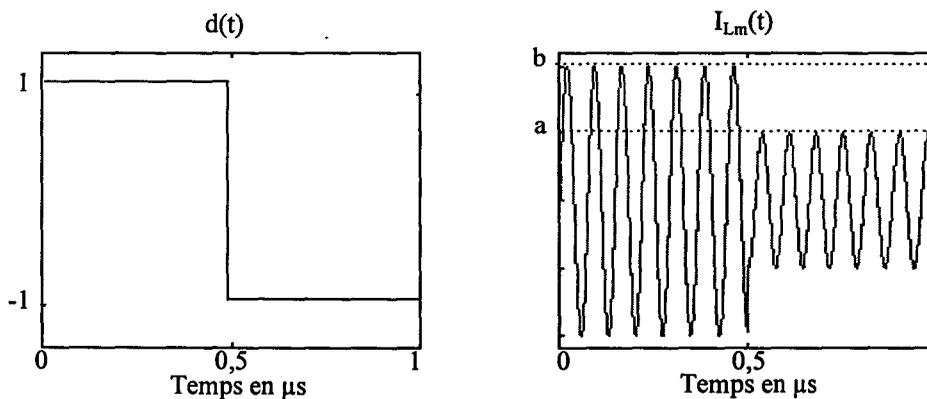


Figure 3 - 4 : Illustration de l'indice de modulation en amplitude

Si, au contraire, on préfère interpréter comme une modulation de phase les variations observées sur le courant circulant dans l'antenne lecteur, il faut définir un nouveau paramètre. En s'inspirant de l'expression de l'indice de modulation, il peut être écrit ainsi :

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} = \frac{\varphi_b - \varphi_a}{\varphi_b} \quad (3-9)$$

avec : φ_b phase de I_L quand $d(t)=+1$
 φ_a phase de I_L quand $d(t)=-1$.

2.1.2 Choix des valeurs des composants

Transmettre des informations en utilisant une modulation de charge revient à faire varier le coefficient de qualité équivalent d'une étiquette entre deux valeurs correspondant à un état bas et à un état haut. Il s'agit maintenant de déterminer quelles sont les deux valeurs de Q_{eq} les plus appropriées et ceci pour chacune des solutions envisagées pour réaliser cette modulation.

En conclusion de l'étude du couplage inductif présentée dans le chapitre 2, il a été choisi d'utiliser des étiquettes possédant un coefficient de qualité de 25, permettant d'assurer leur alimentation jusqu'à un peu plus de 50 cm au-dessus de l'antenne lecteur. On va donc conserver cette valeur comme étant l'une des deux que doit prendre Q_{eq} et étudier les évolutions de m et de $\Delta\varphi/\varphi$ en fonction de la seconde valeur du coefficient de qualité équivalent, baptisée Q faible par opposition à la première désignée par Q fort. Cette appellation de Q faible est due au fait que ce coefficient est inférieur à 25. En effet, il paraît peu réaliste de choisir un coefficient de qualité équivalent supérieur à cause de la réduction de la bande passante et de l'augmentation importante de la sensibilité de l'étiquette à son environnement qui en découleraient. Evidemment, l'inconvénient de ce choix est que l'on réduit la portée. D'autre part, aucune hypothèse n'est formulée quant à la valeur que prend le coefficient de qualité de l'étiquette au repos, c'est-à-dire lorsqu'elle n'a pas d'information à transmettre. Dans ce chapitre, on s'intéresse uniquement à l'aspect transmission d'information autrement dit à la variation du Q_{eq} au rythme des données à émettre.

La *figure 3-5* permet de comparer les évolutions de l'indice de modulation et de $\Delta\varphi/\varphi$ consécutives à la variation de l'étiquette entre Q faible et Q fort par commutation de capacité ou de résistance. On s'est placé dans le cas où une seule étiquette, parallèle et centrée sur l'antenne lecteur est présente dans son champ. La distance entre les deux antennes est fixée à 35 cm. Pour avoir une idée des variations de courant et de phase correspondantes, on peut noter que I_L a une amplitude de 796 mA et une phase de $88,5^\circ$ quand l'étiquette a un coefficient de qualité de 25. Seul le régime établi est considéré, c'est-à-dire que les temps de commutation et d'établissement des signaux sont supposés négligeables devant la durée des états hauts et bas.

Sur ces courbes, on remarque que, bien évidemment, plus la différence entre les deux valeurs de Q_{eq} est importante, plus la différence d'amplitude ou de phase augmente. Ceci s'explique aisément : plus l'écart entre Q faible et Q fort est important, plus la différence d'impédance de l'étiquette est forte. Le lecteur voit d'autant mieux changer son impédance et donc le courant circulant dans son antenne.

Par exemple, dans le cas d'une commutation de résistance, l'indice de modulation s'écrit de la façon suivante (cf. *équations 3-3 et 3-6*) :

$$\begin{aligned}
 m &= \frac{|Z_L^*|_{Q_{\text{fort}}} - |Z_L^*|_{Q_{\text{faible}}}}{|Z_L^*|_{Q_{\text{faible}}} + |Z_L^*|_{Q_{\text{fort}}}} \\
 &= \frac{k_1^2 Q_L (Q_{\text{fort}} - Q_{\text{faible}})}{2 + k_1^2 Q_L (Q_{\text{fort}} + Q_{\text{faible}})} \quad (3 - 10)
 \end{aligned}$$

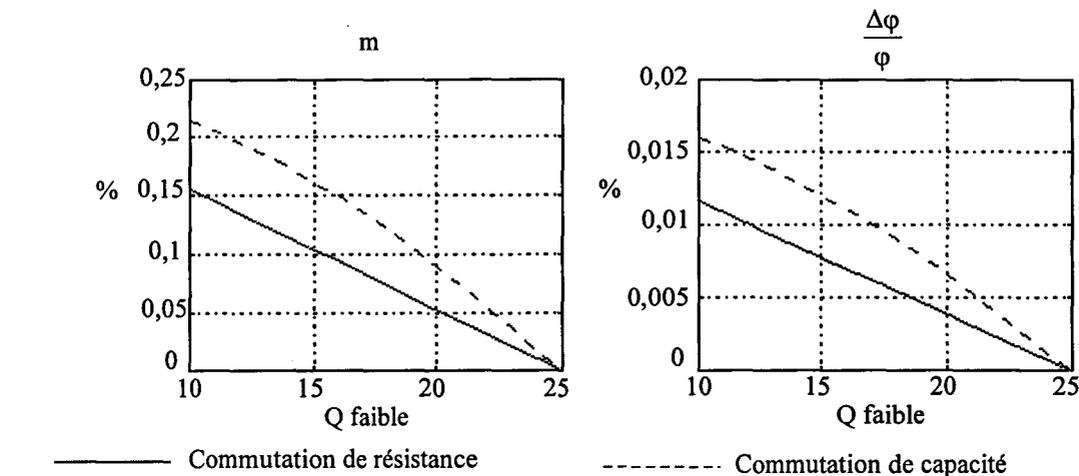
Dans notre cas, le coefficient de couplage k_1 est d'environ 0,0035 (cf. *figure 2-13*), le numérateur est donc peu différent de 2 et on retrouve bien la variation linéaire de m en fonction de la différence des coefficients de qualité :

$$m \approx \frac{1}{2} k_1^2 Q_L (Q_{\text{fort}} - Q_{\text{faible}}) \quad (3 - 11)$$

On pourrait de la même manière obtenir une expression similaire pour la commutation de capacité mais avec des calculs un peu plus compliqués dus au décalage en fréquence.

En ce qui concerne plus précisément les variations de phase induites par la modulation de charge, les courbes confirment ce que l'on avait déjà remarqué : elles sont très faibles et ceci quel que soit l'écart entre Q_{faible} et Q_{fort} . Dans le cas d'une commutation de résistance, elles devraient même être nulles puisque la fréquence de résonance des étiquettes n'est pas modifiée et que ces dernières sont sensées être parfaitement accordées avec le lecteur. En fait, ce n'est pas le cas. Il y a toujours un léger désaccord entre les deux antennes qui est à l'origine de l'existence de cette petite variation de phase.

La troisième remarque que l'on peut faire sur ces courbes est que le décalage de la fréquence de résonance de l'étiquette se traduit, pour des Q_{eq} différents, par un m ou un $\Delta\varphi/\varphi$ supérieur à celui résultant d'une commutation de résistance. Ce résultat pouvait déjà se déduire de la *figure 3-3* qui compare le comportement de la commutation de capacité avec celle d'une résistance et est dû à une combinaison différente des phases.


Paramètres lecteur :

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_c = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquette parallèle et centrée sur le lecteur à 35 cm

Paramètres étiquette :

$$L_1 = 1 \mu\text{H}$$

$$C_1 = 137,7 \text{ pF}$$

$$R_{c1eq} = 2,1 \text{ k}\Omega$$

Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

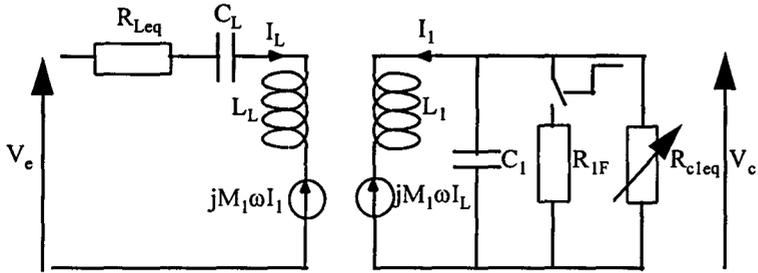
Figure 3 - 5 : Evolution de l'indice de modulation d'amplitude et du $\Delta\phi/\phi$ en fonction de Q faible

En pratique, les différences de phase observées côté lecteur, même pour une commutation de capacité, ne paraissent pas suffisantes pour être démodulées correctement. On va donc plutôt s'orienter vers une démodulation d'amplitude du courant circulant dans le lecteur. Pour choisir la valeur de Q faible à mettre en œuvre, il faut connaître les performances du démodulateur et en particulier ses limites de fonctionnement. On a donc caractérisé le détecteur d'enveloppe décrit dans l'annexe B et utilisé dans les expérimentations. On a ainsi pu voir qu'il était capable de démoduler des signaux réfléchis, issus de l'antenne lecteur, dont l'indice de modulation est supérieur à 0,05 %. Les courbes de la figure 3-5 étant tracées pour une étiquette à 35 cm et afin d'avoir une portée un peu plus grande, on a considéré les valeurs de Q faible correspondant à un indice de modulation de 0,1 %. Dans ce cas, on peut voir que pour une commutation de résistance il faut un Q faible d'environ 15, alors que la même variation est observée pour un Q faible de 19 dans le cas d'une commutation de capacité. Ce sont donc ces valeurs qui vont être conservées par la suite pour étudier l'influence du régulateur de tension sur la modulation de charge et, au chapitre 4, son comportement dans un environnement multi-étiquettes. Avec un Q faible de 15, l'alimentation du transpondeur est alors possible jusqu'à environ 47 cm contre environ 53 cm pour la commutation de capacité. Pour ce dernier cas, lorsque l'étiquette est à Q faible elle résonne à 13,33 MHz.

2.2 Influence du régulateur de tension

Lors de l'étude de l'alimentation de ce dispositif radiofréquence grande portée, on a mis en évidence les avantages qui découlent de l'implantation sur les étiquettes d'un régulateur de tension. L'objectif de ce paragraphe est donc d'étudier son influence sur la modulation de charge.

2.2.1 Modulation de charge par commutation de résistance ou de capacité



Paramètres Lecteur :

$L_L=2,15 \mu\text{H}$

$C_L=64 \text{ pF}$

$R_{Leq}=10,5 \Omega$

$V_e=8,4 \text{ V rms}$

Paramètres Etiquette :

$L_1=1 \mu\text{H}$

$C_1=137,7 \text{ pF}$

$V_{c1}=2,8 \text{ V rms}$

Figure 3 - 6 : Schéma simplifié d'une commutation de résistance avec un régulateur de tension

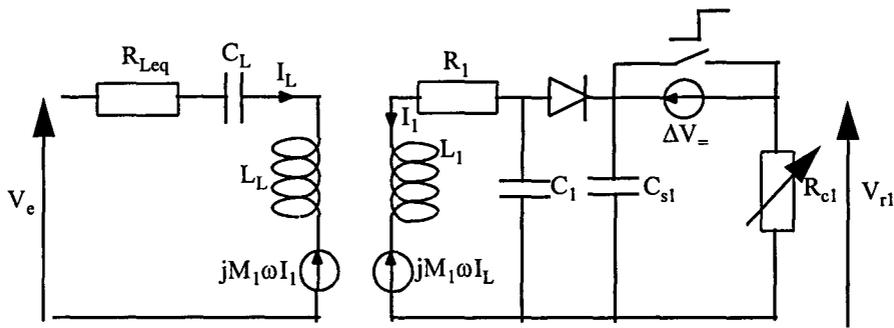
Dans la partie précédente, en l'absence de régulateur de tension, on a choisi les valeurs de résistance et de capacité pour réaliser la modulation LSK. Afin de savoir si le régulateur de tension n'a pas tendance à compenser cette manière de moduler en jouant trop bien son rôle, on a utilisé le logiciel de simulation de circuits électroniques analogiques Pspice. La figure 3-6 représente un schéma simplifié du montage employé dans le cas d'une commutation

de résistance. Le régulateur de tension peut être vu comme une résistance variable (R_{cleq}) de telle sorte que la tension à ses bornes soit constante. Une résistance R_{1F} est commutée au rythme des états codant l'information à transmettre. Dans le cas d'une commutation de capacité, il suffit de remplacer R_{1F} par C_{1F} . Les simulations ont été réalisées dans le cas où une seule étiquette parallèle, centrée sur le lecteur est placée à 35 cm au-dessus de ce dernier.

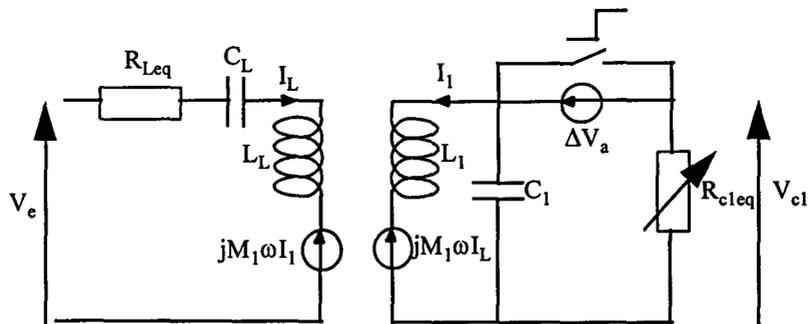
Dans le cas d'une commutation de capacité, si on reprend la valeur choisie au paragraphe précédent, soit $C_{1F} = 4,8 \text{ pF}$, l'indice de modulation est quasiment nul. Pour le faire augmenter il faut utiliser des valeurs de capacité beaucoup plus importantes mais très rapidement le régulateur de tension n'est plus capable d'assurer la tension de 2,8 V rms. Par exemple, lorsque C_{1F} vaut 10 pF, l'indice de modulation est de 0,04 % et V_{1c} est égal à 2,5 V rms. De même avec une commutation de résistance, pour obtenir un indice de modulation de 0,05 % il faut prendre $R_{1F} = 1 \text{ k}\Omega$, mais dans ce cas V_{1c} n'est pas suffisant pour assurer l'alimentation correcte de l'Asic. Evidemment ces chiffres dépendent fortement de la manière dont, électroniquement, on réalise le régulateur mais ils donnent une bonne idée de son influence sur la modulation. Ces résultats montrent que sa présence réduit considérablement la variation de courant observée dans l'antenne lecteur. En fait, pour que le lecteur voit la modulation de charge, il faut que celle-ci soit très forte et place le régulateur de tension en limite de fonctionnement. Ces deux manières de moduler par commutation de résistance ou de capacité paraissent donc être difficilement compatibles avec une régulation de tension.

2.2.2 Modulation LSK par commutation de tension

Pour augmenter la portée de la modulation LSK lorsqu'un régulateur de tension est implanté sur les étiquettes, une solution consiste à court-circuiter une tension continue en série avec le régulateur. La *figure 3-7-a* illustre ce procédé baptisé commutation de tension et décrit dans le brevet de Thomas [Thomas 98]. La tension court-circuitée $\Delta V_{=}$ peut, par exemple, correspondre à la tension de seuil d'une diode (ou de plusieurs placées en série) et est ajoutée après le redressement symbolisé par la diode et la capacité de stockage C_{s1} . Plus simplement, en se plaçant du point de vue des puissances dissipées et en supposant que le redressement est parfait, ce schéma peut être ramené à celui de la *figure 3-7-b* où cette fois la tension court-circuitée ΔV_a est alternative. Aux bornes de l'antenne de l'étiquette, on a donc soit V_{c1} , amplitude de la tension alternative régulée, soit $V_{c1} + \Delta V_a$ selon l'information à transmettre. En commutant cette tension, on modifie la résistance équivalente placée en parallèle sur l'antenne de l'étiquette et donc l'impédance vue par le lecteur, mais on ne touche pas à la fréquence de résonance des transpondeurs. Cette solution suppose évidemment que l'on dispose d'assez d'énergie pour pouvoir assurer une tension $V_{c1} + \Delta V_a$ aux bornes de l'antenne. Mais cette question de disposer de suffisamment d'énergie pour moduler se pose toujours quelle que soit la méthode utilisée.

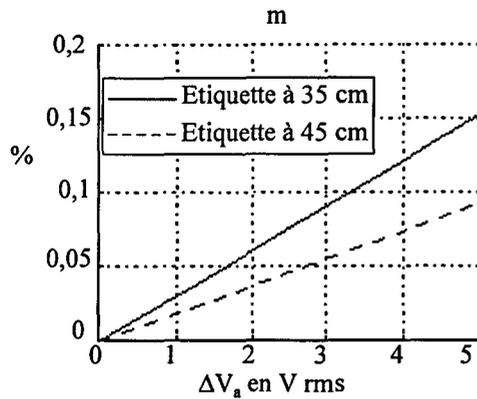


a - Schéma de principe de la commutation de tension



b - Schéma équivalent

Figure 3 - 7 : Schéma de principe de la commutation de tension



Paramètres lecteur : Paramètres étiquette :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$

$L_1 = 1 \mu\text{H}$

$C_L = 64 \text{ pF}$

$C_1 = 137,7 \text{ pF}$

$R_L = 4,7 \Omega$

$V_{c1} = 2,8 \text{ V rms}$

$R_e = 5,8 \Omega$

$V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Résonance parallèle

$50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Étiquette parallèle et centrée sur le lecteur

$I_L = 798,5 \text{ mA rms}$ quand $V_{c1} = 2,8 \text{ V rms}$ et que l'étiquette est à 35 cm et 799 mA rms pour une étiquette à 45 cm.

Figure 3 - 8 : Evolution de l'indice de modulation en fonction de la tension commutée

réduction importante de la portée car le régulateur de tension d'une étiquette seule fonctionne au moins jusqu'à 50 cm que la tension imposée soit de 2,8 V rms ou de 6,1 V rms, quand on commute une tension de 3,3 V rms. Il suffit donc de dimensionner correctement ce dispositif, ce qui ne pose pas de problèmes particuliers.

La figure 3-8 représente la variation de l'indice de modulation observée dans l'antenne lecteur en appliquant cette solution pour une étiquette seule, dont la tension V_{c1} est fixée à 2,8 V rms, valeur tenant compte des 3 V continus nécessaires au fonctionnement de l'Asic et de la tension perdue dans le redressement évaluée à 1 V. L'étiquette est parallèle, centrée sur l'antenne lecteur et à 35 cm au-dessus de celle-ci. Comme lors d'une commutation de résistance ou de capacité, on constate que les variations de m sont linéaires. En effet, l'indice de modulation peut être approximé par l'expression suivante (cf. annexe C) :

$$m \approx \frac{M_1 \omega^2 C_1}{2V_e} \Delta V_a \quad (3 - 12)$$

avec : M_1 mutuelle entre le lecteur et l'étiquette.

On peut ainsi voir qu'à 35 cm, pour que l'indice de modulation soit de 0,1 %, conformément aux valeurs prises dans la partie précédente, il faut un ΔV_a d'environ 3,3 V rms. Cette valeur est relativement élevée, mais peut être abaissée à 1,6 V rms si on se place en limite de fonctionnement du détecteur d'enveloppe c'est-à-dire pour $m = 0,05 \%$. En ce qui concerne l'alimentation, cette solution n'implique pas de

3. Validations expérimentales

Jusqu'à présent les résultats présentés concernant la modulation de charge dans un environnement mono-étiquette sont issus de simulations réalisées à partir de la modélisation exposée au chapitre 2. On va s'intéresser maintenant à la validation expérimentale de ces calculs.

