

122 865

50376
1997
514-1
Exclu du
Prêt

N° d'ordre :

(V3)

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET DES TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: *ELECTRONIQUE*

par

Christian SEMET



**CONTRIBUTION A L'ETUDE DE SECURITE DES DISPOSITIFS DE
LOCALISATION PONCTUELLE VOIE-MACHINE
DANS LES TRANSPORTS GUIDES**

PRISE EN COMPTE DES STRUCTURES METALLIQUES

Soutenue le 21 mars 1997 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury : MM.	R. GABILLARD	Président, Directeur de Thèse
	J. FONTAINE	Rapporteur
	J.M. ROUVAEN	Rapporteur
	M. HEDDEBAUT	Rapporteur
	Y. CROSNIER	Examineur
	R. LARDENNOIS	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire de Radiopropagation et Electronique (URA CNRS 837) dans le cadre du Groupement Régional pour la Recherche dans les Transports

Ce travail de thèse entre dans le cadre d'un programme de recherches entre l'UNIVERSITE DES SCIENCES ET DES TECHNOLOGIES DE LILLE, la société MATRA TRANSPORT International et la SOCIETE NATIONALE DES CHEMINS DE FER FRANÇAIS.

Depuis le début du projet plusieurs sujets de recherche ont été abordés. Ils ont fait l'objet des thèses de messieurs Nguyen, Hamzaoui, Lecocq, Woesteland et Méganck qui ont bénéficié d'un financement soit du CONSEIL REGIONAL NORD-PAS DE CALAIS soit du Ministère de l'Education Nationale et de la Recherche.

Ce projet est réalisé au sein du Groupement Régional pour la Recherche dans les Transports (GRRT).

Nous tenons à remercier tous ces organismes.

REMERCIEMENTS

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le Professeur GABILLARD, professeur émérite de l'USTL. Il en a assuré l'orientation ainsi que les contacts industriels. Par ses conseils avisés, il m'a permis d'aborder la sûreté de fonctionnement des systèmes automatiques. Pour avoir su me sensibiliser et rendu conscient des responsabilités que prennent toutes les personnes dans le monde du transport, je lui dédie ce travail et lui exprime ma très sincère reconnaissance. Je tiens à le remercier de l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider mon jury.

Qu'il me soit permis d'adresser mes remerciements :

à Monsieur le Professeur DEGAUQUE, Directeur du LRPE pour son soutien dans cette démarche d'activité de recherche,

à Messieurs les Professeurs FONTAINE de l'Université Blaise Pascal de Clermont-Ferrand, et ROUVAEN, de l'Université de Valenciennes, qui me font l'honneur d'examiner ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur,

à Monsieur HEDDEBAUT, directeur du LEOST de l'INRETS, pour m'avoir fait bénéficier de ses conseils et d'être rapporteur de cette thèse,

à Monsieur le Professeur CROSNIER, de l'Université des Sciences et Technologies de Lille qui me fait l'honneur de faire partie de mon jury de thèse,

à Monsieur LARDENNOIS, responsable du service "Produits nouveaux", de Matra Transport International qui a bien voulu faire partie du jury, pour l'intérêt et le soutien qu'il porte à ces travaux,

à Monsieur TOUCH et son équipe, pour ses conseils et sa grande expérience dans la conception d'équipements de sécurité,

à Madame SAUVET, directrice du service recherche du Conseil Régional Nord - Pas-de-Calais qui a permis le cofinancement avec la Société Matra Transport de plusieurs études,

à Messieurs DEMOULIN, Professeur à l'USTL et BAUDET, ingénieur de recherche CNRS dont les conseils ont été déterminants pour mener à bien l'ensemble des travaux sur les capteurs,

à Messieurs NGUYEN, HAMZAOUI, LECOCQ, WOESTELAND et MEGANCK qui ont préparé une thèse au LRPE et sans qui ce travail n'aurait pas abouti.

Madame TERRIER a assuré la dactylographie d'une partie de ce mémoire. Je la remercie de la qualité de son travail et de sa patience.

La reproduction de ce document a été assurée par Monsieur DEHORTER. Qu'il trouve ici, ainsi que ses collègues des ateliers mécaniques, Messieurs ANDRIES, JENNEQUIN, et MICHON, l'expression de toute ma sympathie.

Enfin j'exprime ma reconnaissance à tous mes collègues du LRPE et de l'INRETS pour leur grande disponibilité, leur qualité humaine et professionnelle.

Ce travail est dédié aux usagers des transports collectifs ... ainsi qu'à leur famille

A Danièle

A Hélène, Marie et Juliette

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	9
-----------------------------	---

CHAPITRE I - LA LOCALISATION FERROVIAIRE

1. Le besoin.....	15
1.1. Le concept des projets de commande-contrôle	16
1.2. Le fonctionnement	16
1.2.1. Contrôle par cantons fixes	16
1.2.2. Contrôle par block mobile	17
1.3. Les moyens	17
2. Les contraintes de la localisation	18
2.1. Une localisation précise	18
2.2. Une localisation sûre.....	19
2.2.1. Les contraintes liées aux balises:	19
2.2.2. Une balise « bifréquence ».....	20
2.3. Conclusion	20

CHAPITRE II - ETUDE DE DEUX DISPOSITIFS DE LOCALISATION - LGV, RU

1. Partie : Localisation par balise destinée aux lignes grandes vitesses.....	22
1.1. Introduction.....	22
1.2. Présentation.....	22
1.2.1. Aspect analogique.....	22
1.2.2. Aspect numérique	23
1.3. Description.....	23
1.4. Fonctionnement de la balise.....	24
1.5. Fonctionnement général	26
1.6. Traitement des voies Vx et Vy « par Pythagore ».....	29
1.7. Traitement des voies Vx et Vy « le plus en aval possible »	30
1.7.1. Codage différentiel et modulation.....	30
1.7.2. Unité de réception.....	34
1.8. Effet Doppler	38
1.9. Essais dynamiques	39
1.9.1. Conditions expérimentales des essais	40
1.9.2. Quelques résultats	41
1.9.3. Les variantes du répondeur de base	42
1.9.4. Sens de passage	42
1.10. Conclusion	42
2. Partie : Localisation par balise destinée aux applications urbaines	44
2.1. Introduction.....	44
2.2. Présentation.....	44
2.3. Description.....	45
2.4. Fonctionnement général.....	46
2.4.1. Principe.....	46
2.4.2. Les antennes.....	47

2.4.3. Différents types de répondeur.....	49
2.4.4. Vitesse de passage.....	49
2.4.5. Fonctionnement particulier du répondeur.....	50
2.5. Conclusion.....	51

3. Conclusion.....	52
---------------------------	-----------

4. Bibliographie.....	53
------------------------------	-----------

CHAPITRE III - P1 - ETUDE DU COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE « LONGITUDINAL »

1. Introduction.....	61
-----------------------------	-----------

2. Le couplage électromagnétique interrogateur-balise.....	62
---	-----------

2.1. Introduction.....	62
2.2. Démarche de l'étude de sécurité de la liaison entre les antennes.....	62
2.2.1. le dipole magnétique vertical (DMV).....	63
2.2.2. Le cadre magnétique rectangulaire.....	64
2.3. Le cadre magnétique circulaire.....	65
2.4. Confrontation théorie - expérience.....	65

3. Influence du sol.....	66
---------------------------------	-----------

4. Influence des structures métalliques.....	68
---	-----------

4.1. Introduction.....	68
4.2. Approche par les spires fictives.....	68
4.2.1. Présentation de l'étude.....	68
4.2.2. Paramètres de base.....	70
4.2.3. Présence d'une plaque simple.....	71
4.2.4. Présence d'un boîtier.....	75
4.2.5. Couplage mutuel en fonction du déplacement.....	77
4.2.6. Conclusion.....	78
4.3. Bibliographie.....	80

CHAPITRE III - P2 - PRISE EN COMPTE DES STRUCTURES METALLIQUES PAR LA TH. IMAGES

1. Introduction.....	82
-----------------------------	-----------

2. Influence d'une structure métallique plane.....	83
---	-----------

2. 1. Influence d'un plan métallique placé parallèlement à l'antenne.....	83
2. 1.1. Modélisation du phénomène par la théorie des images.....	83
2. 1.2. Comparaison théorie expérience.....	85
2. 1.3. Influence de la conductivité du matériau et de la fréquence.....	88
2. 2. Influence d'un plan métallique placé perpendiculairement.....	90
2. 2.1. Présentation.....	90
2. 2.2. Comparaison théorie-expérience.....	91

3. Influence d'un boîtier métallique sur le rayonnement.....	93
---	-----------

3. 1. Présentation.....	93
3. 2. Choix du modèle théorique.....	93
3. 3. Comparaison entre les différents modèles théoriques et l'expérience.....	93
3. 4. Influence du positionnement de l'antenne.....	95
3. 4.1. Introduction	95
3. 4.2. Comparaison théorie expérience.....	95
4. Conclusion	98
5. Conclusion du chapitre III.....	99
1. BIBLIOGRAPHIE III	100
7. Annexe du chapitre III	102

CHAPITRE IV - LE COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE « TRANSVERSAL »

1. INTRODUCTION	107
2. Présentation de l'étude	109
2.1. Paramètres de l'étude	109
2.2. Décomposition de l'étude.....	110
3. Champ perturbateur émis par la balise	110
3.1. Position du problème	110
3.2. Détermination des composantes du champ	111
3.3. Comparaison des modèles.....	111
3.4. Résultats du champ perturbateur.....	112
4. Courant induit sur la tresse	113
4.1. Modes de résolution.....	113
4.2. Rappels sur l'étude théorique	113
4.3. Comparaison théorie - expérience.....	114
5. Courant induit dans l'unité de traitement.....	117
5.1. Modèle théorique	117
5.2. Essais	118
5.3. Résultats à 25 Mhz.....	120
5.4. Perspectives à 10 Mhz	121
5.4.1. cas normal de fonctionnement	121
5.4.2. Cas de panne.....	122
6. CONCLUSION.....	124
7. BIBLIOGRAPHIE	125
ANNEXES	

MOTIVATION

« Ce lundi 27 juin au soir, la stupéfaction fait irruption dans les programmes des six chaînes de télévision française. A la station souterraine de Paris - Gare de Lyon, voie numéro 2, le train Melun - Corbeil - Paris se retrouve nez à nez avec une autre rame qui elle est à l'arrêt. Malgré les tentatives désespérées du conducteur, les freins ne répondent plus: la collision devient inévitable. En tête de quai, la motrice percute à environ 70 km/h la remorque pilote du Paris - Villeneuve Saint Georges. Sous la violence du choc celle-ci va reculer de 40 mètres....»

Cet extrait de presse n'est malheureusement pas le seul qui fût écrit dans les années 1980. Les médias réaliseront des premières avec les catastrophes de Flogeac et d'Argenton sur Creuse en 1985, de même avec l'accident mortel de la Gare de l'est où le train en provenance de Château Thierry percute le heurtoir à 30 km/h.

Dans ces catastrophes, les systèmes de freinage ont été mis en cause. La réalité est plus complexe car elle fait intervenir un cumul de circonstances qui s'enchaînent de façon défavorable pour aboutir à ce que l'on n'ose jamais imaginer.

Ces circonstances exceptionnelles ont amené les responsables de la SNCF, en association avec les pouvoirs publics, les constructeurs de matériels ferroviaires et les universités à lancer un programme de recherche dont le but est d'éviter que ne se reproduisent à l'avenir des catastrophes comme celles de l'été 1988.

Pour les chemins de fer français ce programme s'appelle ASTREE (Automatisation du Suivi des Trains en temps Réel). Pour les métros, les programmes de nouvelles technologies intégrant de gros efforts de prise en compte de sécurité, de flexibilité et de disponibilité s'appellent METEOR¹ (1998), MAGGALY² (1992), ARAMIS³ (1985-1988). Tous ces programmes ont un point commun: la recherche d'un haut niveau de sécurité compatible avec une souplesse et un coût d'exploitation acceptable.

L'objectif de ce mémoire est, d'une part de montrer un aspect de l'évolution des systèmes de commande-contrôle des trains, et d'autre part de mettre en évidence l'importance des travaux de recherche menés à travers la présentation d'un sous-système rencontré dans les nouveaux automatismes: **les balises de localisation**. Dans ce document, nous présentons le principe d'un dispositif de communication sol-train ainsi qu'une partie de l'étude du couplage électromagnétique en présence de structures métalliques.

¹ METro Est-Ouest Rapide

² Métro Automatique à Grand GAbarit LYonnais

³ Arrangement de Rames Automatiques à Modules Indépendants en Station

Plan du mémoire

Le document comporte quatre parties :

- la première partie rappelle le principe de la localisation des trains par le biais des équipements placés au sol. Nous faisons ressortir la notion de voie équipée qui doit laisser la place dans un avenir proche à la notion de train équipé. L'objectif est d'obtenir la plus grande souplesse d'exploitation du système en minimisant les équipements placés sur la voie (situation actuelle). La précision de localisation satisfaisante hier doit être conservée voire améliorée si les principes évoluent.

- dans la seconde partie, nous présentons deux dispositifs de localisation ponctuelle des trains permettant de corriger les erreurs cumulées lors du déplacement du train. Il s'agit d'un des maillons fondamentaux intervenant dans la notion de train équipé. Le mobile doit disposer de repères extrêmement précis de sa position tout au long du trajet sans équiper la voie d'un matériel excessif, sensible aux dégradations les plus diverses (naturelles, accidentelles).

- la troisième partie présente la démarche et les résultats de l'étude de sécurité liée au couplage électromagnétique mis en oeuvre dans la nouvelle génération de balise pour les applications métropolitaines. Nous développons deux approches originales pour la prise en compte des structures métalliques présentes dans l'environnement proche des dispositifs. Les résultats obtenus par la première méthode sont issus d'une démarche qui suppose possible la décomposition des structures en spires (approche « cylindrique »). La seconde méthode considère les structures métalliques en tant que plans parfaitement conducteurs. Nous comparons les résultats obtenus.

- le quatrième chapitre présente la méthodologie et les résultats obtenus dans l'étude du couplage entre une balise émettrice placée sur une voie et un équipement défaillant placé sur l'autre voie. Il s'agit de connaître le degré d'influence des différents paramètres sur le niveau de sécurité du système.

Ce travail ayant fait l'objet de plusieurs études fonctionnelles et de sécurité, nous nous limitons à mentionner les aspects traités les plus originaux et à renvoyer le lecteur vers d'autres références afin de ne pas alourdir le document. Tout au long de cette présentation, nous nous attachons à mettre en évidence la démarche sécurité en nous appuyant sur des descriptions et des formalismes structurés.

L'annexe 1 est un résumé sur les dispositifs et moyens permettant aux trains de se localiser. Il s'agit d'une présentation brève des dispositifs de communication en mode continu ou ponctuel entre le train et la voie. La présentation met l'accent sur les équipements de voie permettant de réaliser des communications ponctuelles voie-machine. Ces dispositifs sont également appelés « balises ». Cette annexe permet au lecteur qui le souhaite de prendre connaissance des matériels existants en Europe et sur le plan international.

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années ont été marquées par le développement du transport urbain en site propre afin d'apporter une excellente qualité de service aux usagers tout en maintenant une compétitivité économique. Le VAL⁴, mis en service à Lille en 1983, est un exemple puisqu'il transporte plus de 53 millions de voyageurs par an, sans conducteur⁵. En 1998 sera mise en service la ligne parisienne METEOR avec un trafic annuel estimé de 96 millions de voyageurs.

L'automatisation intégrale nécessite et a nécessité un effort important dans les études de sécurité du système. La notion d'intégralité signifie que la sécurité des mouvements de train ne repose plus sur le conducteur de la rame. Dans l'automatisation intégrale des lignes de métro par exemple, l'accent est mis sur l'autonomie des équipements en matière de sécurité et sur la disponibilité[1]. L'idée principale consiste à ne plus demander au conducteur de réagir en présence de scénarios particuliers à risques mais de réaliser des automatismes capables de mettre la ligne dans un état de sécurité en cas de problème : c'est-à-dire sans risque d'accident. La principale difficulté est d'évaluer le niveau de sécurité atteint par le système.

Dans le cas du métro VAL, la sécurité repose sur la lecture, par le train, de boucles magnétiques (le tapis de transmission) et l'utilisation de composants électroniques conçus en sécurité intrinsèque⁶. Le tapis, véritable colonne vertébrale du système, est disposé tout au long de la voie. Il permet, au moyen d'automatismes fixes et embarqués, d'assurer en sécurité le déplacement des véhicules en ligne, dans les zones de garage, ainsi que l'échange des voyageurs lors des arrêts aux stations.

D'une façon générale, l'automatisme intégral apporte une grande souplesse dans l'exploitation. Mais la technologie appliquée, conçue dans les années 70, ne permet pas toujours d'adapter le comportement du système à la demande du client ou à des cas particuliers d'exploitation. Il faut pouvoir disposer de moyens permettant d'augmenter la flexibilité générale du système. Les tracés de la ligne doivent être plus facilement diversifiés. Les temps de trajet doivent être plus modulables pour répondre aux imprévus (conditions météorologiques, événements sociaux...) et ils doivent être réduits au maximum en fonction d'une demande exceptionnelle (fêtes locales, braderie...) par exemple.

Dans les années 1980, l'émergence des techniques numériques a constitué un tournant fondamental apportant la flexibilité inhérente aux traitements par logiciels[2]. Les méthodes de validation de logiciels de

⁴ Véhicule Automatique Léger

⁵ Donnée 1994 - CUDL -Ligne info - Avril 1996

⁶ Chaque module ou équipement assure lui-même sa sécurité[6].

sécurité ont permis la mise en service de nouvelles lignes de métro telle que MAGGALY[3] par exemple en 1993. Elles font l'objet d'une constante évolution [4] compte tenu de l'augmentation de la complexité des applications rencontrées.

Si la part des équipements électroniques est en partie réduite par l'introduction des techniques numériques, les performances globales du système restent tributaires des capteurs et dispositifs de contrôle de vitesse installés sur la voie. A titre d'exemple, le métro lyonnais (ligne D à automatisme intégral) assure la sécurité au moyen d'un tapis de transmission identique à celui du VAL.

L'un des objectifs lancé dans les années 1990 est de limiter la quantité d'équipements de voie au profit du matériel embarqué. Pour les applications « métro », supprimer le tapis signifie que la position du train doit être assurée en sécurité au moyen de capteurs de déplacement conçus spécifiquement. Il en est de même pour les applications ferroviaires comme celle de la SNCF. A titre d'exemple, le projet ASTREE[5] a permis de montrer la faisabilité d'un capteur de déplacement embarqué fonctionnant sans contact avec la voie[6]. Il s'agit d'un cinémomètre à effet Doppler capable de mesurer le déplacement du train avec une précision du mètre sur la base d'un kilomètre parcouru. Cette erreur de mesure, inévitable quel que soit le type de capteur utilisé, doit être compensée régulièrement afin de ne pas la cumuler sur de grandes distances et de permettre au train de remplir sa mission (ex arrêt précis en station). L'utilisation d'un point spécifique de recalage devient indispensable.

La vitesse du train devant être modulée en fonction des trajectoires ou des caractéristiques du site (stations), des éléments ponctuels placés sur la voie transmettent au train les indications utiles. Il est clair, dans ce cas, que les communications ponctuelles intervenant dans le mouvement des trains sont assujetties à d'importantes contraintes de sécurité. D'autres contraintes résultent de la nécessité d'interfaçage avec les supports matériels, les algorithmes de mise en sécurité des traitements numériques et toutes les conditions traditionnellement rencontrés dans le domaine ferroviaire: les conditions climatiques, le vandalisme....

Les constructeurs ont entrepris le développement de systèmes complets de transmission ponctuelle aptes à répondre simplement à la diversité des besoins des automatismes numériques de sécurité.

Les besoins peuvent être de trois types pour les applications métros et conduisent à trois concepts de balises exploitées par le même équipement embarqué :

- * - la balise de relocalisation ; pendant la durée de son survol, le train capte un message caractéristique lui permettant de recalibrer sa position. Ces balises sont nombreuses et doivent être bon marché et d'implantation simple. La défaillance d'une balise peut être rendue tolérable par le système,
- * - la balise longue ; elle matérialise une place de stationnement. Captée à l'arrêt, elle couvre deux besoins. Balise d'initialisation, elle permet à un train garé de se localiser à la mise sous tension et sa longueur est fixée par la précision d'arrêt. Balise de couverture, elle délimite une zone de permissivité, par exemple la zone d'arrêt à l'intérieur de laquelle est autorisée l'ouverture de portes palières.

- * - la balise de calibration ; la calibration de la mesure de vitesse est une opération à la fois critique pour la sécurité et contraignante pour l'automatisation. Elle nécessite des repères précis et une zone de roulage sans glissement.

L'objectif est de réaliser une balise de calibration aussi courte que possible permettant de minimiser les contraintes systèmes. Cette balise peut également être exploitée comme recalage ponctuel de la mesure de vitesse. Il s'agit de tenir compte dès le départ de tous les paramètres et contraintes qui se classent en deux catégories.

Critères de sécurité - Le premier impératif correspond à l'impossibilité de confondre une balise avec une autre. Cette impossibilité doit être comprise au sens de la sécurité probabiliste telle que celle mise en oeuvre dans les calculateurs de sécurité. Elle garantit par le codage arithmétique du message l'identification de la balise. Il faut, par ailleurs, garantir une zone de sécurité, espace à l'extérieur duquel la probabilité pour un train de capter la balise peut être considérée comme négligeable ($10^{-9}/h$). Cette zone définira la précision de localisation en sécurité. Comme nous le verrons dans le chapitre III, la valeur retenue de ± 50 cm permet de répondre aux applications urbaines.

Critères fonctionnels - La disponibilité opérationnelle peut se définir par la probabilité de ne pas reconnaître une balise. La taille du message étant déterminée et la cadence de transmission limitée par des contraintes technologiques, on peut déterminer un nombre minimal de messages à capter. Lors du survol d'une balise à vitesse maximale, il faut garantir que l'un au moins des messages sera reçu sans erreur de transmission avec une probabilité supérieure ou égale à l'objectif. La portée longitudinale des balises résulte de ces contraintes.

Compte tenu des exigences demandées par le système, aucun composant n'était disponible au début des années 1990. Notre intervention a dès lors consisté à réaliser une maquette de faisabilité pour répondre aux besoins puis à contribuer aux démonstrations de sécurité. Les chapitres III et IV en sont des exemples.

¹ H.B. Thibault, J.F. Dhalluin « Sur la réglementation de la sécurité des transports nouveaux par objectifs quantifiés »

² J.C. Laprie « Sûreté de fonctionnement des systèmes informatiques et tolérants aux fautes: concept et base » TSI, vol 4, n°5, 1985

³ J. Pernot, C. Teillon « L'automatisation intégrale d'un métro existant à grand gabarit- Métro de Lyon - MAGGALY » PRDTT, 1987

⁴ CASCADE (Certification and Assessment of Safety-Critical Application Development) du programme ESPRIT III de la CE - rapport INRETS - janv 1997

⁵ D Lancien « ASTREE, un système de contrôle-commande du trafic ferroviaire à vocation internationale » ITTG93 Lille 1993 pp 87-97

⁶ J Baudet, J Vindevoghel, C Semet « Capteur cinémométrique à effet Doppler destiné aux applications ferroviaires » ITTG93 Lille 1993 - pp 297-309

CHAPITRE I

LA LOCALISATION FERROVIAIRE

SOMMAIRE

1. LE BESOIN	15
1.1. LE CONCEPT DES PROJETS DE COMMANDE-CONTROLE.....	16
1.2. LE FONCTIONNEMENT.....	16
1.2.1. <i>Contrôle par cantons fixes</i>	16
1.2.2. <i>Contrôle par block mobile</i>	17
1.3. LES MOYENS.....	17
2. LES CONTRAINTES DE LA LOCALISATION	18
2.1. UNE LOCALISATION PRECISE.....	18
2.2. UNE LOCALISATION SURE.....	19
2.2.1. <i>Les contraintes liées aux balises</i>	19
2.2.2. <i>Une balise « bifréquence »</i>	20
2.3. CONCLUSION.....	20

CHAPITRE I

LA LOCALISATION FERROVIAIRE

1. Le besoin

Pour des raisons évidentes de sécurité, la connaissance précise de la position longitudinale des trains sur un réseau a de tout temps fait l'objet d'une attention toute particulière de la part des exploitants.

L'amélioration de cette connaissance entre dans le cadre des programmes de recherche-développement comme ASTREE¹ ou METEOR² par exemple. Ces programmes de commande-contrôle des trains ont pour but de répondre à plusieurs objectifs:

- apporter une grande souplesse de fonctionnement, notamment en cas d'incident,
- augmenter le débit des lignes, en particulier sur les axes ou tronçons les plus chargés,
- réduire les coûts d'exploitation afin que les transports en commun soient plus attractifs,
- autoriser une meilleure synergie vis à vis d'autres applications, dans le domaine commercial en particulier.

Pour atteindre ces objectifs, il est rapidement apparu qu'il était indispensable d'une part de regrouper les fonctions de commande dans un ou plusieurs centres à grand rayon d'action et de **minimiser les équipements au sol** et d'autre part de permettre un mode de gestion des trains plus souple que les systèmes actuels où la voie est découpée en longueur fixe (VAL, RATP, SNCF...). Apparaît ainsi, à la fin des années 1980, la notion de bloc mobile, dont le principe consiste à faire circuler chaque train à la distance de freinage de celui qui le précède. Il s'agit également d'abandonner des technologies propres à de nombreux exploitants pour adopter des techniques analogues à celles du secteur industriel comme le nucléaire, l'aéronautique, l'automobile...

Mais l'absence de balises réalisées en sécurité, suffisamment flexibles et adaptées à l'ensemble des besoins a accru la complexité des dispositifs existants et rendu difficile la réalisation de toutes les fonctions requises (programmes de vitesse différents, configuration spéciales des réseaux,...). Le lecteur trouvera, en annexe 1, un résumé sur les méthodes et moyens actuels permettant la localisation des trains.

Dans ce chapitre, nous rappelons les grands principes contenus dans les projets de commande-contrôle des trains. Après avoir présenté le cahier des charges et les contraintes liées au milieu ferroviaire nous

¹ ASTREE : Automatisation du Suivi des Trains en temps REEL

² METEOR : Métro Est-Ouest Rapide (1° ligne à automatisme intégral d'Ile de France)

décrivons, dans le chapitre suivant, des balises de localisation mises au point dans le cadre d'une convention tripartite: USTL-SNCF-MATRA TRANSPORT.

1.1. Le concept des projets de commande-contrôle

Les projets de commande-contrôle des trains sont conçus autour de quatre composants fondamentaux:

- des dispositifs de localisation des trains
- une base de données complète, précise et sûre, tenue à jour en temps réel représentant l'état du réseau, la position de tous les trains, de toutes les aiguilles...
- des centres de gestion informatique judicieusement répartis équipés de petits calculateurs permettant l'interfaçage avec les trains
- des moyens de transmission, hertzien ou filaire, reliant les centres informatiques aux infrastructures et aux mobiles;

1.2. Le fonctionnement

1.2.1. Contrôle par cantons fixes

Le contrôle des trains par cantons fixes consiste à assurer la position statique ou dynamique du train dans un segment de ligne de longueur fixe (les cantons). Un seul et unique train occupe le canton. Cette notion peut être explicitée de manière simple à l'aide de la figure I-1. Il s'agit de réaliser un équipement de sécurité, simple peu coûteux, qui puisse garantir, quel que soit son mode de défaillance, que le train présent n'ira pas (ou ne sera pas) percuté par un autre train. Dans le cas du métro VAL par exemple, les cantons sont réalisés matériellement par des câblages placés dans une goulotte (le tapis de transmission) tout au long de la voie. Les segments formant un canton, d'une longueur de quelques centaines de mètres, sont associés entre-eux pour être sous le contrôle d'un pilote automatique (PA) fixe et former un tronçon de détection. Une section d'exploitation est un ensemble de tronçons dont certains correspondent à la gestion des stations.