3.1 Influence du régulateur

3.1.1 Principe des mesures

Les premières mesures ont permis de vérifier le rôle important que le régulateur de tension joue dans la modulation de charge en comparant les indices de modulation obtenus avec et sans régulateur de tension. La *figure 3-9* représente le principe de la mesure : un générateur de signaux carrés fournit un signal d'horloge à 106 kHz simulant une série de données codées que l'étiquette doit transmettre. Cette dernière est parallèle et centrée sur l'antenne lecteur. Elle est composée d'une antenne résonante à 13,56 MHz, d'un circuit redresseur de tension et d'un dispositif de modulation par commutation de résistance. Dans un premier temps, elle ne comporte pas de régulateur de tension. L'indice de modulation est déduit de la différence d'amplitude entre les deux pics à 13,56 MHz et 13,56 MHz+106 kHz du spectre du signal réfléchi, récupéré à l'aide d'un coupleur directif placé en sortie de l'antenne lecteur. *L'annexe B* fournit des informations plus précises sur la méthode de mesure et le montage électrique utilisés. Conformément aux choix effectués après l'étude théorique, l'étiquette voit son coefficient de qualité varier au rythme des données à émettre entre environ 25 et 15.

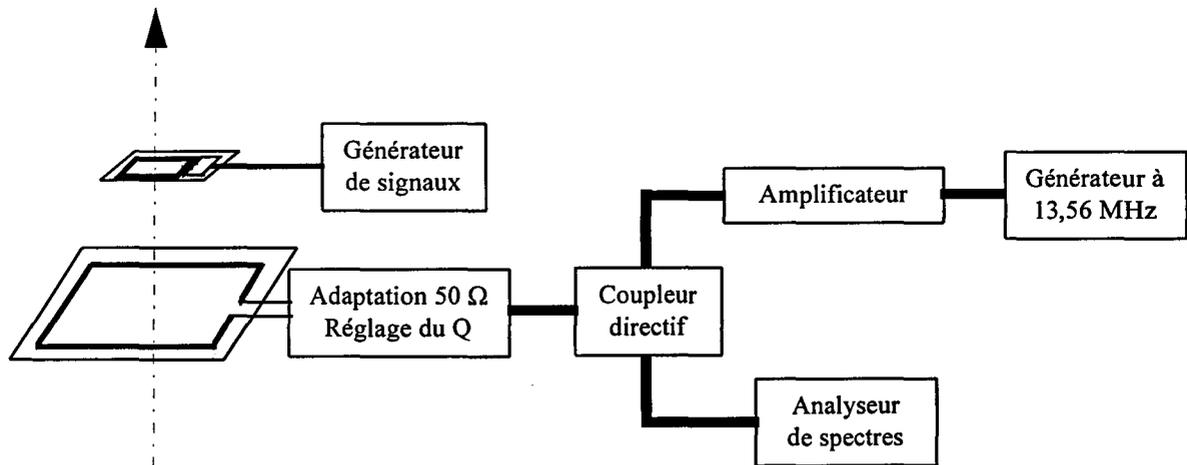
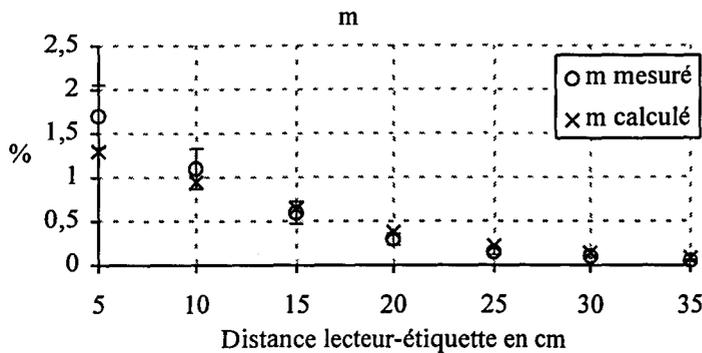


Figure 3 - 9 : Principe de la mesure de l'indice de modulation

3.1.2 Comparaison mesures/simulations



Paramètres lecteur :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$
 $C_L = 64 \text{ pF}$
 $R_L = 4,7 \Omega$
 $R_c = 5,8 \Omega$
 $V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$

1 spire

Étiquette parallèle et centrée sur le lecteur

Paramètres étiquette :

$L_1 = 1 \mu\text{H}$
 $C_1 = 137,7 \text{ pF}$
 $R_{c1eq} = 2,1 \text{ k}\Omega$
 $R_{1F} = 3,2 \text{ k}\Omega$

Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$

3 spires

Les courbes de la *figure 3-10* montrent que les simulations permettent bien de retrouver l'allure du tracé de la valeur de m mesurée en fonction de la distance étiquette-lecteur. L'écart entre théorie et mesures est relativement important (environ 25 % en moyenne) et s'explique par l'incertitude de la mesure de m symbolisée par les barres d'erreurs. Cette incertitude est due à la difficulté de positionner précisément l'étiquette par rapport au lecteur et à la sensibilité des antennes à leur environnement extérieur. Si on tient compte de la plage de variation de m qu'elle engendre, on se rend compte que les résultats de simulation appartiennent à l'intervalle. Les calculs correspondent donc assez bien à la réalité. On n'a pas pu faire de mesures au delà de 35 cm

Figure 3 - 10 : Comparaison simulations/mesures de l'indice de modulation pour une étiquette sans régulateur de tension

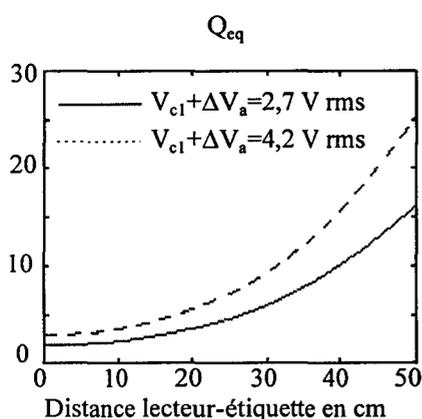
car les pics du spectre du signal réfléchi qui auraient dû normalement se trouver autour du pic central à 13,56 MHz étaient noyés dans le bruit.

Si maintenant on rajoute à cette étiquette un régulateur de tension réalisé à partir d'un composant du commerce ajusté pour fournir à ses bornes une tension continue de 3 V et que l'on essaie d'effectuer les mêmes mesures que précédemment, on s'aperçoit très vite de son influence. A 10 cm, l'indice de modulation n'est plus que de 0,3 % contre 1,1 % pour l'étiquette sans régulateur et à partir de 15 cm, il n'est plus possible d'effectuer la mesure. On vérifie donc ainsi qu'il n'est pas possible d'associer une modulation de charge par commutation de résistance et un régulateur de tension.

3.2 Commutation de tension

3.2.1 Antenne lecteur 1 spire

La solution qui est proposée pour remédier à cet inconvénient consiste à commuter une tension en série avec le régulateur. Pour la valider expérimentalement, une nouvelle étiquette a été réalisée (schéma en *annexe B*). Outre l'antenne résonnante à 13,56 MHz et le redressement de tension, elle comporte un régulateur de tension et une diode placée en série qu'il est possible de court-circuiter selon les données à émettre, conformément au schéma de la *figure 3-7-a*. Là encore, les données codées sont représentées par un signal carré de 106 kHz fourni par un générateur externe. Pour choisir la diode à court-circuiter, on a préféré se placer dans le cas où on veut commuter une tension de 1,6 V rms, la valeur de 3,3 V rms étant jugée trop forte. Ramené en valeur continue, cela fait un ΔV_{\pm} de 2,2 V. On a donc utilisé une diode de tension de seuil 2 V, valeur se rapprochant le plus de la valeur théorique parmi les composants dont on disposait.



Paramètres lecteur :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$
 $C_L = 64 \text{ pF}$
 $R_L = 4,7 \Omega$
 $R_e = 5,8 \Omega$
 $V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

$50 \times 50 \text{ cm}^2$

1 spire

Étiquette parallèle et centrée sur le lecteur

Figure 3 - 11 : Evolution du coefficient de qualité équivalent dans le cas d'une commutation de tension

Paramètres étiquette :

$L_1 = 1,04 \mu\text{H}$
 $C_1 = 132,2 \text{ pF}$
 $\Delta V_a = 1,4 \text{ V rms}$
 $V_{c1} = 2,7 \text{ V rms}$

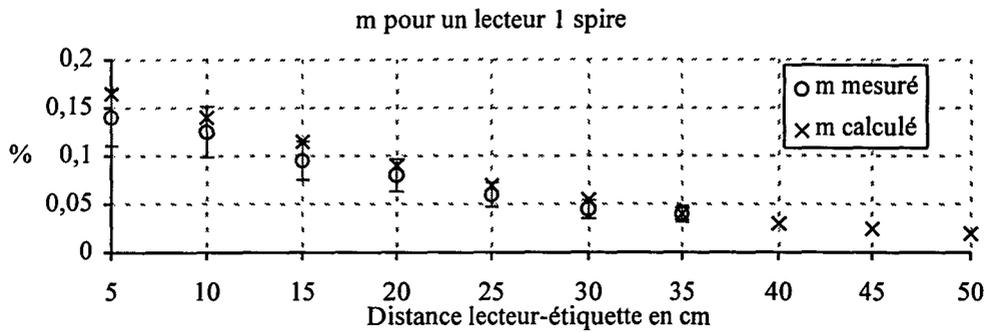
Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$

3 spires

La *figure 3-12* compare les résultats des simulations et des mesures en tenant compte des incertitudes sur ces dernières pour une antenne lecteur 1 spire. Ces courbes soulignent l'adéquation entre mesures et calculs. De manière générale les variations de m dues à une commutation de tension sont beaucoup moins importantes que pour une commutation de résistance : dans ce dernier cas m varie entre 1,7 % à 5 cm et 0,05 % à 35 cm, alors que pour une commutation de tension les valeurs de m mesurées évoluent entre 0,14 % à 5 cm et 0,04 % à 35 cm. La présence du régulateur est à l'origine de variations de coefficients de qualité équivalents beaucoup plus faibles et, d'une certaine manière, adaptées à la distance. La *figure 3-11* donne l'évolution de Q_{eq} en fonction de la distance lecteur-étiquette lorsque l'on impose une tension V_{c1} de 2,7 V rms, correspondant au cas où la diode est court-circuitée, et lorsqu'au contraire, la diode conduit et que $V_{c1} + \Delta V_a$ vaut 4,2 V rms. On peut ainsi constater, par exemple, que lorsqu'une étiquette est à 10 cm au-dessus de l'antenne lecteur l'émission de données fait varier son coefficient de qualité équivalent entre 8 et 2. A 35 cm, il

prend la valeur 12 ou 3,5, alors que lors d'une commutation de résistance il évolue entre 15 et 25 et ceci indépendamment de l'éloignement étiquette-lecteur.



Paramètres lecteur :

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_e = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$

1 spire

Étiquette parallèle et centrée sur le lecteur

Paramètres étiquette :

$$L_1 = 1,04 \mu\text{H}$$

$$C_1 = 132,2 \text{ pF}$$

$$\Delta V_a = 1,4 \text{ V rms}$$

$$V_{e1} = 2,7 \text{ V rms}$$

Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$

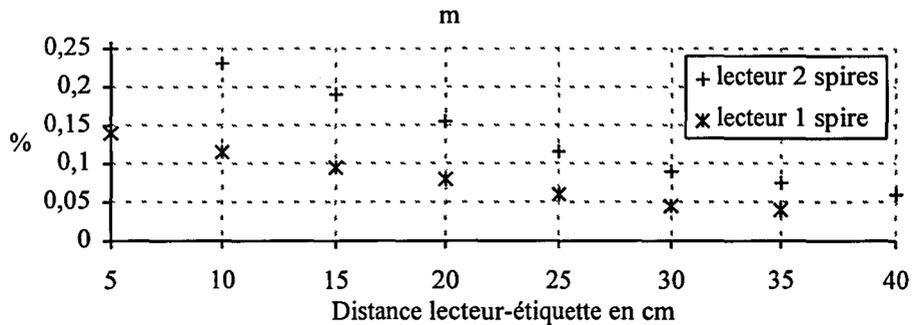
3 spires

Figure 3 - 12 : Comparaison simulations/mesures de l'indice de modulation pour une étiquette possédant un régulateur de tension

3.2.2 Comparaison des antennes lecteur 1 spire et 2 spires

La *figure 3-13* représente l'évolution de l'indice de modulation lorsque cette fois-ci l'antenne lecteur comporte 2 spires. Il s'agit de résultats expérimentaux qui nous ont paru intéressants car les valeurs de m sont à peu près le double de celles obtenues avec l'antenne 1 spire. L'équation 3-12 fait apparaître dans l'expression de m en fonction de ΔV_a que l'indice de modulation est également proportionnel à la mutuelle M_1 . Or lorsque l'on multiplie le nombre de spires de l'antenne lecteur par 2 tout en conservant celui de l'antenne de l'étiquette, la mutuelle est également doublée, ce que l'on retrouve dans la mesure de m . On peut ainsi augmenter la portée du dispositif en transmission.

Afin d'évaluer plus précisément cette portée, on a utilisé un détecteur d'enveloppe composé d'un mélangeur quasiment quadratique et d'un filtre que l'on a placé en sortie du coupleur directif. Avec l'antenne lecteur 1 spire, l'enveloppe du signal réfléchi peut être récupérée jusqu'à une distance lecteur-étiquette de 30-35 cm. Pour une antenne lecteur 2 spires, la portée est augmentée à 35-40 cm. Evidemment ces chiffres dépendent fortement des caractéristiques du détecteur d'enveloppe, mais ils donnent un ordre d'idée de ce qu'il est possible de réaliser.

Paramètres lecteur 1 spire :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$

$C_L = 64 \text{ pF}$

$R_L = 4,7 \Omega$

$R_e = 5,8 \Omega$

$V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

$50 \times 50 \text{ cm}^2$

1 spire

Etiquette parallèle et centrée sur le lecteur

Paramètres lecteur 2 spires :

$6,7 \mu\text{H}$

$20,5 \text{ pF}$

$21,6 \Omega$

12Ω

$13,5 \text{ V rms}$

Résonance série

$50 \times 50 \text{ cm}^2$

2 spires

Paramètres étiquette :

$L_1 = 1,04 \mu\text{H}$

$C_1 = 132,2 \text{ pF}$

$\Delta V_a = 1,4 \text{ V rms}$

$V_{c1} = 2,7 \text{ V rms}$

Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$

3 spires

Figure 3 - 13 : Comparaison des indices de modulation pour des antennes lecteur 1 spire et 2 spires

4. Bilan

L'étude de la modulation de charge dans un environnement mono-étiquette nous a permis de comprendre son comportement et de faire des choix techniques quant à sa mise en œuvre. Dans un premier temps, la comparaison des deux méthodes les plus utilisées pour sa réalisation, à savoir commutation de résistance ou de capacité, a abouti à l'exclusion de la démodulation de phase pour interpréter les variations observées sur le courant circulant dans l'antenne lecteur. D'autre part, cette comparaison a tourné en faveur de la commutation de capacité. En effet, pour des variations de coefficients de qualité équivalents égales, les modifications de l'amplitude de I_L sont plus importantes, la portée est donc augmentée. Si, au contraire, on préfère garder la même portée dans les deux cas, cela se traduit par une différence entre Q faible et Q fort plus importante dans le cas d'une commutation de résistance. Cependant, ces deux techniques présentent un point commun : elles ne sont pas compatibles avec l'utilisation d'un régulateur de tension. Leur portée qui était d'environ 40 cm est alors réduite à 10 cm. Il faut donc trouver une astuce pour, malgré tout, réaliser une modulation de charge. La solution proposée consiste à court-circuiter une tension placée en série avec le régulateur. On a ainsi montré qu'en utilisant une diode de tension de seuil 2 V on pouvait atteindre une portée de 30-35 cm avec une antenne lecteur 1 spire. Cette limite est augmentée de 5 cm si une seconde spire est ajoutée.

Chapitre 4 : ETUDE DES TRANSMISSIONS DANS UN ENVIRONNEMENT MULTI- ETIQUETTES

Dans la description du dispositif d'identification radiofréquence que l'on souhaite concevoir, il a été clairement exprimé que les transmissions d'informations devaient être bidirectionnelles selon un mode half duplex et dans un environnement multi-étiquettes. On va donc s'intéresser maintenant à cet aspect aussi bien pour des communications dans le sens lecteur vers étiquettes qu'étiquettes vers lecteur. Dans le premier cas, on cherche à savoir si tous les transpondeurs placés dans un volume de $50 \times 50 \times 50 \text{ cm}^3$ reçoivent bien l'information émise et si certains ne sont pas gênés par la présence des autres. Dans le sens étiquettes vers lecteur, les questions soulevées concernent plutôt la manière dont vont se combiner les messages et donc sur l'allure du signal que va recevoir le lecteur. D'autre part, des interrogations demeurent sur ce que les étiquettes silencieuses, c'est-à-dire qui n'ont pas de données à envoyer, sont capables de démoduler des signaux émis par d'autres. Pour cela, on suppose que les transpondeurs réalisent une modulation de charge par commutation de tension, comme il l'a été préconisé au chapitre précédent. Cependant, les résultats obtenus avec cette méthode vont être comparés à ceux utilisant les solutions classiques de commutation de résistance et de capacité (sans régulation de tension) pour voir s'ils sont meilleurs ou au contraire moins bons.

La première partie de ce chapitre a donc pour objet l'étude des transmissions dans le sens lecteur vers étiquettes et s'intéresse, en particulier, à l'influence du coefficient de qualité de l'étiquette, Q faible ou Q fort, quand elle est au repos. Dans un second temps, sont étudiés les comportements des transmissions dans le sens étiquettes vers lecteur. Ce chapitre s'achève par un bilan de cette étude duquel on tirera des conséquences sur le fonctionnement de l'algorithme d'anti-collision choisi. D'autre part, on verra également comment un second dispositif placé à proximité du premier peut perturber les transmissions de ce dernier.

1. Transmissions dans le sens lecteur vers étiquettes

1.1 Nature de la modulation

Dans le sens lecteur vers étiquettes, la modulation utilisée est une modulation d'amplitude, compte tenu des contraintes de coût reposant sur les étiquettes qui imposent la mise en œuvre d'un démodulateur très simple. Le signal émis par le lecteur peut donc être exprimé par l'équation 3-7 mais cette fois on ne cherchera pas à avoir un indice de modulation élevé. En effet, pour une modulation de charge interprétée comme une modulation d'amplitude, on a tout intérêt à avoir un indice de modulation le plus fort possible pour faciliter la démodulation. Au contraire, pour les transmissions dans le sens lecteur vers étiquettes, il ne faut pas qu'il soit trop important car il risquerait de pénaliser l'alimentation des transpondeurs. La norme ISO 14443 concernant les cartes de proximité préconise l'utilisation d'un indice de modulation de 10 %, valeur qui paraît être un bon compromis entre facilité de démodulation pour l'étiquette et continuité de l'alimentation. On aurait pu également adopter une seconde solution consistant à combiner un indice de modulation de 100 % avec une durée des états bas très courte afin que l'alimentation de l'étiquette ne ressente pas la coupure du champ magnétique qui en résulte. Cette manière de moduler va de pair avec le codage Miller modifié présenté au chapitre 1 et qui tient compte de cette contrainte. Mais ceci le rend plus difficile à décoder qu'un codage NRZ ou Manchester.

1.2 Mise en œuvre

Pour savoir si le signal reçu par les étiquettes est démodulable, on se place dans le cas où deux transpondeurs sont présents dans le champ du lecteur. Ils sont positionnés comme le montre la figure 2-11. Leurs antennes sont parallèles et centrées sur celle du lecteur. L'étiquette 1 est fixe, à 15 cm au-dessus de cette dernière et l'étiquette 2 s'en éloigne. Le fait de se limiter à deux étiquettes n'enlève rien à la généralité des résultats présentés. Simplement cela permet de réduire la complexité des calculs et de bien comprendre les phénomènes observés.

1.2.1 Etiquettes sans régulateur

Dans un premier temps, on suppose que les étiquettes n'ont pas de régulateur de tension et qu'elles sont au repos. Elles possèdent donc un coefficient de qualité équivalent fixe correspondant à leur Q fort ou Q faible. Selon la configuration qui a été choisie pour la modulation de charge, la valeur de Q faible est de 15 dans le cas d'une commutation de résistance et de 19 pour une capacité, alors que Q fort vaut 25. Comme ces valeurs Q faible ont été déterminées pour atteindre une même portée et en partant d'un Q fort obtenu avec les mêmes composants, on peut parfaitement comparer les résultats de simulation obtenus bien que les Q faibles soient différents.

La figure 4-1 donne l'évolution du courant circulant dans les antennes des étiquettes 1 et 2 et issue de la réception par les deux transpondeurs du message du lecteur composé de deux états différents. Les indices de modulation correspondants restent égaux à 10 %. Sur cette figure ne sont présentés que les résultats de simulation obtenus avec un Q fort de 25 et pour les deux niveaux de champ découlant de la modulation d'amplitude d'indice 10 %. En effet, on obtient tout à fait les mêmes allures de courbes si les étiquettes sont à Q faible (15 ou 19). Les valeurs

des courants sont seulement plus faibles. Par exemple, lorsque l'étiquette 2 est à 35 cm du lecteur, le courant circulant dans son antenne passe de 98,4 à 81 mA rms si les deux transpondeurs sont à Q fort. En revanche, si le coefficient de qualité équivalent vaut 15, I_2 varie entre 58,7 et 48,1 mA rms ou entre 70,7 et 58,3 mA rms pour un Q faible égal à 19.

Le courant circulant dans l'antenne de l'étiquette i peut être exprimé par :

$$I_i = \frac{V_{ci} - e_i}{jL_i\omega} = e_i \frac{Q_{eqi} - 1}{jL_i\omega} \quad (4-1)$$

avec : e_i force électromotrice induite par le lecteur et l'autre étiquette

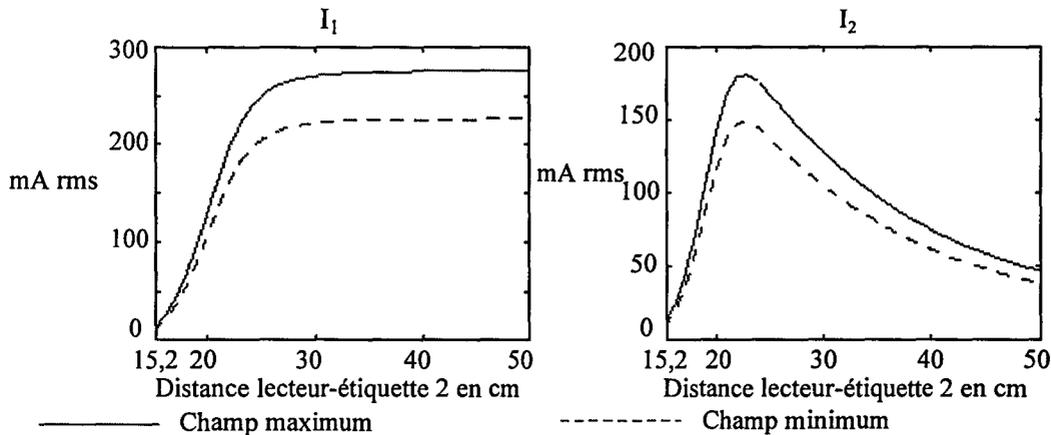
Q_{eqi} coefficient de qualité équivalent, correspondant indifféremment à Q faible ou Q fort

L_i inductance de l'antenne i

ω pulsation de travail

V_{ci} tension aux bornes de l'antenne i .

Cette relation explique que le courant circulant dans les antennes des étiquettes soit plus élevé, pour un niveau de champ et une position donnés, lorsque le coefficient de qualité équivalent est plus grand.



Paramètres lecteur :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$

$C_L = 64 \text{ pF}$

$R_L = 4,7 \Omega$

$R_e = 5,8 \Omega$

$V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$L_i = 1 \mu\text{H}$

$C_i = 137,7 \text{ pF}$

$R_{cieq} = 2,1 \text{ k}\Omega$

Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 4 - 1 : Comparaison des courants circulant dans les antennes pour deux étiquettes ayant des coefficients de qualité équivalents de 25, selon la valeur du champ magnétique émis.

Le *tableau 4-1* donne quelques exemples de variations de courants observées dans les antennes des étiquettes pour 3 positions de l'étiquette 2 : une correspondant au couplage critique, c'est-à-dire pour une distance lecteur-étiquette 2 d'environ 22,5 cm, une en-dessous vers 18 cm et une au-dessus à 35 cm.

	Q_{eq}	Distance lecteur-étiquette 2 en cm		
		18	22,5	35
ΔI_1 (mA rms)	25	12,3	37,8	49
	19	9,8	30,1	38,7
	15	11,4	26,4	29,8
ΔI_2 (mA rms)	25	14,2	32,2	17,4
	19	11,9	19	12,7
	15	13	19	10,6

Paramètres lecteur :

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_c = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

 Dimensions moyennes : 50x50 cm², 1 spire

Etiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Etiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$$L_i = 1 \mu\text{H}$$

$$C_i = 137,7 \text{ pF et } R_{cicq} = 2,1 \text{ k}\Omega \text{ pour } Q_{eq} = 25$$

$$C_i = 137,7 \text{ pF et } R_{cicq} = 1,3 \text{ k}\Omega \text{ pour } Q_{eq} = 15$$

$$C_i = 142,5 \text{ pF et } R_{cicq} = 2,1 \text{ k}\Omega \text{ pour } Q_{eq} = 19$$

Résonance parallèle

 7,2x4,3 cm², 3 spires

Tableau 4 - 1 : Exemples de variations de courants observées dans les antennes des étiquettes en fonction de leur coefficient de qualité équivalent.

Ce tableau montre que, quelle que soit l'étiquette, la variation de courant est proportionnelle au coefficient de qualité équivalent et est donc la plus forte lorsque le Q de repos est de 25. Ceci découle directement de l'équation précédente. Pour un niveau de champ et une position donnés, la variation de courant est proportionnelle au coefficient de qualité équivalent :

$$\Delta I_i = |I_i| - |I_i'| = (|e_i| - |e_i'|) \frac{|Q_{eqi} - 1|}{L_i \omega} \quad (4-2)$$

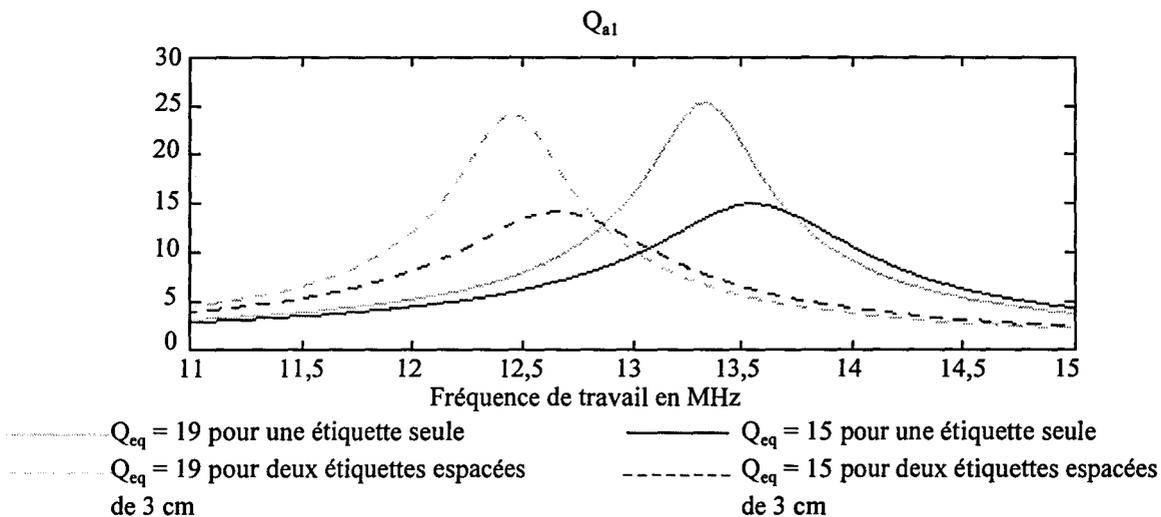
avec : I_i courant circulant dans l'antenne de l'étiquette i et correspondant à la fem e_i
 I_i' courant circulant dans l'antenne de l'étiquette i et correspondant à la fem e_i'
 e_i fem induite correspondant au niveau de champ maximum
 e_i' fem induite correspondant au niveau de champ minimum.

On peut quand même remarquer que, pour une distance lecteur-étiquette 2 de 18 cm, ce sont les variations de courant lorsque les étiquettes ont un coefficient de qualité équivalent de 15 (11,4 mA rms pour ΔI_1) qui sont supérieures à celles ayant un Q faible de 19 (9,8 mA rms). Comme on l'a vu au chapitre 2, la fréquence de résonance des étiquettes est déplacée lorsqu'elles sont proches. Dans le cas d'une commutation de résistance, même à Q faible, une étiquette seule résonne à 13,56 MHz. Si une seconde étiquette est placée à 3 cm au-dessus d'elle, la résonance est déplacée vers 12,7 MHz, comme le montre la *figure 4-2*. En revanche, dans le cas d'une commutation de capacité la fréquence de résonance de l'étiquette seule est de 13,33 MHz et est déplacée à 12,45 MHz avec une seconde étiquette à 3 cm au-dessus. Comme la résonance des deux étiquettes utilisant une commutation de résistance est plus proche de la fréquence de travail, elles récupèrent plus d'énergie. Tout se passe donc comme si, à 13,56 MHz, elles avaient un coefficient de qualité supérieur à celui de la commutation de capacité. Ce coefficient est baptisé coefficient de qualité apparent et on le définit ainsi pour une étiquette i :

$$Q_{ai} = \left| \frac{V_{ci}}{jM_i \omega I_L} \right| \quad (4-3)$$

avec : V_{ci} tension récupérée aux bornes de l'antenne de l'étiquette i
 M_i mutuelle entre le lecteur et l'étiquette i
 I_L courant circulant dans l'antenne du lecteur.

Cette expression permet, en ne considérant que la force électromotrice induite par le lecteur, de tenir compte de l'influence des autres étiquettes et donne une valeur de coefficient de qualité plus proche de la réalité. Par exemple, dans le cas qui nous intéresse, c'est-à-dire pour deux étiquettes à 15 et 18 cm, il justifie que l'on observe une variation de courant plus forte dans le cas de la commutation de résistance. Pour l'étiquette 1, la valeur du coefficient de qualité apparent est réduite à 6,2 contre une valeur d'environ 5,3 pour une commutation de capacité.



Paramètres lecteur :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$

$C_L = 64 \text{ pF}$

$R_L = 4,7 \Omega$

$R_e = 5,8 \Omega$

$V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Étiquette 1 à 15 cm et étiquette 2 à 18 cm

Paramètres étiquettes :

$L_i = 1 \mu\text{H}$

$C_i = 137,7 \text{ pF}$ et $R_{cieq} = 1,3 \text{ k}\Omega$ pour $Q_{eq} = 15$

$C_i = 142,5 \text{ pF}$ et $R_{cieq} = 2,1 \text{ k}\Omega$ pour $Q_{eq} = 19$

Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 4 - 2 : Evolution du coefficient de qualité apparent de l'étiquette 1 en fonction de la fréquence de travail lorsqu'elle est seule ou lorsqu'une seconde étiquette est placée à 3 cm au-dessus d'elle.

D'une manière générale, quelles que soient la distance lecteur-étiquette 2 et la nature de la charge déterminant le coefficient de qualité, les variations de courant issues de la modulation du champ émis par le lecteur sont toujours suffisantes pour être démodulées correctement. Même si les étiquettes sont très proches, l'information peut être récupérée. D'autre part, on n'observe pas de phénomènes d'écran. Les transmissions dans le sens lecteur vers étiquettes ne semblent donc pas poser de problèmes particuliers et pour le coefficient de qualité équivalent de repos c'est la portée en alimentation qui détermine sa valeur et donc serait plus favorable à Q fort.

1.2.2 Etiquettes avec régulateur

En réalité, un régulateur de tension est implanté sur les étiquettes et la modulation de charge est effectuée par commutation de tension. Là aussi on a deux valeurs possibles de coefficient de qualité pour les transpondeurs au repos. Soit aux bornes de leurs antennes ils ont une tension V_{ci} , soit ils ont $V_{ci} + \Delta V_a$. Pour une position et un niveau de champ magnétique donnés et sachant que le coefficient de qualité équivalent est le rapport de la tension aux bornes de l'antenne sur la force électromotrice (ou fem) (cf. équation 3-4), la première situation correspond à Q faible et la seconde à Q fort.

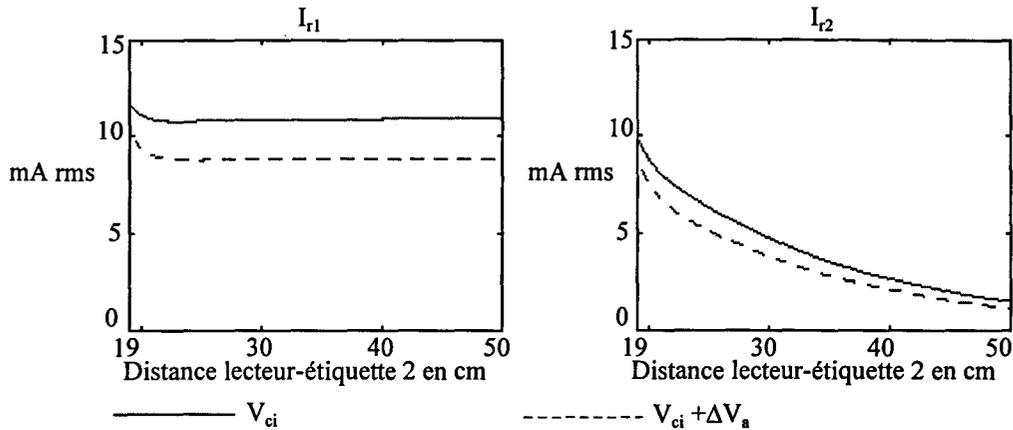
La figure 4-3 présente les résultats de simulation obtenus. On a choisi de prendre ΔV_a égal à 3,3 V rms pour avoir la même portée (en mono-étiquette) que pour les commutations de capacité et de résistance et ainsi pouvoir comparer leurs comportements. Les courbes représentent l'évolution du courant dans le régulateur, c'est-à-dire dans la résistance variable, pour le niveau de champ maximum. En effet, dans l'antenne, il n'y a pas de variation de courant puisque le régulateur adapte le coefficient de qualité pour que la tension reste constante. I_{r1} représente le courant circulant dans le régulateur de l'étiquette 1 et I_{r2} celui de l'étiquette 2. Les tracés ne commencent qu'à partir d'une distance lecteur-étiquette de 19 cm car auparavant, les étiquettes n'ont pas suffisamment de courant dans leurs antennes pour imposer une tension de 6,1 V rms ($V_{ci} + \Delta V_a$) à leurs bornes. Les courants consommés par les régulateurs sont alors nuls.

On obtiendrait tout à fait le même type de courbes avec un niveau de champ minimum mais légèrement atténuées. Pour donner un ordre de grandeur, dans le cas où on impose V_{ci} égal à 2,8 V rms et où l'étiquette 2 est à 35 cm, l'envoi par le lecteur de deux états différents conduit à une valeur de courant consommé par le régulateur de l'étiquette 1 de 9,2 mA rms et de 3,1 mA rms pour l'étiquette 2 contre respectivement 11,2 et 3,8 mA rms si au contraire le niveau de champ est maximum. Les variations de courant consécutives aux variations de champ sont identiques quelle que soit la tension choisie comme tension de repos. Elles sont, par exemple, de 0,7 mA rms pour l'étiquette 2 lorsqu'elle est à 35 cm du lecteur et de 2 mA rms pour l'étiquette 1. Ces variations paraissent faibles, mais il faut les rapporter aux valeurs moyennes des courants. Dans ce cas, on retrouve toujours un indice de modulation de 10 %. Ces variations sont donc parfaitement démodulables.

Il est intéressant de noter que, contrairement aux cas où les étiquettes ne disposent pas de régulateur de tension, le courant consommé est inversement proportionnel au coefficient de qualité équivalent. Cela paraît logique compte tenu de la relation établie en supposant que ΔV_a est court-circuité :

$$|I_{ri}| = -\frac{|V_{ci}|}{R_{cieq}} = -\frac{|V_{ci}|}{L_i \omega |Q_{eqi}|} \quad (4-4)$$

Si ΔV_a n'est pas court-circuité il suffit de remplacer V_{ci} par $\Delta V_a + V_{ci}$.


Paramètres lecteur:

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_e = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

Dimensions moyennes : $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$$L_i = 1 \mu\text{H}$$

$$C_i = 137,7 \text{ pF}$$

$$V_{ci} = 2,8 \text{ V rms}$$

$$\Delta V_a = 3,3 \text{ V rms}$$

Résonance parallèle

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 4 - 3 : Evolutions des courants circulant dans les régulateurs en fonction de la tension imposée à leurs bornes lorsque le niveau de champ est maximum

En conclusion, pour choisir l'état de repos des étiquettes lors d'une transmission dans le sens lecteur vers transpondeurs, il vaut mieux s'intéresser à leur alimentation puisque là aussi les variations de courants dans le régulateur paraissent toujours suffisantes pour être démodulées. Avec deux étiquettes dont l'une est fixe à 15 cm au-dessus du lecteur, l'étiquette 2 n'est alimentée qu'à partir de 19 cm si on impose $V_{ci} + \Delta V_a$ contre 17 cm avec seulement V_{ci} . Il vaut donc mieux qu'au repos la tension placée en série avec le régulateur soit court-circuitée.

En pratique, on a vérifié avec deux étiquettes ayant un ΔV_a de 1,8 V rms que ces dernières étaient capables de démoduler un message émis par le lecteur jusqu'à 50 cm. Le message était simulé par un signal d'horloge fourni par un générateur de signaux.

2. Transmissions dans le sens étiquettes vers lecteur

Après l'étude des transmissions dans le sens lecteur vers étiquettes, on va s'intéresser à l'autre sens à savoir les transmissions étiquettes vers lecteur. On se place dans la même configuration que précédemment : deux étiquettes sont parallèles et centrées sur l'antenne lecteur. L'une est fixe à 15 cm et l'autre s'éloigne de la première. Deux cas de figures doivent alors être envisagés : soit une seule des deux étiquettes cherche à transmettre une information et l'autre est silencieuse, soit les deux émettent un message simultanément en se synchronisant, par exemple, sur le signal d'interrogation émis par le lecteur.

2.1 Emission d'une seule étiquette

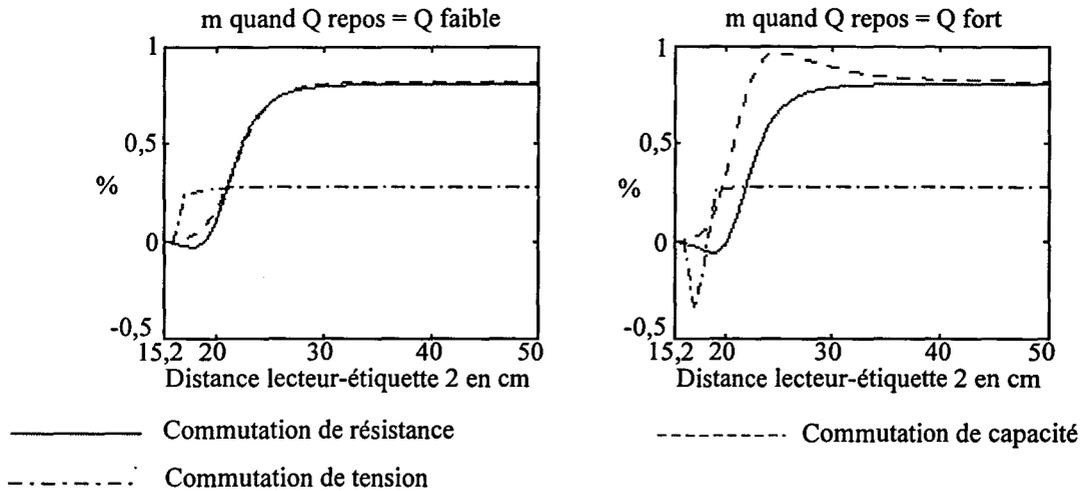
Dans toute cette partie, on considère qu'une seule étiquette cherche à émettre une information, autrement dit une seule étiquette, la plus proche (étiquette 1) ou la plus éloignée (étiquette 2) du lecteur modifie sa charge en fonction d'un message à envoyer. L'autre est silencieuse c'est-à-dire que son coefficient de qualité équivalent est égal à sa valeur de repos. On va reprendre la discussion pour savoir s'il vaut mieux, dans ce cas, choisir Q fort ou Q faible afin de s'assurer qu'on n'aboutit pas à une contradiction avec les choix dictés par la portée en alimentation. Par rapport à l'algorithme de gestion des collisions breveté par le CEA, cette situation où certaines étiquettes émettent et pas les autres se rencontre lorsque certaines étiquettes sont inhibées temporairement et que d'autres, au contraire, continuent de répondre au lecteur (cf. chapitre 1, paragraphe 3.2).

2.1.1 Modulation vue par le lecteur

La *figure 4-4* présente les résultats de simulation obtenus lorsque seule l'étiquette 1 émet un message, en fonction de la méthode choisie pour réaliser la modulation de charge : commutation de résistance, de capacité ou de tension. On s'intéresse à l'indice de modulation qui en découle, calculé sur le courant circulant dans l'antenne lecteur. L'étiquette 2 est silencieuse et son coefficient de qualité équivalent est soit Q fort, soit Q faible. Dans le cas d'une commutation de tension, ces valeurs correspondent respectivement aux cas où on impose 6,1 et 2,8 V rms aux bornes de l'antenne. Pour donner un ordre de grandeur de I_L , lorsque les deux étiquettes ont un coefficient de qualité de 25 le courant circulant dans l'antenne lecteur est, en moyenne, de 770 mA rms. Il est légèrement plus élevé (790 mA rms) quand on impose 6,1 V rms aux bornes des antennes des étiquettes.

Plusieurs remarques peuvent être faites sur ces courbes. La première concerne les comportements des commutations de résistance et de capacité. Lorsque l'étiquette 2 est à Q faible, ils sont pratiquement identiques. Ils ne se différencient, en fait, que lorsque le coefficient de repos est Q fort. Dans ce cas, l'indice de modulation issu d'une commutation de capacité est plus fort : il vaut environ 1 % quand l'étiquette 2 est à 25 cm contre 0,66 % pour une commutation de résistance. En revanche, si on essaie de comparer un peu plus finement ces courbes, on s'aperçoit que, pour une commutation de capacité, m est plus fort lorsque l'étiquette 2 est à Q fort par rapport à la situation où son coefficient de qualité est faible. Ceci est vrai jusqu'à une distance étiquette 2-lecteur d'environ 40 cm. Par exemple, à 25 cm m passe de 0,7 % si le Q de repos est le Q faible, à 1% dans l'autre cas. A l'inverse, m est plus fort dans le cas d'une commutation de résistance si la valeur de repos correspond à Q faible et ceci jusqu'à une distance lecteur-étiquette 2 d'environ 30 cm. Mais cet écart est moins marqué

que pour la commutation de capacité. A 25 cm, m est de 0,7 % si l'étiquette 2 est à Q faible et 0,66 % si elle est à Q fort.