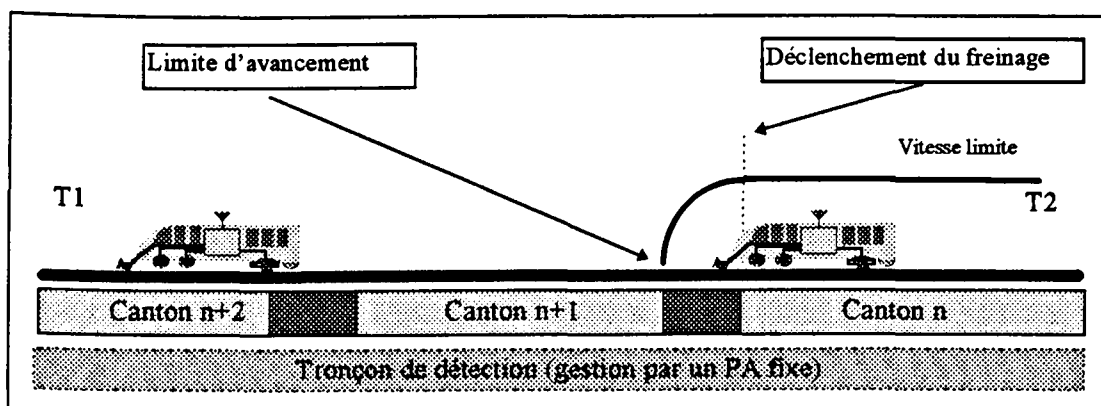


Fig. I-1: Principe du canton fixe

1.2.2. Contrôle par block mobile

Comme nous l'avons évoqué plus haut, la gestion de la circulation des trains par block mobile est intéressante pour augmenter le débit des trains. Cette notion peut être explicitée de manière simple à l'aide de la figure I-2 :

- à un instant donné, un train T1 communique sa position, qu'il a acquise grâce à la centrale odométrique embarquée, au centre opérationnel. Celui-ci a l'assurance que la voie est dégagée à l'arrière du point géographique correspondant à cette position et il peut donc donner au train suiveur T2 une « autorisation de voie libre » jusqu'à ce point. Cette autorisation doit être renouvelée avant que le train suiveur n'atteigne la position où il devra freiner pour ne pas sortir du segment de voie qui lui a été alloué. Par rapport au système de cantons fixes, la méthode³ permet une connaissance fine de la position du train, les ordres de conduite sont transmis en terme d'objectif « vitesse-but » et « distance-but » et ce avec un niveau de quantification aussi fin que souhaité (dans la limite de performance des capteurs embarqués dont l'un fait l'objet du document).

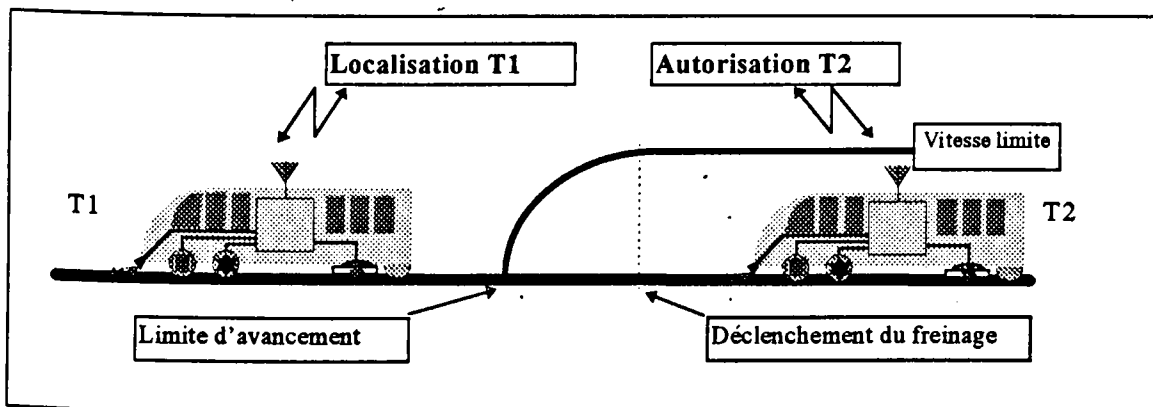


Fig I-2 : Principe du block mobile

Les ordres sont interprétés en tenant compte de la puissance de freinage des trains, de la vitesse réelle de circulation (important pour les cas de circulation hétérogène où le train le moins performant dimensionne la capacité de la ligne).

1.3. Les moyens

Pour permettre la réalisation de nouveaux concepts, et en particulier la gestion optimisée par block mobile, des moyens techniques doivent être mis en place. Les principaux modules à installer dans les véhicules sont schématisés dans la figure I-3. Il faut disposer de:

- une centrale odométrique et ses capteurs : elle doit délivrer en sécurité l'information de distance parcourue et de vitesse à partir de roues « phoniques » ou de cinémomètres à effet Doppler, de lecteurs embarqués (interrogateurs) détectant des balises implantées en voie. Un calculateur de traitement, conçu en sécurité, intègre ces diverses informations pour fournir la vitesse et l'espace parcouru ainsi que les intervalles

³ La ligne D du métro de Lyon fonctionne sur ce principe depuis 1992 (ref. A Maire « Présentation du système MAGGALY » ITTG93 - Lille 1993 pp121-131

de confiance associés au haut niveau de sécurité demandé (taux d'erreur inférieur à 10^{-9} par heure et par équipement embarqué)

- un émetteur-récepteur sol-train pour la transmission mixte des données et de la phonie, de la vidéo par liaison filaire ou radio selon le cas,

- un calculateur de bord gère l'ensemble du dispositif embarqué. Il veille en sécurité à ce que le train ne dépasse pas la vitesse autorisée, envoie les consignes de conduite au dispositif de pilotage automatique (ou au mécanicien dans le cas ASTREE)

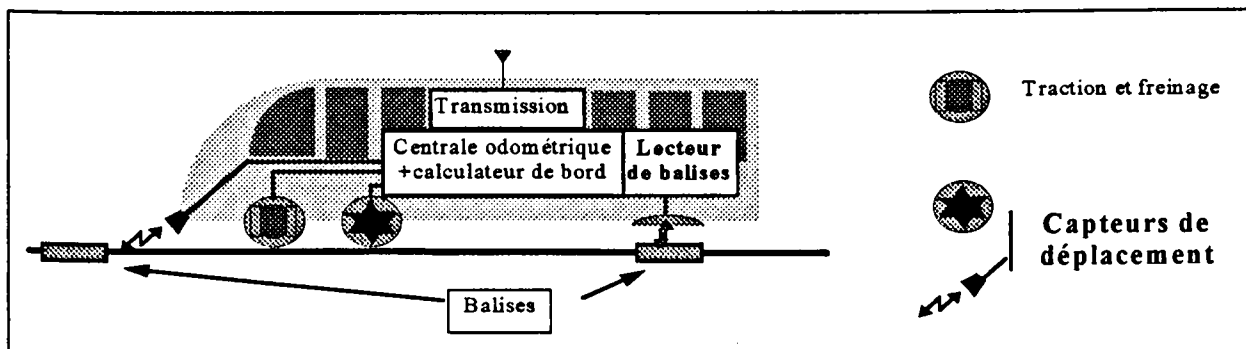


Fig I-3 : Principaux modules embarqués

Les principaux modules au sol sont les suivants :

- des balises fixes de recalage ou d'identification d'un point spécifique de la ligne. Un principe de balise est décrit en détail dans ce document
- des équipements de transmission fixes, radio ou filaires, supportant des protocoles de communication performants afin d'obtenir une efficacité maximale
- des éléments de commande et de contrôle des aiguilles
- un réseau de télécommunication terrestre public ou privé
- des centres opérationnels informatiques destinés à assurer le contrôle-commande de tous les trains et de toutes les aiguilles du réseau.

2. Les contraintes de la localisation

2.1. Une localisation précise

L'efficacité et la sûreté de fonctionnement du nouveau principe de contrôle-commande reposent sur la connaissance précise de la position du train. Pour obtenir cette information de mouvement plusieurs procédés sont envisagés. Les capteurs utilisables en milieu ferroviaire peuvent être des capteurs cinémométriques à effet Doppler, des roues phoniques, des accéléromètres. Ces capteurs de vitesse et de déplacement sont combinés entre-eux ou non, installés avec ou sans redondance selon l'architecture système retenue. Quelle que soit l'organisation, le résultat de la mesure à l'issue d'une distance parcourue est entaché d'une erreur cumulée avec

la distance. Il s'agit donc de disposer d'un moyen très précis pour « recalcr » régulièrement le train. A titre d'exemple un radar cinémométrique à effet Doppler donne la distance parcourue avec une précision d'un mètre sur le kilomètre parcouru. En réalité la précision d'arrêt n'est pas de l'ordre du mètre si le dernier dispositif de recalage a, lui même, une précision en sécurité de l'ordre de un à plusieurs mètres.

2.2. Une localisation sûre

Il est également indispensable que la mission du train enregistrée à bord puisse vérifier continuellement, en sécurité, que les points kilométriques ou les spécificités de la ligne sont scrupuleusement respectés.

Pour atteindre ces objectifs, il faut disposer de balises non seulement précises, paramétrables, mais surtout à haut niveau de sûreté de fonctionnement et de fiabilité. Une étude de faisabilité a été entreprise dans ce sens afin de connaître les avantages et inconvénients de différents principes [1]. Au départ de nos travaux de recherche, aucun produit ne répondait aux exigences du cahier des charges que s'était fixé un constructeur de matériel de transport guidé de type métro. Les seules balises compactes disponibles, d'origine canadienne, fonctionnaient en mode autoalimenté en nécessitant des puissances d'émission de plusieurs dizaines de watt HF [2]. En Suède un constructeur propose une balise à 27 MHz, mais ses performances, en terme de signature, sont limitées pour les applications urbaines [3]. L'annexe 1 de ce document est consacrée à la recherche documentaire et à la synthèse la plus exhaustive possible des moyens ponctuels permettant une détection des trains.

Avant de présenter le démonstrateur dynamique réalisé au laboratoire ainsi qu'une réalisation pour les réseaux urbains qui en est dérivée, nous rappelons les contraintes et la démarche retenue pour cette catégorie d'équipement.⁴

2.2.1. Les contraintes liées aux balises:

Quel que soit le principe mis en oeuvre, les balises doivent répondre à de nombreux critères, il s'agit:

a - pour la fonctionnalité

- ⇒ la précision,
- ⇒ des vitesses supérieures à 360 km/h (LGV⁵) ou 120 km/h (RU⁶),
- ⇒ des dimensions de balise « raisonnables » (objectifs 20 x 20 cm -LGV, 10 x 10 cm RU),
- ⇒ de la simplicité et de la fiabilité : peu de composants, pas de réglage, faible coût,

b - pour la sécurité

- ⇒ une grande sûreté d'utilisation (pas de fausse réponse ...),
- ⇒ pas de diaphonie entre deux équipements sur voies adjacentes,

c - pour l'environnement

- ⇒ les contraintes du milieu naturel (eau, neige, glace, température, foudre, salissures diverses...),

⁴ Le prototype a été essayé sur une voiture d'essais ASTREE⁴ (Ligne commerciale Paris- Le Havre)

⁵ Ligne Grande Vitesse

⁶ Réseau Urbain

- ⇒ le respect de la réglementation des émissions radioélectriques,
- ⇒ les contraintes du milieu d'installation (nature du revêtement de voie, présence de structures métalliques ...).

2.2.2. Une balise « bifréquence »

Il s'agit de mettre au point un répondeur passif capable de communiquer au train une information de présence parfaitement identifiable. L'émission d'onde électromagnétique vers la voie, dans le but d'obtenir un « écho » doit s'effectuer sans ambiguïté. En effet, pour des raisons de simplicité, il est possible de placer au sol de simples plans réflecteurs, et de récupérer le signal réfléchi correspondant (à la fréquence de la source en négligeant l'effet Doppler). Cette méthode n'est malheureusement pas à l'abri de tous les objets ou matériels présents sur les sites ferroviaires (traverse, aluminium, ...). Pour remédier à cet inconvénient, un constructeur a proposé de récupérer le signal UHF en discriminant la polarisation de l'onde [7]. Pour conserver des dimensions raisonnables, la balise est réalisée pour des fréquences supérieures à 2500 MHz. Les phénomènes d'absorption moléculaire dans l'eau commencent alors à devenir très sensibles.

Notre approche bifréquence est différente. Elle considère qu'une voie ferroviaire réfléchit les signaux UHF sans modification de fréquence, c'est à dire que la réponse est simplement affectée en amplitude en fonction des paramètres géométriques du sol (la réponse est dite linéaire). Notre balise peut donc mettre en oeuvre un élément non linéaire (diode ou transistor) qui permettra de créer le battement caractéristique. Ce phénomène s'induit en présence de signaux de fréquences différentes pour produire des combinaisons *sommes* et *différences* (chap III). Ce principe correspond à un premier élément de sécurité entrant dans le système.

Mais mettre en oeuvre deux fréquences de valeurs élevées pour s'affranchir de la portée (sens vertical pour l'application), c'est également prendre le risque, par la réalisation d'antennes *électriques*, d'engendrer des champs électromagnétiques dans de multiples directions, en particulier, vers la voie adjacente. Afin de limiter ce phénomène, il est impératif que le champ électromagnétique décroisse le plus rapidement possible en direction de la deuxième voie. Nous avons donc mis en oeuvre une antenne *magnétique*. Le chapitre III présente l'étude du couplage lié à ce type d'antenne.

C'est sur ce concept bifréquence, mettant en oeuvre des antennes électriques et magnétiques que nous avons mis au point une balise autoalimentée (par le couplage *magnétique*). Le fonctionnement, dépendant de la présence simultanée de deux fréquences très éloignées l'une de l'autre, rend une réponse aléatoire du composant fort peu probable. Pour les balises numériques les données sont codées. Ces balises sont décrites dans le chapitre suivant.

2.3. Conclusion

Pour répondre à l'attente des besoins des constructeurs, des études ont été menées afin de réaliser un système de localisation ponctuelle. La démarche d'étude a consisté à analyser tous les paramètres d'un principe de télédétection à courte distance dont les développements ont déjà fait l'objet de communications (référence au

⁷ Guide d'onde twisté - Sté SFIM

chapitre II). Le chapitre suivant décrit deux dispositifs de détection de balise similaire, permettant de répondre à deux cahiers des charges sensiblement différents. Le premier dispositif décrit est principalement et typiquement le démonstrateur de faisabilité. Il a permis, par ces successives configurations, de bien connaître les limites de performances de tels dispositifs. C'est ainsi que nous avons étudié la conception d'antennes HF large bande, l'effet d'hydrométéors sur le bilan de liaison entre l'interrogateur embarqué et les balises. Des études théoriques et de nombreuses vérifications expérimentales ont pris en compte la présence d'eau, de givre ou de neige fondante [4][5]. Comme cet aspect important a été présenté dans le travail de thèse de notre collègue P Lecocq [6], et qu'il correspond principalement à un aspect lié à la disponibilité du système, nous ne nous y attardons pas.

Bibliographie indexée []

- ¹ Y. N'Guyen " Etude et réalisation de dispositifs de localisation ponctuelle de véhicules de transports guidés par balises électroniques passives " Thèse de 3^{ème} cycle - Lille - Dec 1991
- ² Amtech - Balise compacte 915/1830 MHz
- ³ A Sjöberg « Commande automatique des trains » Ericson Review N°1 1981 pp22-29
- ⁴ P.Lecocq - C.Semet. « Rapport complémentaire sur le comportement des balises en zone orageuse, et en présence d'eau ». Rapport de contrat n° 999-2009-R39 USTL/SNCF/MATRA TRANSPORT décembre 1990
- ⁵ P.Lecocq - C.Semet. « Localisation de véhicules guidés par balises passives : rapport complémentaire sur le comportement des balises en présence de neige ». Rapport de contrat n° 999-2009-R39 USTL/MATRA TRANSPORT avril 1991
- ⁶ P.Lecocq « Contribution à l'étude du fonctionnement de balises de localisation de véhicules ferroviaires dans des conditions climatiques défavorables ». Thèse de Doctorat en électronique - USTL - Lille - 1992

CHAPITRE II (chap2)

ETUDE DE FAISABILITE DE DEUX DISPOSITIFS DE LOCALISATION PONCTUELLE : LIGNE GRANDE VITESSE ET RESEAU URBAIN

SOMMAIRE

1. PARTIE : LOCALISATION PAR BALISE DESTINEE AUX LIGNES GRANDES VITESSES	22
1.1. INTRODUCTION	22
1.2. PRESENTATION.....	22
1.2.1. Aspect analogique	22
1.2.2. Aspect numérique	23
1.3. DESCRIPTION	23
1.4. FONCTIONNEMENT DE LA BALISE.....	24
1.5. FONCTIONNEMENT GENERAL.....	26
1.6. TRAITEMENT DES VOIES Vx ET Vy « PAR PYTHAGORE ».....	29
1.7. TRAITEMENT DES VOIES Vx ET Vy « LE PLUS EN AVAL POSSIBLE »	30
1.7.1. Codage différentiel et modulation.....	30
1.7.2. Unité de réception.....	34
1.8. EFFET DOPPLER.....	38
1.9. ESSAIS DYNAMIQUES	39
1.9.1. Conditions expérimentales des essais	40
1.9.2. Quelques résultats.....	41
1.9.3. Les variantes du répondeur de base.....	42
1.9.4. Sens de passage.....	42
1.10. CONCLUSION.....	42
2. PARTIE : LOCALISATION PAR BALISE DESTINEE AUX APPLICATIONS URBAINES	44
2.1. INTRODUCTION	44
2.2. PRESENTATION.....	44
2.3. DESCRIPTION	45
2.4. FONCTIONNEMENT GENERAL.....	46
2.4.1. Principe.....	46
2.4.2. Les antennes.....	47
2.4.3. Différents types de répondeur.....	49
2.4.4. Vitesse de passage.....	49
2.4.5. Fonctionnement particulier du répondeur.....	50
2.5. CONCLUSION.....	51
3. CONCLUSION.....	52
4. BIBLIOGRAPHIE.....	53

CHAPITRE II

ETUDE DE FAISABILITE DE DEUX DISPOSITIFS DE LOCALISATION PONCTUELLE :

LIGNE GRANDE VITESSE ET RESEAU URBAIN

1. Partie : Localisation par balise destinée aux lignes grandes vitesses

1.1. Introduction

Pour atteindre un haut niveau de sûreté de fonctionnement, nous avons imaginé¹ un ensemble d'interrogation embarqué comprenant un émetteur moyenne fréquence (MF¹) et un émetteur haute fréquence (UHF²) fonctionnant en permanence. Chaque émetteur est muni d'antennes spécifiques permettant de transmettre l'énergie électromagnétique vers les antennes des balises disposées sur la voie. Comme nous le verrons ultérieurement les balises sont dépourvues d'énergie interne traditionnelle (piles, batterie ou cellule solaire). La recherche vise, à terme, l'industrialisation d'un dispositif à faible coût et d'une complexité la plus faible possible afin d'obtenir de très bonnes performances en fiabilité. La disponibilité générale de tout le système en sera bénéficiaire. Dans cet esprit, l'antenne MF est un circuit résonnant accordé sur sa fréquence propre. L'antenne UHF est constituée d'un ou plusieurs éléments rayonnants associés montés en réseau. Ils ont fait l'objet d'une description détaillée dans un rapport [2].

1.2. Présentation

1.2.1. Aspect analogique

Dans une version de réalisation très simplifiée, le répondeur peut être considéré comme analogique : le signal M.F. est mélangé au signal UHF aussi longtemps qu'il reçoit l'énergie suffisante provenant de l'ensemble d'interrogation. L'unité de traitement de l'ensemble d'interrogation reconnaît l'existence du signal MF par démodulation synchrone de la porteuse réémise par la balise. En pratique, l'unité de traitement détermine par simple mélange et filtrage l'existence ou non d'un signal MF. La particularité du récepteur est de posséder une double voie de démodulation synchrone afin de s'affranchir des variations de hauteur de caisse du véhicule. Cet aspect important dans la réalisation est décrit ultérieurement.

¹ Les fréquences étudiées se situent entre 100 kHz et 10 MHz

² Les fréquences étudiées se situent entre 915 MHz et 2,45 GHz

1.2.2. Aspect numérique

Dans un mode plus élaboré de réalisation, la balise peut-être considérée comme numérique. Elle comprend, de plus, un module logique destiné à fournir un message numérique série modulé au rythme de la MF. Ce module logique introduit le mélange avec le signal UHF au rythme du circuit MF correspondant à l'horloge du système. Le message numérique constitué d'un codage différentiel module en amplitude la porteuse UHF. Ce message peut être différent pour chaque balise. Il est reconstitué par démodulation et traitement dans l'unité d'interrogation.

La puissance électrique nécessaire au fonctionnement du module numérique est générée par redressement du signal M.F. induit dans le circuit rayonnant. Cette phase a nécessité de gros efforts d'optimisation [II-0, II-2] afin de faire fonctionner le répondeur sans pile ni batterie. M. Hamzaoui a montré qu'il existe un coefficient de remplissage optimal pour la réalisation de cadres imprimés simple ou double face[3].

En choisissant un mode de transmission favorisant le couplage magnétique, nous limitons dès le départ le niveau de l'énergie rayonnée dans l'espace autour de l'émetteur. Il s'agit d'un des aspects les plus fondamentaux pour assurer un bon critère de sécurité. Nous aborderons, dans le chapitre suivant, l'étude du rayonnement électromagnétique dans l'espace de travail, c'est à dire sur de faibles distances pour le déplacement longitudinal, pour des distances de quelques mètres pour l'étude de diaphonie entre voie.

Si l'utilisation d'une liaison privilégiant le couplage par champ magnétique est un facteur favorable pour l'étude du bilan de transmission en sécurité, c'est un obstacle à la réalisation de dispositifs de longue portée. Pour pouvoir émettre sans contrainte de distance (hauteur de lecture) à partir de sources de faible puissance, l'utilisation d'une très haute fréquence est un atout favorable. Par contre un dispositif conçu sur ces bases sera plus sensible, à fréquence très élevée, à des perturbations d'ordre climatique ainsi qu'à des phénomènes de réflexion sur les structures métalliques environnantes. Bien que ces éléments soient susceptibles d'affecter le degré de disponibilité (par rapport au couplage purement magnétique) nous avons étudié les limites des contraintes de la réalisation d'un montage basé sur le principe d'émission mixte.

1.3. Description

L'ensemble d'interrogation peut être fractionné en deux parties, d'une part les antennes placées sous le train de façon à affecter les antennes de la balise et d'autre part l'ensemble des circuits électroniques, reportés à une distance de plusieurs mètres dans une zone protégée. Comme nous le verrons plus loin, la présence de câbles de liaison entre les antennes et l'électronique peut être une limite à la mise en oeuvre simple du système.

Quelles que soient les variantes de réalisation, le système de localisation ponctuelle présente la constitution de principe présentée en figure II-4.

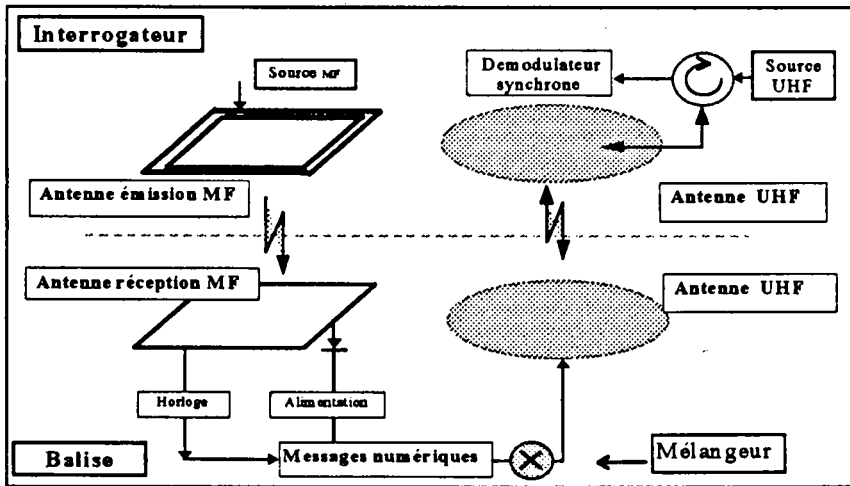


Fig II-4: Principe général

L'ensemble comprend un interrogateur et un répondeur entre lesquels deux liaisons, l'une privilégiant le champ électromagnétique, l'autre le champ magnétique, sont établies en cours de fonctionnement :

- la liaison à fréquence élevée (f_1), dans le domaine des UHF ou des hyperfréquences est entre 915 MHz et 2,45 GHz³. Il s'agit de la voie bidirectionnelle sol-train.

- la liaison à basse fréquence (f_2), par exemple 128 kHz, 512 kHz, 1MHz ou 10 MHz⁴ fournit l'énergie nécessaire à l'alimentation du répondeur, fixe la vitesse de modulation ainsi que la synchronisation du message en retour dans le cas d'un répondeur numérique. Il s'agit d'une voie unidirectionnelle, du train vers le sol.

Choix des fréquences :

Les valeurs à retenir pour les deux fréquences de fonctionnement sont liées:

- aux performances fonctionnelles (ex.: en fonction du débit numérique)
- aux performances attendues en terme de sécurité (ex.: en fonction de la diaphonie latérale)
- aux performances attendues en terme de disponibilité (ex.: en fonction des conditions climatiques)
- à la largeur du canal disponible et au bruit résiduel des sources utilisées

1.4. Fonctionnement de la balise

La liaison en M.F. doit donner naissance à un courant I_d dont les valeurs extrêmes sont suffisantes pour provoquer la détection du répondeur. L'utilisation de l'impédance dynamique d'une diode comme élément de commutation apporte un avantage important du point de vue de la sécurité intrinsèque. Il faut, à ce sujet rappeler que la sécurité exige l'absence d'excitation d'un répondeur par un mobile ou une autre source autre

³ 2,45 GHz est une fréquence autorisée, en deça les puissances rayonnées doivent être inférieures à 50 mW

⁴ Ces fréquences ont été retenues pour l'étude de limites de faisabilité

que le mobile qui circule au-dessus du répondeur (par exemple pour éviter de déceler de façon erronée la sortie d'un véhicule d'un canton de voie ferrée). En revanche le défaut de repérage du passage au-dessus d'un répondeur a, en règle générale, des conséquences beaucoup moins importantes de sorte que la sécurité doit aller dans le sens de la non-détection intempestive.

La résistance dynamique de la diode s'exprime par

$$R_d = R_s + R_j$$

avec R_s la résistance série et R_j la résistance de jonction approximativement égale à $0,025 / I^5$

Comme le montre la formule ci-dessus la résistance R_d de la diode est une fonction inverse du courant qui la traverse. Toute diminution sensible du courant circulant dans le composant au-dessous d'un seuil va se traduire par une résistance de la diode, qui reste suffisamment élevée pour qu'il n'y ait pas constatation d'une mise en oeuvre du phénomène de mélange. En conséquence, la réémission vers l'antenne HF est dégradée.

Dans le cas d'un répondeur analogique, le mode de commande peut être celui schématisé en figure 5: une diode est montée en shunt sur la sortie de l'antenne du récepteur. Cette sortie est reliée au résonateur M.F. du répondeur par un filtre destiné à éliminer les transitoires et une fraction du bruit.