Paramètres lecteur :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$
 $C_L = 64 \text{ pF}$
 $R_L = 4,7 \Omega$
 $R_e = 5,8 \Omega$
 $V_e = 8,4 \text{ V rms}$
 Résonance série
 $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire
 Etiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Etiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$L_i = 1 \mu\text{H}$
 $C_i = 137,7 \text{ pF}$
 Commutation de résistance : $R_{\text{cieq}} = 2,1 \text{ k}\Omega$ et $R_{\text{if}} = 3,4 \text{ k}\Omega$
 Commutation de capacité : $R_{\text{cieq}} = 2,1 \text{ k}\Omega$ et $C_{\text{if}} = 4,8 \text{ pF}$
 Commutation de tension : $V_{\text{ci}} = 2,8 \text{ V rms}$ et $\Delta V_a = 3,3 \text{ V rms}$
 Résonance parallèle
 $7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 4 - 4: Evolution de l'indice de modulation résultant de l'émission d'un message par l'étiquette 1 selon la manière de réaliser la modulation de charge.

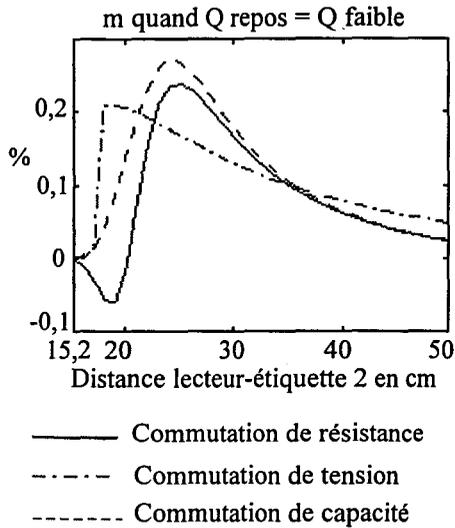
En résumé, pour avoir un indice de modulation le plus grand possible, il faut choisir comme coefficient de qualité équivalent de repos Q faible pour une modulation de charge par commutation de résistance et Q fort pour une commutation de capacité. Dans le paragraphe suivant, en s'aidant des courants circulant dans l'étiquette silencieuse, on essaiera de comprendre de manière plus approfondie ces comportements.

La modulation LSK par commutation de tension a un tout autre comportement que les deux premières. En effet, on obtient tout à fait les mêmes indices de modulation que l'on impose 2,8 ou 6,1 V rms. La seule chose qui change, c'est la distance à partir de laquelle les étiquettes reçoivent suffisamment d'énergie pour assurer les tensions voulues. Par conséquent, il vaut mieux choisir d'imposer la tension la plus faible pour l'étiquette silencieuse.

D'une manière générale, on peut également observer que lorsque les étiquettes sont proches (moins de 5 cm entre elles), l'indice de modulation est quasiment nul voir négatif, notamment dans les cas des commutations de résistance et de tension. Le lecteur ne voit donc pas l'information reçue ou, pire, il l'inverse. Dans le cas d'une commutation de tension, ce phénomène est dû à un problème d'alimentation. Lorsque l'étiquette 2 est à Q fort on observe cette situation, par exemple, pour une distance lecteur-étiquette 2 d'environ 17 cm. Lorsque l'étiquette 1 cherche à imposer une tension de 2,8 V rms aux bornes de son antenne, les deux

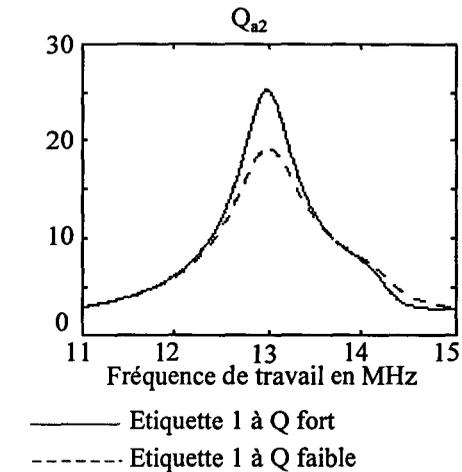
étiquettes reçoivent suffisamment d'énergie. Il n'en est pas de même lorsqu'elle souhaite imposer 6,1 V rms : aucune des deux n'a assez de courant. La charge alors ramenée sur le lecteur est plus faible que dans le cas précédent. Si elles avaient reçu suffisamment d'énergie, l'impédance ramenée aurait été plus forte puisque les coefficients de qualité auraient été plus importants que dans le cas où l'étiquette 1 est à Q faible. On aurait donc dû avoir un courant circulant dans le lecteur plus faible alors que la mauvaise alimentation des étiquettes le rend plus fort d'où l'inversion observée. Dans le cas de la commutation de résistance, les choses sont un peu différentes. Comme on l'a vu, lorsque deux étiquettes sont proches leur fréquence de résonance est déplacée. La *figure 4-5* montre que lorsque l'étiquette 2 se trouve à 19 cm sa résonance devient voisine de 13 MHz. Si on se place dans la situation où l'étiquette 1 modifie sa charge pendant que l'étiquette 2 reste à Q fort, on se rend compte que le déplacement de la fréquence de résonance provoque une inversion des coefficients de qualité apparents à 13,56 MHz : Q_{a2} est plus fort quand l'étiquette 1 est à Q faible. Ceci explique pourquoi le courant circulant dans le lecteur est plus faible alors qu'on attendrait l'inverse. On n'observe pas ce type de comportement dans le cas d'une commutation de capacité car au déplacement de la résonance se rajoute le fait que, à Q faible, l'étiquette est déjà désaccordée et donc le coefficient de qualité apparent reste inférieur à sa valeur quand l'étiquette est à Q fort.

Dans le cas où c'est l'étiquette 2 qui transmet des informations et l'étiquette 1 qui reste silencieuse, l'indice de modulation évolue comme le représente la *figure 4-6*. Seule est représentée la situation où l'étiquette 1 est à Q faible. On pourrait refaire les mêmes remarques que sur la figure précédente. Les indices de modulation sont simplement plus faibles puisque l'étiquette 2 s'éloigne du lecteur. De même, si l'étiquette 1 est à Q fort, l'allure des courbes est identique. Les indices de modulation sont plus forts pour une commutation de capacité (0,6 % à 25 cm) et légèrement plus faibles pour une commutation de résistance (0,24 % à 25 cm).



Paramètres identiques à ceux de la figure 4-4

Figure 4 - 5 : Evolution de l'indice de modulation résultant de l'émission d'un message par l'étiquette 2.



Paramètres lecteur: Paramètres étiquettes :

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$

$L_i = 1 \mu\text{H}$

$C_L = 64 \text{ pF}$

$C_i = 137,7 \text{ pF}$

$R_L = 4,7 \Omega$

$R_{\text{cieq}} = 2,1 \text{ k}\Omega$

$R_e = 5,8 \Omega$

$R_{\text{IF}} = 3,4 \text{ k}\Omega$

$V_e = 8,4 \text{ V rms}$

Résonance série

Résonance parallèle

$50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire

$7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Étiquettes parallèles et centrées sur le lecteur,

Étiquette 1 à 15 cm et étiquette 2 à 19 cm

Figure 4 - 6 : Evolution du coefficient de qualité apparent de l'étiquette 2 en fonction du coefficient de qualité de l'étiquette 1.

2.1.2 Modulation vue par les autres étiquettes

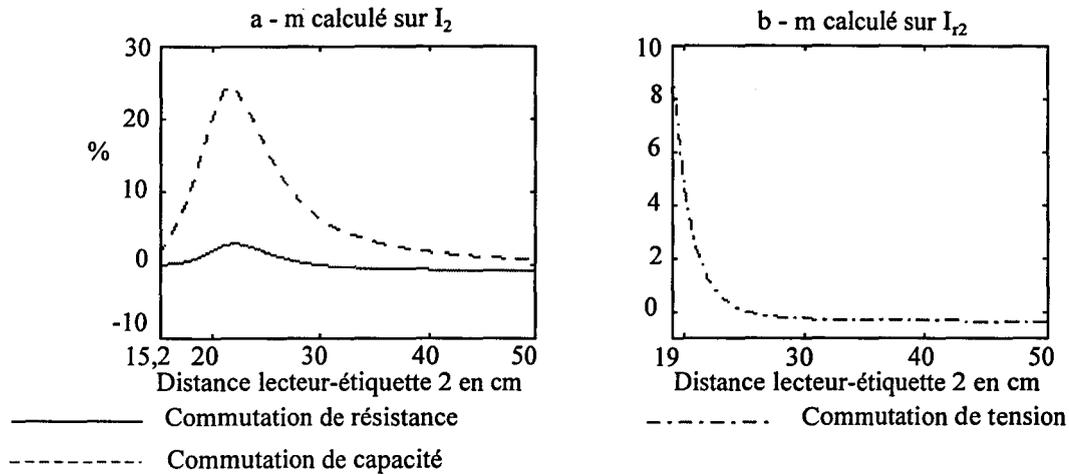
Lorsqu'une étiquette émet un message, elle modifie le champ magnétique émis par le lecteur. Il n'y a donc aucune raison pour que l'étiquette silencieuse ne reçoive pas également l'information émise. La *figure 4-7-a* donne l'évolution de l'indice de modulation calculé, cette fois, sur le courant circulant dans l'étiquette 2 lorsque celle-ci est silencieuse et que l'étiquette 1 module sa charge. On s'est placé dans le cas où le coefficient de qualité équivalent de repos est égal à Q fort. Dans l'antenne de l'étiquette 2, que ce soit pour une commutation de capacité ou de résistance, le courant n'excède pas 180 mA rms et dans l'étiquette 1, il tend vers 275 mA rms. Comme la commutation de tension tend à gommer les variations de courant dans l'antenne, l'indice de modulation (cf. *figure 4-7-b*), dans ce cas, est calculé sur le courant consommé par le régulateur, représenté par une résistance variable en parallèle sur l'antenne. Ce courant est d'au maximum 35 mA rms.

D'emblée, on remarque sur ces courbes que, pour une commutation de capacité, l'indice de modulation prend des valeurs fortes et nettement supérieures aux deux autres situations. Cela signifie que l'étiquette silencieuse reçoit parfaitement le message émis par l'autre étiquette. On aurait pu choisir de regarder l'évolution des indices de modulation sur le courant circulant dans l'antenne de l'étiquette 1 lorsque la numéro 2 transmet des données. On aurait alors obtenu le même type de courbes mais avec des valeurs de m plus faibles : elles auraient été au maximum de 0,6 % pour la commutation de capacité contre environ 25 % si l'étiquette 2 est

silencieuse, et de 0,2 % pour une commutation de résistance à comparer au maximum de 2,9 % de la *figure 4-7*. Cette diminution s'explique par le fait que l'étiquette 2 étant plus éloignée du lecteur que l'étiquette 1, elle reçoit moins d'énergie. Le courant circulant dans son antenne est donc plus faible que I_1 et elle ramène sur l'étiquette 1, à distance identique, une fem plus faible. Elle a, par conséquent, moins d'influence sur la valeur de I_1 . A l'opposé, dans le cas d'une commutation de tension, l'indice de modulation calculé sur le courant consommé par le régulateur a tendance à augmenter quand c'est l'étiquette 2 qui émet puisqu'à 35 cm il passe de 0,3 % quand l'étiquette 1 transmet à 3,3 %. Ceci s'explique par le fait que pour imposer une même tension aux bornes de son antenne, l'étiquette 2 recevant moins d'énergie a besoin d'avoir un coefficient de qualité équivalent plus élevé que l'étiquette 1. Le régulateur consomme, par conséquent, moins de courant. Appliqué aux indices de modulation quand l'étiquette 1 émet, le fait d'avoir des Q plus élevés est à l'origine d'une variation très faible de I_{r2} (entre 3,55 et 3,57 mA rms), qui se traduit par un indice de modulation plus faible que dans la situation inverse où I_{r1} varie entre 10,88 et 10,91 mA rms.

Si on se place dans la situation où l'étiquette silencieuse est à Q faible, on peut faire tout à fait le même type de remarques sur le comportement des différentes solutions pour moduler la charge. Seules les valeurs des indices de modulations quand on commute une capacité ou une résistance sont modifiées. Dans le premier cas, elles sont diminuées : lorsque l'étiquette 1 émet et que la seconde est à Q faible l'indice de modulation calculé sur I_2 est au maximum de 20,4 % contre 25 % à Q fort. En revanche, dans le cas d'une commutation de résistance, elles sont augmentées : on passe de 2,9 % quand l'étiquette 2 est à Q fort à 6 % quand elle est à Q faible. Dans le cas de la commutation de tension, elles restent identiques. On retrouve donc bien le comportement déjà observé sur les indices de modulation du courant circulant dans l'antenne lecteur.

Associées aux remarques faites sur le comportement des commutations de capacité et de résistance, ces variations d'indice de modulation dans l'étiquette silencieuse laissent penser que, lors d'une commutation de capacité, l'étiquette silencieuse relaie l'information transmise par l'autre et cela justifie pourquoi il est préférable de choisir Q fort au repos. En revanche, dans le cas d'une commutation de résistance, l'étiquette silencieuse semble plutôt jouer un rôle d'écran d'autant plus important que son coefficient de qualité est fort. La commutation de tension, quant à elle, paraît jouer un rôle intermédiaire. En adaptant le coefficient de qualité des étiquettes à leur environnement, le régulateur de tension a tendance à réduire les éventuelles variations de courant issues de l'émission de messages par d'autres étiquettes, mais contrairement à la commutation de résistance, cet effet est indépendant de la configuration choisie pour l'étiquette silencieuse.


Paramètres lecteur:

$L_L = 2,15 \mu\text{H}$
 $C_L = 64 \text{ pF}$
 $R_L = 4,7 \Omega$
 $R_e = 5,8 \Omega$
 $V_e = 8,4 \text{ V rms}$
 Résonance série
 $50 \times 50 \text{ cm}^2$, 1 spire
 Etiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Etiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

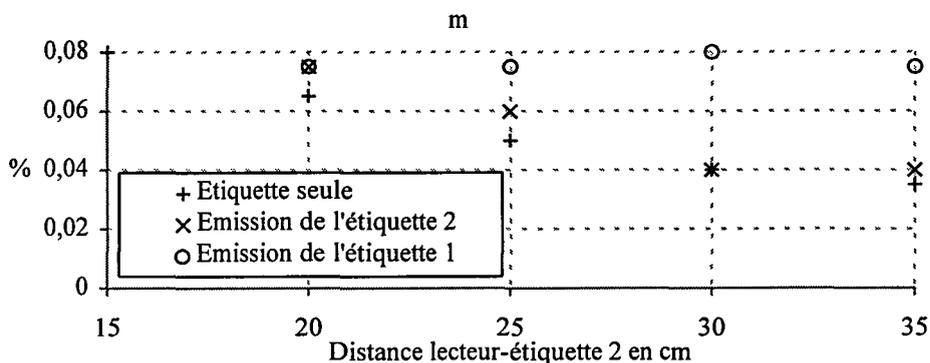
$L_i = 1 \mu\text{H}$
 $C_i = 137,7 \text{ pF}$
 Commutation de résistance : $R_{\text{cieq}} = 2,1 \text{ k}\Omega$ et $R_{\text{iF}} = 3,4 \text{ k}\Omega$
 Commutation de capacité : $R_{\text{cieq}} = 2,1 \text{ k}\Omega$ et $C_{\text{iF}} = 4,8 \text{ pF}$
 Commutation de tension : $V_{\text{ci}} = 2,8 \text{ V rms}$ et $\Delta V_a = 3,3 \text{ V rms}$
 Résonance parallèle
 $7,2 \times 4,3 \text{ cm}^2$, 3 spires

Figure 4 - 7 : Evolution des indices de modulation calculés sur les courants circulant dans l'étiquette silencieuse quand l'étiquette 1 émet un message.

2.1.3 Validations expérimentales

Pour valider expérimentalement les résultats de simulation, on a utilisé le dispositif décrit sur la *figure 3-9* qui nous a servi à mesurer l'indice de modulation dans un environnement mono-étiquette. On a simplement rajouté une seconde étiquette. L'antenne lecteur est reliée par l'intermédiaire d'un coupleur directif et d'un amplificateur de puissance à un générateur fournissant un signal sinusoïdal à 13,56 MHz. Le signal réfléchi recueilli à la sortie du coupleur directif est fourni à un analyseur de spectre grâce auquel on déduit la valeur de l'indice de modulation du courant circulant dans le lecteur (cf. *annexe B*). Les étiquettes utilisées comportent, après le redressement par un pont de diodes, un régulateur de tension. Le signal simulant les données à émettre est délivré par un générateur de signaux carrés. La modulation de charge est réalisée par la commutation d'une tension continue de 2 V en série avec le régulateur.

La *figure 4-8* reprend les mesures de l'indice de modulation lorsqu'une étiquette est placée à 15 cm au-dessus de l'antenne lecteur composée d'une spire et qu'une seconde s'en éloigne. La situation où une seule étiquette est présente dans le champ du lecteur sert de référence. Lorsque l'étiquette 1 émet ses "données" et que l'étiquette 2 a un coefficient de qualité équivalent faible, on constate que l'indice de modulation mesuré est légèrement plus faible (environ 0,075 %) que la valeur de 0,08 % qu'il prend quand l'étiquette 1 est seule à 15 cm. Comme le montraient les simulations, les valeurs de m dans ce cas restent relativement constantes. Lorsque c'est l'étiquette 2 qui émet, l'évolution de l'indice de modulation suit, logiquement, le tracé pour une étiquette seule. Cependant, on peut noter que les indices de modulation sont légèrement amplifiés par la présence de l'étiquette 1. On obtient tout à fait le même type de résultats si on remplace l'antenne 1 spire du lecteur par une antenne 2 spires. Les indices de modulation sont simplement augmentés. En effet, pour une étiquette seule à 15 cm m vaut alors 0,155 %.



Paramètres lecteur :

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_e = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

50x50 cm², 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$$L_i = 1,04 \mu\text{H}$$

$$C_i = 132,2 \text{ pF}$$

$$V_{ci} = 2,7 \text{ V rms}$$

$$\Delta V_a = 1,4 \text{ V rms}$$

Résonance parallèle

7,2x4,3 cm², 3 spires

Figure 4 - 8 : Mesures des indices de modulation en fonction de l'étiquette qui émet.

En ce qui concerne le message reçu par l'étiquette silencieuse, on a pu mesurer en se servant des démodulateurs implantés sur les étiquettes que l'étiquette 2 était capable de démoduler l'information émise par l'étiquette 1 jusqu'à un écart d'environ 5 cm entre les deux. En revanche, dans la situation inverse où l'étiquette 2 émet des données, l'étiquette 1 ne démodule pas ce message. Bien sûr, ces chiffres sont très dépendants des performances du démodulateur. Ils permettent simplement de vérifier que l'étiquette silencieuse est bien en mesure de démoduler le message émis par une autre étiquette.

2.2 Emission synchrone des deux étiquettes

Supposons maintenant que les deux étiquettes ont à transmettre de manière synchrone l'information qu'elles ont en mémoire. Une fois ces données codées, deux situations se présentent. Dans la première, elles doivent émettre toutes les deux un état bas suivi d'un état haut. Par rapport au brevet déposé par le CEA, cela correspond au cas où toutes les deux répondent à l'interrogation du lecteur car leur bit courant a la valeur demandée par l'interrogateur (cf. chapitre 1, paragraphe 3.2). Dans la seconde situation, elles émettent des informations antagonistes : l'une émet un état haut suivi d'un état bas et l'autre l'inverse. Cette situation se rencontre avant la mise en œuvre de l'algorithme quand aucune collision n'est encore détectée et que toutes les étiquettes présentes envoient leur code d'identification au lecteur.

2.2.1 Résultats de simulations

La *figure 4-9-a* donne les résultats de simulation obtenus pour deux étiquettes modulant deux états successifs identiques. L'indice de modulation est, de nouveau, calculé sur le courant circulant dans l'antenne du lecteur. Globalement, on retrouve les comportements observés lorsqu'une seule étiquette émet. Les indices de modulation les plus forts sont obtenus pour une commutation de capacité (1,24 % au maximum) et la commutation de tension est à l'origine de la modulation la plus faible sur I_L : m est divisé par 2 environ par rapport aux indices résultants de la commutation de résistance (0,97 % au maximum). Mais, quelle que soit la configuration choisie, le signal reçu par le lecteur est démodulable, sauf lorsque les étiquettes sont distantes de moins de 5 cm. Dans ce cas, lorsqu'il est démodulable le message risque d'être mal interprété.