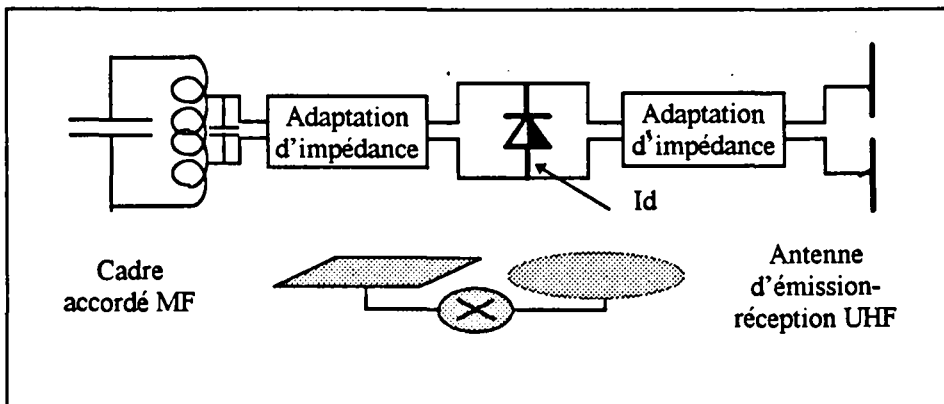


Fig II-5-a: Principe de base de la balise

Dans le cas d'une balise numérique, le récepteur comporte également une mémoire morte programmable destinée à moduler le courant de la diode de façon à constituer un message série. La description détaillée du mélangeur de la balise a fait l'objet d'un rapport ainsi que d'un chapitre de thèse de mon collègue Y. NGUYEN [II-2]. Il faut rappeler à ce sujet qu'une des difficultés consiste en l'utilisation de composants à très faible coût pour une réalisation pouvant faire appel a priori à des composants hyperfréquences.

⁵ le coefficient 0,025 est la valeur à 20°C du potentiel thermodynamique kT/q

1.5. Fonctionnement général

Le principe de fonctionnement repose donc sur la possibilité de réaliser un mélange entre deux signaux de fréquence f_1 (pulsation ω_1) et f_2 (pulsation ω_2) et à réémettre, par le même canal, leur composition harmonique. C'est à dire :

- la source UHF émet un signal de la forme $S_1(t) = A_0 \sin(\omega_1 t)$ et la source MF de la forme $S_2(t) = B_0 \sin(\omega_2 t)$

- si à un instant t_1 , la balise se trouve en amorce de lecture à l'abscisse x_b , la distance entre les antennes embarquées et le répondeur vaut h_1 (Fig II-6).

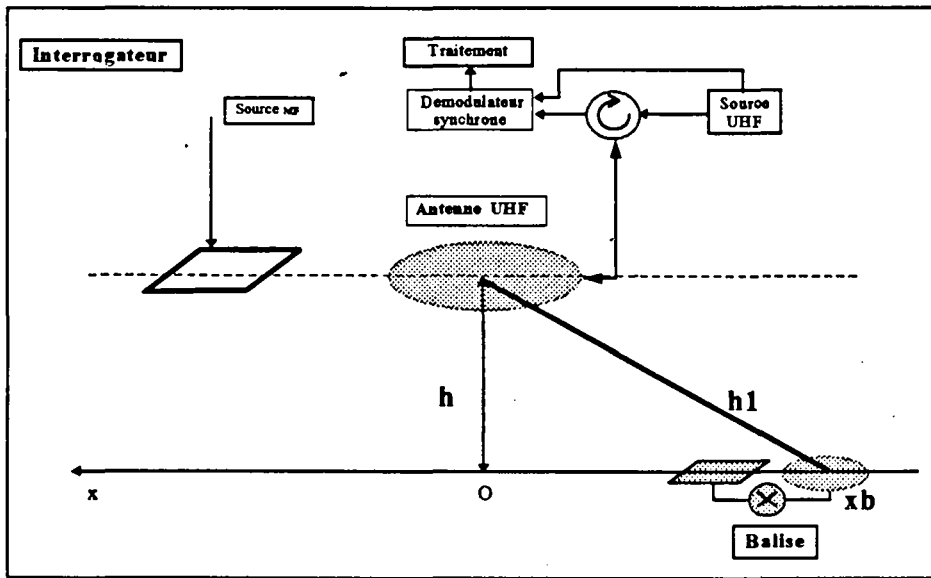


Fig II-6 : Lecture dynamique d'une balise

avec $h_1^2 = h^2 + x_b^2$

Le signal arrivant sur la balise s'exprime en ajoutant un déphasage θ

$$S_{1b}(t) = A_b o \sin(\omega_1 t + \theta) \quad \text{où } \theta = \frac{2\pi f_1}{c} h_1, \text{ avec } c \text{ la vitesse de la lumière}$$

Le signal MF arrivant sur la balise est de la forme

$S_{2b}(t) = B_b o \sin(\omega_2 t + \varepsilon)$ où le déphasage peut être considéré comme nul compte tenu de la longueur d'onde utilisée vis à vis de la distance séparant l'interrogateur des balises.

En idéalisant le mélangeur à diode contenu dans la balise, nous pouvons exprimer la différence de potentiel aux bornes du composant:

$$V_d = V_o + A_b o \sin(\omega_1 t + \theta) + B_b o \sin(\omega_2 t)$$

d'où le courant dans la diode :

$$i_d = i_s \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \exp\left(\frac{A_b o \sin(\omega_1 t + \theta)}{V_T}\right) \exp\left(\frac{B_b o \sin(\omega_2 t)}{V_T}\right)$$

où V_0 est la tension de polarisation continue

et V_T la tension de seuil de la diode

Si les amplitudes A_{b0} et B_{b0} sont faibles devant la tension V_T , le développement au premier ordre des exponentielles donne:

$$i_d = i_s \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \left[\left(1 + \frac{A_b o \sin(\omega_1 t + \theta)}{V_T}\right) \left(1 + \frac{B_b o \sin(\omega_2 t)}{V_T}\right) \right]$$

ou encore

$$i_d = i_s \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \left(1 + \frac{A_b o \sin(\omega_1 t + \theta)}{V_T} + \frac{B_b o \sin(\omega_2 t)}{V_T}\right) + i_s \exp\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \left(\frac{A_b o B_b o}{2 V_T^2} \left\{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \theta] - \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \theta] \right\}\right)$$

La balise réémet le signal $E_b(t)$

$$E_b(t) = E_b o \sin(\omega_1 t + \theta) + E_b i \left\{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \theta] - \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \theta] \right\}$$

Après réception par l'antenne de l'interrogateur, puis orientation à travers un anneau hybride (circulateur type course au rat⁶), le signal à l'entrée du mélangeur de réception s'exprime par:

$$E_i(t) = E_i o \sin(\omega_1 t + 2\theta) + E_i i \left\{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + 2\theta] - \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + 2\theta] \right\}$$

A ce stade il s'agit de récupérer les informations contenues dans le signal MF. Comme le montre l'expression (ci-dessus) l'information MF est contenue dans le battement inférieur et le battement supérieur. Pour l'obtenir nous procédons à un nouveau mélange avec une fraction de l'oscillateur local de fréquence f_1 . Par le même processus que précédemment l'opération de mélange ($\omega_1 + \omega_2 - \omega_1 = \omega_2$) suivie d'un filtrage permet d'extraire la fréquence f_2 et d'obtenir le signal utile. Il s'exprime par :

$$V_y(t) = V_0 \cos(\omega_2 t) \sin(2\theta)$$

Les études sur le traitement du signal [4] nous ont appris qu'il est possible d'obtenir un meilleur signal démodulé si la démodulation est cohérente (synchrone). Il faut pour cela disposer du signal de référence, ce qui n'est pas un obstacle dans notre cas, la source étant au voisinage du récepteur.

⁶ Circulateur Rate-Race : circulateur imprimé sans ferrite, faible coût, faible poids

Le signal de la démodulation se compose d'un terme MF représentant le signal utile et d'un terme de phase dû à la distance séparant les antennes UHF. L'expression générale du signal dépend donc de la position x_b de la balise par rapport à l'antenne UHF de l'interrogateur.

$$V_y(t) = V_0 \cos(\omega_2 t) \sin\left(\frac{4\pi f_1}{c} h_1\right)$$

Afin de ne pas alourdir la description du fonctionnement du système nous renvoyons le lecteur aux ouvrages traditionnels pour ce type d'étude [5],[6]. En fait, nous montrons que le signal récupéré s'annule pour toutes les combinaisons entières du quart de la longueur d'onde λ utilisée ($h_1 = n \lambda/4$ avec n un entier). Du point de vue de la sécurité, le niveau des sources étant limité par les alimentations, les niveaux sont limités à V_0 au maximum.

Pour garantir la présence d'un niveau de signal exploitable quelles que soient les conditions d'installation en particulier, le récepteur à démodulation synchrone est muni d'une seconde voie dans laquelle est introduit un retard électrique de $\pi/2$. (fig II-7-a et II-7-b). Le signal UHF reçu est divisé en deux parties (diviseur de type Wilkinson). Chacune d'elles est appliquée à l'entrée d'un mélangeur (MD149) à travers une ligne de déphasage pour l'une des deux voies. Les signaux obtenus en sortie des mélangeurs sont filtrés et amplifiés.

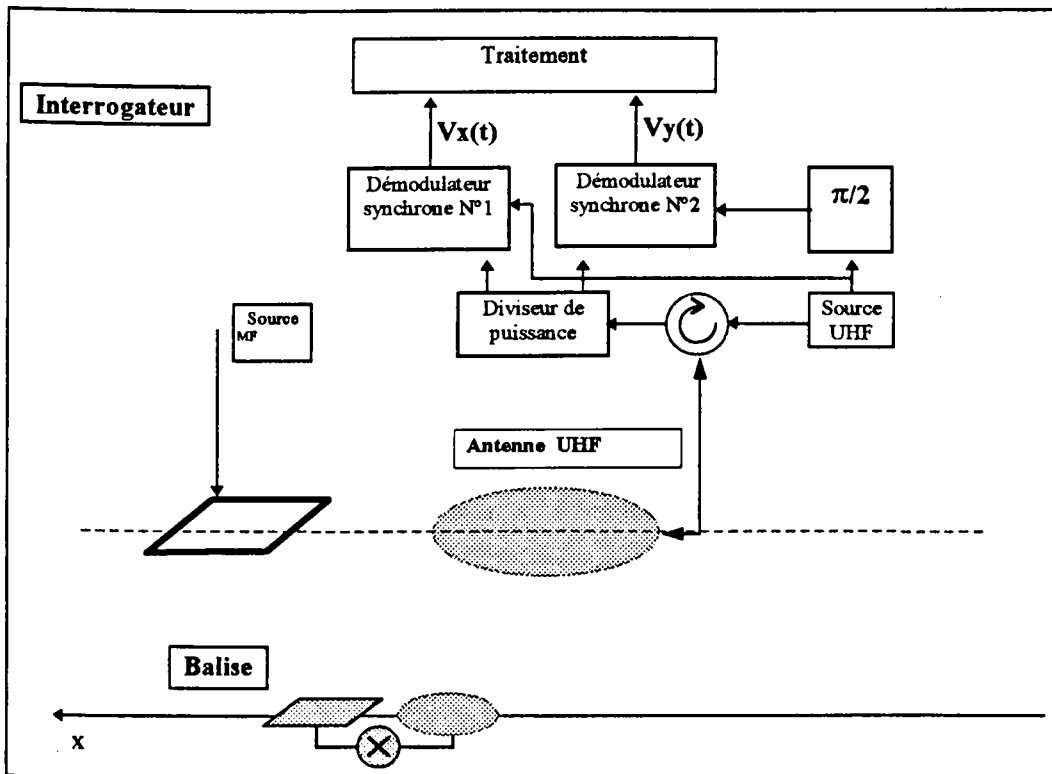


Fig II-7-a : Structure du récepteur double voie (partie HF)

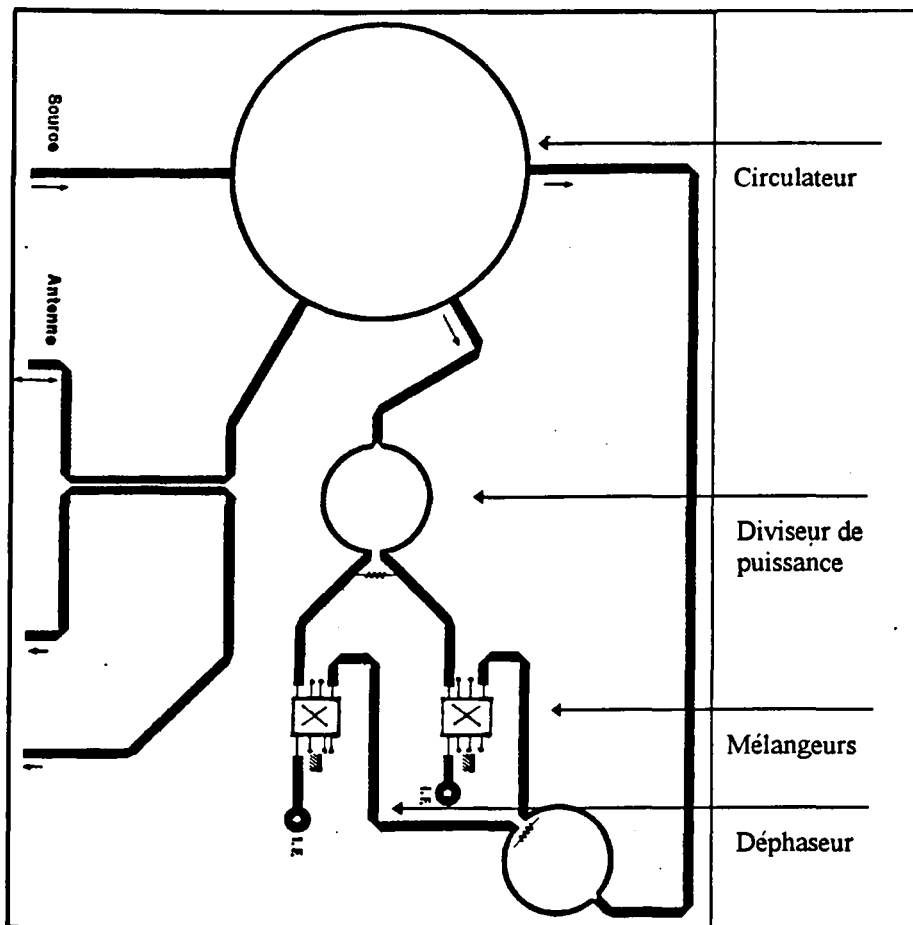


Fig II-7-b : Réalisation du récepteur double voie (partie HF - échelle # 3/2 à 1GHz)

Elles sont régies par les équations:

$$V_y(t) = V_0 \cos(\omega_1 t) \sin\left(\frac{4\pi f_1}{c} h_1\right)$$

$$V_x(t) = V_0 \cos(\omega_1 t) \cos\left(\frac{4\pi f_1}{c} h_1\right)$$

1.6. Traitement des voies V_x et V_y « par Pythagore »

Les deux équations contiennent toujours un terme fonction de h_1 . Il est possible de l'éliminer en procédant à la somme quadratique des deux termes (R. GABILLARD a proposé d'appeler cette réalisation la structure Pythagore)

Elle permet d'obtenir un signal $V_s(t)$ indépendant du paramètre h_1 qui s'écrit:

$$V_s(t) = \frac{V_s}{2} [1 + \cos(\omega_1 t)]$$

Une structure a été entièrement réalisée sur ce principe[7] et a permis de montrer la faisabilité du principe de lecture d'une balise avec une très grande précision de localisation[8]. Cette structure présente

l'avantage de permettre un traitement des données sur une seule voie (réalisation des filtres, des décodeurs, des détecteurs de niveau...). Par contre elle présente l'inconvénient de nécessiter la réalisation de deux étages de multiplication des signaux MF ce qui constitue une limitation pour les systèmes à haut débit numérique. Afin d'éviter, par cette technique, de réduire le rapport signal sur bruit nous avons envisagé de procéder au traitement des deux voies « le plus en aval possible », c'est à dire de procéder à un double filtrage, double décodage des données, double détection de niveau et enfin de les exploiter simultanément ou individuellement.

1.7. Traitement des voies V_x et V_y « le plus en aval possible »

Ce choix de structure du récepteur double voie a l'avantage d'optimiser le rapport signal sur bruit, et au niveau système de disposer d'une configuration partiellement redondante. L'idée est d'exploiter différemment les voies et de permettre une meilleure disponibilité du système en cas de panne. En effet, comme nous le verrons ultérieurement, pour une majorité de hauteurs de lecture, le signal à traiter est présent avec un rapport S/B satisfaisant supérieur à 15 dB.

1.7.1. Codage différentiel et modulation

1.7.1.1. Introduction

Une balise numérique doit transmettre son message à la volée dans les conditions de vitesse maximale. Pour des raisons de sécurité, le message doit intégralement être reçu au moins deux fois[9], c'est à dire les données, sur quelques bits, les caractères de contrôle, le format de la trame etc. En pratique ceci correspond à devoir transmettre 128 ou 256 bits utiles. Si la vitesse instantanée de passage au droit du répondeur est de 360 km/h (100 m/s), la longueur « utile » de la balise doit être de 10 cm au minimum. Pratiquement, compte tenu des paramètres géométriques et des phénomènes physiques liés au couplage magnétique, il faut réaliser une balise de 20 cm de longueur et un interrogateur de 25 cm de long pour une hauteur de lecture de 30 cm. Pour une hauteur de lecture plus importante de 60 cm, l'interrogateur mesure 45 cm.

1.7.1.2. Les messages numériques: le codage

Pour réaliser la transmission de messages numériques vers l'unité de réception, nous utilisons la structure double voie décrite précédemment. Les aspects particuliers de phase posés par la transmission sont à prendre en compte si on souhaite optimiser la taille des équipements (augmenter la longueur des balises permet de transmettre davantage de messages). Il est bon de rappeler qu'en fonction de la distance h entre l'interrogateur et la balise, les deux voies $V_x(t)$ et $V_y(t)$ peuvent prendre les quatre configurations suivantes :

- $V_x(t)$ et $V_y(t)$ peuvent s'annuler mais jamais de façon simultanée car les deux voies sont en quadrature.
- $V_x(t)$ et $V_y(t)$ peuvent être en phase ou en opposition de phase.

Toutes ces configurations sont résumées en figure II-8.

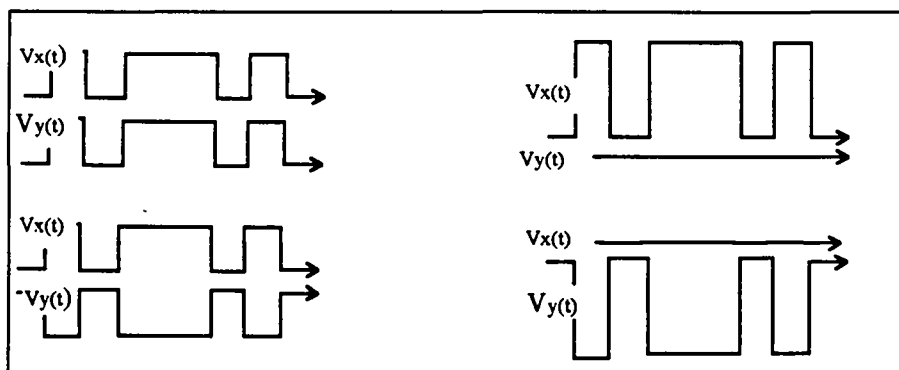


fig II-8 : Différentes formes de signaux démodulés

Le fait que les signaux $V_x(t)$ et $V_y(t)$ s'annulent ou s'inversent sous certaines configurations de hauteur rend impossible le fait d'associer un niveau logique à un état logique '0' ou '1' du message.

Pour lever cette ambiguïté, il est possible d'utiliser un codage particulier appelé codage différentiel ou encore codage par transition [10].

1.7.1.2.1. Principe du codage différentiel

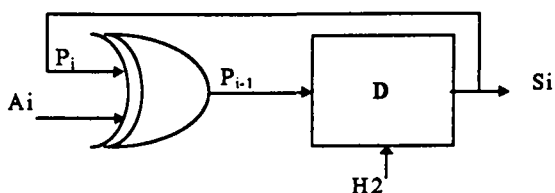
Le codage différentiel associe à des états logiques '0' ou '1' des changements d'état. L'information n'est plus portée par les états logiques du message mais par les transitions.

1.7.1.2.2. Mise en oeuvre

Une simple fonction logique permet de convertir un message binaire en code différentiel et vice-versa. Les opérations de codage et de décodage s'effectuent de la façon suivante :

a) pour le codage

Le schéma de principe du codage utilise une fonction OU Exclusif et une bascule D. Il est le suivant :



Si A_i est la séquence d'entrée, S_i séquence de sortie, H_2 une horloge retardée de $T/2$ par rapport à la cadence du message alors l'opération de codage est effectuée par l'intermédiaire du calcul de P_i avec la relation:

$$P_i = A_i \oplus P_{i-1}$$

Une allure de message codé est donnée en figure II-9

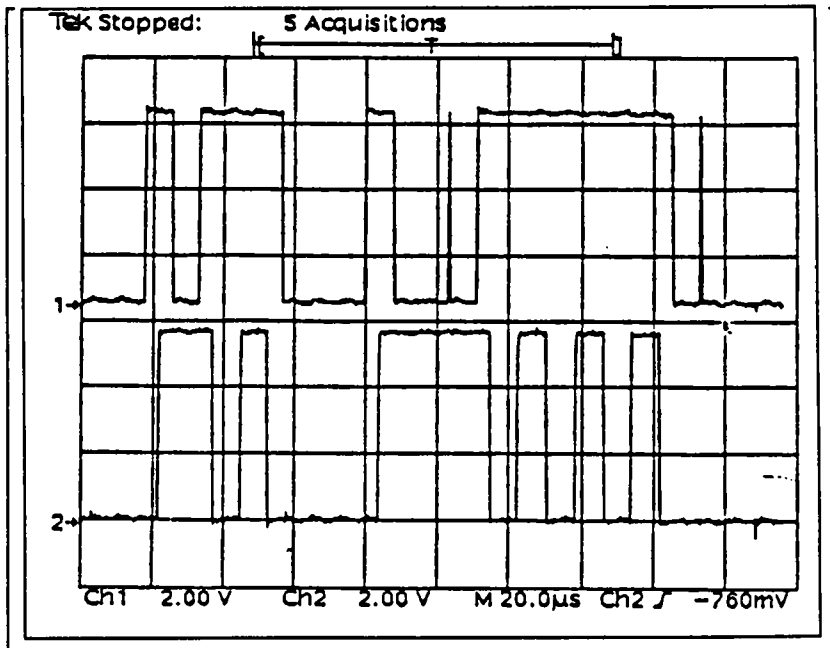
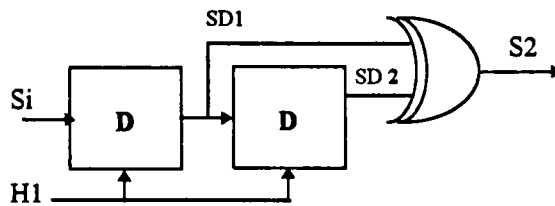


fig II-9 Message mémoire (1) et message codé (2)

Il est à noter qu'en pratique, il n'est pas nécessaire de réaliser matériellement cette fonction d'encodage mais que son équation est programmée dans la mémoire de la balise. Cette méthode permet de gagner en consommation et en fiabilité sans entacher notablement le temps de réponse.

b) Pour le décodage

Afin de reformer la séquence d'origine A_i à partir de S_i , nous réalisons l'opération décrite par le schéma suivant :



Le détail du décodage de S_i présenté comprend deux bascules D commandées en mode synchrone.

L'extraction du code s'obtient par l'équation

$$S2 = SD1 \oplus SD2$$

c) Commentaire

Si les deux séquences numériques d'entrée sont inversées l'une par rapport à l'autre ou non, leur décodage donne le même résultat. L'insensibilité d'un codage différentiel à des inversions de phase est mise en oeuvre dans le récepteur comme nous le verrons dans la description du synoptique général..

Sachant que l'encombrement spectral varie en fonction du codage utilisé, nous nous devons d'optimiser le rapport S/B et procéder au filtrage dans les meilleures conditions possibles.

1.7.1.3. Analyse spectrale du code différentiel

Nous nous limitons dans cette partie à donner synthétiquement les éléments les plus significatifs retenus. Nous nous sommes appuyés sur les travaux dans le domaine des télécommunications avec les mobiles[11],[12],[13]ainsi que les ouvrages sur les communications numériques [14],[15].

Le code différentiel retenu est un code dont l'information est contenue dans les transitions entre états significatifs. Toutefois, du point de vue de la forme du signal physique, ce code est comparable à un signal binaire classique. Le code comporte en effet des successions d'états d'amplitude 0 et +A et de durée T.

Le calcul du spectre du code différentiel $s(t)$ se calcule à partir de la fonction d'autocorrélation du signal. En appelant $C_s(\tau)$ la fonction d'autocorrélation et TF la transformée de Fourier, la densité spectrale de puissance (DSP) est définie par la relation

$$DSP = S_s(f) = TF[C_s(\tau)]$$

1.7.1.3.1. Calcul de la fonction d'autocorrélation

Le calcul de $C_s(\tau)$ s'effectue en considérant l'équiprobabilité d'apparition des deux états significatifs. Nous obtenons le résultat suivant :

$$C_s(\tau) = \frac{A^2}{4} \left(2 - \frac{\tau}{T}\right) \quad \text{pour } 0 < \tau < T$$

1.7.1.3.2. Calcul de la densité spectrale de puissance

Le calcul du spectre de $C_s(\tau)$, est effectué en la décomposant en une somme de fonctions dont la transformée de Fourier est connue, ce qui est le cas des fonctions triangulaires et constantes. Le résultat de cette décomposition nous donne une expression de la DSP :

$$S_s(f) = \frac{A^2}{4} \delta(o) + \frac{A^2}{4} T \frac{(\sin \pi f T)^2}{(\pi f T)^2}$$

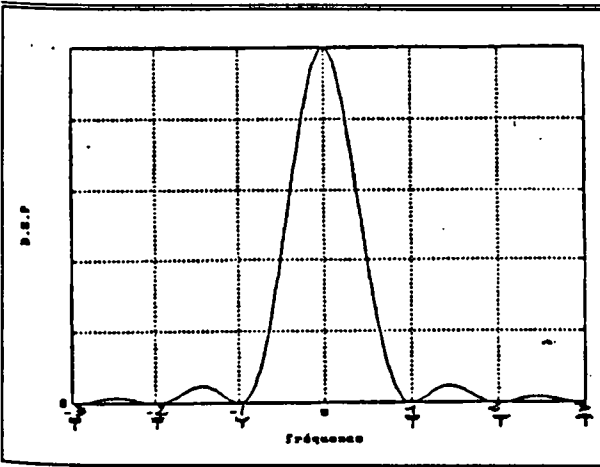


fig II-10-a : Représentation de la DSP du message différentiel (théorique - échelle linéaire)

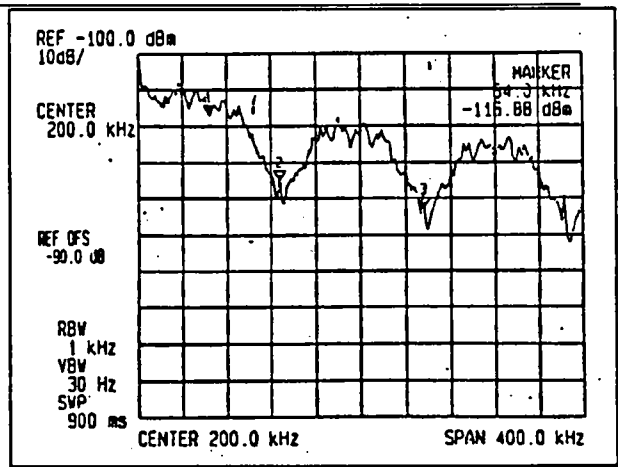


fig II-10-b : Représentation de la DSP du message différentiel (relevé expérimental - échelle log.)

La courbe de $S_s(f)$ théorique (figure II-10-a) nous montre que la majorité de l'énergie du signal est concentrée dans le premier lobe, c'est-à-dire pour des fréquences comprises entre 0 et $1/T$. La figure II-10-b nous présente une mesure de ce spectre.

1.7.1.4. La modulation sur onde porteuse haute fréquence

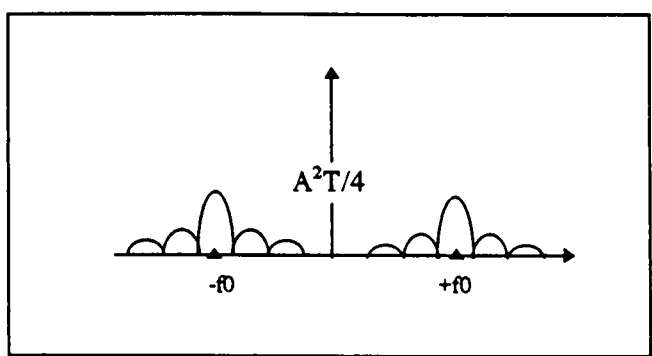
Le message codé, étudié précédemment, est introduit dans l'étage de modulation. Cette modulation est, dans son principe, une simple modulation d'amplitude tout ou rien. Si $S(t)$ est le signal modulant et $V(t)$ l'onde porteuse UHF, alors l'onde porteuse $m(t)$ s'exprime par

$$m(t) = S(t) \cdot V(t)$$

et dont la représentation spectrale est donnée par la formule

$$S_m(f) = \frac{1}{4} \{ S_s(f) \delta(f - f_0) + S_s(f) \delta(f + f_0) \}$$

Le spectre de cette modulation ne contient plus la composante continue et l'énergie est concentrée autour de la fréquence f_0 . Pour notre application la fréquence f_0 peut être de 915, 1000 ou 2450 MHz⁷



1.7.2. Unité de réception

⁷ Les résultats d'essais présentés à la fin de cette partie correspondent à $f_0 = 1000$ MHz

Elle est constituée d'une part d'une unité capable d'extraire le message différentiel de l'onde HF et d'autre part de décoder ce message afin de récupérer l'information contenue dans la balise.

1.7.2.1. Le récepteur HF

Ce récepteur, chargé de réaliser une démodulation d'amplitude sur onde porteuse, est celui présenté dans l'architecture de base du système (voir fonctionnement général). Les deux sorties de cette unité fournissent des signaux identiques déphasés de $\pi/4$:

1.7.2.2. Le décodeur différentiel deux voies

1.7.2.2.1. Principe

A partir des voies $V_x(t)$ et $V_y(t)$ créées dans l'étape précédente, le décodeur doit rétablir le message utile afin de le rendre exploitable par une unité de traitement de l'information. Le fait de disposer de deux voies pouvant s'annuler à tour de rôle nous oblige à faire un choix. Le critère de décision le plus judicieux est de décoder la voie sur laquelle le niveau du signal est le plus élevé.

Etant donné que nous disposons d'un codage différentiel, le fait que l'une ou l'autre des voies puisse s'inverser n'a pas d'incidence sur le choix de celle que l'on désirera décoder.

Le décodeur est constitué de trois parties distinctes :

- un circuit de décodage pour chacune des voies $V_x(t)$ et $V_y(t)$,
- un circuit de décision capable de distinguer la voie ayant le niveau le plus élevé,
- un circuit de détection de présence de la balise sous l'interrogateur.

1.7.2.3. Description des éléments du décodeur

1.7.2.3.1. Le circuit de décodage

Il est composé de deux chaînes de décodage en parallèle pour chacune des deux voies $V_x(t)$ et $V_y(t)$.

Chaque chaîne est réalisée à partir de trois modules en cascade :

- le filtre passe-bas,
- la mise en forme,
- le décodage.

a) Le filtre passe-bas

Le signal à filtrer est le message 'différentiel' dont le spectre a été établi auparavant. Le gabarit du filtre étant déterminé par le premier lobe de puissance, on en déduit qu'il faut une fréquence de coupure de $1/T$. Par exemple si le débit numérique du message est de 128 kbps, la fréquence de coupure sera de 128 kHz.

En ce qui concerne les performances du filtre, les exigences sont les mêmes que celles de tout système numérique: introduire un minimum de distorsion de phase tout en coupant la bande le plus efficacement possible. Nous réalisons donc un filtre passe-bas de Bessel d'ordre 8.

b) Mise en forme

Cette fonction est remplie par un comparateur à seuil zéro (LM311) dont le câblage est réalisé d'une façon classique.

c) Le décodage

Le décodage nécessite l'utilisation d'une horloge de fréquence égale à la fréquence du message. Afin d'alléger la structure du décodeur, celle-ci n'est pas récupérée par filtrage sélectif des voies $V_X(t)$ et $V_Y(t)$ mais elle est prise directement à la source MF.

Cette opération est réalisable car le déphasage entre l'horloge de la source MF et le message différentiel régénéré est pratiquement constant pour les distances h_1 existantes :

$$\lambda = c/f \gg 2 h_1 \quad \text{pour } f = \text{qq } 100 \text{ kHz}$$

L'horloge de génération des messages mesurée au niveau de la mémoire du circuit cible de la balise est d'ailleurs quasiment en phase avec celle de la source MF. Le retard éventuel est donc créé par le temps de traitement de la chaîne de transmission et non par la distance h ; il sera donc pratiquement constant au cours de la transmission.

Pour que le décodage puisse se faire dans de bonnes conditions, il est nécessaire que les fronts montants d'horloge coïncident parfaitement avec les états significatifs (0 ou 1 stabilisé) du message à décoder. En pratique, ces fronts montants arrivent un peu en avance. Un retard ajustable, simplement réalisé à partir d'une cellule RC placée entre deux portes logiques à effet de seuil (fig II-11) est introduit dans le signal d'horloge.

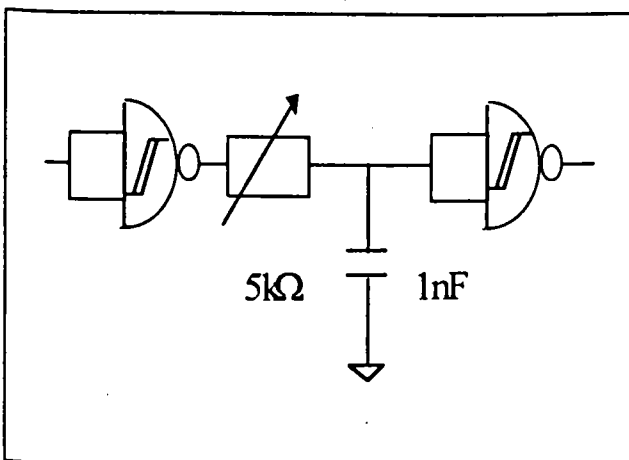


fig II-11 : Le retard ajustable

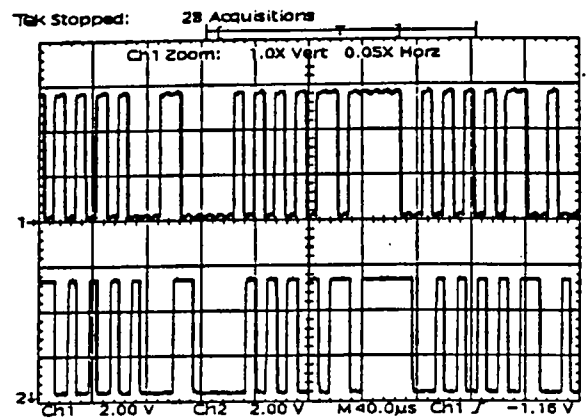


fig II-12 : Résultats du décodage (émission=1, réception=2)

Les résultats du décodage sont présentés figure II-12 pour l'une des deux voies du décodeur. Les légères impulsions résiduelles ne perturbent pas le système, elles seront éliminées ultérieurement par l'action de la décision de voie. Lorsque le décodage est pour chacune des voies, il faut choisir celle dont le niveau est le plus fort en sortie du récepteur HF.

1.7.2.3.2. Le circuit de décision

La comparaison des deux voies est réalisée d'après le schéma synoptique suivant (fig II-13) :

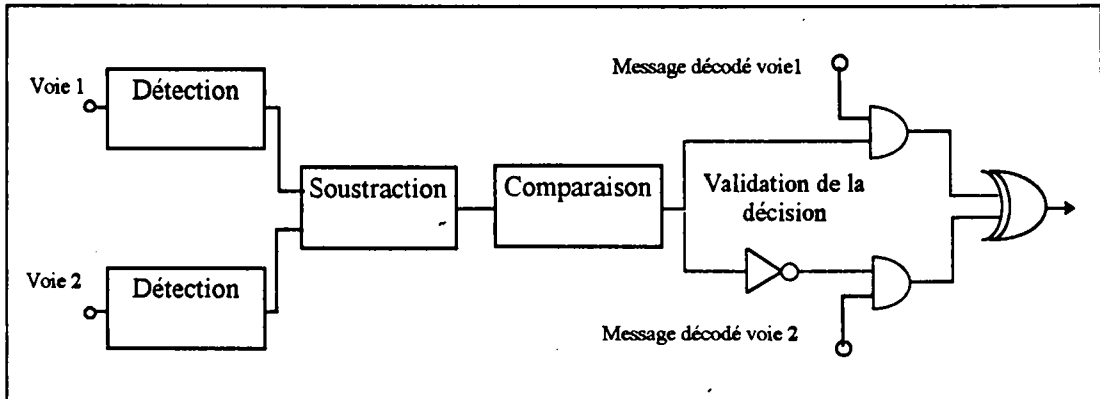


fig II-13 : Schéma synoptique de la chaîne de décision

La chaîne de traitement comprend :

- Les détecteurs

Ils ont pour but d'extraire l'information d'amplitude des signaux des deux voies en générant une tension proportionnelle à cette amplitude.

- Le soustracteur

Il réalise la différence des deux tensions obtenues afin de créer un signal positif si $V_X(t) > V_Y(t)$ ou négatif si $V_X(t) < V_Y(t)$.

- La comparaison

Elle est réalisée à l'aide d'un composant traditionnel (comparateur LM311) dont le seuil de décision est zéro.

Toutefois, lorsque les niveaux de $V_X(t)$ et $V_Y(t)$ sont très voisins, la sortie du comparateur va osciller entre 0 et la valeur de l'alimentation (V_{cc}), ce qui perturbe la sortie du système. Pour limiter cet effet, un dispositif à constante de temps limite l'amplitude de ces oscillations et un montage à détection de seuil vient effectuer une nouvelle décision.

Les seuils de décision doivent posséder la plus grande hystérésis possible. Nous la fixons à $V_{cc}/2$.

- La validation de la décision

Ce circuit détermine le choix du message décodé à l'aide de fonctions logiques simples.

1.7.2.3.3. La détection de "présence balise"

Cette fonction supplémentaire évite d'obtenir un signal de sortie lorsque la balise n'est pas sous l'interrogateur. Ce test se fait par une addition des tensions prélevées après les détecteurs ; ensuite vient une amplification et une comparaison pour obtenir un niveau de tension compatible avec des circuits CMOS :

- si le niveau n'est pas nul sur au moins une des deux voies (présence d'une balise), la sortie passe à l'état +Vcc.

- si le niveau est nul sur les deux voies (absence de balise), la sortie passe à l'état 0 V.

Un schéma synoptique général du décodeur est présenté figure II-15.

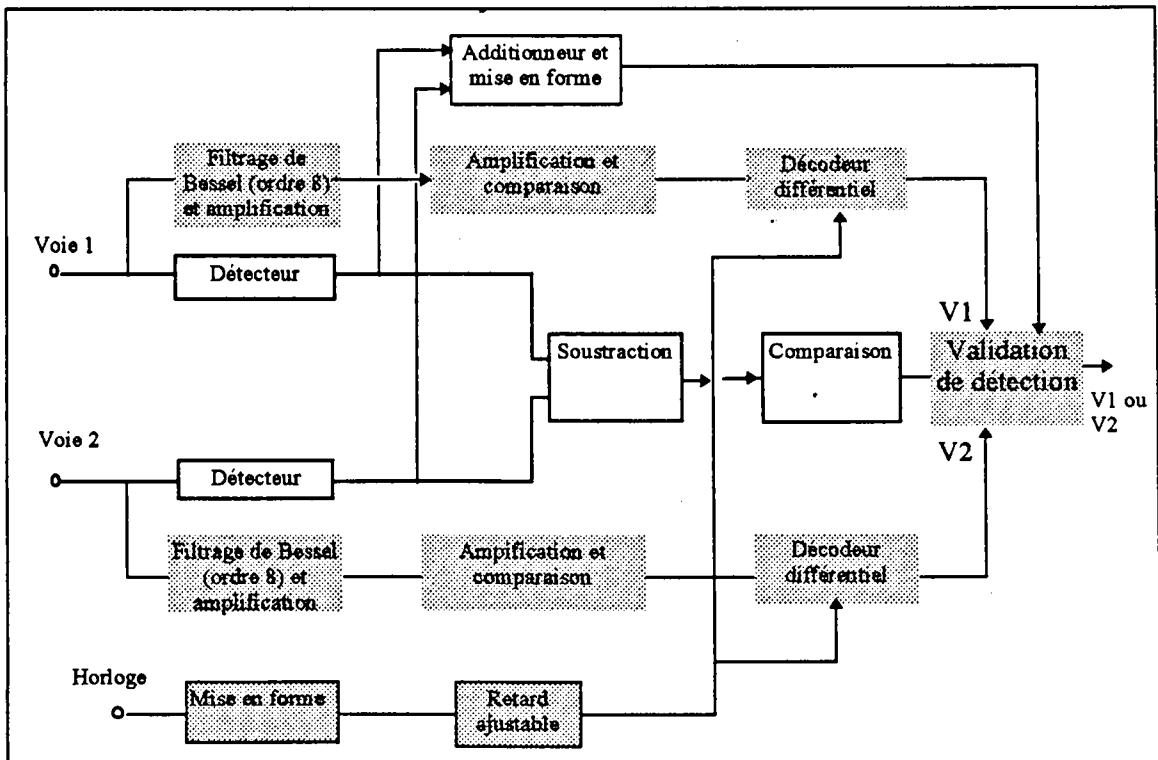


fig II-15: Schéma synoptique général du décodeur

La technologie utilisée pour le décodeur différentiel est de type CMOS et utilise des composants standards de l'industrie. Le décodeur est équipé d'une interface de sortie en TTL ainsi que d'un circuit permettant la connexion avec un analyseur de protocole en mode de transmission RS 422 ou 449 (modes différentiels).

1.8. Effet Doppler

Le signal reçu par l'interrogateur embarqué est soumis à une faible distorsion de fréquence appelée « effet Doppler ». Soit f_1 , la fréquence d'émission, nous obtiendrons en réception dans la balise, un décalage de fréquence calculé à partir de l'équation ci-dessous

$$f_d = f_1 \frac{v}{c} \cos \alpha$$

avec v , la vitesse du train

c , la vitesse de propagation de l'onde

α , l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec la direction du vecteur de propagation de l'onde transmise.

Dans notre application, la balise peut-être assimilée à un miroir mobile réfléchissant l'onde incidente. Le récepteur de l'interrogateur réagit à une fréquence Doppler

$$f'_d = 2f_e \frac{v}{c} \cos \alpha$$

La présence du cadre magnétique inhibe toute possibilité d'échanges d'ondes UHF en dehors de la zone d'espace plus confinée du couplage magnétique. Cette aire que nous avons choisie pour la sécurité, correspond à une ouverture maximale de 60° (Fig II-16).

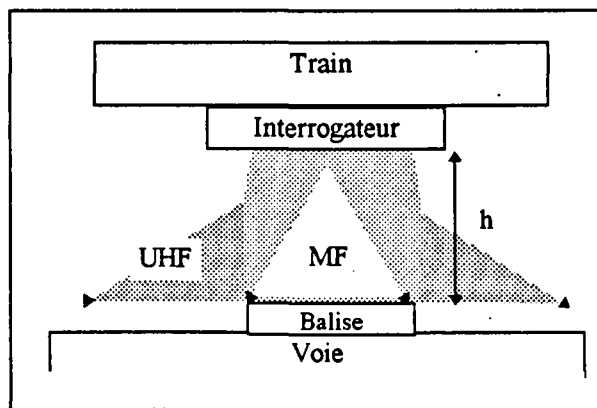


Fig II-16 : Principe de l'inhibition de l'onde UHF

Dans ces conditions, le décalage de fréquence, lié à l'effet Doppler est limité à 300 Hz. Le résultat peut, en première approximation, permettre de ne pas tenir compte de cet effet pour le système tel qu'il a été conçu. La bande passante de l'antenne balise, la plus pénalisante, permet de transmettre l'énergie en ne perdant que 1% au maximum de l'énergie lié à l'effet Doppler. Cet effet est négligeable au regard du plan de fréquence à transmettre en simultanéité (f_1 et $f_1 \pm f_2$ composé).

1.9. Essais dynamiques

Ce démodulateur fonctionne correctement pour différentes valeurs de la distance h . Toutefois, pour avoir une meilleure idée de ses qualités, nous avons réalisé un banc et procédé à des essais en dynamique en laboratoire.

1.9.1. Conditions expérimentales des essais

1.9.1.1. Le banc d'essai est composé :

- d'un interrogateur fixe composé des antennes, de câbles (longueur 8m), des modules émission-réception MF et UHF, du décodeur et d'un analyseur de protocole pour l'interprétation des messages en clair (démonstrateur).

- d'un dispositif de guidage neutre (bois - longueur 7 m, largeur 0,3 m) installé sous l'interrogateur et le long duquel peut circuler la balise, propulsée par un système d'élastique (mettre en mouvement la balise permet de bénéficier d'un rapport de masse favorable et de réaliser des vitesses de passage en moyenne à 60 km/h - un tir exceptionnel a permis d'atteindre la vitesse de 147 km/h !). La phase d'arrêt est assurée par le même système d'élastique. Les multiples aller-retour sont inhibés par un dispositif optoélectronique.

- la balise dispose d'un circuit cible (l'électronique numérique) dont la mémoire contient des messages enregistrés sous protocole HDLC⁸.

1.9.1.2. Conditions particulières des essais :

- les fréquences utilisées sont 1 GHz pour la porteuse UHF et 128 kHz pour la MF

- nous avons accès à la mesure de la vitesse par l'intermédiaire d'un capteur optique sensible au passage de la balise

- les messages décodés sont récupérés au moyen d'un analyseur de protocole et sont stockés sur disquettes. Les résultats qui comprennent tous des données erronées dans les phases de montée et de chute, peuvent être dépouillés à l'aide d'un programme réalisé au laboratoire.

La figure II-18 donne un exemple de traitement d'un fichier obtenu à l'issue d'un tir

MESSAGE DE REFERENCE : nm - MATRA_TRANSPORT - SNCF - USTL -	
(Fichier Traité : mess6064)	CONDITIONS EXPERIMENTALES :
MESSAGES DECODES :	
MESSAGE : 5 - MATRA_TRANSPORT - SNCF - USTL -	Vitesse = 60 Km/H
MESSAGE : 6 - MATRA_TRANSPORT - SNCF - USTL -	Hauteur interrogateur = 40 cm
MESSAGE : 7 - MATRA_TRANSPORT - SNCF - USTL -	Debattement latéral = 0 cm
MESSAGE : 8 - MATRA_TRANSPORT - SNCF - USTL -	Puissance d'émission = 20 dBm
MESSAGE : 9 - MATRA_TRANSPORT - SNCF - USTL	
NOMBRE DE MESSAGES DECODES : 5	NOMBRE DE MESSAGES BONS : 3
NOMBRE TOTAL DE CARACTERES : 180	NOMBRE DE CARACTERES BONS : 144
NOMBRE TOTAL DE BITS : 1440	NOMBRE DE BITS BONS : 1327
Nb caractères bons	Nb bits bons
----- = 80 %	----- = 92 %
Nb total de caractères	Nb total de bits

fig II-18 : Dépouillement d'une transmission (v=60Km/h - h=40cm)

⁸ HDLC : High Level Data Link Control

- Le contenu d'un message correct est " 1 - MATRA_TRANSPORT - SNCF - USTL - " ce qui représente 36 caractères et 288 éléments binaires.

1.9.2. Quelques résultats

Un certain nombre de résultats ont été dépouillés avec le programme cité précédemment, concernant des essais à des vitesses de 40 et 60 km/h et pour des valeurs de h allant de 20 à 40 cm. Les résultats sont reportés dans le tableau T2.

Tableau T2 : Tir en laboratoire

v(km/h)	h(cm)	nb de mess. reçus	nb de caract. reçus	nb de bits reçus	nb de mess. bons	nb de caract. bons	nb de bits bons	A(%)	B(%)
40	20	10	369	2952	7	287	2674	77,7	90,6
40	30	12	418	3344	9	361	3154	86,4	94,2
40	40	7	263	2104	3	143	1689	54,4	80,3
60	20	7	273	2184	5	197	1932	72,2	88,5
60	30	8	295	2360	6	242	2188	82,0	92,7
60	40	5	191	1528	3	135	1340	70,7	87,7

avec $A = \frac{\text{nombre de caractères bons}}{\text{nombre total de caractères reçus}}$

et $B = \frac{\text{nombre de bits bons}}{\text{nombre total de bits reçus}}$

Les résultats obtenus montrent la faisabilité d'une transmission ponctuelle entre un mobile et une balise passive dans des conditions de laboratoire. Les valeurs reportées mettent en évidence deux aspects :

- la transmission est d'autant meilleure que la distance est courte (meilleur rapport signal à bruit à 20 cm)
- des distances plus élevées peuvent offrir une meilleure transmission (30 cm)

Extrapolation aux vitesses supérieures.

A partir des données obtenues en laboratoire, il est possible d'extrapoler les résultats à des vitesses différentes et en particulier à 360 km/h. La courbe d'extrapolation, calculée pour deux longueurs de lecture, permet ainsi de connaître le nombre de bits corrects aux vitesses de:

- 80 km/h \approx 845 bits
- 160 km/h \approx 422 bits
- 360 km/h \approx 190 bits

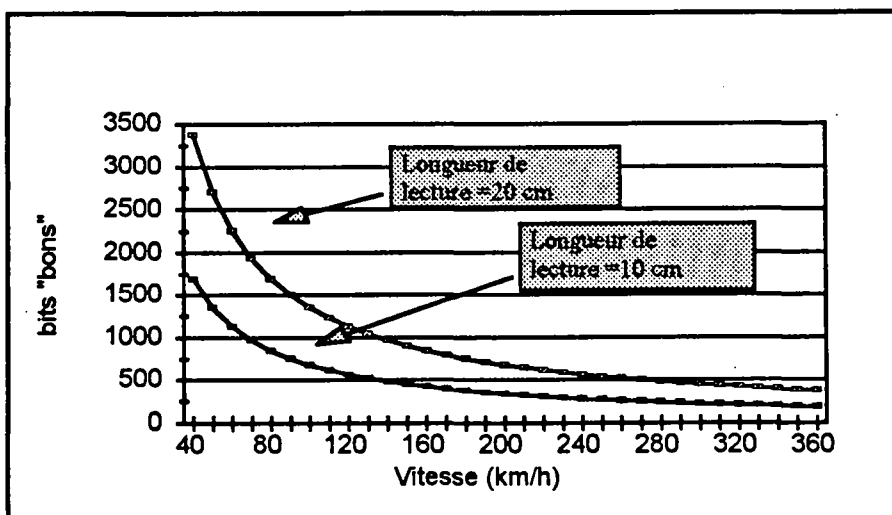


fig II-19 : Bits transmis en fonction de la vitesse

1.9.3. Les variantes du répondeur de base

Il est envisagé d'utiliser différents types de répondeurs pour des fonctions particulières attendues sur la ligne. Il peut être souhaitable d'avoir des répondeurs aussi court que possible en partie courante de la voie afin d'obtenir une information sur un point kilométrique (PK) par exemple. Il peut être souhaitable de disposer de répondeurs de très grande précision, par exemple détectant à ± 1 cm, au départ de la ligne ou des stations. En effet, pour des raisons de qualité de service, il n'est donné l'autorisation d'ouverture des portes que lorsque le train est en position exacte en station à ± 10 cm.

1.9.4. Sens de passage

Une option de réalisation permet de vérifier le sens de passage du train au droit de la balise. Il faut, pour cela, utiliser une antenne B.F. comprenant deux composants dimensionnés différemment dans le sens du déplacement et alimentés de façon différente. En pratique, l'antenne possède deux bobines alimentées en opposition de phase ($0, \Pi$) par l'oscillateur B.F. Les variations d'enveloppe peuvent être détectées à partir de la tension démodulée à l'aide de moyens traditionnels. Les inversions de phase, lorsque l'interrogateur circule au dessus du répondeur, sont relevées, en même temps que les instants auxquels ils surviennent, ce qui permet de déterminer le sens de marche. Dans le cas d'un répondeur numérique, la démodulation du signal numérique représentative du message d'identification doit tenir compte des inversions de phase ($0, \Pi$) du signal basse fréquence. Cet aspect n'a pas été abordé dans l'étude.

1.10. Conclusion

La transmission d'informations numériques d'une balise passive vers un véhicule guidé requiert l'utilisation d'une structure de modulation et de codage peu sensible à des signauxphasés.

Ce premier système permet de répondre au cahier des charges « grande vitesse » si la modulation des données est effectuée en amplitude. Dans ce cas les résultats de transmission de bits corrects sont obtenus avec des taux d'efficacité de plus de 90 % sur les bits reçus.

L'objectif de cette étape était double. D'une part montrer la faisabilité de lecture et les limites en terme de bilan de puissance d'une balise numérique par la mise en oeuvre d'un principe bifréquence. D'autre part étudier les limites des possibilités exploitant l'écart f_1-f_2 des fréquences. Cette étape, rapportée dans [16] qualifie en terme de rapport signal à bruit le taux d'erreur. Précisons, à ce sujet, que la source UHF utilisée pour la caractérisation des performances en bits transmis possède une résiduelle FM faible (<7 Hz)⁹ et un bruit de phase favorable (<-116 dBc/Hz)¹⁰. Compte tenu du faible écart existant entre la fréquence de la source et le battement il n'est pas possible d'utiliser une source à oscillateur contrôlé par tension standard (VCO). Une source à résonateur diélectrique (DRO)¹¹ serait préférable et permettrait un taux d'erreur acceptable dépendant de la valeur de la fréquence basse retenue.

Des essais ultérieurs en laboratoire et sur sites permettront de valider l'ensemble du système interrogateur à des vitesses très importantes, compatibles avec les trains express et les trains à grande vitesse.

⁹ Ref. HP 8648C , pour $f = 1000$ MHz

¹⁰ Bruit de phase à 1000MHz pour un décalage de 20 kHz (ref HP 8648C)

¹¹ DRO pour une réalisation à la fréquence de 2,45 GHz

2. Partie : Localisation par balise destinée aux applications urbaines

2.1. Introduction

Le dispositif que nous présentons dans cette partie est dérivé du précédent. Néanmoins, il diffère sur deux points importants que nous nous proposons d'examiner.

L'ensemble d'interrogation embarqué comprend un émetteur basse fréquence (BF¹²) et un émetteur moyenne fréquence (MF¹³) fonctionnant en permanence. Chaque émetteur est muni d'antennes spécifiques permettant de transmettre l'énergie électromagnétique vers les antennes des balises disposées sur la voie. Comme pour le cas précédent, les balises sont dépourvues d'énergie interne traditionnelle telle que des piles, batterie ou cellule solaire. La conception vise toujours à obtenir un dispositif à faible coût et d'une complexité la plus faible possible afin d'obtenir de très bonnes performances en fiabilité. Dans cet esprit, les antennes basse et moyenne fréquence sont des circuits résonnants accordés sur leurs fréquences respectives. L'étude de leur rayonnement fait l'objet d'une description détaillée au chapitre suivant.