La *figure 4-9-b* montre ce qui se passe lorsque les deux étiquettes tentent de transmettre des informations antagonistes. A priori, on pourrait penser que le lecteur est incapable de faire la différence entre les deux étiquettes puisque les messages d'une certaine manière se compensent. En fait, ce n'est vrai que lorsque les deux transpondeurs sont très proches c'est-à-dire pour un écart inférieur à quelques centimètres. On montre dans *l'annexe C* que, en présence de deux étiquettes, l'impédance du lecteur s'écrit de la manière suivante :

$$Z_L^* = Z_L + \omega^2 \frac{Z_2 M_1^2 + Z_1 M_2^2}{Z_1 Z_2 + M_{12}^2 \omega^2} - 2j\omega^3 \frac{M_1 M_2 M_{12}}{Z_1 Z_2 + M_{12}^2 \omega^2} \quad (4-5)$$

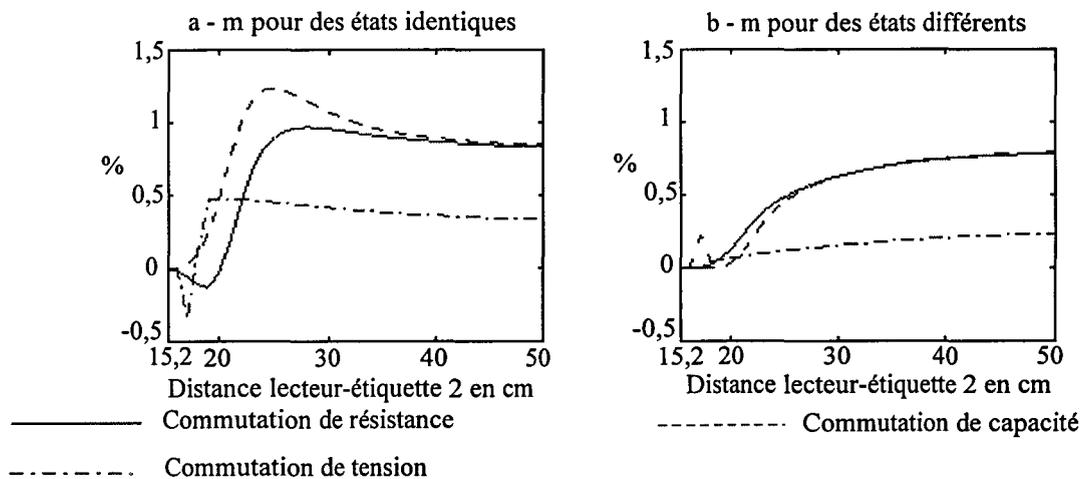
avec : M_i mutuelle entre le lecteur et l'étiquette i
 M_{12} mutuelle entre les deux étiquettes
 Z_i impédance propre de l'étiquette i
 Z_L impédance propre du lecteur
 ω pulsation de travail.

Cette expression traduit le fait que l'influence des étiquettes sur l'impédance vue par le lecteur est pondérée par les mutuelles intervenant dans le dispositif. Autrement dit, lorsque deux transpondeurs émettent deux états opposés, la variation de courant induite dans l'antenne lecteur dépend de leurs positions. C'est ce qu'illustre la *figure 4-9-b*. Lorsque les étiquettes sont très proches l'indice de modulation est nul ou très faible. Le lecteur est incapable d'interpréter le message émis. On retrouve facilement ce résultat en considérant que M_1 et M_2 sont égales et en écrivant Z_L^* quand l'étiquette 1 émet un état bas et l'étiquette 2 un état haut

puis dans la situation inverse. L'expression étant symétrique, on se rend compte que l'impédance vue par le lecteur reste la même.

En revanche, lorsque les étiquettes sont plus éloignées l'une de l'autre et que l'on regarde d'un peu plus près les variations de courant dans l'antenne du lecteur, on s'aperçoit qu'elles correspondent toujours au message envoyé par l'étiquette la plus proche du lecteur. Si on augmente le nombre d'étiquettes présentes dans le champ du lecteur, le signal démodulé dépend de leurs positions et du nombre d'entre elles qui émettent un état haut suivi d'un état bas et inversement.

D'une manière générale, ces résultats ne dépendent pas de la façon dont on réalise la modulation de charge. Seul l'indice de modulation change. Dans les cas des commutations de résistance et de capacité, les valeurs de m sont pratiquement identiques. En revanche, pour une commutation de tension, l'indice de modulation est plus faible. Pour une distance lecteur-étiquette 2 de 35 cm, m vaut 0,7 % dans le cas d'une commutation de résistance ou de capacité contre 0,18 % pour une commutation de tension. Dans tous les cas, sauf quand les étiquettes sont très proches (écart inférieur à 5 cm), le lecteur est capable de démoduler le message reçu.



Paramètres lecteur:

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_e = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

50x50 cm², 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Paramètres étiquettes :

$$L_i = 1 \mu\text{H}$$

$$C_i = 137,7 \text{ pF}$$

Commutation de résistance : $R_{\text{cieq}} = 2,1 \text{ k}\Omega$ et $R_{\text{if}} = 3,4 \text{ k}\Omega$

Commutation de capacité : $R_{\text{cieq}} = 2,1 \text{ k}\Omega$ et $C_{\text{if}} = 4,8 \text{ pF}$

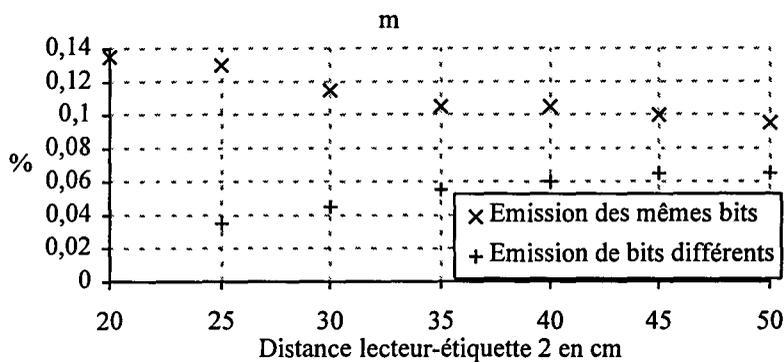
Commutation de tension : $V_{\text{ci}} = 2,8 \text{ V rms}$ et $\Delta V_a = 3,3 \text{ V rms}$

Résonance parallèle

7,2x4,3 cm², 3 spires

Figure 4 - 9 : Evolution des indices de modulation lorsque les deux étiquettes émettent de manière synchrone leurs informations.

2.2.2 Validations expérimentales



Paramètres lecteur :

$$L_L = 2,15 \mu\text{H}$$

$$C_L = 64 \text{ pF}$$

$$R_L = 4,7 \Omega$$

$$R_e = 5,8 \Omega$$

$$V_e = 8,4 \text{ V rms}$$

Résonance série

50x50 cm², 1 spire

Étiquettes parallèles et centrées sur le lecteur, Étiquette 1 fixe à 15 cm

Figure 4 - 10 : Mesures de l'indice de modulation du courant circulant dans le lecteur pour deux étiquettes émettant leurs données de manière synchrone

Paramètres étiquettes :

$$L_1 = 1,04 \mu\text{H} \text{ et } L_2 = 0,98 \mu\text{H}$$

$$C_1 = 132,2 \text{ pF} \text{ et } C_2 = 140,6 \text{ pF}$$

$$V_{ci} = 2,7 \text{ V rms}$$

$$\Delta V_a = 1,4 \text{ V rms}$$

Résonance parallèle

7,2x4,3 cm², 3 spires

Pour réaliser les validations expérimentales de la situation où les deux étiquettes émettent un message de manière synchrone, on a utilisé le même dispositif et les mêmes étiquettes que dans la situation où une seule émet. On se place donc dans le cas où la modulation LSK est réalisée par commutation de tension. Pour provoquer l'émission simultanée de bits identiques, on a fourni aux étiquettes un même signal d'horloge. Dans le cas où les bits sont différents, pour une des étiquettes ce signal a été inversé. La *figure 4-10* donne l'évolution des indices de modulation mesurés. On peut ainsi voir que l'allure des courbes correspond tout

à fait aux résultats de simulation. On observe une légère décroissance de m quand les étiquettes émettent le même message et au contraire une légère augmentation dans le cas contraire. Ces deux phénomènes sont liés à l'éloignement de l'étiquette 2 qui se traduit par une diminution de son influence sur le signal émis par l'étiquette 1. Les mesures effectuées dans le cas où les données émises sont différentes montrent qu'il n'est pas possible pour le lecteur de démoduler le signal résultant tant que les étiquettes sont séparées de moins de 15 cm. En revanche, si on utilise l'antenne lecteur 2 spires, cet écart est réduit à environ 6 cm. En effet, pour l'antenne 1 spire l'indice de modulation pour une distance lecteur-étiquette 2 de 30 cm est de 0,045 % contre 0,1 % pour l'antenne lecteur 2 spires. Lorsque les deux étiquettes sont suffisamment espacées, on a vérifié que l'enveloppe du signal réfléchi correspond bien à celle du message émis par l'étiquette la plus proche du lecteur.

3. Conséquences sur le dispositif étudié

3.1 Comparaison des modulations de charge

3.1.1 Coefficients de qualité au repos

Le *tableau 4-2* reprend les conclusions concernant le choix de la valeur du coefficient de qualité équivalent lorsque les étiquettes sont silencieuses en fonction de la manière de réaliser la modulation de charge. On a vu que pour des transmissions dans le sens lecteur vers étiquettes il n'y avait pas de grosses difficultés de démodulation. Les étiquettes sont, dans le volume d'intérêt, capables de démoduler l'information envoyée par le lecteur et ceci quelle que soit la valeur du coefficient de qualité. C'est pourquoi cette situation n'apparaît pas dans le tableau. Ce dernier montre que l'on aboutit à des résultats contradictoires, mais en regardant de plus près on peut lever certaines de ces contradictions.

Pour une transmission dans le sens étiquettes vers lecteur, les étiquettes silencieuses reçoivent l'information émise par leurs consœurs. Ceci est toujours vrai quel que soit le choix de la technique de modulation. Le choix du coefficient de qualité au repos permet seulement d'amplifier ou d'atténuer ce phénomène, d'augmenter ou de réduire la distance entre les deux étiquettes pendant laquelle il est perceptible. La solution à ce problème est donc indépendante du choix du coefficient de repos. Une manière simple de le résoudre consiste à ajouter au signal émis un code ou un numéro qui permette aux étiquettes de savoir que le message est destiné au lecteur et qu'elles ne doivent pas en tenir compte.

En conséquence, les critères importants qui permettent de déterminer la valeur du coefficient de qualité au repos sont la portée en alimentation et l'indice de modulation du courant circulant dans l'antenne lecteur pour des transmissions dans le sens étiquettes vers lecteur. Dans ces deux situations les résultats de simulation convergent pour les commutations de capacité et de tension. Dans le premier cas, il est préférable de choisir Q fort et dans le second Q faible. En revanche, pour une commutation de résistance les simulations conseillent d'utiliser un coefficient de qualité de repos faible pour favoriser les transmissions dans le sens étiquettes vers lecteur et fort, au contraire, si on veut privilégier l'alimentation. On aboutit donc à des conclusions contradictoires. Cependant, il est inutile d'avoir des étiquettes alimentées si le lecteur est incapable de comprendre le message qu'elles envoient. L'utilisation d'un Q faible semble donc être un choix judicieux quitte à réduire la portée en alimentation à 45 cm.

	Critère	Commutation de résistance	Commutation de capacité	Commutation de tension
Alimentation	Portée	Fort	Fort	Faible
Transmissions étiquettes vers lecteur	m sur I_L	Faible	Fort	Indifférent
	m pour les étiquettes silencieuses	Fort	Faible	Indifférent

Tableau 4 - 2 : Valeurs du coefficient de qualité équivalent au repos.

3.1.2 Conséquences pour le protocole d'anti-collision

Dans le cas de transmissions étiquettes vers lecteur, on a pu observer que les commutations de résistance, capacité et tension ont des comportements très différents. Mais globalement lorsque les étiquettes émettent de manière synchrone des informations, le message résultant de la collision entre ces signaux présente des caractéristiques communes. Il correspond, quelle que soit la manière de moduler, à celui émis par l'étiquette la plus proche du lecteur si l'écart entre les étiquettes est suffisamment important (supérieur à quelques centimètres). Dans ce cas, il n'y a pas de problèmes d'interprétation pour le lecteur : il sera en mesure d'identifier cette étiquette. Il pourra, une fois la transaction achevée, lui envoyer un signal d'inhibition et identifier les autres étiquettes présentes.

A l'opposé, lorsque les étiquettes sont trop proches les unes des autres, il risque de se poser des problèmes d'identification. Les informations envoyées sont composées de suites d'états hauts et d'états bas. Les différents messages des étiquettes se combinent ensemble. Deux situations se produisent : soit les états sont identiques, soit ils sont antagonistes. Durant une transmission, le lecteur est donc capable de démoduler correctement certains états alors que, pour les autres, il en est incapable ou il les inverse. Cela va se traduire par une erreur (violation, erreur de parité etc.) qui va lui indiquer que la transmission est erronée. C'est dans ce cas que l'algorithme d'anti-collision entre en jeu. En interdisant à certaines étiquettes d'émettre, il va diminuer le nombre de collisions jusqu'à ce que le lecteur juge une transmission valide.

3.2 Influence d'un autre lecteur

Jusqu'à présent toutes les mesures et simulations ont été faites dans un environnement plutôt propice puisque l'on n'a jamais pris en considération l'existence d'un bruit autour de la fréquence de travail de 13,56 MHz. Ce bruit peut être lié à la présence, à proximité, de dispositifs utilisant cette même fréquence de fonctionnement. Une manière simple de voir quel incidence il peut avoir sur le système conçu est de placer au voisinage de celui-ci une seconde antenne, qualifiée de parasite, rayonnant un champ magnétique à 13,56 MHz. C'est la situation représentée sur la *figure 4-11*. On a donc, dans un premier temps, choisi comme antenne parasite l'antenne lecteur comportant 2 spires. On injecte dans cette antenne la même puissance que pour l'antenne 1 spire qui sert d'antenne de mesures. De plus, le "champ parasite" est modulé en amplitude avec un indice de 10 % par un signal d'horloge à 106 kHz délivré par un générateur de signaux. Les deux antennes sont coplanaires. Leurs centres sont séparés d'une distance de 1,50 m ou de 2,50 m. Une étiquette est placée parallèlement à l'antenne de mesures. Elle comporte un régulateur de tension et pour moduler elle court-circuite une tension de 2 V placée en série. Le signal simulant une série de données à émettre est fourni par un second générateur de signaux.



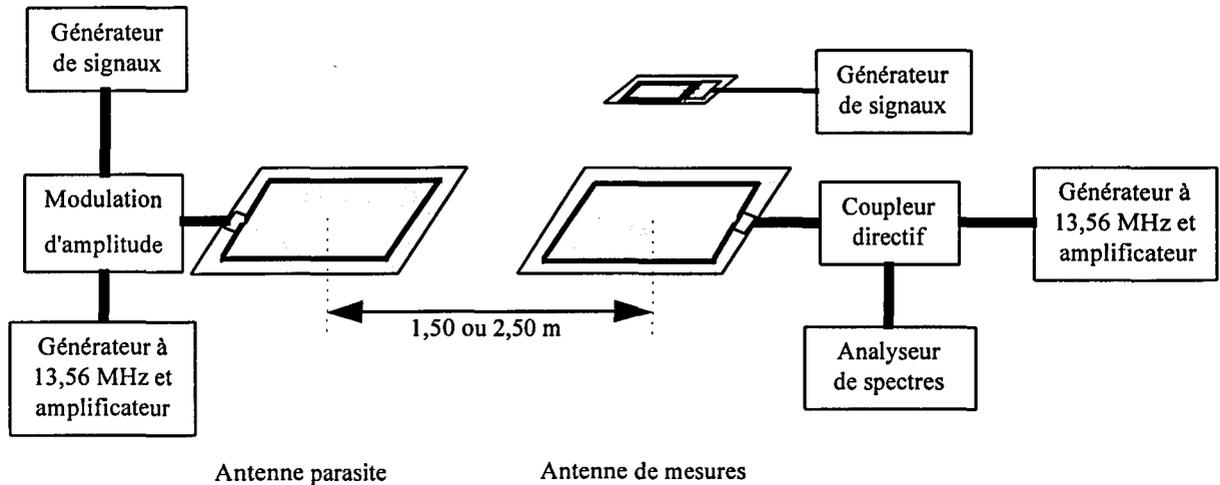


Figure 4 - 11 : Dispositif de mesures

La figure 4-12-a montre le résultat des mesures d'indice de modulation effectuées sur le signal réfléchi issu de l'antenne lecteur pour une transmission dans le sens étiquette vers lecteur. Sur ces courbes, on observe que, lorsque l'antenne parasite est placée à 1,50 m, l'indice de modulation est indépendant de la position de l'étiquette. Le message reçu par le lecteur est donc noyé dans celui envoyé par l'antenne parasite. Si celle-ci est reculée à 2,50 m, cette fois l'indice de modulation suit l'évolution qu'il a dans le cas où l'antenne parasite est éteinte jusqu'à une distance lecteur-étiquette d'environ 20 cm.

Sur la figure 4-12-b, on a repris les mêmes mesures mais en intervertissant les antennes. Le rôle du lecteur est tenu par l'antenne 2 spires et celui de l'antenne parasite par l'antenne 1 spire. On remarque que l'allure des courbes est la même. Cependant, lorsque l'antenne parasite est à 2,50 m l'indice de modulation dû à l'étiquette est visible jusqu'à environ 25 cm. Ceci s'explique par le fait qu'en augmentant la mutuelle entre le lecteur et l'étiquette, on accroît les indices de modulation et donc l'influence du bruit se fait sentir plus tardivement. Ces mesures sont donc plus favorables à l'antenne 2 spires.

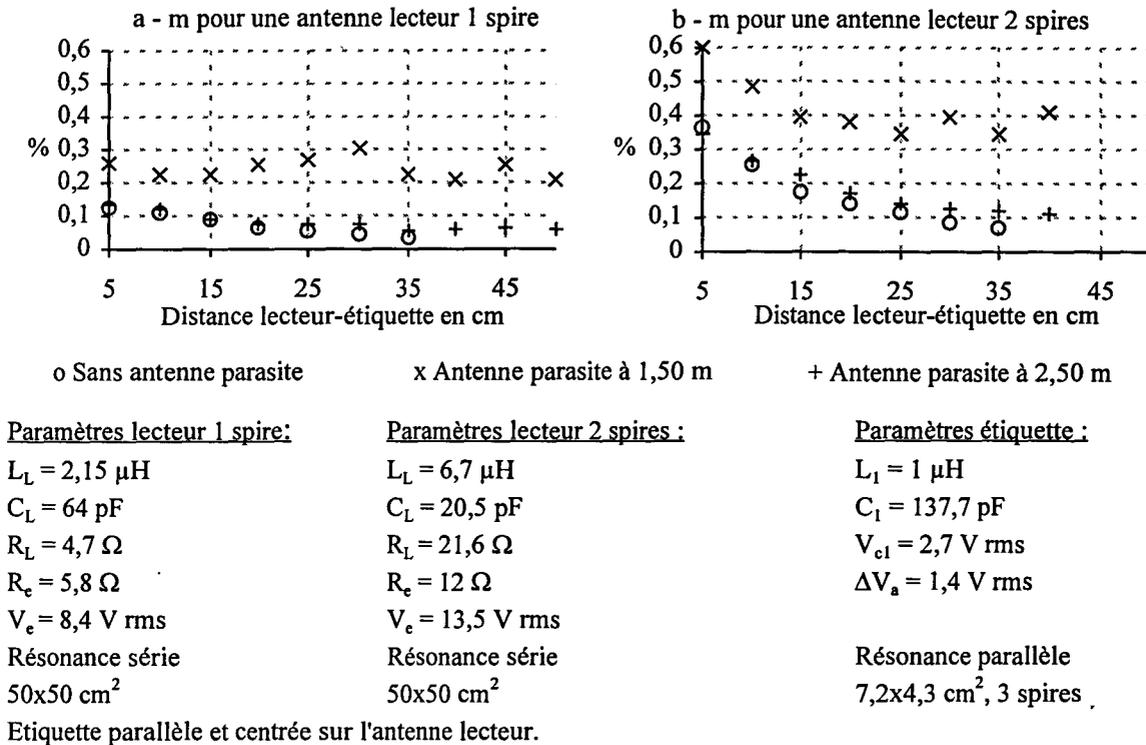


Figure 4 - 12 : Mesures des indices de modulation lorsqu'une antenne parasite est placée à proximité.

4. Bilan

L'étude des transmissions dans un environnement multi-étiquettes a montré que les solutions envisagées pour moduler la charge ont des comportements différents lorsqu'une seule étiquette émet et qu'une autre silencieuse se trouve à proximité. Dans ce cas, la modulation LSK par commutation de capacité semble jouer un rôle de relais de l'information transmise et favorise la réception du message. A l'opposé, on observe plutôt un phénomène d'écran lorsque c'est une commutation de résistance qui est utilisée. La commutation de tension, quant à elle, ne favorise pas particulièrement la transmission d'information, pas plus qu'elle ne la gêne. Ce comportement est essentiellement dû à la présence du régulateur. En ne prenant que l'énergie nécessaire au fonctionnement de la puce, ce dernier réduit l'influence des autres étiquettes. Cette étude a également montré que les étiquettes sont tout à fait capables de démoduler des messages envoyés par d'autres. C'est un résultat dont il faut tenir compte dans l'établissement du protocole qui régit les transmissions. D'autre part, il peut exister des situations, notamment lorsque les étiquettes sont très proches les unes des autres, où le lecteur ne se rend pas compte qu'on lui transmet des données. Mais cette situation correspond aussi à la zone où les étiquettes ne reçoivent pas suffisamment d'énergie pour être alimentées et donc, dans la pratique, elles seront incapables d'interpréter le signal d'interrogation du lecteur et d'y répondre.