2.2. Présentation

Dans le module analogique de la balise un circuit B.F. court-circuite le circuit résonnant M.F. aussi longtemps qu'il reçoit un champ électromagnétique B.F. de niveau suffisant, provenant de l'ensemble d'interrogation. L'unité de traitement reconnaît la mise en court circuit (c-à-d l'état actif ou au contraire inhibé) du circuit résonnant M.F. . La durée des court-circuits est déterminée par le contenu d'un message numérique, constitué de bits modulés en phase.. Le message peut être différent pour chaque balise. Il est reconstitué par démodulation et traitement dans l'unité d'interrogation.

En pratique, l'unité de traitement détermine en sécurité si le courant M.F. d'émission est supérieur ou inférieur à un seuil. Ce seuil est la référence importante permettant au système de garantir qu'une balise n'est pas lue au delà d'une distance longitudinale (Ds) de sécurité (Fig II-20). Elle correspond à la puissance de bruit résiduel d'une association de résistances câblées en sécurité. Le calcul s'effectue à partir de l'expression de la puissance de bruit thermique [15] : $P_{\text{th}} = k T R \Delta f$

avec	k	la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ W/K)
	T	la température absolue limite d'utilisation ($248^{\circ}\text{K} \# -25^{\circ}\text{C}$)
	R	la résistance équivalente placée à l'entrée du récepteur (qqk Ω)
	Δf	la bande passante du récepteur (256 kHz)

¹² BF # 128 kHz

¹³ MF # 10 MHz

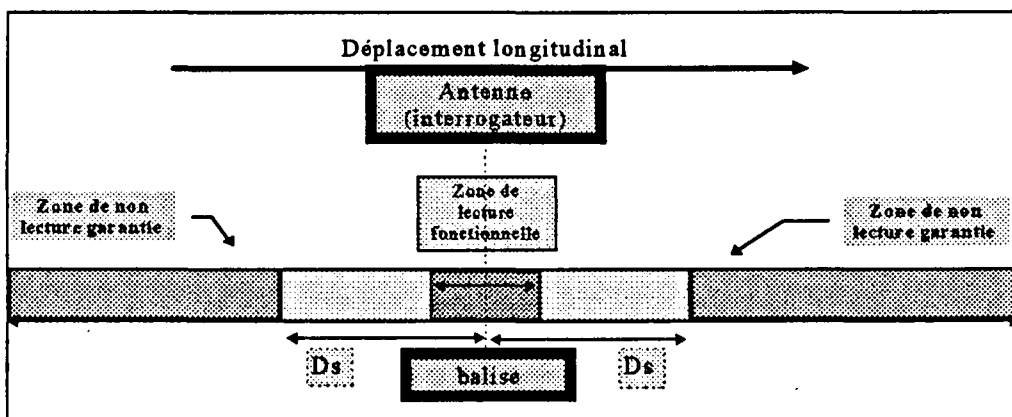


Fig II-20 : les zones de lecture longitudinale

La puissance électrique nécessaire au fonctionnement du module numérique est générée par redressement du signal B.F. induit dans le circuit rayonnant en B.F. Dans le répondeur, les messages numériques sont émis en modulation à saut de phase ($\pm \Pi/4$), au rythme de la B.F. induite.

L'utilisation de liaisons privilégiant le couplage par champ magnétique est un facteur intrinsèque de sécurité comparé aux dispositifs dans lesquels la balise réagit exclusivement au champ électromagnétique, beaucoup plus sensible et sujet à des perturbations notamment dues à des réflexions.

2.3. Description

L'ensemble d'interrogation peut être fractionné en deux parties, d'une part les antennes placées sous le train de façon à affecter les antennes de la balise et d'autre part l'ensemble des circuits électroniques, reporté à une distance de plusieurs mètres dans une zone protégée. Comme nous le verrons plus loin, la présence d'un câble de liaison entre les antennes et l'électronique peut être utilisé pour effectuer une amplification de l'écart de phase servant à la détection.

Quelles que soient les variantes de réalisation, le système de localisation ponctuel a la constitution de principe présentée en figure II-21.

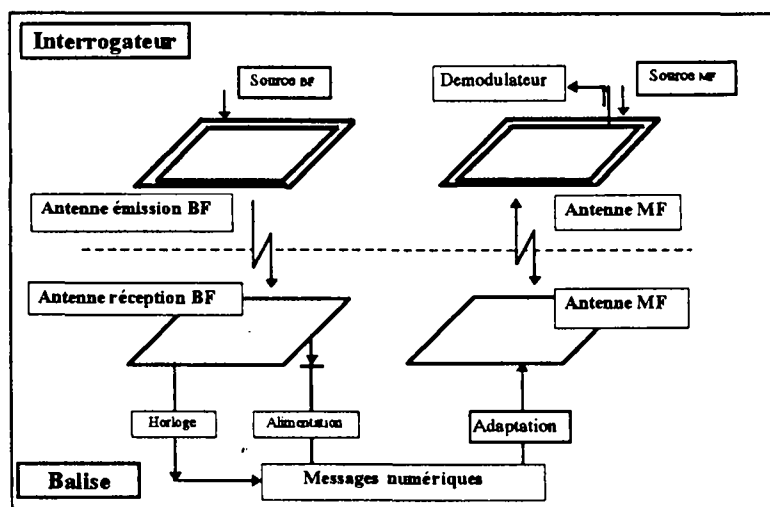


fig II-21: Principe général

L'ensemble comprend un interrogateur et un répondeur entre lesquels deux liaisons par champ électromagnétique sont établies en cours de fonctionnement :

- une liaison à basse fréquence (128 kHz), fournit l'énergie nécessaire à l'alimentation du répondeur. Elle fixe la fréquence de modulation ainsi que la synchronisation du message en retour dans le cas d'un répondeur numérique;

- une liaison à fréquence plus élevée, dans le domaine des moyennes fréquences entre 5 et 30 MHz. Il s'agit de la voie de retour vers l'interrogateur.

2.4. Fonctionnement général

2.4.1. Principe

Le principe de fonctionnement consiste à analyser en permanence l'impédance du résonateur d'antenne M.F. relié à son oscillateur à fonctionnement permanent et à reconnaître la mise en court-circuit (CC) d'un circuit résonnant M.F. . Lorsque l'ensemble d'interrogation est positionné au dessus d'un répondeur et que le circuit résonnant M.F est en CC, le résonateur d'antenne se désaccorde par couplage magnétique, d'où une variation du courant M.F. dans le résonateur d'antenne. Un circuit de l'ensemble d'interrogation permet de détecter cette condition par surveillance des évolutions du courant:

- soit du déphasage du courant M.F. par rapport à une référence insensible à l'environnement (tension de sortie d'amplificateur),

- soit de l'amplitude du courant d'antenne, qui se modifie au rythme des mises en CC du circuit M.F., c-à-d au rythme de la B.F.

La détection de l'écart de phase ou d'amplitude utilise un réseau passif d'amplification de l'écart de phase présenté périodiquement par le courant M.F. émis par le résonateur d'antenne. Ce réseau utilise les propriétés des lignes de transmission désadaptées en créant des ondes stationnaires. Un tel réseau comporte une longueur de ligne suffisante pour qu'une désadaptation en bout de ligne, même légère, crée un défaut à la source exploitable. Ce défaut se révèle par une modification de l'impédance complexe, telle qu'elle est vue depuis l'oscillateur M.F. Il se traduit par un déphasage tension/courant ou par une variation d'amplitude du courant. Dans la pratique, la ligne aura une longueur égale à $(2k+1) \lambda/2$, ou k est un entier supérieur à 1 et λ la longueur d'onde du signal M.F. Dans le mode de réalisation retenu (fig. II-22) , la ligne est constituée par un tronçon, de longueur l , de câble d'impédance caractéristique connue (50Ω).

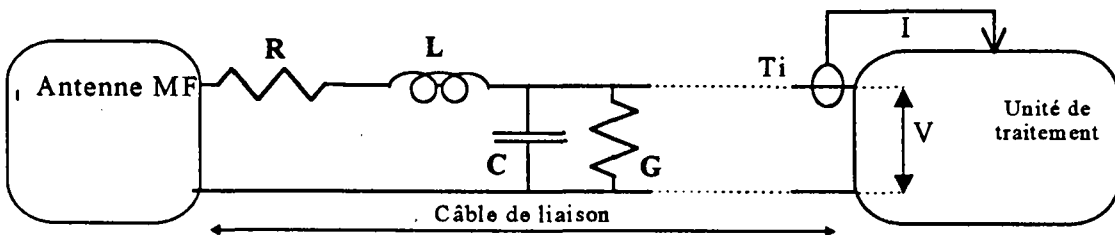


fig. II-22 Liaison antenne embarquée - baie électronique

Le courant dans le câble est prélevé à l'aide d'un transformateur d'intensité (Ti). Dans le cas de la figure II-22, la ligne est synthétisée par mise en cascade de quadripôles élémentaires R,L,C,G. Un nombre de quadripôles judicieusement choisi permet de représenter une longueur de ligne supérieure à la longueur d'onde du signal M.F. Une étude de sécurité concernant les modes de pannes (rupture, mise en CC ...) de cette liaison est présentée dans le chapitre IV.

L'oscillateur B.F. est de constitution classique.

2.4.2. Les antennes

Les antennes peuvent être constituées de bobines plates, superposées ou non. Elles font l'objet d'une description dans [18]. Soulignons simplement qu'une technologie mixte a été nécessaire pour obtenir les performances attendues. Pour l'interrogateur, l'antenne cadre MF est de type imprimé et est associée à l'antenne cadre BF coaxialement. La technologie de cette dernière utilise du fil de Litz dans une mise en forme particulière dite en selle de cheval (Fig II-23). Ce principe permet de réduire les lobes secondaires (vus dans le sens longitudinal) de plus de 6 dB. La figure II-24 est une mesure comparative les niveaux de champ magnétique émis en présence d'un bord droit (partie gauche du graphe) et d'un bord incliné (partie droite du graphe) [19].

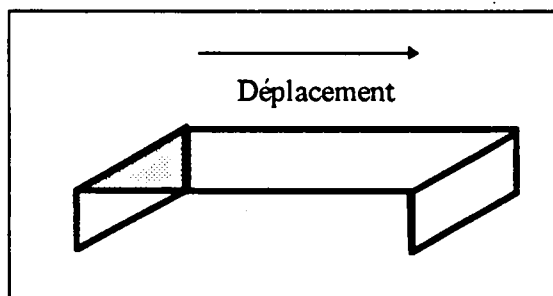


Fig II-23 : Schéma de principe de l'antenne BF en selle de cheval

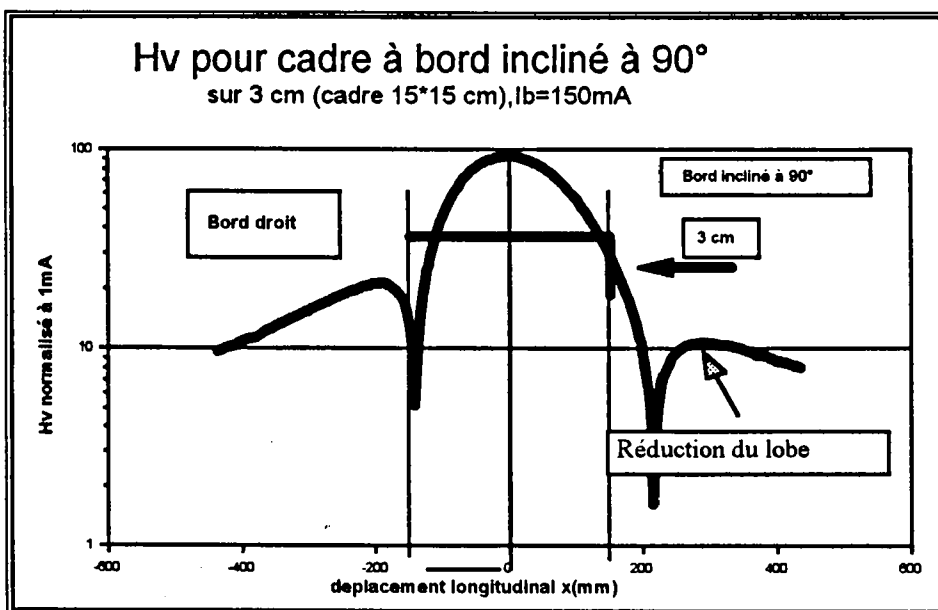


Fig II-24 : Réduction des lobes secondaires

Pour la balise l'antenne MF est également en technologie imprimée obtenue à partir d'un cuivre d'épaisseur plus standard (35 μm). L'antenne BF est réalisée à partir de fil émaillé dont le bobinage a nécessité, pour l'industrialisation, la confection d'outils spécifiques afin de garantir une dispersion de fabrication inférieure à 5%. Le tableau T21 résume les caractéristiques des antennes industrialisées.

Tableau T21

	Fréquence	Technologie et dimensions	Caractéristiques
Interrogateur : cadre BF	128 kHz	30 spires fil de Litz. Les côtés correspondant à la largeur sont relevés de 3 cm (réalisation en selle de cheval).	Inductance de 215 μH pour une résistance de 1,39 Ω .
Interrogateur : cadre HF	10 MHz	câblage imprimé Cu 70 μm . Deux spires de 300 x 250 mm, larges de 2,54 mm et écartées de 2,9 mm	Inductance de 2,32 μH pour une résistance de 1,3 Ω
Balise : cadre BF	128 kHz	Fil émaillé traditionnel 6/10°. Bobine à air de 19 spires en 5 rangées - 10 x 10 cm	<i>Faible dispersion (typiquement < 0,5 % sur L, 1 % sur R et 1 % sur capacité parasite).</i> Inductance de 110 μH pour une résistance série de 2,7 Ω .
Balise : cadre HF	10 MHz	Cuivre imprimé 35 μm - 3 spires - 150 mm x 150 mm <i>Accord par capacités réparties</i>	Spires larges de 2,54 mm, distante de 2,9 mm. Inductance de 2,7 μH pour une résistance série de 1,2 Ω .

Le récepteur de la balise destiné à commander la mise en court-circuit du résonateur M.F. possède une constitution différente selon que le répondeur est analogique ou numérique. Le mode de commande peut, dans tous les cas, reposer sur la modification de l'impédance dynamique d'un semiconducteur en fonction du courant qui la traverse. Cet aspect a été présenté dans la partie 2. Rappelons simplement que l'utilisation de l'impédance dynamique d'une diode comme élément de commutation apporte un avantage important du point de vue de la sécurité intrinsèque. La sécurité exige l'absence d'excitation d'un répondeur par un mobile ou une autre source autre que le mobile qui circule au-dessus du répondeur. En revanche le défaut de repérage du passage au-dessus d'un répondeur a, en règle générale, des conséquences beaucoup moins importantes de sorte que la sécurité doit aller dans le sens de la non-détection intempestive.

Dans le cas d'un répondeur analogique, le mode de commande peut être celui schématisé en fig. II-7-a : une diode est montée en shunt sur la sortie de l'antenne du récepteur. Cette sortie est reliée au résonateur M.F. du répondeur par un filtre destiné à éliminer les transitoires et une fraction du bruit.

Dans le cas d'une balise numérique, le récepteur comporte également une mémoire morte programmable destinée à piloter le courant I_d de façon à constituer un message série. Le circuit électronique ainsi qu'un exemple de réalisation de balise numérique sont présentés en figure II-25. Le composant de modulation est ici un transistor MOS dont les variations d'impédance modulent l'accord du cadre MF. La polarisation du transistor est assurée par la source MF de l'interrogateur. Il faut remarquer que la conception des circuits liés aux antennes est menée de façon à toujours tendre vers un bilan d'énergie restrictif en cas de panne d'un ou de plusieurs composants. Mais il faut remarquer également que la technologie utilisée met en oeuvre des composants standards de l'industrie et non pas des composants de sécurité de type VAL.

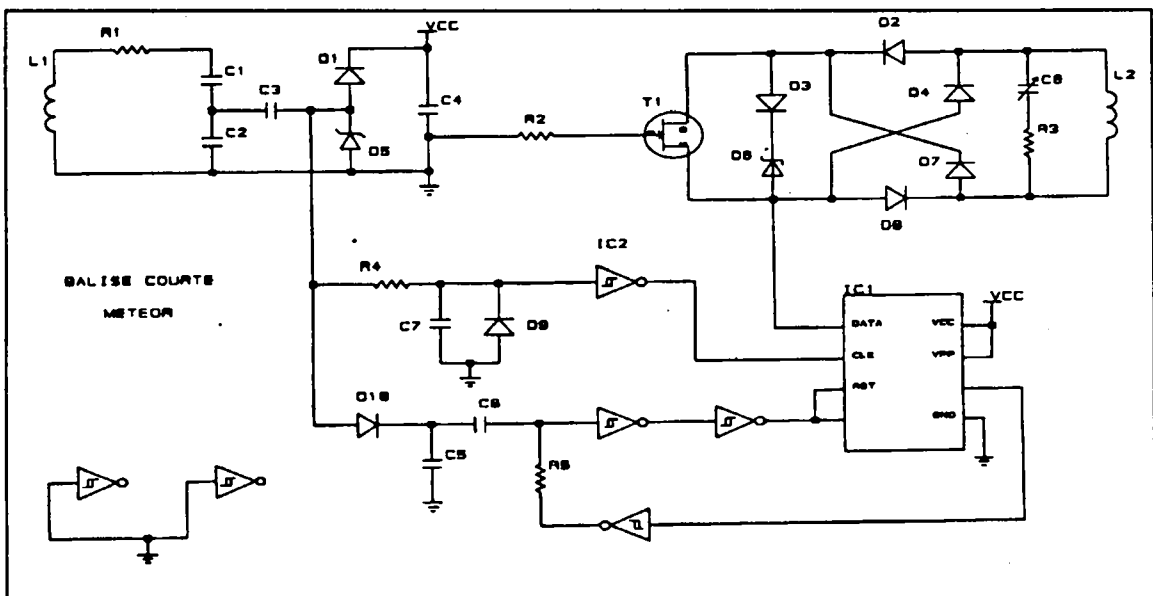


fig II-25 Principe d'une balise numérique

2.4.3. Différents types de répondeurs

Il est envisagé d'utiliser différents types de répondeurs en fonction de l'emplacement par rapport à la voie. Ainsi il est préférable d'avoir des répondeurs aussi courts que possible en partie courante de la voie. En revanche, il peut être souhaitable d'utiliser des répondeurs de longueur importante, par exemple de 1 à 3 m, dans les stations. En effet, pour des raisons de sécurité, il n'est donné l'autorisation d'ouverture des portes que lorsque l'ensemble interrogation du véhicule est placé au dessus d'une balise. Or la précision d'arrêt des trains ne permet pas souvent de remplir cette condition avec des répondeurs ayant la faible longueur acceptable en partie courante de la voie.

De tels répondeurs sont compatibles, comme les répondeurs en partie courante, avec une transmission à faible débit d'un signal sur le canal basse fréquence.

L'étude du couplage pour ces répondeurs particuliers a fait l'objet de rapports ainsi qu'une partie du travail de thèse de mon collègue P. Méganck [20].

2.4.4. Vitesse de passage

Une option de réalisation permet de déterminer la vitesse de passage du train en sécurité intrinsèque au droit de la balise. Il faut, pour cela, utiliser une antenne B.F. comprenant trois composants décalés dans le sens du déplacement et alimentés de façon différente. En pratique l'antenne est constituée de trois bobines alimentées en opposition de phase (0, Π , 0) par l'oscillateur.

Comme nous l'avons indiqué précédemment, le traitement en sécurité des inversions de phase du signal B.F. peut s'effectuer en mettant en oeuvre une électronique de sécurité connue, telle que celle existant dans les automatismes du VAL (détection des croisements des lignes d'asservissement du tapis de transmission placé sur la voie).

2.4.5. Fonctionnement particulier du répondeur

La constitution d'ensemble de ce dispositif est donné en fig II-26.

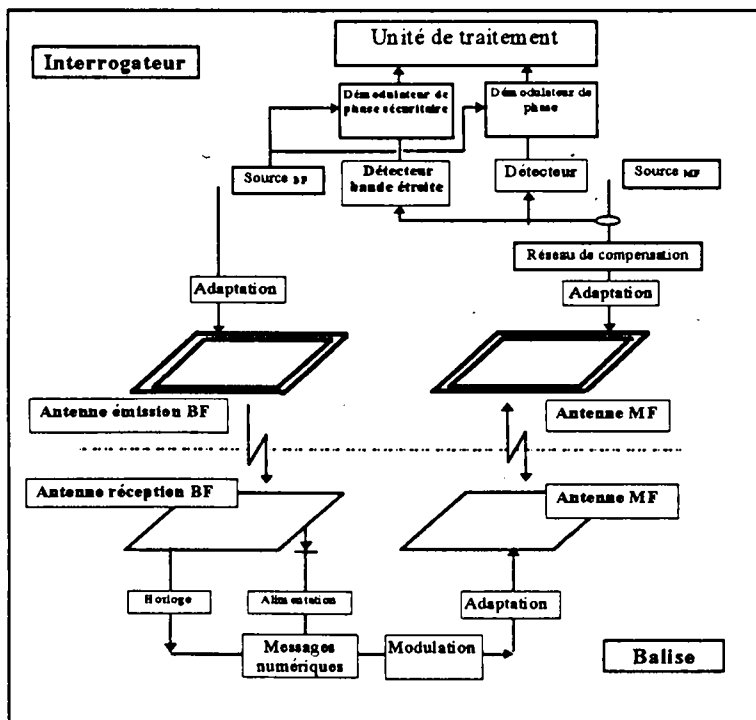


fig II-26 : Schéma synoptique du système

L'ensemble comporte comme nous l'avons indiqué dans les paragraphes précédents :

- un oscillateur B.F. (128 kHz, 10 W) et son antenne, une liaison vers un démodulateur de phase et un comparateur de phase de sécurité appartenant à l'unité de traitement,

- un oscillateur M.F. (10 MHz, 1W) et son antenne reliés par un réseau de compensation de câble. Il est conçu d'une longueur suffisante pour que le courant M.F. en sortie de l'oscillateur soit sensible au désaccord provoqué par la présence du circuit résonnant M.F. du répondeur. Le démodulateur récupère la composante B.F. de modulation du courant M.F. en sortie de l'oscillateur M.F. La bande passante est suffisante pour ne pas déformer le message numérique fourni par la mémoire morte de la balise. Pour une basse fréquence de 128

kHz, une bande passante de 300 kHz permet la transmission des messages de la balise vers l'unité d'interrogation avec un taux d'erreur inférieure à 10^{-3} .

- un démodulateur composé de deux voies: une voie fonctionnelle dont la présence est nécessaire, et une voie de sécurité qui est simplement optionnelle.

La voie fonctionnelle comprend un détecteur d'enveloppe de récupération du signal B.F. et un démodulateur de phase de récupération du message numérique modulé par saut de phase.

Le détecteur d'enveloppe de la voie de sécurité fonctionne sur le même principe que l'autre détecteur mais avec une bande passante étroite. En effet, la voie de sécurité n'a à récupérer qu'une raie à 128 kHz et les inversions de phase du passage d'une bobine vers la suivante. Le montage retenu permet au surplus d'effectuer des mesures de vitesse en sécurité. Le détecteur a pour fonction de récupérer la B.F. émise par l'ensemble d'interrogation et de permettre de reconnaître la phase du signal ($0, \Pi$), qui dépend de celle des bobines se trouvant sous l'antenne B.F. Le comparateur de phase de sécurité détermine les rotations de phase ($0, \Pi$) de la B.F. et peut être conçu comme les circuits utilisés dans le système VAL.

2.5. Conclusion

Ce dispositif de détection de balise est une transposition du principe présenté dans la partie 1. Il possède également deux fréquences de travail, l'une pour la téléalimentation et la synchronisation des messages, l'autre pour l'émission des données de la balise vers l'interrogateur. Cette émission n'est rendue possible que lorsque les deux fréquences sont présentes **simultanément**. Notre système se distingue ainsi des autres dispositifs bifréquences pour lesquels la mise en oeuvre de la haute fréquence a lieu après la détection de la basse fréquence. Dans notre cas, la haute fréquence doit être détectée pour être modulée dans un second temps au rythme de la basse fréquence. Ce principe d'obligation d'exiger la présence des deux fréquences simultanément est une garantie supplémentaire de non lecture prématurée en présence d'un environnement électromagnétique pollué.

3. Conclusion

Les deux dispositifs présentés ont été conçus à partir d'une architecture simple, faisant appel à la mise en oeuvre simultanée de deux fréquences. Cette condition est l'un des éléments permettant de garantir, dès le départ, la sécurité en limitant le risque de téléalimentation accidentelle. La mise en oeuvre d'une fréquence privilégiant le couplage magnétique permet comme nous le verrons dans le chapitre suivant de limiter considérablement la possibilité de couplage avec la voie adjacente. Le fait de réaliser un récepteur contenant un module de démodulation synchrone réduit davantage le risque de lecture intempestive d'une balise. La simplicité des différents modules permet d'envisager, pour l'industrialisation, soit des fonctions de très grande fiabilité à l'aide de composants standards, soit des fonctions d'un très haut niveau de sécurité avec des composants spécifiques mais en quantité restreinte.

Deux différences importantes caractérisent les deux systèmes. Dans le premier dispositif, le bilan d'énergie électromagnétique est obtenu à partir d'une source ne dissipant pas plus de 13 dBm (20 mW). La puissance isotrope rayonnée correspondante est inférieure à 150 mW compte tenu du faible gain de l'antenne et de la structure de l'émetteur. Ce niveau minimise le risque de diaphonie mais ne permet pas la téléalimentation de la balise. La seconde fréquence a ce rôle et confine en plus la zone de téléalimentation par son mode de couplage de type magnétique. Les données codées en mode différentiel modulent en amplitude la porteuse.

Le second principe met en oeuvre une double transmission au moyen d'antennes magnétiques. Les données codées en mode biphase vont modifier le coefficient de qualité présenté par l'antenne MF de la balise. L'impédance équivalente étant fortement modifiée, elle est transposée par le couplage magnétique, vers l'antenne MF embarquée.

Après avoir démontré la faisabilité, notre contribution dans cette étude est essentiellement axée sur l'étude des phénomènes de couplage. Nous abordons dans le cadre de la sécurité les approches liées à cette nécessité.

Nous présentons dans le chapitre suivant les principaux cas d'étude de sécurité sur des paramètres qui ont été jugés sensibles en terme de liaison électromagnétique :

- le niveau de couplage en champ électromagnétique longitudinal,
- l'influence d'une structure métallique proche sur le niveau de couplage,
- le niveau de couplage en champ électromagnétique latéral et le couplage à un équipement placé sur un train adjacent.

4. Bibliographie

Bibliographie générale

- sur les composants et les circuits

- [II-1] Herold E.W. - Bush R.R. - Ferris W.R. « Conversion Loss of Diode Mixers having image frequency impedance » Proceeding of the IRE - Septembre 1945 pp 603-609.
- [II-2] Torrey H.C. - Whitmer C.A. « Cristal rectifiers » MC Graw Hill Book company, INC. 1948.
- [II-3] Barber M.R. « Noise figure and conversion Loss of the Schottky Barrier Mixer Diode » P. 629-635. IEEE Transactions on microware theory and technics Vol. MTT - 15, n° 11 - November 1967.
- [II-4] Badoual R. « Les micro-ondes » Masson 1984.
- [II-5] Leighton JR - Milnes A.G. « Selecting Matched Diodes from a Diode Array for Monolithic Balanced Mixers. IEEE MTT January 1969 - P. 49-51.
- [II-6] Hewlett Packard - « A 2 Ghz Balanced Mixer Using SOT-23 Surface Mount Schottky Diodes » Application note 997.
- [II-7] P. Bildstein " Filtres actifs " Editions Radio. Paris 1972.
- [II-8] Grivet P, R. Legros . « Physique des circuits » Masson 1960.
- [II-9] Schneider M.V. « Microstrip lines for microware integrated circuits », Bell sys. Tech. J n°48 P. 1421-1444-1969.
- [II-10] Edwards T.C. « Conception des Circuits Micro-ondes » Collection Technologies, Série Electronique Masson 1984.
- [II-11] Terman F.E. « Radioengineers handbook - Section 3 circuit theory » - P. 135-172 - New York 1943 (Mac Graw Hill).
- [II-12] Sharma G.N « Note de Recherche : Validity of the mathematical formula for calculating the inductance of square etched spirals » Microelectronics and Reliability Vol 16 - P. 177-180 - Pergamon Press - 1977.
- [II-13] Grover F.W. « Inductances calculations, New York Van Nostrand - 1946.
- [II-14] J. Max « Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques » Tome 1 et 2. Masson 1981.
- [II-15] Betts « Signal processing modulation and noise » The English Universities Press.LTD 1970.
- [II-16] G. Attal - A.Sorba -« Modulation et démodulation ». Guide de l'ingénieur - E3450 - E3451 - E3452-.
- [II-17] P. Magne « Faisceaux hertziens numériques » Guide de l'ingénieur - E7540 - E7541 -.
- [II-18] J.J. Stiffer « Théorie of synchronous communications » Prentice Hall - INC - New Jersey.
- [II-19] Gentilli. « Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes » Masson 1 Cie Paris 1984.

Bibliographie générale

- sur les communications numériques et le traitement du signal

- [II-20] AJ Viterbi, JK Omura (traduction par G Battail) " Principe des communications numériques". Collection CNET. ENST. Dunod
- [II-21] K Feher. « Digital communications in microwave applications ». Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1981.

- [II-22] A. Jbara. « Codes détecteurs d'erreurs dans les transmissions numériques nécessitant une sécurité quasi absolue : application aux systèmes de transport ». Thèse de doctorat Lille 1992.
- [II-23] M. Kunt " Traitement numérique des signaux " Collection Dunod 1984.

Bibliographie générale

- sur les antennes et l'électromagnétisme.

- [II-24] L.Thourel. « Les Antennes » Ed. Cepadues - Tomme II - 1990.
- [II-25] C.A.Balanis. « Antenna Theory - Analysis and design ».Ed. Harper & Row - 19.
- [II-26] J.D.Kraus « Antennas » Ed. Mc Graw Hill - 1988
- [II-27] Eyraud L. - Grange G. - Ohanessian H. « Théorie et technique des antennes » VUIBERT.
- [II-28] Bahl I.J. - Bhartia « Microstrip antennas » - Artech House, 1980.
- [II-29] Derneryd A.G. « A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element » - IEEE Trans. Ant. Prop. Vol-AP-26- n°4 - July 1978 pp 532-535
- [II-30] Carver K.R. Mink J.W. « Microstrip antennas technology ». IEEE Trans. On Antennas an propagation. Vol AP 29 n°1 January 1981 pp 2-15.
- [II-31] Levine E. - Shtrikman S. - Treves D. « Double-sided printed arrays with large bandwidth - IEEE PROCEEDINGS - Vol 135 - n° 1 - February 1988 P.54-59
- [II-32] Ulaby F.T. - Moore R.K. - Fung A.K. « Microwave Remote Sensing - Active And Passive » Volume II, From Theory to Applications Artech House, inc.
- [II-33] Tobarias J. -« Propriétés diélectriques de la neige - Application à la mesure de la teneur en eau ».Thèse de 3ème cycle - Grenoble 1977 -
- [II-34] V.Nikolski « Electrodynamique et propagation des ondes radio-électriques ». Edition MIR Moscou.
- [II-35] G.Dubost « Propagation libre et guidée des ondes électromagnétiques - Rayonnement ».Masson Paris 1981
- [II-36] F. Gardiol. « Electromagnétisme » DUNOD 1987.
- [II-37] A.J.Palermo. « Distributed capacity of single-layer coils » Proceeding of the Institute or Radio Engineers, Vol 22, Number 7, pp 897-905, july 1934.
- [II-38] H.M.Greenhouse. « Design of planar Rectangular Microelectronic Inductors » IEEE Transactions On Part, Hybrids, and Packaging, php-10, n°2, pp 101-102, june 1974.
- [II-39] C.Gutton - F.Cabernay. « Etude d'un cadre destiné aux mesures d'intensité du champ au voisinage d'une antenne » Ann. des PTT 1938-1 (27e année).
- [II-40] R.Gabillard. « Vibrations et phénomènes de propagation » Dunod Université.
- [II-41] J.R.Wait. « Electromagnetic Waves in Stratified Media » Pergamon Press 1962.
- [II-42] J.R.Wait. « Electromagnetic Waves Theory » 1987.
- [II-43] Y.Kuga - F.T.Ulaby - T.F.Haddock - R.D.Deroo. « Millimeter wave radar scattering from snow : 1. radiative transfer model » Radio science, volume 26, mars-avril 1991.
- [II-44] F.T.Ulaby - T.F.Haddock - R.T.Austin - Y.Kuga. « Millimeter wave radar scattering from snow : 2. comparaison of theory with experimental observations » Radio science, volume 26, mars-avril 1991.
- [II-45] F.T.Ulaby and W.H.Stiles. « The active and passive response to snow parameters. 1.Wetness 2. Water equivalent of dry ».Journal of geophysical research, volume 85, nombre C2, février 1980.
- [II-46] M.T. Hallikainen - F. T.Ulaby - M.Abdelrazik. « Dielectric properties of snow in the 3 to 37 Ghz range ». IEEE Transactions on Antennas and propagation, volume AP 34, novembre 1986.

**Documents du projet de recherche sur les balises de localisation rédigés au
LRPE**

- [II-47] Y. N'Guyen " Etude et réalisation de dispositifs de localisation ponctuelle de véhicules de transports guidés par balises électroniques passives " Thèse de 3^{ième} cycle Dec 1991 - Lille
- [II-48] C Semet, M. Hamzaoui, P.Lecocq " Réalisation d'un localisateur de balises bifréquences (1 GHz, 128KHz) " Rapport de Contrat USTL:SNCF:MATRA TRANSPORT Mai 1990.
- [II-49] M. Hamzaoui, "Contribution à l'optimisation de balises de transmission voie-machine dans le domaine des transports guidés - Etude du couplage d'antennes fonctionnant en champ proche", Thèse de 3^ocycle - USTL - Lille - 1992
- [II-50] Y.Nguyen - C.Semet. « Etude d'un système de localisation de véhicules guidés par balises passives - principes généraux ».Rapport de contrat USTLFA/SNCF/Région Nord Pas de Calais octobre 1989.
- [II-51] Y.Nguyen - C.Semet. « Etude de faisabilité d'une localisation de trains par balises électroniques pour le réseau ferroviaire SNCF ». Rapport de contrat USTLFA/Région Nord Pas de Calais avril 1990.
- [II-52] Y.Nguyen - C.Semet. « Etude d'un système de localisation par balises passives - Transmission électromagnétique ». Rapport de contrat USTLFA/SNCF/Région Nord Pas de Calais janvier 1990.
- [II-53] R.Gabillard - Y.Nguyen - C.Semet. « Dispositif d'aide à la localisation ponctuelle des trains par balises passives à codage différentiel ». Enveloppe SOLEAU déposée à l'Institut National de la Propriété Industrielle - 1993
- [II-54] R.Gabillard - Y.Nguyen - M.Hamzaoui - C.Semet. « Dispositif d'aide à la localisation ponctuelle des trains à haut débit d'informations numériques à modulations par sauts de phase BPSK ». Rapport interne LRPE - 1993
- [II-55] M.Hamzaoui. « Contribution à l'optimisation de balises de transmission voie-machine dans le domaine des transports guidés - Etude du couplage d'antennes fonctionnant en champ proche » Thèse de Doctorat en électronique - USTL - Lille - 1992.
- [II-56] Y.Nguyen - M.Hamzaoui - C.Semet. « Etudes et caractérisation de dispositifs d'aide à la localisation ponctuelle de métros Thème 1 - 1ère partie - Balises Courtes » Rapport d'avancement - Convention USTL & MATRA TRANSPORT.-1991
- [II-57] P.Meganck - A.Woesteland - C.Semet. « Etude et caractérisation de dispositifs d'aide à la localisation ponctuelle de métros Thèmes 2 et 3 - Balises longues et à Croisements ». Rapport d'activité - Convention USTL & MATRA TRANSPORT - 1994
- [II-58] C.Semet - P.Lecocq - A.Woesteland - R.Gabillard. « Etude en environnement sévère d'ondes électromagnétiques hautes fréquences présentes dans des dispositifs de localisation par balises électroniques implantables dans les réseaux ferroviaires ».Symposium I.T.T.G.93 - Lille - 1993
- [II-59] C Semet, M. Hamzaoui, P.Lecocq " Réalisation d'un localisateur de balises bifréquences (1 GHz, 128KHz) " Rapport de Contrat USTL:SNCF:MATRA TRANSPORT Mai 1990
- [II-60] Y. Nguyen, M Hamzaoui, C Semet, R Gabillard "3 systèmes originaux de localisation de trains par balises électroniques passives" ITTG 93, Lille, Septembre 1993, pp. 251-261
- [II-61] C Semet, P Meganck, R Gabillard, R Lardennois, D Minesi, " Feasability and Security for a new automatic train localization system by electronic beacon" VTC96-Atlanta, 1996, pp 1604-1608
- [II-62] P. Meganck, "Etude d'un dispositif de localisation, fonctionnant par couplage magnétique-Contribution à leur sécurité en fonction de leur environnement", Thèse de l'Université de Lille, Décembre 1995.
- [II-63] C Semet, R Tousch « Etude et réalisation d'antennes bicadres pour les nouveaux métros automatiques » Colloque JINA 96 -Nice pp 293-296
- [II-64] P.Lecocq - C.Semet. « Rapport complémentaire sur le comportement des balises en zone orageuse, et en présence d'eau ». Rapport de contrat n° 999-2009-R39 USTL/SNCF/MATRA TRANSPORT décembre 1990.

- [II-65] P.Lecocq - C.Semet. « Localisation de véhicules guidés par balises passives : rapport complémentaire sur le comportement des balises en présence de neige ». Rapport de contrat n° 999-2009-R39
USTL/MATRA TRANSPORT avril 1991
- [II-66] P.Lecocq « Contribution à l'étude du fonctionnement de balises de localisation de véhicules ferroviaires dans des conditions climatiques défavorables ». Thèse de Doctorat en électronique - USTL - Lille - 1992
- [II-67] C Semet, R Touch « Etude et réalisation d'antennes bicadres pour les nouveaux métros automatiques »
JINA96 Nice - Nov 1996 pp293-296

Bibliographie indexée []

- ¹ R.Gabillard - Y.Nguyen - C.Semet. « Dispositif de détection du passage d'au moins un point déterminé de son déplacement ». Brevet français 1989 n°8904773 - 4 avril 1989.
- R.Gabillard - Y.Nguyen - C.Semet. « Dispositif de signalisation ». Brevet européen 1990 n°90400866.1
- R.Gabillard - Y.Nguyen - C.Semet. « Device For Detecting The Passage Of At Least One Mobile Body In At Least One Location Fixed By Its Travel ». Brevet américain n° 5 068 655 - 26 novembre 1991.
- ² P.Lecocq - A.Woesteland - C.Semet. « Etude des conditions de propagation de l'onde électromagnétique utilisée dans le dispositif de localisation des trains par balises passives ». Rapport final - phase 2 - Convention USTL 1 Région Nord-Pas de Calais.- 1992
- ³ M. Hamzaoui "Contribution à l'optimisation de balises de transmission voie-machine dans le domaine des transports guidés - Etude du couplage d'antennes fonctionnant en champ proche", Thèse de 3^e cycle - USTL - Lille - 1992
- ⁴ A.Spataru. « Théorie de la transmission de l'information » Tome 2 : Codes et Décisions Masson et Cie 1973
- ⁵ Combes D.F. - Graffeuil J. - Sautereau J.F. « Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes » BORDAS Paris, 1985
- ⁶ Casse J.L. Printed transformers for high frequency » Electronic Engineering - June 1969 - P. 34 et 38
- ⁷ Y.Nguyen. « Etude et réalisation de dispositifs de localisation ponctuelle de véhicules de transports guidés par balises électroniques passives » Thèse de 3^e cycle Lille Dec. 1991
- ⁸ Y. N'Guyen " Etude et réalisation de dispositifs de localisation ponctuelle de véhicules de transports guidés par balises électroniques passives " Thèse de 3^e cycle 1992 - Lille
- ⁹ Y.Nguyen - C.Semet - - M.Hamzaoui. « Conception et réalisation de 5 systèmes de localisation et d'identification de trains - Phase maquettes industrielles ». Rapport final de contrat USTL/SNCF/Région Nord Pas de Calais décembre 1991
- ¹⁰ J.Clavier - N.Niquil - G.Coffinet - F.Behr. « Théorie et technique de la transmission des données » ENST MASSON & Cie 1977
- ¹¹ JB Remy, J Cuegniet, C Siben. " Systèmes de radiocommunications avec les mobiles". Edit Eyrolles - CNET-ENST 1988
- ¹² R. Gabillard. « Bruit et transmission de l'information, application aux systèmes de transport ». Journée d'étude SEE du 13 novembre 1986 CRT - CNET Issy les Moulineaux
- ¹³ JB Remy, J Cuegniet, C Siben « Systèmes de radiocommunications avec les mobiles » Edit Eyrolles - CNET-ENST 1988
- ¹⁴ S.C. Bic, D.Duponteil, Imbeau J.C. " Elements de communications numériques ; transmission sur fréquence porteuse (tome 1 et 2)". Collection CNET. ENST. Dunod 1986
- ¹⁵ AJ Viterbi, JK Omura (traduction par G Battail). " Principe des communications numériques". Edit Dunod CNET. ENST.
- ¹⁶ C Semet « Caractérisation d'un interrogateur de balises bifréquences » rapport USTL-LRPE juin 1994
- ¹⁷ P.G. Fontolliet « Système de télécommunications - Bases de transmission » Dunod-CNET-ENST 1983

CHAPITRE III - P1

ETUDE DU COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE DES LIAISONS INTERROGATEUR-BALISE

SOMMAIRE

1. INTRODUCTION	61
2. LE COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE INTERROGATEUR-BALISE.....	62
2.1. INTRODUCTION	62
2.2. DEMARCHE DE L'ETUDE DE SECURITE DE LA LIAISON ENTRE LES ANTENNES	62
2.2.1. <i>le dipole magnétique vertical (DMV)</i>	63
2.2.2. <i>Le cadre magnétique rectangulaire</i>	64
2.3. LE CADRE MAGNETIQUE CIRCULAIRE	65
2.4. CONFRONTATION THEORIE - EXPERIENCE	65
3. INFLUENCE DU SOL	66
4. INFLUENCE DES STRUCTURES METALLIQUES	68
4.1. INTRODUCTION	68
4.2. APPROCHE PAR LES SPIRES FICTIVES.....	68
4.2.1. <i>Présentation de l'étude</i>	68
4.2.2. <i>Paramètres de base</i>	70
4.2.3. <i>Présence d'une plaque simple</i>	71
4.2.4. <i>Présence d'un boîtier</i>	75
4.2.5. <i>Couplage mutuel en fonction du déplacement</i>	77
4.2.6. <i>Conclusion</i>	78
4.3. BIBLIOGRAPHIE	80

CHAPITRE III - P1

ETUDE DU COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE DES LIAISONS INTERROGATEUR-BALISE

1. Introduction

L'étude globale du système de localisation par balises prévoit que toutes les assurances de sécurité ont été mises en oeuvre. Cependant, il est important de montrer qu'aucune dérive en terme de sécurité n'est susceptible de se produire en cours d'exploitation. C'est dans cette perspective que plusieurs études ont été entreprises au LRPE en étroite collaboration avec MT.

La finalité de cette phase d'étude est, non seulement d'apporter les éléments d'aide à la maîtrise des dérives éventuelles, mais aussi de fournir à l'industriel des moyens d'investigation à coût raisonnable. En effet, les résultats présentés dans ce chapitre auraient pu être typiquement obtenus en procédant à l'acquisition d'un code de calcul performant commercialisé. Hors, si les commissions de sécurité souhaitent connaître tous les paramètres influençant le niveau de sécurité, pour l'industriel les moyens d'investigation peuvent représenter un coût financier important (investissement, embauche d'un personnel spécialisé, dépense de fonctionnement ...). Mais quelle que soit la démarche retenue, investissement, ou passage à la sous-traitance, il est toujours nécessaire de comparer les résultats obtenus et de les confronter à d'autres méthodes.

Cette partie de notre travail s'inscrit donc délibérément dans cette voie de recherche: montrer et proposer des outils simples, validés par l'expérience, abordables en terme de coût, exploitables rapidement et facilement. Il s'agit de proposer de nouveaux codes de calcul, validés, permettant à l'industriel de les utiliser en toute connaissance de cause.

2. Le couplage électromagnétique interrogateur-balise

2.1. Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la basse fréquence et la haute fréquence du système de balise étaient générées en favorisant le couplage « magnétique ». La B.F. fournit l'énergie nécessaire à l'alimentation des circuits numériques (mémoires, portes logiques ...) ainsi que le rythme pour la transmission numérique. La moyenne fréquence permet l'émission des messages numériques vers l'interrogateur en alimentant le modulateur de la balise. Ces deux transmissions, doivent être optimisées. D'une part pour fournir l'énergie suffisante mais sans excès, d'autre part pour éviter la mise en oeuvre de circuits surdimensionnés plus coûteux, moins économiques sur le plan électrique. Un code de calcul a été développé au LRPE prenant en compte la conception d'antenne à partir d'une technologie de circuits imprimés. De nombreux paramètres ont été intégrés comme la prise en compte des capacités interspires et le taux de remplissage du cadre (le nombre de spires vis à vis de l'encombrement) [1]. En terme de sécurité il s'agit de confirmer qu'une configuration jugée optimisée pour l'aspect fonctionnel permet de garantir un niveau de sûreté de fonctionnement du système.

2.2. Démarche de l'étude de sécurité de la liaison entre les antennes

La démarche adoptée pour l'étude de sécurité de la transmission interrogateur-balise repose sur la détermination du couplage mutuel entre deux antennes (forme globale) et sur l'étude des composantes de champ électromagnétique (forme locale). Lorsqu'il s'agit de connaître la valeur du champ électromagnétique en un point de l'espace, nous prenons le formalisme le plus adapté vis à vis de l'application. Pour cette étude, nous envisageons les développements à partir soit :

- du dipôle magnétique vertical (DMV)
- de la loi de Biot et Savart

Ces deux principes sont à la base d'un très grand nombre de travaux et d'applications. Dans notre cas, une antenne d'interrogateur ou de balise peut être assimilée à un DMV. La géométrie de la source se résume à une surface équivalente. La formulation par Biot et Savart est plus précise pour une description particulière de la géométrie d'antenne. Le développement théorique peut être simple ou plus lourd. Des limites existent.

Aussi nous nous limitons à rappeler et à résumer les développements théoriques associés. L'objectif de la démarche est de comparer les résultats obtenus par les différentes approches et de les exploiter. Les développements conséquents ou de détail sont reportés en annexes ou font l'objet d'un renvoi en bibliographie.

Nous présentons, dans un premier temps, un rappel sur le calcul du champ électromagnétique vertical rayonné par un circuit magnétique. Il symbolise une balise en considérant l'antenne seule. Deux

modèles sont comparés. Ils étudient une zone d'espace très proche (pour la lecture longitudinale opérationnelle et de sécurité) et une zone éloignée (pour la sécurité liée à la diaphonie) :

- le dipôle magnétique vertical (DMV)
- le cadre magnétique circulaire (CMC) ou rectangulaire (CMR)

2.2.1. le dipôle magnétique vertical (DMV)

Sachant que les dimensions de la balise sont faibles (150*150 mm) par rapport à la longueur d'onde ($\lambda=30m$), le calcul des composantes de champ rayonné peut se faire à partir des formules du rayonnement en champ proche du DMV. Classiquement, dans un repère en coordonnées cylindriques, les composantes s'expriment par les équations ci-dessous en supposant le centre du DMV en O et son axe selon Oz.

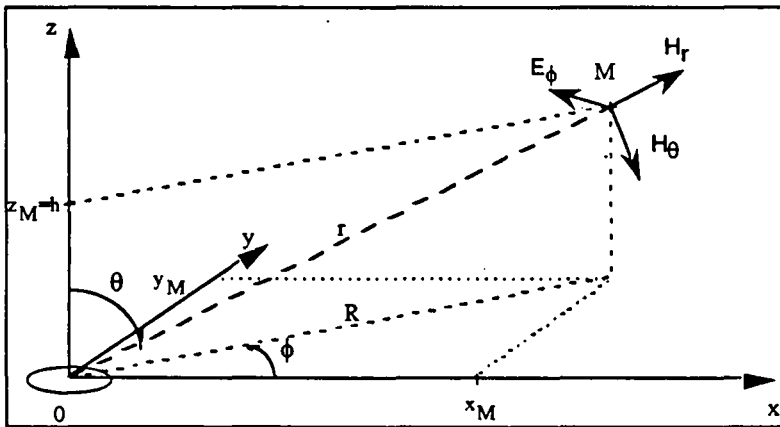


Fig. 1 Système de coordonnées (DMV)

$$H_r = \frac{N.I.S}{4\pi} \frac{2 \cos\theta}{r^3} (1 + \gamma r) e^{-\gamma r} \quad (\text{III.1})$$

$$H_\theta = \frac{N.I.S}{4\pi} \frac{\sin\theta}{r^3} (1 + \gamma r + \gamma^2 r^2) e^{-\gamma r} \quad (\text{III.2})$$

$$E_\phi = \frac{N.I.S}{4\pi} (-j\omega\mu) \frac{\sin\theta}{r^2} (1 + \gamma r) e^{-\gamma r} \quad (\text{III.3})$$

$$\text{avec } \gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = j\frac{\omega}{c} \text{ dans l'air,} \quad (\text{III.4})$$

et N, le nombre de spires

$I = I_0 e^{j\omega t}$, le courant d'émission

S, la surface du dipôle magnétique

La position horizontale des cadres utilisés permet de considérer principalement la composante verticale H_z exprimée par :

$$H_z = H_r \cos\theta - H_\theta \sin\theta \quad (\text{III.5})$$

En remplaçant H_r et H_θ par leurs expressions respectives et en prenant le module, nous obtenons:

$$|H_z| = \frac{NI_0 S}{4\pi r^3} \sqrt{\left[2(\cos\theta)^2 - (\sin\theta)^2 \left(1 - \left(\frac{\omega r}{c}\right)^2\right)\right]^2 + \left[\frac{\omega r}{c} \left(2(\cos\theta)^2 - (\sin\theta)^2\right)\right]^2} \quad (\text{III.6})$$

avec

$$r = \sqrt{x_M^2 + y_M^2 + z_M^2}, \quad \cos\theta = \frac{z_M}{r} \quad \text{et} \quad \sin\theta = \frac{\sqrt{x_M^2 + y_M^2}}{r} \quad (\text{III.7})$$

2.2.2. Le cadre magnétique rectangulaire

En supposant un cadre d'antenne de dimensions $a \times b$ dont le centre coïncide avec l'origine d'un repère (O, x, y, z) , avec les mêmes hypothèses que dans le cas précédent, le champ magnétique peut se calculer à partir de la loi de Biot et Savart.

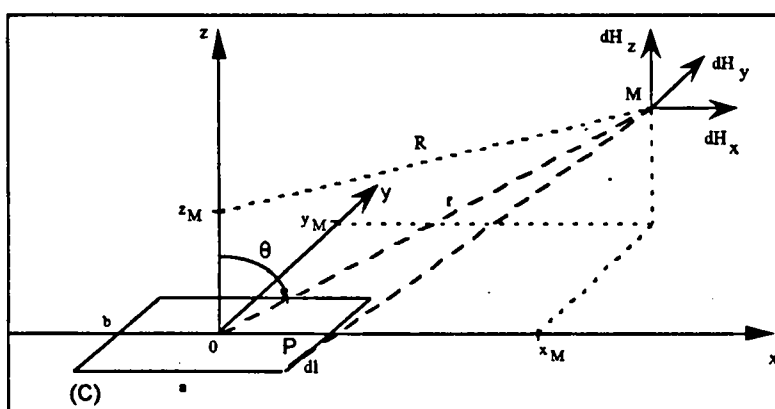


Fig. 2 : Système de coordonnées (RML)

$$\vec{H} = \frac{NI}{4\pi} \cdot \int_{(c)} d\vec{l} \wedge \frac{P\vec{M}}{PM^3} \quad (\text{III.8})$$

avec dl , un segment repéré en P et M le point d'observation

Les dimensions du cadre étant faibles devant la longueur d'onde utilisée ($a \ll \lambda$), l'approximation quasi-statique permet de considérer que le courant est le même dans tout le circuit.

Pour la direction verticale oz , le champ s'exprime par

$$H_z = \int_{(c)} dH_z = \frac{NI}{4\pi} \int_{(c)} \frac{(y_M - Y) \cdot dX - (x_M - X) \cdot dY}{\left((x_M - X)^2 + (y_M - Y)^2 + z_M^2\right)^{3/2}} \quad (\text{III.9})$$

La résolution numérique de cette intégrale nous amène à

$$H_z = \frac{NI}{4\pi} \left(A(c) - B(c) \right) \quad (\text{III.10})$$

avec $A(c) = A\left(\frac{a}{2}, \frac{b}{2}\right) - A\left(-\frac{a}{2}, -\frac{b}{2}\right) + A\left(-\frac{a}{2}, \frac{b}{2}\right) - A\left(\frac{a}{2}, \frac{b}{2}\right)$

$$\text{où } A(X,Y) = \frac{1}{\left((y_M - Y)^2 + z_M^2\right) \left((X - x_M)^2 + (y_M - Y)^2 + z_M^2\right)^{1/2}} (X - x_M)(y_M - Y)$$

$$\text{et } B_{(c)} = B\left(\frac{a}{2}, \frac{b}{2}\right) - B\left(\frac{a}{2}, \frac{b}{2}\right) + B\left(-\frac{a}{2}, -\frac{b}{2}\right) - B\left(-\frac{a}{2}, \frac{b}{2}\right)$$

$$\text{où } B(X,Y) = \frac{1}{\left((x_M - X)^2 + z_M^2\right) \left((x_M - X)^2 + (Y - y_M)^2 + z_M^2\right)^{1/2}} (Y - y_M)(x_M - X)$$

2.3. Le cadre magnétique circulaire

L'étude du champ électromagnétique peut s'effectuer également à partir d'une géométrie de cadre circulaire. La formulation est identique à celle des cadres rectangulaires. Dans un repère de coordonnées identique à la figure III-2, le cadre de dimensions a*b est remplacé par une spire de rayon R₁. L'expression du champ est donnée par (III-9). Par contre, il faut procéder à un changement de variable qui s'écrit:

$$X = a \cos\phi$$

$$Y = a \sin\phi$$

$$dX = -a \sin\phi d\phi$$

$$dY = a \cos\phi d\phi$$

Et l'expression de la composante de champ

$$H_z = \frac{NIR_1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R_1 - (y_M \sin\phi + x_M \cos\phi)}{\left(x_M^2 + y_M^2 + z_M^2 + R_1^2 (y_M \sin\phi + x_M \cos\phi)^2\right)^{3/2}} d\phi \quad (\text{III-11})$$

2.4. Confrontation théorie - expérience

Les trois modèles évalués précédemment sont comparés entre-eux ainsi qu'à des relevés expérimentaux. Les résultats théoriques sont reportés dans la figure (Fig. 3 : Module du champ magnétique Hz rayonné par un circuit magnétique - f=10 Mhz.). On y distingue principalement deux zones :

- pour la zone d'espace inférieure à 50 cm, le modèle DMV est mis en défaut. Le niveau maximal est exagérément élevé et le changement de phase prématuré.