D'une manière générale, l'ensemble des travaux présentés dans cette thèse permet de préciser certaines des caractéristiques techniques que doit avoir un dispositif d'identification radiofréquence grande portée et bas coût. Le système retenu comporte une antenne lecteur ayant 2 spires en cuivre, de dimension moyenne $50 \times 50 \text{ cm}^2$, résonnant à 13,56 MHz avec un coefficient de qualité d'environ 20. La géométrie des étiquettes est celle définie par la norme

ISO 7816 ID1. Elles comportent 3 spires imprimées en cuivre et résonnent également à 13,56 MHz. Leur coefficient de qualité est variable car déterminé par la consommation en courant d'un régulateur de tension placé après le circuit de redressement de la tension alternative récupérée par l'antenne. Pour réaliser la modulation dans le sens étiquettes vers lecteur, on choisit une modulation de charge réalisée par commutation d'une tension continue de 2 V placée en série avec le régulateur. Cette modulation est vue par le lecteur comme une modulation d'amplitude. Son démodulateur doit être capable de détecter des variations de courant correspondant à des indices de 0,5 %. Dans ces conditions et en émettant le maximum de champ autorisé on peut atteindre une portée, alimentation et transmission confondues, de 35 à 40 cm. Cependant, il reste des situations où les étiquettes étant trop proches les unes des autres elles ne sont pas alimentées.

CONCLUSION

L'étude d'un dispositif d'identification radiofréquence grande portée et bas coût a permis d'améliorer notre connaissance de phénomènes physiques liés au couplage inductif dans un environnement multi-secondaire. Ce travail a pu être mené grâce à la réalisation d'un logiciel modélisant le système d'identification en prenant en compte à la fois les aspects électromagnétiques et électroniques. Cette modélisation a fait l'objet d'une validation expérimentale. En particulier, les simulations réalisées ont mis en évidence que des étiquettes espacées de quelques centimètres seulement voient leur fréquence de résonance déplacée et que cela a non seulement des conséquences importantes sur leur alimentation mais aussi sur les transmissions en provoquant une mauvaise interprétation des messages. A l'opposé lorsqu'elles sont suffisamment éloignées les unes des autres, on observe plutôt, pour l'alimentation, des phénomènes de relais d'énergie. Du point de vue des transmissions, l'utilisation des propriétés du couplage inductif, dans le sens étiquettes vers lecteur, permet de réaliser une modulation de charge. Mais l'emploi d'un régulateur de tension pour remédier aux problèmes de forte dynamique de l'énergie reçue s'est avéré incompatible avec les solutions habituellement mises en œuvre. La technique originale qui a donc été étudiée consiste à commuter une tension en série avec ce régulateur. L'influence de ce dernier ne se limite pas seulement à cet aspect. Elle se traduit également dans le fait qu'en adaptant les coefficients de qualité des étiquettes à leur position, il réduit, par ailleurs, l'influence que leur environnement exerce sur elles. On a ainsi pu montrer qu'il est possible d'alimenter et de transmettre des informations entre des étiquettes électroniques et un lecteur en utilisant des ondes radiofréquences, dans un volume d'environ $50 \times 50 \times 50 \text{ cm}^3$.

Cependant avant de disposer d'un système d'identification grande portée complet il reste beaucoup de travail à réaliser. Premièrement, il y a l'existence de ces zones où les étiquettes ne sont pas alimentées. A priori augmenter la puissance d'émission du lecteur ne constitue pas une solution adéquate car nécessitant l'émission d'un champ magnétique très fort. Il faut donc envisager d'autres possibilités. L'une d'elles peut consister à modifier la géométrie de l'antenne lecteur afin d'améliorer le couplage entre celle-ci et les étiquettes. D'autre part au niveau des transmissions, le protocole d'anti-collision doit être implémenté et son comportement dans des situations dynamiques reste encore à étudier. En effet, dans ce travail, on a cherché à comprendre comment se combinent les bits émis par les étiquettes en supposant qu'elles restent fixes pendant leur émission. Mais sur toute la durée d'une transaction elles peuvent avoir un mouvement quelconque. Autrement dit, une étiquette peut entrer ou sortir du champ pendant un processus d'identification. Ces situations doivent être gérées et il reste à vérifier qu'elles ne sont pas bloquantes pour l'algorithme de gestion des collisions. Enfin pour

certaines des applications visées comme le paiement automatique dans les supermarchés, le volume de fonctionnement doit être augmenté. Pour cela, on peut utiliser deux des antennes lecteur que l'on a définies et les placer l'une en face de l'autre, ou encore réaliser une sorte de tunnel... Dans tous ces cas, il faut comprendre comment les différents champs magnétiques ainsi créés se combinent. On peut aussi préférer utiliser des champs tournants et dans cette situation, il reste à savoir comment, en pratique, on va les réaliser. Des objets métalliques qui feraient écran au champ peuvent également être présents et donc poser un problème qu'il faudra résoudre. Comme on peut le voir, il reste encore beaucoup de questions en suspend...

Annexe A : PRESENTATION DE L'OUTIL DE SIMULATION

1. Généralités

1.1 Présentation

Le programme réalisé a été partagé en deux parties. La première a été conçue pour étudier les phénomènes électromagnétiques mis en jeu lorsque n étiquettes radiofréquences sont présentes dans le champ magnétique émis par un lecteur. Cette partie permet d'obtenir le coefficient de couplage entre deux antennes, l'évolution du champ magnétique résultant et les valeurs des courants et tensions circulant dans les antennes dans le but d'étudier le transfert de puissance entre le lecteur et les étiquettes. Dans toute cette partie dédiée plutôt à l'étude de la téléalimentation, les étiquettes sont statiques et n'assurent aucune fonction de communication. La seconde partie du programme, quant à elle, concerne l'aspect télétransmission. Elle permet de simuler les communications qui peuvent avoir lieu dans le sens étiquettes vers lecteur ou dans le sens lecteur vers étiquettes. Ces dernières peuvent être animées d'un mouvement rectiligne uniforme et/ou d'un mouvement de rotation sur elles-mêmes.

En plus des étiquettes et du lecteur, un troisième élément est modélisé. Il a été baptisé objet et sert à prendre en compte dans les simulations la présence d'objets métalliques, tels que des bagues, bracelets de montre, colliers etc., qui peuvent être présents dans la zone de fonctionnement. Bien qu'ils n'assurent aucune fonction d'échange d'information ou d'énergie, ils modifient la répartition du champ.

1.2 Hypothèses de calcul

Dans tous les cas, les calculs sont effectués à partir d'hypothèses quasi-statiques, c'est-à-dire que l'on suppose que le courant circulant dans les antennes a une phase constante, et pour des antennes cadre à fil fin. On considère que les n étiquettes possèdent la même géométrie, à savoir les mêmes dimensions et le même nombre de spires, et le même schéma électrique équivalent. En revanche, les éléments de leur circuit électrique peuvent avoir des valeurs différentes. Ceci permet de tenir compte de la dispersion que l'on observe en pratique sur ces valeurs de composants. Les étiquettes sont passives et alimentées par couplage inductif. D'autre part, nous faisons l'hypothèse supplémentaire que nous sommes en champ proche, c'est-à-dire que nous n'observons pas de propagation des ondes.

La partie téléalimentation permet donc de calculer :

- le coefficient de couplage entre deux antennes en fonction de la distance
- la mutuelle entre deux antennes, à une altitude donnée et en fonction de la position d'une antenne par rapport à l'autre
- le champ magnétique résultant de la présence de n étiquettes ou objets, à une altitude donnée
- les lignes de champ résultant de la présence de n étiquettes ou objets, à une altitude donnée
- les courants, tensions et puissances moyennes dans le lecteur et les n étiquettes en fonction de la fréquence ou de la distance entre le lecteur et une étiquette.

La partie télétransmission permet d'obtenir :

- les courants et tensions modulés circulant dans les antennes des étiquettes et du lecteur en fonction du temps
- les données émises et codées en fonction du temps.

2. Détails sur les différentes simulations possibles

2.1 Description de la fenêtre principale

La *figure A-1* montre les différents choix de menus que l'on trouve dans la fenêtre principale lorsque l'on lance le programme :

- **Choix Calcul** : Il permet de choisir le type de calculs que l'on souhaite exécuter et de le lancer une fois que l'utilisateur est d'accord avec ses paramètres.
- **Affichage** pour gérer l'affichage des résultats de simulation, les imprimer et enregistrer les figures dans des fichiers.
- **Paramètres Lecteur** pour déterminer les paramètres électriques et géométriques du lecteur (taille des antennes).
- **Paramètres Etiquettes** pour fixer les paramètres géométriques et électriques des étiquettes ainsi que leur position.
- **Paramètres Calculs** pour déterminer la valeur des paramètres nécessaires aux calculs demandés.
- **Fichiers** : Ce menu permet l'enregistrement de tous ces paramètres entrés par l'utilisateur dans des fichiers de données ainsi que le chargement de ces fichiers.
- **Explication des paramètres** explique le rôle des paramètres dans les calculs.

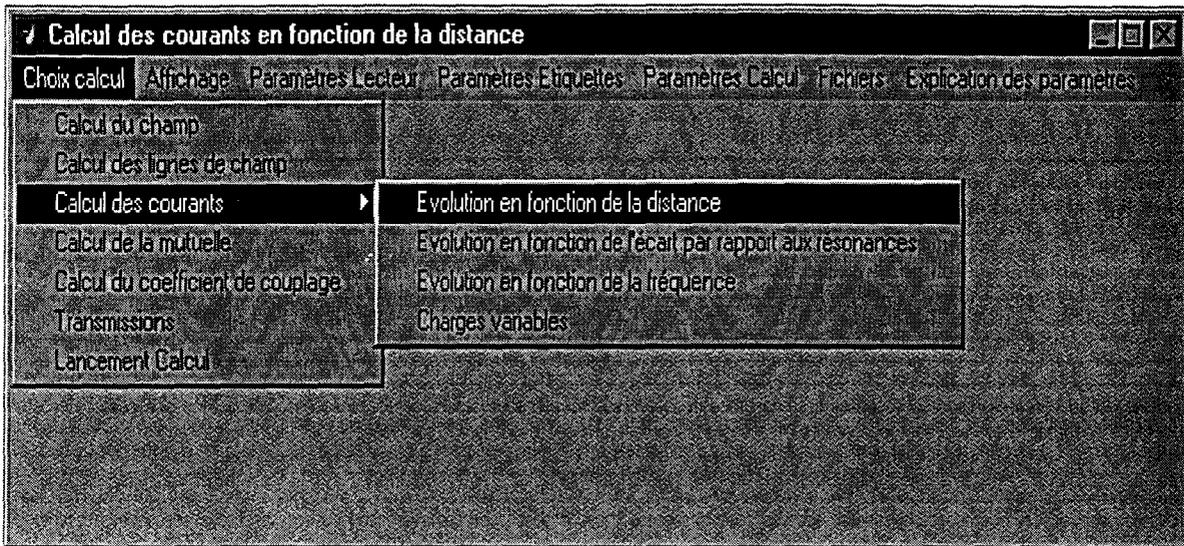


Figure A - 1 : Fenêtre principale

2.2 Description des différentes simulations possibles

Dans le menu *Choix Calcul*, plusieurs sous-menus sont disponibles, chacun correspondant à une simulation différente.

Calcul du champ réalise le calcul du champ magnétique émis par un lecteur en présence de n étiquettes, à une altitude z donnée. Il consiste à utiliser l'expression $\vec{B} = \text{rot} \vec{A}$ pour obtenir le champ magnétique émis par une antenne (lecteur ou étiquette). Le champ résultant est obtenu en effectuant la somme des champs émis par chacune des antennes présentes, le milieu étant considéré comme linéaire. Ce calcul est fait à l'altitude z dans le plan (Oxy) parallèle au lecteur. Les abscisses et ordonnées des points de calcul sont définies par un maillage.

Calcul des lignes de champ correspond au calcul des lignes de champ résultantes de la présence de n étiquettes et d'un lecteur. Cette simulation repose sur la somme des potentiels vecteurs créés par chacune des antennes. Les lignes de champ correspondent alors aux isopotentielle à condition que l'on se place dans un plan de symétrie des antennes, c'est-à-dire que toutes les antennes soient parallèles.

Calcul des courants est divisé en plusieurs sous-menus. Dans tous les cas, sauf pour le calcul de l'écart en fonction de la résonance, il permet d'obtenir les courants circulant dans les antennes ou dans les charges des étiquettes, les tensions aux bornes de ces antennes ou de ces charges, la puissance moyenne injectée dans le lecteur et les puissances moyennes dissipées dans les charges. Le calcul du courant peut s'effectuer en fonction de la distance entre l'étiquette n et le lecteur si on sélectionne le menu *Evolution en fonction de la distance*. *Evolution en fonction de l'écart par rapport aux résonances* calcule les courants et tensions pour une position donnée des antennes et en fonction des écarts entre la fréquence de travail f et la fréquence de résonance du lecteur et des étiquettes. Le sous-menu *Evolution en fonction de la fréquence* permet, quant à lui, le calcul des courants et tensions en fonction de la fréquence de travail. *Charges variables* permet de simuler le comportement d'un régulateur de tension dans les étiquettes. En effet, au lieu de considérer que l'impédance de charge est fixée et la tension à ses bornes variables, on fixe la tension à ses bornes (la même pour toutes les étiquettes) et on traite l'impédance de charge comme une inconnue. On calcule donc sa

variation en fonction de la distance entre le lecteur et l'étiquette n. La simulation tient compte du fait que les étiquettes ne reçoivent pas forcément suffisamment d'énergie pour faire fonctionner le régulateur. Dans ce cas la tension aux bornes des charges est inférieure à la tension fixée par l'utilisateur et l'impédance de charge équivalente prend la valeur 0.

Calcul de la mutuelle met en œuvre les procédures de calcul de mutuelles entre deux antennes, à une altitude donnée.

Calcul du coefficient de couplage réalise le calcul du coefficient de couplage entre deux antennes en fonction de la distance entre les deux.

Transmissions permet de simuler une transmission d'information entre le lecteur et les étiquettes dans n'importe quel sens et de choisir, si nécessaire, quelle(s) étiquette(s) émet(tent).

3. Paramètres

3.1 Paramètres généraux

De nombreux éléments sont paramétrables :

- le nombre d'étiquettes et d'objets
- la dimension des antennes et leur nombre de spires
- les caractéristiques électriques du lecteur, des étiquettes et des objets
- le type de résonance du lecteur et des étiquettes
- la position et l'orientation des étiquettes et des objets
- la fréquence de travail
- l'axe de déplacement des étiquettes.

3.2 Paramètres de transmission

3.2.1 Lecteur

Dans le cas de la simulation des transmissions, à ces paramètres il faut ajouter ceux liés aux codages et aux modulations. La *figure A-2* représente le schéma fonctionnel du lecteur tel qu'il apparaît lorsqu'on lance ce type de calculs. Il est composé d'un bloc de génération de données, de codage permettant de choisir entre un code Manchester et un code NRZ, de reset, appelé Sens de la transmission, pour déterminer s'il joue un rôle d'émetteur ou de récepteur, de génération de sinusoïde simulant un quartz de fréquence paramétrable et de création d'horloge et de sous-porteuse à partir du sinus de référence.

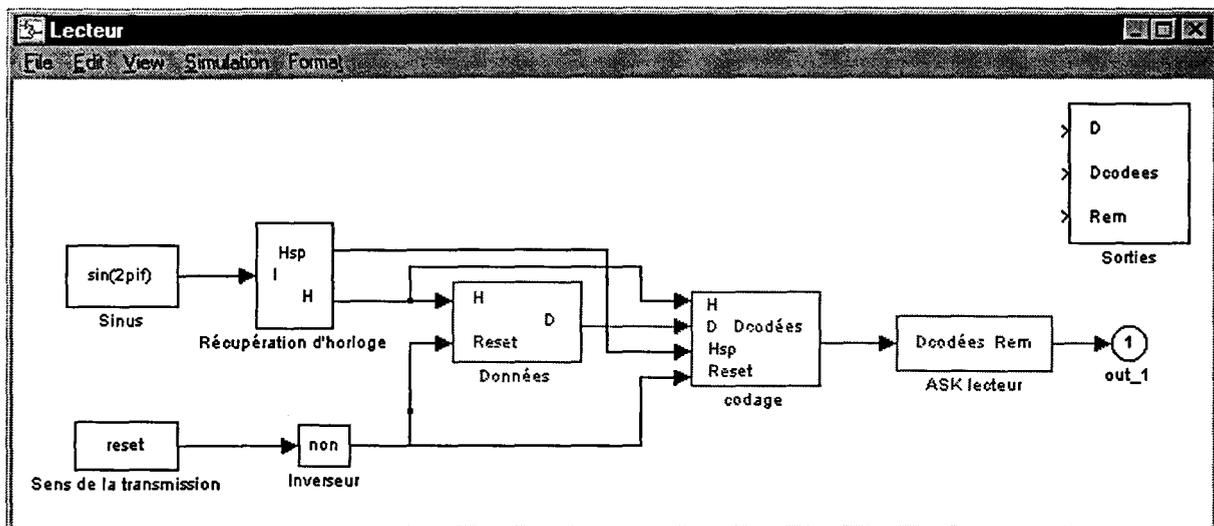


Figure A - 2 : Schéma fonctionnel du lecteur

3.2.2 Etiquettes

Les étiquettes (cf. *figure A-3*) reprennent certains des blocs fonctionnels du lecteur, tels que le codage, la génération de données et la récupération d'horloge. A cela il faut ajouter un bloc de modulation de charge par commutation de résistance, de capacité ou de tension, de reset qui vérifie que l'étiquette est alimentée et contrôle si elle est en émission ou en réception. Si l'étiquette n'est pas suffisamment alimentée, ce bloc inhibe la fonction de génération de données. Le bloc de récupération d'horloge permet, à partir du signal reçu, de générer un signal d'horloge pour les données ou pour la sous-porteuse dont la fréquence est un sous-multiple de la fréquence de la porteuse. Les données émises par les étiquettes sont donc synchrones. Un bloc de déplacement permet de définir la position et le mouvement que décrivent les étiquettes indépendamment les unes des autres. En effet, les étiquettes sont identiques mais peuvent avoir des mouvements différents.

Dans les deux sens de transmission, étiquettes vers lecteur ou lecteur vers étiquettes, interviennent des blocs de codage et de génération de données. Le bloc de codage permet de choisir entre deux types de codage, NRZ ou Manchester, avec ou sans sous-porteuse sur les '0'. Le bloc de génération de données est construit à partir d'un générateur aléatoire de '0' et de '1'. On peut reproduire une même séquence de données en donnant une même valeur d'initialisation au générateur.

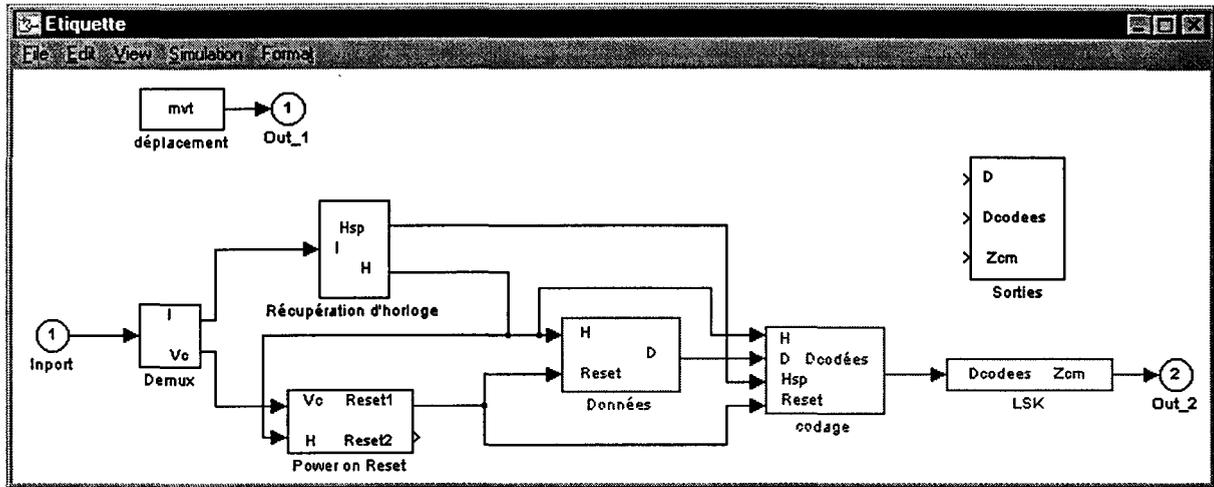


Figure A - 3 : Schéma fonctionnel d'une étiquette

3.2.3 Liaison entre le lecteur et les étiquettes

La liaison entre les étiquettes et le lecteur est réalisée par un bloc baptisé Canal comme le montre la *figure A-4*. Celui-ci est composé de 3 éléments (cf. *figure A-5*) : un bloc de calcul des courants permettant de calculer les courants circulant dans les antennes et utilisant les mêmes fonctions que lors du calcul statique, un bloc de génération de bruit blanc gaussien centré permettant de rajouter le même bruit sur ces courants et donc modélisant un bruit ambiant, et un bloc de calcul des tensions et des courants circulant dans les charges des étiquettes prenant en compte le bruit.

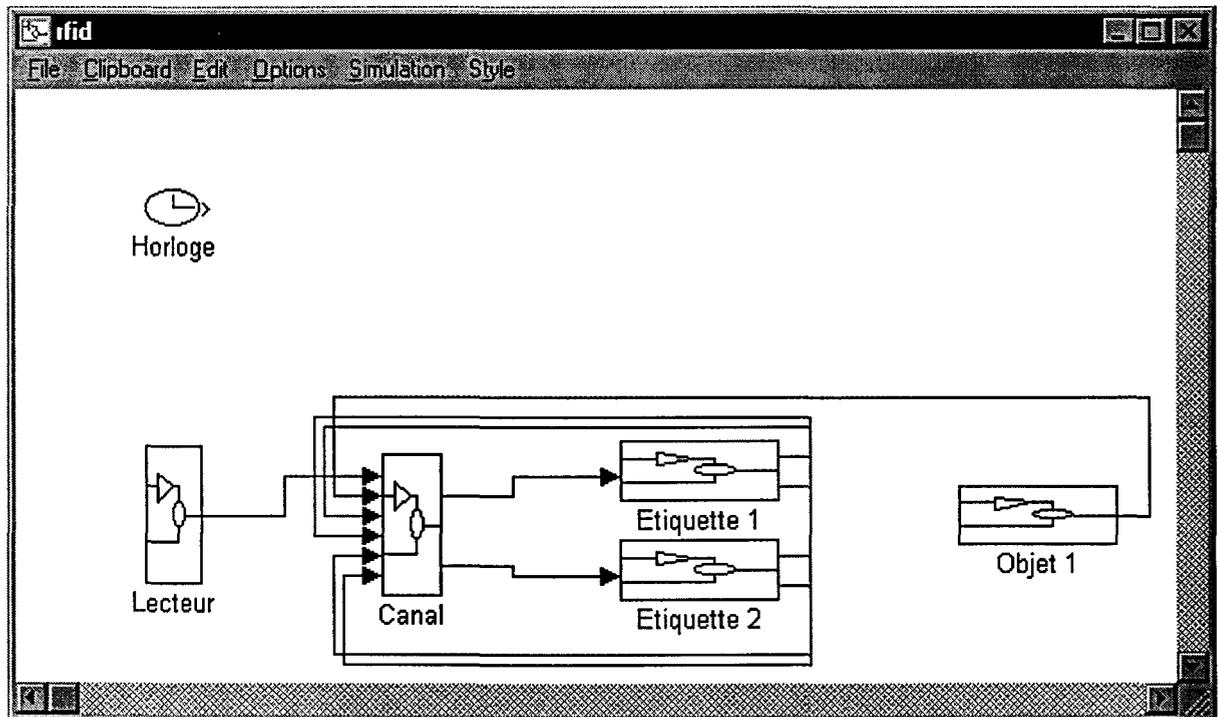


Figure A - 4 : Exemple de schéma d'ensemble obtenu pour l'étude des transmissions dans le cas où il y a deux étiquettes et un objet.

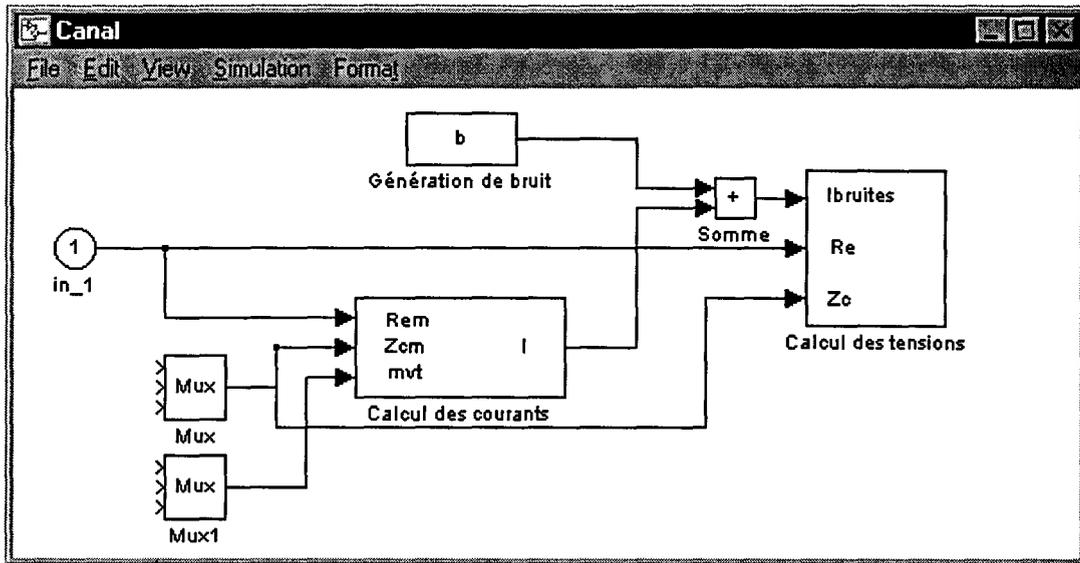


Figure A - 5 : Schéma fonctionnel du "canal"

Annexe B : DESCRIPTION DES EXPERIMENTATIONS

1. Dispositif expérimental

1.1 Lecteur

1.1.1 Caractéristiques des antennes

Deux antennes différentes, représentées sur la *figure B-1*, ont été réalisées. Elles sont composées d'une piste en cuivre adhésif de largeur 0,6 cm et de dimension moyenne 50x50 cm² collée sur une plaque en contreplaqué. La différence entre les deux est due à leur nombre de tours. La capacité d'accord série de l'antenne 1 spire est répartie en trois endroits pour limiter les pertes par capacités parasites et garder la phase du courant constante, alors que celle de l'antenne 2 spires est divisée en 4, 2 aux extrémités et 2 aux 2/3 de l'antenne. Elles ont toutes les deux été accordées à 13,56 MHz et adaptées 50 Ω grâce à un transformateur. Comme la connexion à un câble coaxial de 50 cm les rendait capacitives à la fréquence de travail, une inductance a été rajoutée en parallèle pour compenser cet effet. Tous les réglages ont été effectués à l'aide d'un analyseur de réseaux fonctionnant en émission par exploitation des courbes données par une abaque de Smith. Finalement les antennes ont les caractéristiques suivantes représentées sur la *figure B-2* :

- Fréquence de résonance : 13,56 MHz
- Résistance : 50,4 Ω pour l'antenne 1 spire et 51,1 Ω pour la 2 spires
- Coefficient de qualité : 17 pour les deux
- Inductance : 2,15 μ H pour l'antenne 1 spire et 6,7 μ H pour la 2 spires
- Capacité de résonance série : 64 pF pour l'antenne 1 spire et 20,5 pF pour la 2 spires.

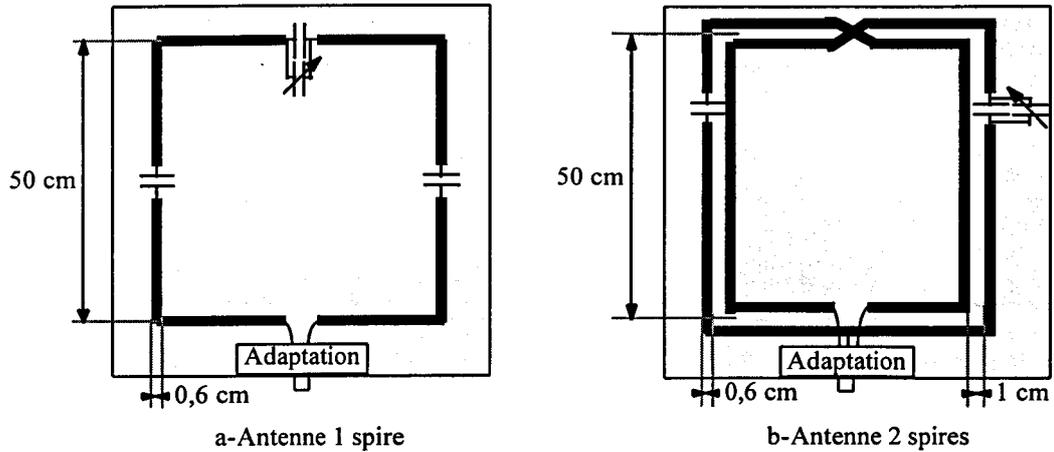
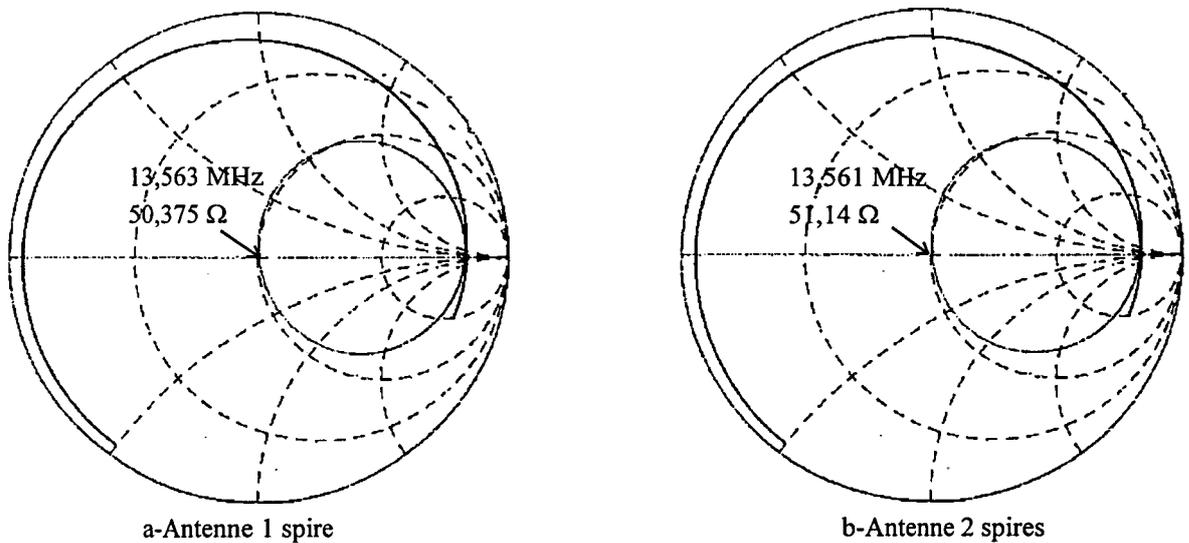


Figure B-1 : Schémas des antennes lecteur



Fréquence de départ : 1 MHz

Fréquence d'arrêt : 20 MHz

Figure B-2 : Abaques de Smith des antennes lecteurs prolongées par un câble coaxial de 50 cm

1.1.2 Montage

La *figure B-3* décrit le montage utilisé pour délivrer à ces antennes l'énergie nécessaire et pour récupérer les informations transmises par les étiquettes. Le générateur fournit un signal sinusoïdal de fréquence 13,56 MHz et de puissance 3 dBm. Il est également capable de générer un signal modulé en amplitude à partir d'un signal d'horloge externe à condition que la fréquence de celui-ci ne dépasse pas 50 kHz. Le filtre placé en sortie du générateur permet d'éliminer d'éventuelles harmoniques du 13,56 MHz. L'atténuateur variable sert à régler la puissance d'émission car l'amplificateur a un gain constant. Au final, la puissance délivrée aux antennes est de 3 W.

Dans le cas d'une transmission dans le sens étiquettes vers lecteur, le signal réfléchi dans l'antenne lecteur est récupéré grâce au coupleur directif qui génère une atténuation de 14,5 dB. Ce signal réfléchi est encore atténué pour se placer dans la zone où le détecteur d'enveloppe a un fonctionnement linéaire, c'est-à-dire pour ramener son amplitude entre 0,1 et 0,2 V rms. Ce détecteur est composé d'un mixeur pratiquement quadratique suivi d'un filtre.

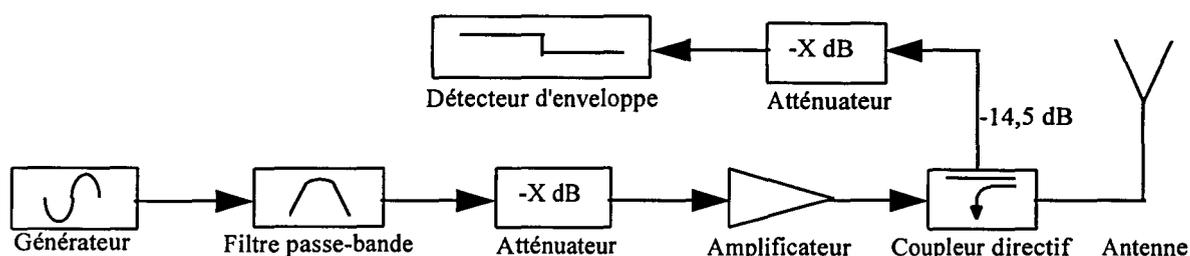


Figure B-3 : Schéma du montage électrique côté lecteur

1.2 Etiquettes

1.2.1 Antennes

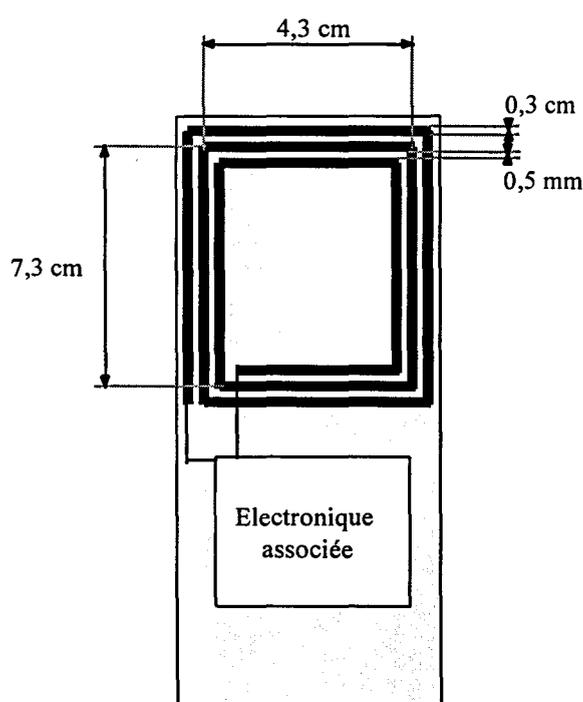


Figure B-4 : Schéma de l'antenne des étiquettes

Les antennes des étiquettes, schématisées sur la *figure B-4*, sont composées de pistes de cuivre imprimées de largeur 0,3 cm. Elles comportent trois spires espacées de 0,5 mm. La mesure de leur inductance a donné une valeur d'environ $1\mu\text{H}$ et de leur résistance de pertes série $0,5\Omega$. Elles sont réglées pour résonner à 13,56 MHz grâce à des capacités placées en parallèle sur l'antenne. Quatre étiquettes ont ainsi été réalisées en composants discrets.

1.2.2 Electronique

Ces étiquettes ont été réparties en deux types différents. L'électronique de deux de ces étiquettes (cf. *figure B-5-a*) a été réduite à un circuit redresseur composé d'une diode et d'une capacité de stockage et à un dispositif de modulation par commutation d'une résistance. Le signal représentant les données codées est fourni par un générateur de

signaux rectangulaires externe, de fréquence et de rapport cyclique variables. Le coefficient de qualité de ces étiquettes a été fixé à 25 au repos. La modulation le fait varier entre 25 et 15.

Le second type d'étiquettes, décrit sur la *figure B-5-b*, est plus complet. Il possède les fonctions suivantes :

- redressement par pont de diodes

- régulateur de tension à 3 V composé d'un circuit de commande et d'un transistor dont la consommation en courant dépend de la commande générée
- modulation par commutation d'une tension de 2 V en série avec le régulateur et à partir, là aussi, d'un signal externe
- démodulation à partir du signal de commande du transistor de régulation.

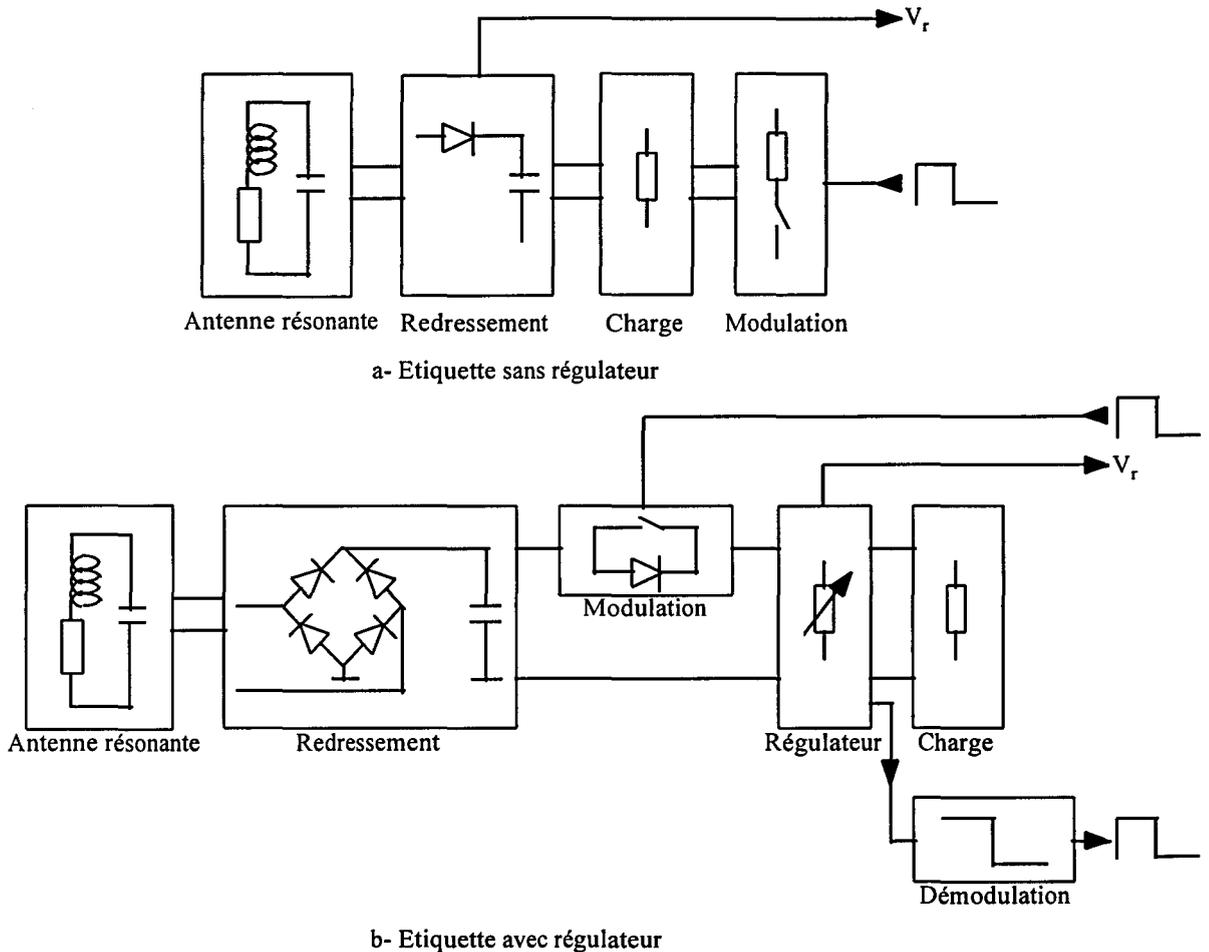


Figure B-5 : Schémas fonctionnels des étiquettes

Le tableau B-1 donne les caractéristiques de ces étiquettes de manière plus précise.

	Étiquettes avec régulateur		Étiquettes sans régulateur	
	Étiquette n° 1	Étiquette n° 2	Étiquette n° 1	Étiquette n° 2
Inductance en μH	1,04	0,98	1,03	1,02
Résistance de pertes en Ω	0,5	0,5	0,5	0,5
Capacité de résonance en pF	132,2	140,6	137,7	139
Coefficient de qualité au repos	variable (Tension de 2 V court-circuitée)		25	25
Modulation	Commutation d'une tension de 2 V		Commutation d'une résistance pour avoir Q=15	

Tableau B-1 : Caractéristiques électriques des étiquettes

2. Principe de la mesure des indices de modulation

2.1 Calcul du spectre d'un signal modulé en amplitude

Pour mesurer les indices de modulation sur le signal réfléchi dans l'antenne lecteur dans le cas d'une transmission dans le sens étiquettes vers lecteur, il suffit de remplacer l'atténuateur et le détecteur d'enveloppe sur la *figure B-3* en sortie du coupleur directif par un analyseur de spectres centré sur 13,56 MHz. Comme signal de données, on utilise une horloge fournie par un générateur de signaux de fréquence 106 kHz.