- par contre pour les distances supérieures, les deux modèles théoriques sont équivalents. La courbe expérimentale se décale légèrement compte tenu des difficultés de mesure liées au bruit ambiant et à la chaîne de mesures.

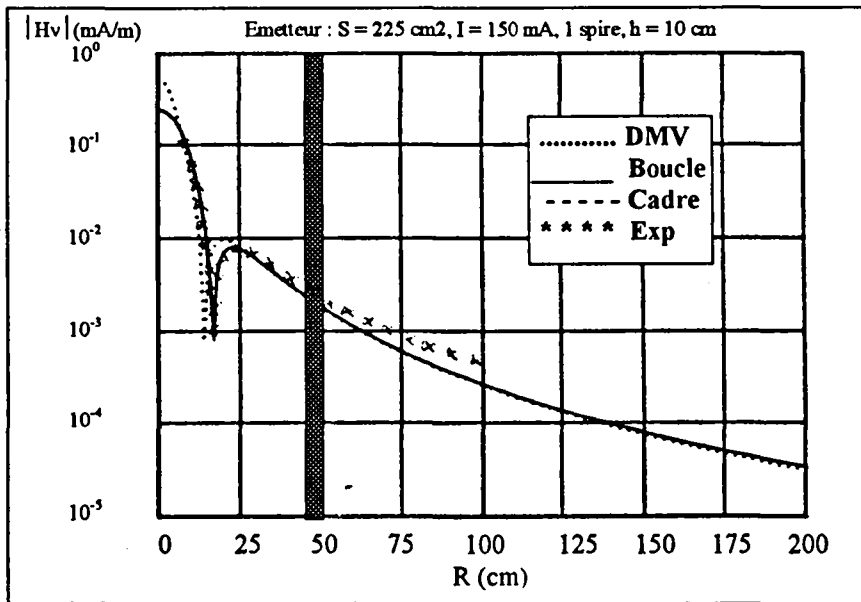


Fig. 3 : Module du champ magnétique H_z rayonné par un circuit magnétique - $f=10$ Mhz.

Commentaire : Pour les distances inférieures à 50 cm, une différence existe entre le DMV et les autres modèles. Le DMV surévalue le champ sur l'axe Oz, le changement de phase (point de rebroussement) apparaît prématurément. Il s'agit d'une conséquence directe des équations III-1 et III-2, qui suppose le DMV situé en un point de l'espace et possédant un module proportionnel à la surface équivalente S.

Pour les distances supérieures à 50 cm les trois modèles sont équivalents.

3. Influence du sol

La modélisation du système de balise pour l'étude de sécurité nécessite de prendre en compte les effets apportés par la présence du sol. La conductivité peut varier dans de grandes proportions ($0 < \sigma < 1$ s/m). Des études précédentes à l'USTL et dans d'autres laboratoires ont montré qu'il était possible d'utiliser le formalisme de Bannister [2]. Il permet d'exprimer les composantes des champs rayonnés en fonction d'un terme δ : l'effet de peau

Il s'exprime classiquement par l'expression
$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \sigma_s}} \tag{III-12}$$

avec μ_0 la perméabilité magnétique et σ_s la conductivité du milieu (le sol)

En posant $D = \delta(1-i)$ les composantes s'expriment par

$$H_r \approx \frac{3 N.I.S.R}{4\pi} \left[\frac{H}{R_0^5} - \frac{(H+D)}{R_2^5} \right] \tag{III-13}$$

$$H_z \approx -\frac{N.I.S.}{4\pi} \left\{ \frac{1}{R_0^3} \left[1 - \frac{3h^2}{R_0^2} \right] - \frac{1}{R_2^3} \left[1 - \frac{3(h+D)^2}{R_2^2} \right] \right\} \quad (\text{III-14})$$

$$E_\phi \approx -\frac{i\omega\mu_0 N.I.S.R}{4\pi} \left[\frac{1}{R_0^3} - \frac{1}{R_2^3} \right] \quad (\text{III-15})$$

avec $R_0 = \sqrt{R^2 + h^2}$ et $R_2 = \sqrt{R^2 + (D+h)^2}$ (R=r et h=Z_M)

Quelques résultats de simulation sont présentés dans la figure (Fig. 4 : Module du champ magnétique H_z rayonné par un DMV situé sur un sol (f=10 MHz), où il est intéressant de noter que les fortes conductivités relèvent le niveau de champ pour de faibles distances d'observation (<50 cm). Notons également que le niveau maximum à grande distance est obtenu pour une conductivité intermédiaire valant 1,1 10² S/m (le modèle DMV donne le même résultat).

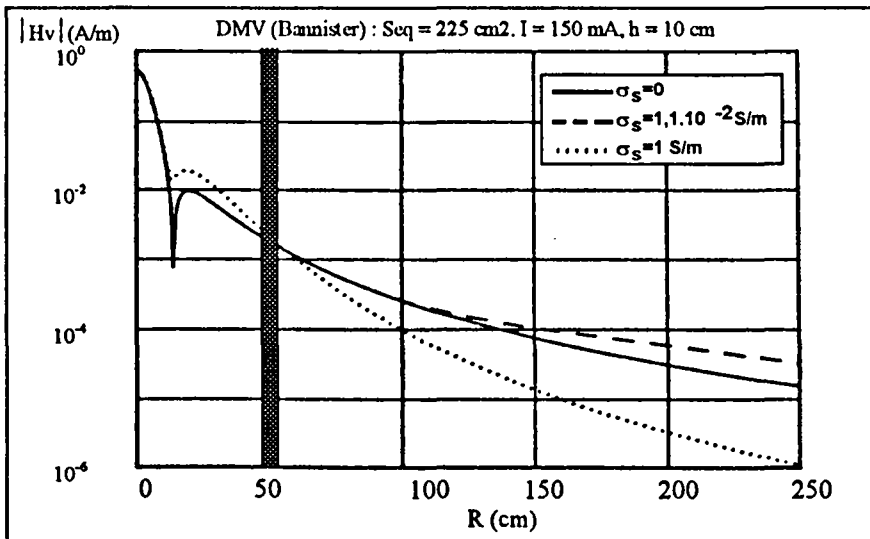


Fig. 4 : Module du champ magnétique H_z rayonné par un DMV situé sur un sol (f=10 MHz).

Commentaire

Pour les distances supérieures à 50 cm, apparaît une sensible différence de niveau de champ en fonction de la conductivité. Le niveau passe par un maximum pour une conductivité de 1,1 10² S/m ce qui correspond à une majorité d'état de sol. Nous pouvons donc en déduire que dans les cas de fortes conductions ou de très faibles conductivités, les niveaux sont plus faibles. Pour les zones inférieures à 50 cm, le phénomène est différent, le niveau augmente lorsque la conductivité augmente.

4. Influence des structures métalliques

4.1. Introduction

La prise en compte de protections ou de structures métalliques au voisinage d'antennes-cadre couplées peut nécessiter des moyens ou des temps de calculs importants. Les concepteurs de matériel abordent le problème soit de façon empirique (cas fréquent), soit à l'aide de coûteux logiciels de calcul utilisant la méthode des éléments finis par exemple. Nous présentons deux méthodes qui permettent de tenir compte des éléments métalliques en supposant qu'ils puissent être décomposés en éléments simples : les spires fictives et le cadre image. Pour la première méthode, développée avec l'appui de P Meganck [3], les spires "fictives" sont parcourues par les courants induits appelés courants de Foucault, créant ainsi des pertes en interagissant avec les antennes-cadre du système de transmission. Pour la deuxième méthode, le champ électromagnétique est issu du champ direct et de celui formé par l'image du cadre magnétique d'émission.

Nous proposons deux méthodes qui permettent d'obtenir des résultats corrects sur le couplage entre deux antennes magnétiques avec des temps de calcul raisonnables, dans l'hypothèse où la structure considérée est à symétrie cylindrique ou rectangulaire. La première méthode que nous présentons ici est une synthèse du travail de recherche effectué au LRPE. Elle se base sur les travaux de PF Rift[4].

4.2. Approche par les spires fictives

L'étude suppose possible la décomposition des éléments de protection en spires fictives dans lesquelles se concentreraient les courants de Foucault. La confrontation théorie-expérience montre l'intérêt du modèle avec ou sans déplacement relatif des antennes cadres d'émission et de réception.

L'utilisation de systèmes d'antennes fonctionnant par couplage électromagnétique basse fréquence (entre 100 kHz et 10 MHz) permet de confiner la zone d'échange de données afin de garantir la sélectivité souhaitée [9]. Ces limites peuvent être précises sous réserve d'intégrer tous les paramètres dès le départ de l'étude. Les éléments de protection (plaques ou boîtiers métalliques) sont à prendre en compte.

4.2.1. Présentation de l'étude

4.2.1.1. Démarche.

La démarche pour quantifier les pertes créées par la formation de courants de Foucault consiste à décomposer l'ensemble "émetteur-récepteur-structure" en plusieurs sous systèmes : les circuits réels du dispositif d'une part et les "circuits élémentaires fictifs" générés par les courants de Foucault dans la structure métallique d'autre part [3]. L'allure de ces circuits élémentaires fictifs dépend des lignes de courant de Foucault. Il convient ensuite de tenir compte des couplages entre tous ces circuits élémentaires de la structure et du

système d'antennes pour établir un système matriciel reliant tous les paramètres électriques significatifs mis en jeu. Ce système reliant les courants et les tensions est du type:

$$|V| = |Z| |I| \quad (\text{III-16})$$

où $[Z]$ est appelée matrice impédance

Nous obtenons ainsi un modèle théorique capable de décrire les phénomènes qui apparaissent et de calculer le bilan de transmission entre les circuits couplés. Par conséquent, il s'agit de déterminer les paramètres des inductances propres et des inductances mutuelles qui sont présents dans la matrice impédance pour mener à bien l'étude de la transmission.

4.2.1.2. Mise en place du modèle

La première étape consiste à déterminer les circuits élémentaires à inclure dans le modèle, c'est à dire à déterminer les courants de Foucault en fonction de la géométrie de la structure métallique et en tenant compte des conditions d'illumination. Ensuite, connaissant la position et la forme de chaque circuit élémentaire, nous calculons les éléments de la matrice $|Z|$. Ces éléments tiennent compte des paramètres électriques intrinsèques de chaque circuit et des paramètres de couplage qui les relie. Enfin, la matrice $|Z|$ étant connue, il reste à résoudre ce système en fonction du paramètre que l'on veut étudier.

4.2.1.3. Simplification de l'étude.

Dans un souci de simplification et de gain de temps de calcul, nous pouvons faire des hypothèses sur la géométrie du système. Si nous limitons notre étude à un système à symétrie cylindrique, nous en tirons comme principaux avantages de :

- s'affranchir de l'étude préliminaire qui consiste à déterminer les lignes de courant de Foucault (hypothèse de répartition circulaire).
- effectuer le découpage du système en un nombre limité d'éléments simples, notamment en prenant directement des spires comme circuits élémentaires.
- permettre de limiter notre étude à une étude à deux dimensions.

Il est évident que cette restriction limite sensiblement le champ d'application du modèle numérique et que des systèmes à structures complexes en trois dimensions n'autorisent pas ce type de limitation. Néanmoins, nous considérons, dans notre cas, que l'étude d'un système à symétrie axiale est envisageable pour donner un ordre de grandeur satisfaisant des variations de l'amplitude des phénomènes observés lors de la transmission.

Après avoir présenté les paramètres électriques de base intervenant dans les calculs, nous assimilerons le boîtier de protection à une plaque métallique afin de valider le modèle. Ensuite, nous considérerons les cas de plaques de dimensions finies puis de plaques munies de bords orthogonaux afin de modéliser classiquement un boîtier d'antenne.

4.2.2. Paramètres de base

4.2.2.1. Présentation.

Pour établir ce modèle, il est nécessaire de calculer les éléments de la matrice $[Z]$. Ces éléments dépendent des paramètres électriques qui décrivent le comportement des circuits élémentaires qui composent notre système d'étude. Dans notre cas, les circuits élémentaires étant des spires, les principaux paramètres pris en compte et étudiés sont :

- la capacité propre d'une spire.
- la résistance série d'une spire.
- la self d'une spire.
- l'inductance mutuelle entre deux spires.

Nous nous limitons ici à la présentation de l'étude théorique de la « mutuelle-inductance » entre deux spires, qui est le paramètre le plus représentatif de l'étude.

4.2.2.2. Mutuelle-inductance entre deux spires (rappel).

Soient deux spires circulaires (C_1) et (C_2) de rayons respectifs R_1 et R_2 , parcourues par des courants I_1 et I_2 et dont les axes sont parallèles.

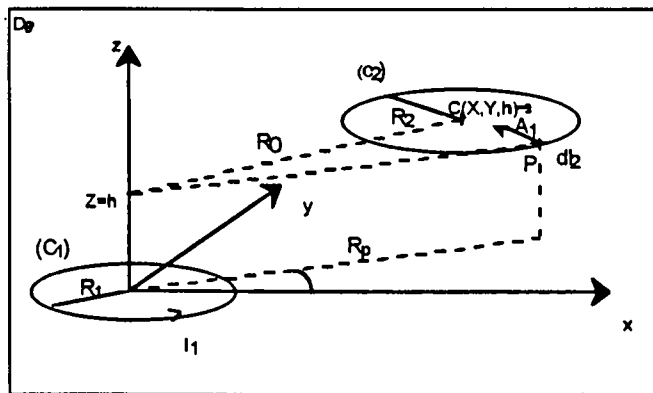


Fig. 5 : Système d'étude de la mutuelle entre deux spires .

Si les dimensions des circuits et les fréquences utilisées nous permettent de mener les études dans le cas de l'approximation quasi-statique, la mutuelle est donnée par la relation suivante [4]:

$$M = \frac{\Phi_{12}}{I_1} = \frac{\Phi_{21}}{I_2} \quad (\text{III-17})$$

Φ_{12} représente le flux du champ magnétique créé par (C_1) à travers une certaine "spire moyenne" de (C_2) et Φ_{21} représente le flux du champ magnétique créé par (C_2) à travers une certaine "spire moyenne" de (C_1) .

La mutuelle peut se calculer à l'aide d'une intégrale curviligne faisant intervenir le potentiel vecteur créé par l'un des circuits. Pour des raisons de symétrie axiale, le potentiel vecteur créé par la spire (C_1) n'a qu'une composante azimutale A_1 selon ϕ .

Nous pouvons exprimer A_1 sous la forme d'une expression basée sur le calcul des intégrales elliptiques F et E de première et de seconde espèce [5], [6] et nous obtenons:

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \int_{C_2} \left\{ \frac{1}{k} \sqrt{\frac{R_1}{D_p}} \left[\left(1 - \frac{k^2}{2} \right) F - E \right] \right\} \vec{e}_\phi \cdot d\vec{l}_2 \quad (\text{III-18})$$

$$\text{avec } k = 2 \sqrt{\frac{R_1 D_p}{(R_1 + D_p)^2 + h^2}}$$

Le calcul des intégrales F et E s'effectue en utilisant les approximations polynomiales de ces intégrales [5].

Il nous faut donc résoudre cette intégrale en tenant compte de l'angle entre le potentiel vecteur et $d\vec{l}_2$. De plus, dans le cas où les spires sont coaxiales, l'expression (III-18) se simplifie de la façon suivante :

$$M = \frac{2\mu_0}{k} \sqrt{R_1 R_2} \left[\left(1 - \frac{k^2}{2} \right) F - E \right] \quad (\text{III-19})$$

Les expressions (III-18) et (III-19) permettent de connaître la valeur de la mutuelle-inductance en absence de structure métallique.

4.2.3. Présence d'une plaque simple

4.2.3.1. Cas d'une plaque métallique de dimension infinie.

4.2.3.1.1. Présentation des calculs.

L'étude est menée suivant la méthode décrite précédemment. Soient deux spires circulaires identiques, coaxiales et placées parallèlement à un plan métallique de dimension infinie. L'une d'elle (spire 1) est alimentée par un courant I_1 . Compte-tenu de la géométrie du problème, les lignes de courants de Foucault induits dans la surface métallique sont aussi circulaires (Fig. 6 : Allure des courants induits dans la surface métallique)

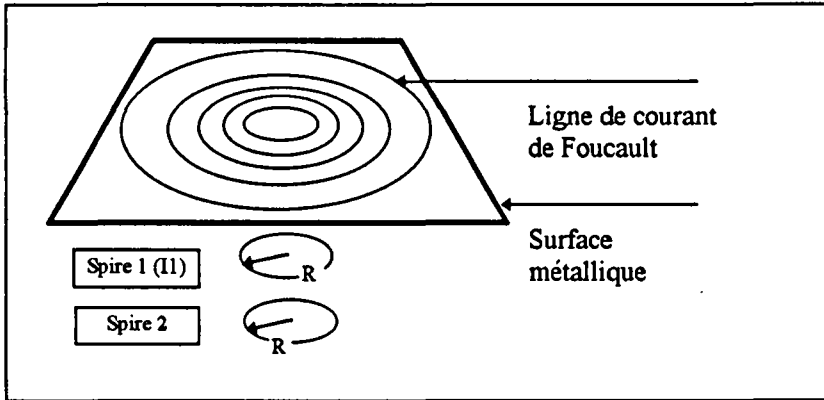


Fig. 6 : Allure des courants induits dans la surface métallique

Cette propriété nous permet de considérer la surface métallique comme une juxtaposition de spires concentriques en court-circuit; ces spires étant parcourues par les courants induits. Nous pouvons alors modéliser notre système d'étude par une association de spires circulaires interagissant les unes avec les autres (Fig. 7 : Vue en coupe des spires constituant notre système d'étude.).

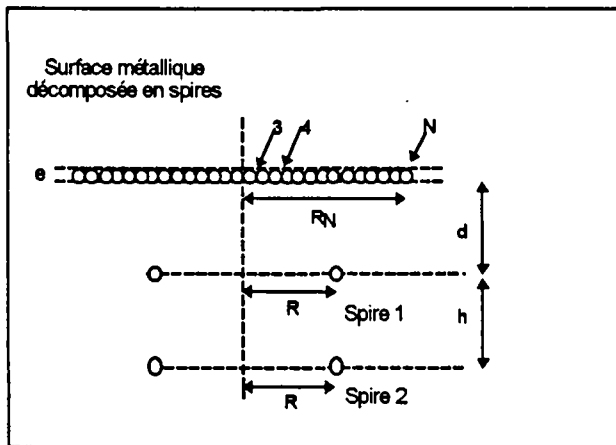


Fig. 7 : Vue en coupe des spires constituant notre système d'étude.

L'épaisseur e des spires "fictives" dépend de l'effet de peau sur la surface métallique. La section d'une spire en basse fréquence est donnée par la relation $\pi e^2 / 4$. Pour les hautes fréquences elle est limitée à l'épaisseur de peau et s'exprime par la relation $\pi \delta^2 / 4$. Le nombre $(N-2)$ de spires "fictives" et leur espacement est un paramètre qu'il convient d'optimiser pour avoir une précision suffisante tout en limitant les temps de calcul. De plus, pour obtenir un ordre de grandeur correct de l'influence du plan métallique sur le couplage entre les spires, il suffit de vérifier la relation suivante [4]:

$$R_N \geq 3 R \quad (\text{III-20})$$

Les équations qui servent à dresser le système matriciel $|V| = |Z| |I|$ sont les équations de base reliant les courants et les tensions avec les paramètres électriques reliant les spires entre elles.

$$V_i = j M_{i1} \omega I_1 + j M_{i2} \omega I_2 + \dots + (R_i + j L_i \omega) I_i + \dots + j M_{iN} \omega I_N \quad (\text{III-21})$$

avec M_{ij} la mutuelle entre les spires i et j

Cette relation nécessite le calcul des paramètres résistance, inductance propre et mutuelle. Ils peuvent être déterminés à partir des travaux de plusieurs auteurs (nous avons retenu GROVER) ou recalculés à partir du potentiel vecteur A_1 :

$$M = \frac{A_1}{I_1} \int_{C_2} dl_2 = \frac{2\pi R_2 A_1}{I_1}$$

et
$$L = \frac{A_1}{I_1} \int_{C_1} dl_1 = \frac{2\pi R_1 A_1}{I_1}$$

Les paramètres étant déterminés, la résolution du système d'équations donne la valeur des courants I_i pour chacune des spires. Finalement, nous montrons [8] que la valeur de la mutuelle-inductance entre les spires en présence du plan métallique est donnée par :

$$M = M_{12} + M_{23} \frac{I_3}{I_1} + M_{24} \frac{I_4}{I_1} + \dots + M_{2N} \quad (\text{III-22})$$

4.2.3.1.2. Résultats.

Nous présentons les résultats théoriques et expérimentaux de la mutuelle entre deux spires circulaires de mêmes dimensions (17 cm de diamètre) placées sous une plaque de cuivre de grande dimension. Les calculs sont menés pour deux fréquences de notre champ d'application (150 kHz et 10 MHz) en fonction de la distance d entre la spire émettrice (spire 1) et la plaque. La distance h entre les deux spires est constante et vaut 10 cm. Des résultats sont donnés à la figure III-7 pour la fréquence de 10 MHz. La plaque considérée est une plaque en cuivre ($\sigma = 5,8 \cdot 10^{17}$ S/m). D'autres études montrent qu'il existe une bonne concordance également entre la théorie et l'expérience à 150 kHz. Cependant, il existe un décalage plus important entre les deux courbes pour l'étude à 10 MHz (Fig. 8 : Mutuelle M (nH) entre deux spires en présence d'une surface de cuivre :). Cet écart est dû à l'influence des capacités parasites qui viennent perturber la mesure en créant une fréquence de résonance parasite. Malgré cela, l'allure des courbes théoriques et expérimentales étant similaire pour les deux fréquences, nous en déduisons que le modèle décrit correctement les phénomènes dans le domaine de fréquences qui nous intéresse.

De plus, les résultats théoriques donnent des courbes identiques à 150 kHz et 10 MHz, ce qui confirme le fait que les niveaux de mutuelle ne dépendent pas de la fréquence dans la plage considérée (champ proche). Par la suite, nous nous contenterons de donner des résultats à 150 kHz.

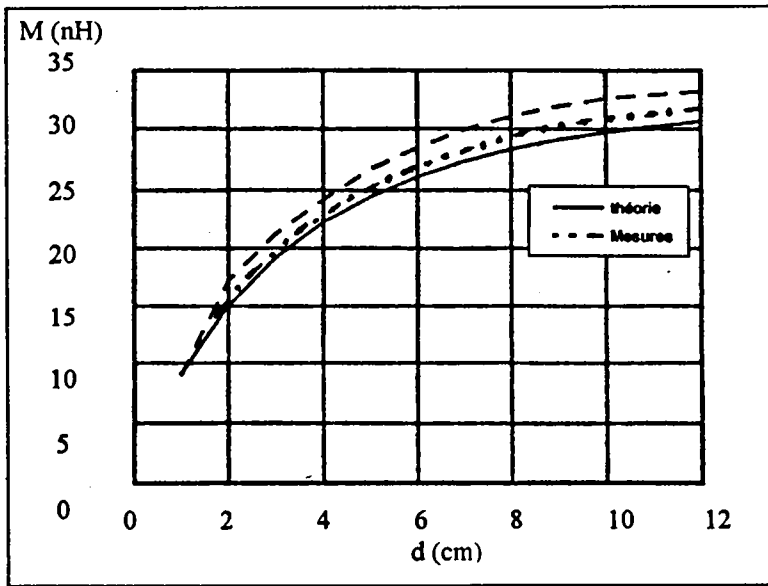


Fig. 8 : Mutuelle M (nH) entre deux spires en présence d'une surface de cuivre : comparaison théorie expériences à 10 Mhz (- - -) et .150 kHz (...)

4.2.3.2. Cas d'une plaque métallique de dimensions finies.

Afin d'étudier la présence d'une plaque métallique de dimension plus réduite, nous pouvons observer l'influence de la taille de la plaque sur la mutuelle entre deux spires. Compte tenu de la géométrie de l'étude (symétrie cylindrique), nous considérons le cas de plaques circulaires de rayon R_p (Fig. 9 : Spires circulaires en présence d'une plaque métallique de dimensions finies).

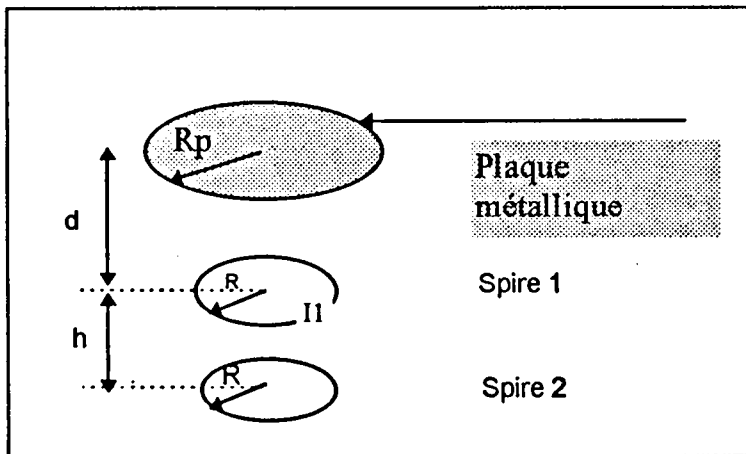


Fig. 9 : Spires circulaires en présence d'une plaque métallique de dimensions finies

La méthode de calcul est identique à la précédente. La seule différence est que la décomposition en spires fictives concentriques se fait sur une zone plus restreinte, correspondant aux dimensions réelles de la plaque. Les résultats présentés à la figure (Fig. 10 : Influence de la surface d'une plaque métallique sur la mutuelle relative M/M_0 (dB)) en fonction de la distance d et pour plusieurs valeurs du rapport entre les dimensions de la plaque et celles des deux spires (R_p/R) mettent en évidence le degré d'influence de la taille de la plaque sur le couplage entre les spires.

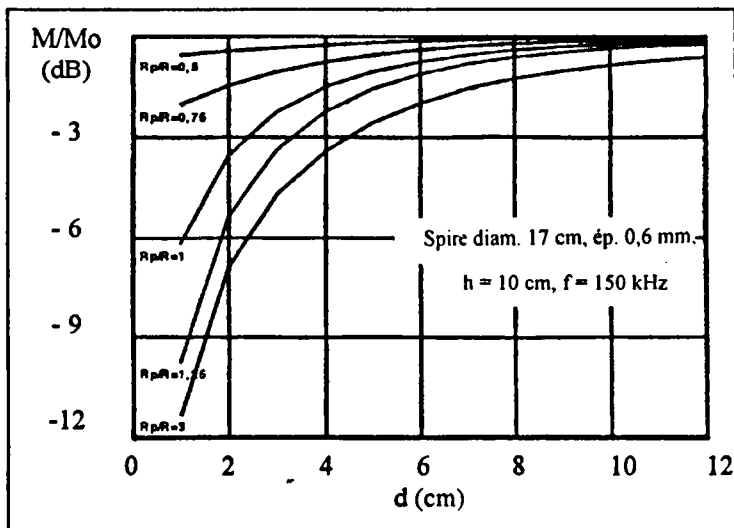


Fig. 10 : Influence de la surface d'une plaque métallique sur la mutuelle relative M/M_0 (dB)

4.2.4. Présence d'un boîtier

4.2.4.1. Présentation des calculs.

Afin de compléter l'étape précédente, nous pouvons considérer le cas d'un boîtier métallique de protection placé dans l'environnement des circuits couplés. L'étude revient à adjoindre un paramètre supplémentaire en considérant une plaque munie de bords (Fig. 11 : Spire en présence d'un boîtier métallique).