Le signal réfléchi dans l'antenne lecteur est modulé en amplitude. Il peut donc s'écrire de la manière suivante :

$$s(t) = A_0(1 + md(t))\cos(2\pi f_0 t)$$

où : A_0 désigne l'amplitude de la porteuse
 m l'indice de modulation
 $d(t)$ les données
 f_0 la fréquence de la porteuse, c'est-à-dire 13,56 MHz dans notre cas.

Le signal représentant les données peut être caractérisé mathématiquement par :

$$d(t) = \Pi_{T_1}(t) * P_{T_2}(t)$$

avec : $\Pi_{T_1}(t)$ porte de largeur T_1
 $P_{T_2}(t)$ peigne de dirac de période T_2 correspondant à la période du signal d'horloge
 $*$ produit de convolution.

Ce signal étant carré on a la relation suivante entre T_1 et T_2 : $T_2 = 2T_1$.

La transformée de Fourier du signal réfléchi s'écrit donc :

$$S(f) = \frac{A_0}{2} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] + \frac{mA_0}{4} \left[\frac{\sin(\pi(f - f_0)T_1)}{\pi(f - f_0)T_1} P_{1/T_2}(f - f_0) + \frac{\sin(\pi(f + f_0)T_1)}{\pi(f + f_0)T_1} P_{1/T_2}(f + f_0) \right]$$

avec : $\delta(f)$ dirac à la fréquence f .

2.2 Principe de la mesure

A la fréquence f_0 on obtient un pic d'amplitude :

$$S(f_0) = \frac{A_0}{2} \left(1 + \frac{m}{2}\right) \approx \frac{A_0}{2} \text{ si } m \ll 1$$

A la fréquence $f_0 + 1/T_2$ on obtient un second pic d'amplitude :

$$S(f_0 + \frac{1}{T_2}) = \frac{mA_0}{2\pi}$$

Le rapport entre ces deux grandeurs donne :

$$\frac{S(f_0 + \frac{1}{T_2})}{S(f_0)} = \frac{m}{\pi}$$

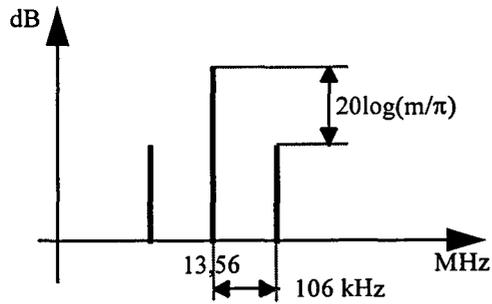


Figure B-6 : Mesure de l'indice de modulation

Pour connaître l'indice de modulation comme l'illustre la *figure B-6*, il suffit donc de mesurer la différence d'amplitude en dB entre les deux pics à 13,56 MHz et 13,56 MHz + 106 kHz sur le spectre du signal.

Annexe C : CALCULS THEORIQUES

1. Indice de modulation dans le cas d'une commutation de tension

1.1 Hypothèses de calcul

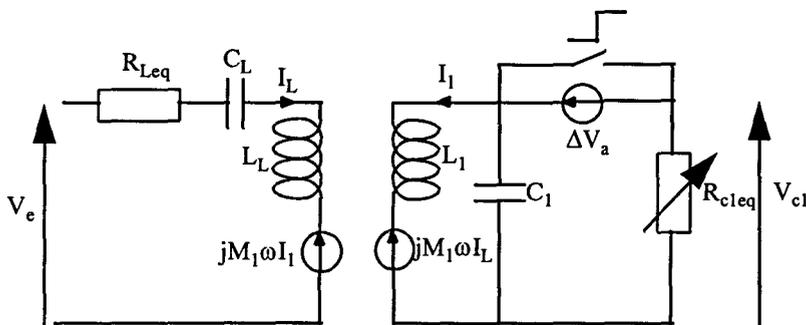


Figure C - 1 : Principe de la commutation de tension

Pour calculer l'indice de modulation dû à l'émission de données par commutation de tension, on se place dans la situation représentée sur la *figure C-1*. Une seule étiquette est présente dans le champ du lecteur. L'antenne de ce dernier résonne en série et celle de l'étiquette en parallèle. De plus, on suppose qu'elles sont parfaitement accordées. La pulsation de travail ω correspond à la fréquence d'accord, l'impédance du lecteur vaut donc R_{Leq} . Les résistances de pertes des antennes sont prises en compte dans les résistances R_{Leq} pour le lecteur et R_{cleq} pour l'étiquette. R_{Leq} représente également la résistance de sortie du générateur délivrant V_e . Le régulateur est symbolisé par une résistance variable R_{cleq} s'adaptant à la distance lecteur-étiquette afin que la tension à ses bornes V_{c1} reste constante. ΔV_a est la tension que l'on va court-circuiter au rythme des données à transmettre. Elle correspond, par exemple, à la tension de seuil d'une diode. On fait l'hypothèse que la résistance de cet élément à l'état passant est négligeable devant R_{cleq} . En pratique, cette dernière est supérieure à quelques centaines d'ohms alors que la résistance à l'état passant d'une diode est de l'ordre de quelques ohms.

1.2 Développement du calcul

Lorsque l'interrupteur est fermé, ΔV_a est court-circuité. On a donc aux bornes de l'antenne de l'étiquette la tension V_{c1} . Le courant circulant dans cette antenne s'écrit :

$$I_1 = -V_{c1} \left(jC_1\omega + \frac{1}{R_{cleq}} \right).$$

On peut en déduire le courant circulant dans l'antenne lecteur :

$$I_L = \frac{V_e - jM_1\omega I_1}{R_{Leq}} = \frac{V_e - M_1\omega^2 C_1 V_{c1} + j \frac{M_1\omega}{R_{cleq}} V_{c1}}{R_{Leq}}$$

Lorsque l'interrupteur est ouvert, aux bornes de l'antenne on a la tension $V_{c1} + \Delta V_a$. La résistance variable prend alors une seconde valeur baptisée R'_{cleq} . Le courant devient :

$$I'_1 = -(V_{c1} + \Delta V_a) \left(jC_1\omega + \frac{1}{R'_{cleq}} \right).$$

De la même manière le courant circulant dans l'antenne lecteur s'écrit :

$$I'_L = \frac{V_e - jM_1\omega I'_1}{R_{Leq}} = \frac{V_e - M_1\omega^2 C_1 (V_{c1} + \Delta V_a) + j \frac{M_1\omega}{R'_{cleq}} (V_{c1} + \Delta V_a)}{R_{Leq}}.$$

Or, si on regarde les ordres de grandeur des éléments, on s'aperçoit que $\frac{M_1\omega V_{c1}}{R_{cleq}} \ll V_e - M_1\omega^2 C_1 V_{c1}$ et que $\frac{M_1\omega (V_{c1} + \Delta V_a)}{R'_{cleq}} \ll V_e - M_1\omega^2 C_1 (V_{c1} + \Delta V_a)$. En

effet, M_1 ne dépasse pas quelques nanohenrys, ω est de l'ordre de 10^8 puisqu'on a choisi de travailler à 13,56 MHz, V_{c1} aussi bien que $V_{c1} + \Delta V_a$ vaut quelques volts et R_{cleq} est généralement supérieur à une centaine d'ohms (idem pour R'_{cleq}). Quel que soit le cas, les termes de gauche sont donc inférieurs à 0,01 alors que l'ordre de grandeur des termes de droite est plutôt de quelques unités, V_e valant quelques volts et C_1 étant plutôt proche de la centaine de picofarrads.

L'indice de modulation peut donc être approximé par la formule :

$$\begin{aligned} m &= \frac{|I_L| - |I'_L|}{|I_L| + |I'_L|} \\ &\approx \frac{M_1\omega^2 C_1 \Delta V_a}{2V_e - M_1\omega^2 C_1 (2V_{c1} + \Delta V_a)} \\ &\approx \frac{M_1\omega^2 C_1 \Delta V_a}{2V_e} \end{aligned}$$

2. Impédance du lecteur en présence de deux étiquettes

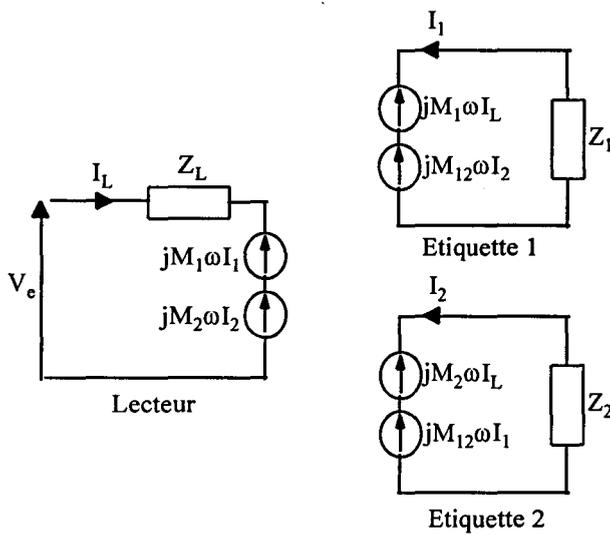


Figure C - 2 : Modélisation d'un lecteur en présence de deux étiquettes

On se place dans la situation représentée sur la *figure C-2* où deux étiquettes sont présentes dans le champ du lecteur. L'objectif est d'établir l'expression de l'impédance du lecteur dans ce cas. Pour cela, il faut connaître I_L , courant circulant dans le lecteur.

Soit : M_1 la mutuelle entre le lecteur et l'étiquette 1
 M_2 la mutuelle entre le lecteur et l'étiquette 2
 M_{12} la mutuelle entre les deux étiquettes
 Z_1 l'impédance de l'étiquette 1 seule
 Z_2 l'impédance de l'étiquette 2 seule
 Z_L l'impédance du lecteur seul.

En appliquant sur le lecteur et chacune des étiquettes la loi des nœuds, on obtient le système linéaire suivant dans lequel les courants sont les inconnues :

$$\begin{cases} Z_L I_L + jM_1 \omega I_1 + jM_2 \omega I_2 = V_e \\ jM_1 \omega I_L + Z_1 I_1 + jM_{12} \omega I_2 = 0 \\ jM_2 \omega I_L + jM_{12} \omega I_1 + Z_2 I_2 = 0 \end{cases}$$

D'après la méthode de Cramer, on en déduit I_L :

$$I_L = \frac{\begin{vmatrix} V_e & jM_1 \omega & jM_2 \omega \\ 0 & Z_1 & jM_{12} \omega \\ 0 & jM_{12} \omega & Z_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} Z_L & jM_1 \omega & jM_2 \omega \\ jM_1 \omega & Z_1 & jM_{12} \omega \\ jM_2 \omega & jM_{12} \omega & Z_2 \end{vmatrix}}$$

$$= \frac{3V_e (Z_1 Z_2 + M_{12}^2 \omega^2)}{3(Z_L Z_1 Z_2 + Z_L M_{12}^2 \omega^2 + Z_1 M_2^2 \omega^2 + Z_2 M_1^2 \omega^2 - 2j\omega^3 M_1 M_2 M_{12})}$$

De cette expression, on peut déduire l'impédance du lecteur :

$$Z_L^* = \frac{V_e}{I_L} = \frac{Z_L Z_1 Z_2 + Z_L M_{12}^2 \omega^2 + Z_1 M_2^2 \omega^2 + Z_2 M_1^2 \omega^2 - 2j\omega^3 M_1 M_2 M_{12}}{Z_1 Z_2 + M_{12}^2 \omega^2}$$

$$= Z_L + \omega^2 \frac{Z_1 M_2^2 + Z_2 M_1^2 - 2j\omega M_1 M_2 M_{12}}{Z_1 Z_2 + M_{12}^2 \omega^2}$$

Remarque : Si l'étiquette 2 est très éloignée de l'étiquette 1 et du lecteur, $M_2 \ll M_1$ et $M_{12} \approx 0$. Comme les impédances des étiquettes sont du même ordre de grandeur, on a :

$$Z_L^* \approx Z_L + \frac{M_1^2 \omega^2}{Z_1}.$$

On retrouve bien l'expression de l'impédance du lecteur dans le cas où il y a une seule étiquette.

BIBLIOGRAPHIE

[**BARRETT 82**] BARRETT R. "*Randomized tag portal communication system.*", Brevet US 4 471 345, Priorité : 5 mars 1982.

[**BARREYRES 96**] BARREYRES B., FAUGERAS I., "*Calcul de mutuelles entre deux antennes cadres pour des positions quelconques*", rapport de stage, 7 novembre 1996.

[**BROOKS 87**] BROOKS R., MURDOCH G. "*Communication device and method(s)*", Brevet US 5 485 154, Priorité : 4 décembre 1987.

[**CATO 95**] CATO R.T., HARRIS R.H., POSEY H.P. "*Time division multiplexed batch mode item identification system.*", Brevet US 5 539 394, Priorité : 20 juin 1995.

[**CHARRAT 93**] CHARRAT B. "*Procédé de gestion de la transmission des messages d'un ensemble d'émetteurs vers un récepteur unique sur un canal unique.*", Brevet EP 698 255, Priorité : 12 mai 1993.

[**CROCHON 96**] CROCHON E, VACHERAND F. "*Procédé et dispositif d'identification à distance*", Demande de brevet français n° 96 15434 A, Dépôt : 16 décembre 1996.

[**DENNE 84**] DENNE P., HOOK C. "*Identification systems.*", Brevet EP 0 161 779 A1, Priorité : 3 avril 1984.

[**DUBOST 90**] DUBOST G., "*Propagation des ondes électromagnétiques*", Masson, p.11-28, 1990.

[**FAUGERAS 98**] FAUGERAS I., "*Guide d'utilisation de rfid_em*", rapport interne, 1998.

[**FURUTA 94**] FURUTA S. "*Contactless IC card system and communication method thereof.*", Brevet EP 0 709 803 A2, Priorité : 28 octobre 1994.

[**GIF 95**] GIF F., MICHOT G., NAMIAS P. "*Procédé d'accès à un support de transmission de données et circuit pour la mise en oeuvre du procédé.*", Brevet FR 2 736 449 A1, Priorité : 5 juillet 1995.

[**GRIVET 60**] GRIVET P., LEGROS R., "*Physique des circuits*", Masson et Cie, p. 59-61, 1960.

- [HAWKES 94] HAWKES P. "*Supertag-stock counting off its trolley.*", Sensor Review, Vol. 14, No 3, p. 23-25, 1994.
- [HUBER 92] HUBER A.G. "*Group-addressable transponder arrangement.*", Brevet US 5 410 315, Priorité : 8 décembre 1992.
- [JEANDEY 96] JEANDEY C. "*Les normes sur la protection des personnes et la télébillettique.*", Rapport interne A681, 29 octobre 1996.
- [JEUCH 91] JEUCH P. ,LE ROY A. "*Système d'identification automatique d'objets ou d'individus par interrogation à distance.*", Brevet WO 92/22040, Priorité : 28 mai 1991.
- [KAISER 95] KAISER U., STEINHAGEN W. "*A low-power transponder IC for high-performance identification systems.*", IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 30, No 3, p. 306-310, Mars 1995.
- [KANDLUR 96] KANDLUR D.D. ,KRISHNA A. "*Power efficient technique for multiple tag discrimination.*", Brevet US 5 521 601, Priorité : 28 mai 1996.
- [KATAYAMA 87] KATAYAMA Y. "*Method and system of communication for a non-contact IC card.*", Brevet EP 0 309 201 A2, Priorité : 22 septembre 1987.
- [KOO 90] KOO R., HOLWEG G. "*Contactless inductive data transmission system.*", Brevet US 5 345 231, Priorité : 23 août 1990.
- [MARSH 91] MARSH M., LENARCIK A. "*Electronic identification system.*", Brevet EP 0 685 825 A2, Priorité : 4 janvier 1991.
- [MARSH 92] MARSH M., LENARCIK A., VAN ZYL C., VAN SCHALKWYK A., OOSTHUIZEN M. "*Detection of multiple articles.*", Brevet EP 0 598 624 A1, Priorité : 18 novembre 1992.
- [MASSINK 93] MASSINK H.T. "*TIRIS Texas Instruments Registration and Identification System. Applications of radio frequency identifications*", Tijdschrift van het Nederlands Elektronica - en Radiogenootschap, Vol. 58, No 1, p. 5-8, 1993.
- [MEIER 92] MEIER H. "*Method of interrogating a plurality of transponders arranged in the transmission range of an interrogating device and transponders for use in the said method.*", Brevet US 5 294 931, Priorité : 29 avril 1992.
- [MERK 95] MERK H. ,STOBBE A. "*Verfahren zur automatischen Identifikation einer unbekanntem Anzahl von Transpondern durch einen Leser sowie Identifikationssystem zur Durchführung des Verfahrens.*", Brevet EP 0 755 026 A2, Priorité : 19 juillet 1995.
- [MICHEL 90] MICHEL P. "*Dispositif pour le dialogue à distance entre une station et un ou plusieurs objets portatifs.*", Brevet EP 0 472 472 A1, Priorité : 24 août 1990.

[MIYAMOTO 94] MIYAMOTO T. "*Power supply for non-contact IC card*", Brevet GB 2 292 866 A, Priorité : 1994.

[ORTHMANN 94 a] ORTHMANN K., HAGL A. "*Apparatus and method for identifying multiple transponders.*", Brevet EP 0 694 860 A2, Priorité : 27 juillet 1994.

[ORTHMANN 94 b] ORTHMANN K., HAGL A. "*Apparatus and method for identifying multiple transponders.*", Brevet EP 0 696 011 A2, Priorité : 27 juillet 1994.

[REIS 90] REIS R.S., STEVENS R.K. "*Method and apparatus for radio identification and tracking.*", Brevet EP 0 467 036 A2, Priorité : 15 juin 1990.

[SCHUERMANN 94] SCHUERMANN J.H. "*System and method for reading multiple RFID transponders.*", Brevet US 5 500 651, Priorité : 24 juin 1994.

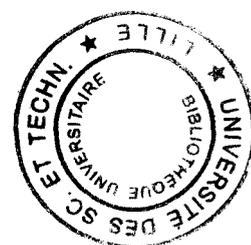
[TANG 95] TANG Z., SMITH B., SCHILD J.H., PECKHAM P.H. "*Data transmission from an implantable biotelemeter by load-shift keying using circuit configuration modulator.*", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 42, No 5, p. 524-528, mai 1995.

[TERMAN 43] TERMAN F., "*Radio Engineer's handbook*", Mc Graw Hill Book Company, p 135-172, 1943.

[TERVOERT 89] TERVOERT M.L., VENEMA W.H.J., SCHOLTEN A.H., STEKELENBURG J.C. "*Electromagnetic identification system for identifying a plurality of coded responders simultaneously present in an interrogation field.*", Brevet US 5 124 699, Priorité : 30 juin 1989.

[THOMAS 98] THOMAS T., "*Dispositif de télétransmission par couplage inductif*", Demande de brevet français n° 98 03962, Dépôt : 31 mars 1998.

[WATZINGER 94] WATZINGER H., AMTMANN F., ARNOLD S., "*Kontakloses Datenübertragungssystem*", Brevet EP 0 669 591 A2, Priorité : 23 février 1994.



UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

SCOLARITE - 3 ème Cycle

59655 VILLENEUVE D'ASCQ CEDEX

THESE DE DOCTORAT

PRESENTEE DEVANT L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

- VU la loi n° 84-52 du 26 janvier 1984 et notamment son article 17
- VU le décret n° 84-573 du 5 juillet 1984
- VU l'arrêté du 30 Mars 1992 relatif aux études de troisième cycle
- VU les rapports de

PAPIERNIK A. - Professeur - Univ. Nice-Sophia Antipolis

MASSE P. - Professeur - ENSPG Grenoble

LE PRESIDENT DE L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE :

1) Autorise Mlle FAUGERAS ISABELLE

à soutenir une Thèse de Doctorat en :

ELECTRONIQUE

sur le sujet suivant :

COUPLAGE INDUCTIF MULTIANTENNES : APPLICATION AU TRANSFERT
D'ENERGIE ET D'INFORMATIONS POUR UN DISPOSITIF
D'IDENTIFICATION RADIOFREQUENCE

2) Désigne :

DEGAUQUE P. - Professeur -

PAPIERNIK A. - Professeur - Univ. Nice-Sophia Antipolis

MASSE P. - Professeur - ENSPG Grenoble

LIENARD M. - Maître de Conférences -

CROSNIER Y. - Professeur -

HEDDEBAUT M. - DR INRETS - INRETS Villeneuve d'Ascq

VACHERAND F. - Ingénieur - CEA Grenoble

pour constituer le jury de soutenance de cette thèse.

3) La soutenance aura lieu le 26-01-1999 à 10 Heures 30 Bâtiment des Thèses

Villeneuve d'Ascq le 8/1/99

AMPLIATION TRANSMISE A

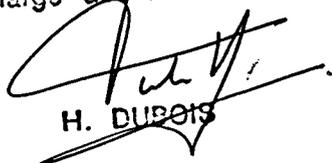
Mademoiselle Isabelle FAUGERAS, pour information

Pour le Président et par délégation
Le Secrétaire Général

P.O. l'Adjointe au Chef du Service Scolarité


R. BOSSUT

Pour le Président
Le Vice-président
chargé des Formations


H. DUBOIS