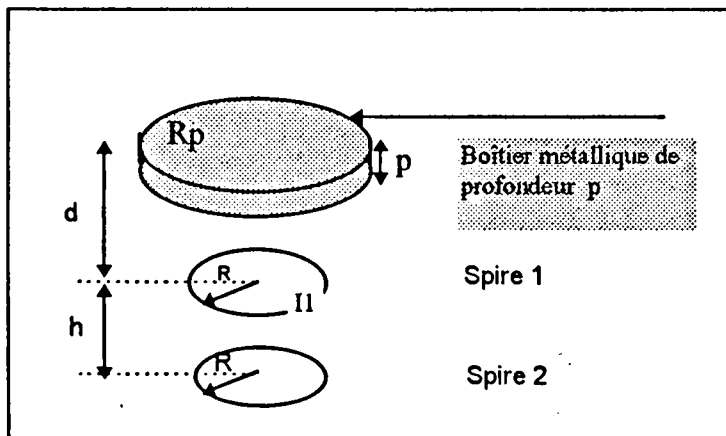


Fig. 11 : Spire en présence d'un boîtier métallique

La démarche est identique aux cas précédents. Nous décomposons le boîtier en une juxtaposition de spires en court-circuits : une partie de ces spires décrivent le fond du boîtier et l'autre partie décrivent les bords (Fig. 12 : Position des spires pour un boîtier).

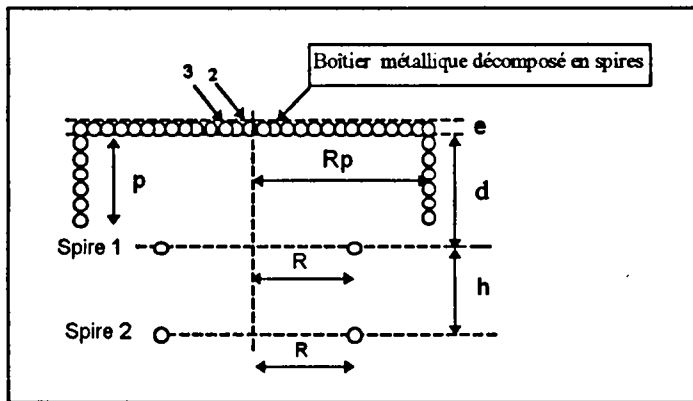


Fig. 12 : Position des spires pour un boîtier

4.2.4.2. Résultats.

Nous présentons sur un même graphe les résultats théoriques et expérimentaux de la mutuelle entre deux spires coaxiales de mêmes dimensions ($R=8,5\text{cm}$) en présence d'un boîtier en cuivre de 27 centimètres de diamètre et de 12 centimètres de profondeur. Les résultats sont présentés à la figure (Fig. 13 : Mutuelle $M(\text{nH})$ entre deux spires en présence d'un boîtier métallique.) en fonction de la distance d entre la spire 1 et le fond du boîtier et pour une distance h entre les spires constante et égale à 10 centimètres.

Nous constatons que la théorie reproduit bien l'allure obtenue pour les résultats des mesures. L'écart maximum entre les deux courbes est inférieur à 10 % ce qui valide le modèle dans ce cas.

Ces résultats nous montrent que nous perdons 30% de la mutuelle lorsque les deux spires sont mises en présence de ce boîtier placé à une distance d de 12 centimètres de la spire 1, alors que cette perte était négligeable dans le cas d'une simple plaque placée à la même distance (Fig. 8 : Mutuelle $M(\text{nH})$ entre deux spires en présence d'une surface de cuivre :). Nous pouvons en conclure que les bords viennent augmenter très sensiblement les pertes entre les deux spires couplées par rapport au cas d'une plaque simple de même diamètre.

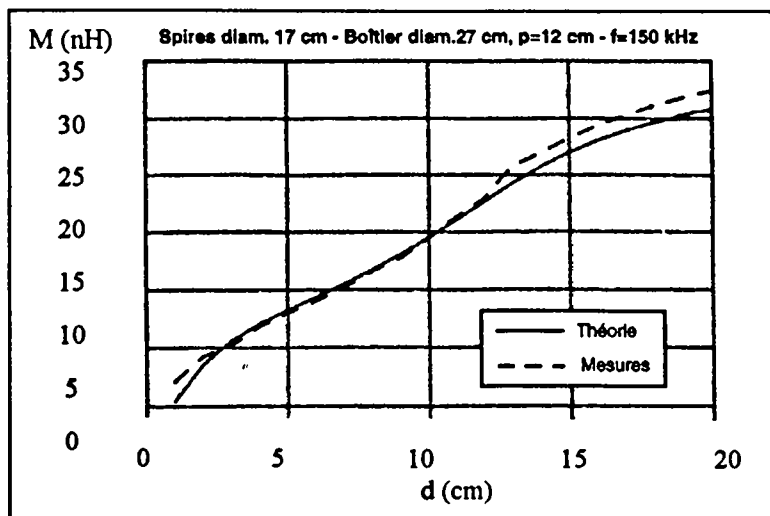


Fig. 13 : Mutuelle $M(\text{nH})$ entre deux spires en présence d'un boîtier métallique.

4.2.5. Couplage mutuel en fonction du déplacement

4.2.5.1. Présentation.

Afin de connaître la zone d'échange de la transmission entre les deux antennes cadres, nous étudions la mutuelle entre les spires au cours du déplacement de l'ensemble "boîtier - spire 1" (Fig. 14 : Déplacement de l'ensemble spire 1-boîtier métallique).

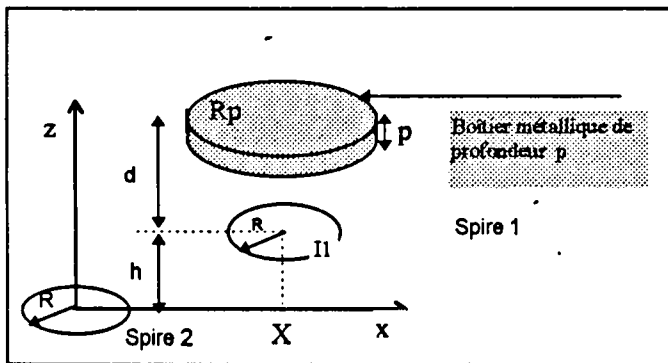


Fig. 14 : Déplacement de l'ensemble spire 1-boîtier métallique

Pour ce cas de figure, le système d'étude ne dispose plus de la symétrie cylindrique. Néanmoins, les conditions de charges et la position plus éloignée de la spire 2 nous permettent de considérer que les courants induits dans la structure métallique proviennent principalement de la spire 1 (alimentée par I_1). Dans ces conditions particulières, où nous pouvons négliger les courants induits dans la structure par la spire 2, nous utilisons notre modèle en considérant que seul l'ensemble spire 1-structure métallique doit comporter la symétrie cylindrique. L'étude théorique reste donc la même, en considérant que la spire 2 est décalée par rapport à l'ensemble spire 1-structure métallique.

4.2.5.2. Résultats.

Une comparaison théorie-expérience est présentée à la figure Fig. 15 : Mutuelle $M(nH)$ entre deux spires en présence d'un boîtier métallique - comparaison théorie-expérience. avec un décalage X allant jusqu'à 30 cm et pour une fréquence de 150 kHz. Compte tenu des études précédentes, ces résultats seront comparables à ceux envisagés pour la fréquence de 10 MHz. Nous pouvons observer que les courbes théoriques et expérimentales coïncident de façon très satisfaisante: les niveaux de mutuelle et la position des minima mesurés sont conformes aux évaluations théoriques.

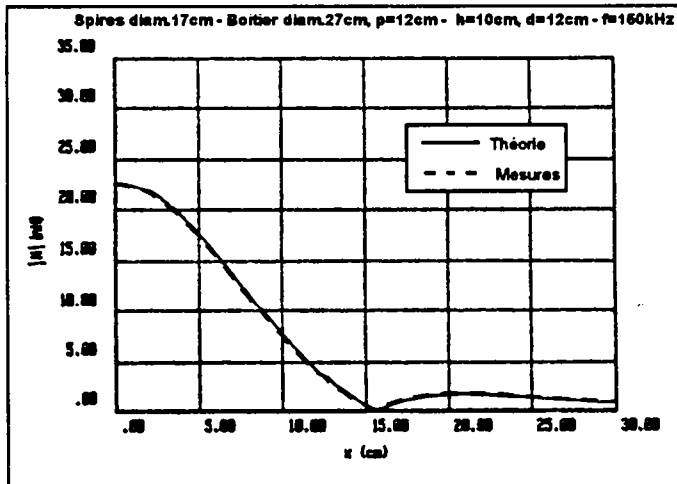


Fig. 15 : Mutuelle M (nH) entre deux spires en présence d'un boîtier métallique - comparaison théorie-expérience.

Nous pouvons aussi présenter sur un même graphe (Fig. 16 Mutuelle M (nH) entre les spires en fonction du déplacement latéral) les résultats de simulation obtenus pour les deux exemples de structures métalliques et pour le cas de deux spires seules. Les mutuelles sont calculées pour un déplacement X allant jusqu'à 30 centimètres.

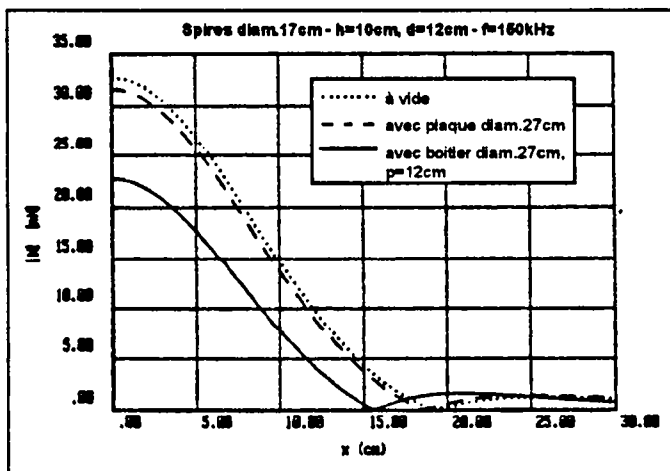


Fig. 16 Mutuelle M (nH) entre les spires en fonction du déplacement latéral

Nous remarquons que la présence d'une plaque métallique près de l'une des spires modifie assez peu la mutuelle par rapport au cas de deux spires isolées. Par contre, dans le cas du boîtier métallique, nous observons une perte d'environ 30% de la mutuelle et un décalage de ~ 19 cm à ~ 15 cm du minimum lié au changement de signe de la mutuelle.

4.2.6. Conclusion

Cette étude aborde par décomposition simple l'influence d'une structure métallique élémentaire sur un dispositif d'antenne cadre d'émission et de réception devant être protégé de son environnement électromagnétique proche.

Les résultats obtenus avec des temps de calculs courts (quelques minutes sur un mini ordinateur HP9000 ou une station de travail) montrent qu'en choisissant correctement les paramètres dimensionnels

(nombre de spires fictives de la décomposition), il est possible de connaître le facteur de couplage avec une bonne précision. Des expressions ont été mises en oeuvre et ont permis de valider cette approche de la décomposition de la protection métallique en spires fictives. Dans une étape ultérieure, il sera également possible de paramétrer la nature des matériaux de protection (perméabilité magnétique) afin d'affiner les prévisions sur l'évolution de bilan de liaison entre l'émetteur et le récepteur.

4.3. Bibliographie

Bibliographie générale

- [III-1] O. Biro, K. Preis "Finite element analysis of 3-D Eddy currents"-IEEE transactions on magnetics - Vol.26 n°2 - mars 1990
- [III-2] A. Dinapoli, U. Ratti "Eddy currents screening problems solved by means of finite-differences and finite-elements methods"-Acta Technica Csav - n°2 - 1975
- [III-3] E. Dubois "Electromagnetisme II, courant électrique constant-magnétostatique-unités" - Delagrave - 1955
- [III-4] E. Durand "Electrostatique et magnétostatique"- Masson - 1953
- [III-5] Ruehli A.E. « Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environment » - IBM Journal of Research and Development, september 1972, pp 470-481
- [III-6] Rosa E. B. Grover F.W. « Formulas and Tables for the Calculation of Mutual and Self Inductance » - Scientific Paper of the National Bureau of the Standards, paper 169 C, Vol 8 N°1, 1912, ppl - 237
- [III-7] Rosa E.B. « On the Geometrical Mean Distance of Rectangular Areas and the Calculation of Self Inductances » - Bulletin of the Bureau of Standards Vol.3 N°1, 1907.
- [III-8] Schanen J-L. Guerin C. Roudet J. Meunier G. « Modeling on Printed Circuit Loop Inductance » - Compumag 1993, Miami
- [III-9] Weeks W.T. Wu L.L. McAllister M.F. Singh A. « Resistive and Inductive Skin Effect in Rectangular Conductors » - IBM Journal of Research and Development, Vol 23 N°6, November 1979, pp 652-660
- [III-10] Gopinath A. Silvester P. « Calculation of Inductance of Finite-Length Strips and its Variation with Frequency » -IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol MTT-21 N°6, June 1973, pp380 -386
- [III-11] Sakurai T. Tamary K. « Simple formulas for two and three dimensional capacitances » - IEEE transactions on electronic devices, Vol ED-30 N°2, August 1977
- [III-12] Walker C.S. « Capacitance, Inductance and Crosstalk Analysis » - Artech House, 1990
- [III-13] Schanen JL « Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseur en électronique de puissance » Thèse INPG Grenoble - 1994

Bibliographie indexée []

- ¹ M. Hamzaoui "Etude du couplage d'antennes fonctionnant en champ proche - Contribution à l'optimisation voie-machine dans le domaine des transports guidés" - Thèse de doctorat de l'Université de Lille-Septembre 1992
- ² P.R. Bannister «Summary of image theory expression for the quasi-static field of antenna at or above the earth surface ». Proc. IEEE, vol 67, N°7, Juillet 1979
- ³ Méganck "Etude d'un dispositif de localisation fonctionnant par couplage magnétique-Contribution à leur sécurité en fonction de leur environnement" - Thèse de doctorat de l'Université de Lille-Décembre 1995
- ⁴ P. F. Ryff "Power losses in partial magnetically shielded coils"-IEEE congress - Vancouver - juillet 1979
- ⁵ Abramowitz "Handbook of mathematical functions" - Dover Publications - 1968

CHAPITRE III - P 2

PRISE EN COMPTE DES STRUCTURES METALLIQUES PAR LA THEORIE DES IMAGES

SOMMAIRE

1. INTRODUCTION.....	82
2. INFLUENCE D'UNE STRUCTURE METALLIQUE PLANE	83
2. 1. INFLUENCE D'UN PLAN METALLIQUE PLACE PARALLELEMENT A L'ANTENNE.....	83
2. 1.1. <i>Modélisation du phénomène par la théorie des images.....</i>	<i>83</i>
2. 1.2. <i>Comparaison théorie expérience.....</i>	<i>85</i>
2. 1.3. <i>Influence de la conductivité du matériau et de la fréquence</i>	<i>88</i>
2. 1.4. <i>Comparaison théorie expérience.....</i>	<i>88</i>
2. 1.5. <i>Comparaison théorie expérience.....</i>	<i>89</i>
2. 2. INFLUENCE D'UN PLAN METALLIQUE PLACE PERPENDICULAIREMENT	90
2. 2.1. <i>Présentation.....</i>	<i>90</i>
2. 2.2. <i>Comparaison théorie-expérience.....</i>	<i>91</i>
3. INFLUENCE D'UN BOITIER METALLIQUE SUR LE RAYONNEMENT	93
3. 1. PRESENTATION.....	93
3. 2. CHOIX DU MODELE THEORIQUE	93
3. 3. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTS MODELES THEORIQUES ET L'EXPERIENCE	93
3. 4. INFLUENCE DU POSITIONNEMENT DE L'ANTENNE.....	95
3. 4.1. <i>Introduction</i>	<i>95</i>
3. 4.2. <i>Comparaison théorie expérience.....</i>	<i>95</i>
4. CONCLUSION.....	98
5. CONCLUSION DU CHAPITRE III.....	99
1. BIBLIOGRAPHIE III	100
7. ANNEXE DU CHAPITRE III	102

CHAPITRE III - P 2

PRISE EN COMPTE DES STRUCTURES METALLIQUES PAR LA THEORIE DES IMAGES

1. Introduction

Dans cette partie, l'approche envisagée pour la détermination des champs rayonnés, repose sur la théorie des images. Nous l'appliquons dans le cas de structures orthogonales. Nous nous sommes donc attachés au développement d'un code de calcul permettant l'évaluation de la composante de champ magnétique $|H|$ rayonné par une antenne rectangulaire placée dans un boîtier métallique (cinq faces) (Fig P20). La connaissance du champ H dans sa zone de confinement ("zone de lecture") est indispensable à l'établissement du bilan de transmission, si l'on considère le cas de liaisons courtes entre deux antennes. L'un des intérêts de notre approche est de mieux comprendre l'évolution des champs rayonnés localement dans un boîtier d'antenne par exemple.

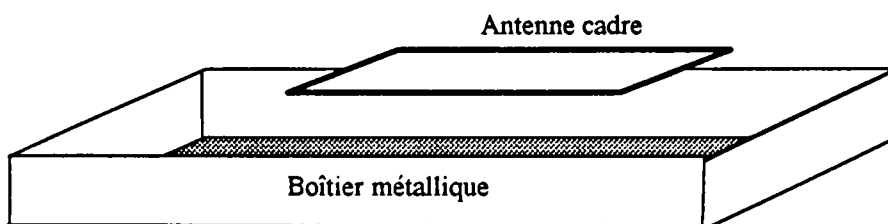


Fig P20 : Antenne et boîtier

Nous avons développé ce code de calcul sur micro-ordinateur, à partir d'un outil logiciel de calculs mathématiques (MATLAB). Il permet d'obtenir des résultats en quelques minutes sur un microcalculateur de type PC 486/33.

L'utilisation d'une sonde de champ proche nous a permis de comparer nos résultats théoriques à ceux relevant de l'expérimentation.

La modélisation du système complet (antenne cadre-boîte métallique à cinq faces) et sa validation expérimentale a été faite pas à pas, par décomposition du système complet en plusieurs sous-systèmes, et ce dans la limite des hypothèses apportées par l'utilisation de la théorie des images (hypothèse des plans réflecteurs infinis). Nous avons donc étudié successivement :

- l'influence d'un plan métallique, parallèle au plan de l'antenne (position horizontale),
- l'influence d'un plan métallique orthogonal au plan de l'antenne (position verticale),

- l'influence d'une "boîte ouverte" composée de 5 côtés, c'est à dire l'assemblage de quatre plaques verticales associées à une plaque horizontale

2. Influence d'une structure métallique plane

2.1. Influence d'un plan métallique placé parallèlement à l'antenne

2.1.1. Modélisation du phénomène par la théorie des images

2.1.1.1. Présentation du modèle

Pour modéliser l'influence d'une plaque métallique sur le comportement de l'antenne émettrice, nous abordons l'étude par la théorie des images. On peut alors considérer que le champ rayonné par le système est celui du cadre émetteur superposé au champ rayonné par le cadre image de l'émetteur, dans lequel circule un courant opposé [5].

Il faut cependant avoir à l'esprit, pour pouvoir appliquer la théorie des images, que le plan métallique réflecteur est supposé infini. Sachant que pour les diverses expériences, nous disposons de plaques de dimensions finies (ex. plaque cuivre de 70 x 70 x 0,1 cm), l'interprétation des résultats doit en tenir compte. Nous procédons à un commentaire sur cet aspect en fin de chapitre.

2.1.1.2. Configuration du système

La plaque métallique est placée, dans un premier temps, coplanairement à l'antenne cadre. Elle est distante d'une valeur d qui sera un paramètre dans l'étude (Fig. P21). h est l'élévation sur l'axe z où se trouve le point d'observation $M(x,y,z)$ du champ.

L'approche théorique des images est schématisée par la figure P22. Un second cadre est placé sous l'autre face de la plaque métallique, à une distance « d ».

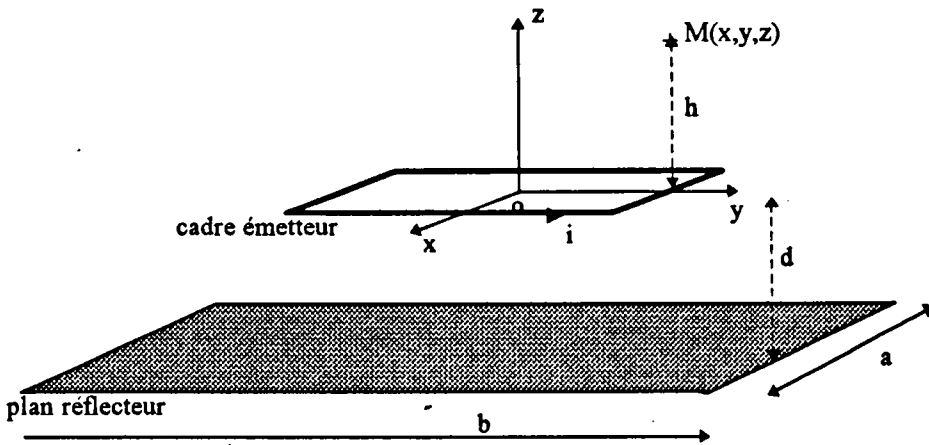


Fig P21: Disposition coplanaire de l'antenne et du cadre

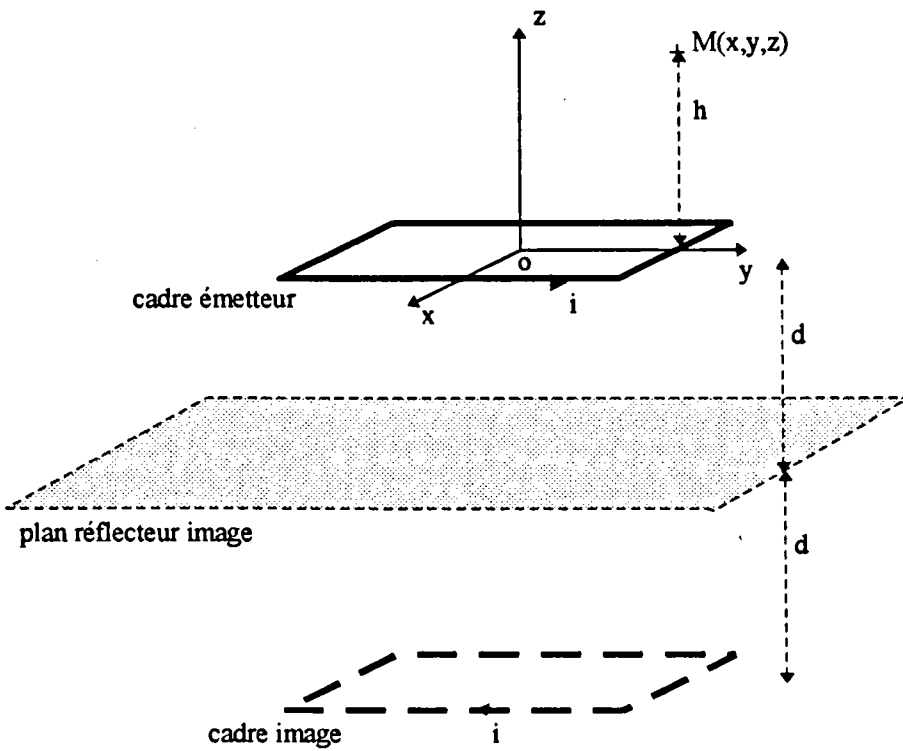


Fig P22: Disposition équivalente de l'antenne et du cadre

2. 1.1.3. Développement théorique

On recherche maintenant le champ magnétique vertical total produit par le cadre émetteur et son image. La contribution du champ direct correspond aux expressions (III-9) et (III-10) obtenues dans la partie

précédente. Quant à la seconde contribution, elle s'obtient en introduisant un paramètre où intervient la distance d entre la plaque métallique et le cadre (émetteur) et en remplaçant h (soit encore z_M) par $h+2d$, soit :

$$A_2(X,Y) = \frac{1}{[(y_M - Y)^2 + (h + 2 \cdot d)^2]} \cdot \frac{(X - x_M)(y_M - Y)}{[(X - x_M)^2 + (y_M - Y)^2 + (h + 2 \cdot d)^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{III-22})$$

$$\text{et } B_2(X,Y) = \frac{1}{[(x_M - X)^2 + (h + 2 \cdot d)^2]} \cdot \frac{(Y - y_M)(x_M - X)}{[(x_M - X)^2 + (Y - y_M)^2 + (h + 2 \cdot d)^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{III-23})$$

$$\text{d'où : } |H_V| = |H_z| = \frac{NI}{4\pi} [A_{(C)} - B_{(C)} - A_{2(C)} + B_{2(C)}] \quad (\text{III-24})$$

avec : $A_{2(C)} = A_2(a/2, -b/2) - A_2(-a/2, -b/2) + A_2(-a/2, b/2) - A_2(a/2, b/2)$

et $B_{2(C)} = B_2(a/2, b/2) - B_2(a/2, -b/2) + B_2(-a/2, -b/2) - B_2(-a/2, b/2)$

2. 1.2. Comparaison théorie expérience

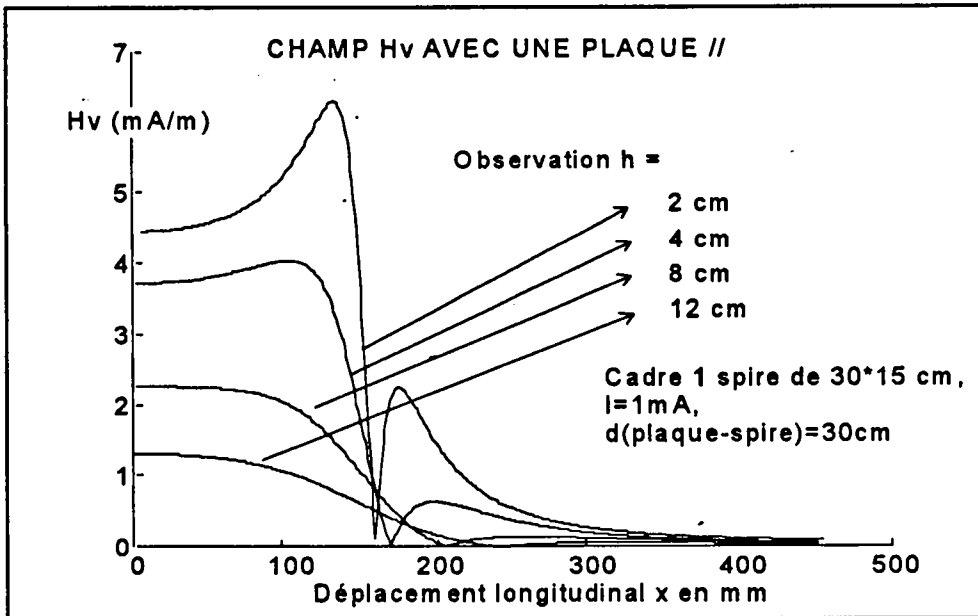
Plusieurs séries de mesures sont réalisées sur différents cadres de technologie imprimée, à l'aide d'une sonde de mesure de champ proche¹ et d'un analyseur de spectre. Nous présentons deux cas de figures qui nous semblent significatifs.

Les mesures sont réalisées sur des cadres de 30 * 15 cm, d'une spire, à la fréquence de 10 MHz. Le courant dans la boucle est normalisé à un milliampère. Nous avons relevé la valeur de la composante verticale du champ magnétique (en mA/m), le long d'un déplacement sur le demi-axe longitudinal, en $y=0$, pour des hauteurs d'observation variables ($h=2$, $h=4$, $h=8$ et $h=12$ cm) (voir figure 2). Nous observons donc l'influence d'une plaque métallique sur la topographie du champ magnétique rayonné, pour une distance cadre-plaque $d=2$ cm (forte influence) et pour une distance $d=30$ cm (faible influence). Ces résultats sont comparés aux valeurs théoriques.

¹ sonde HP11941A

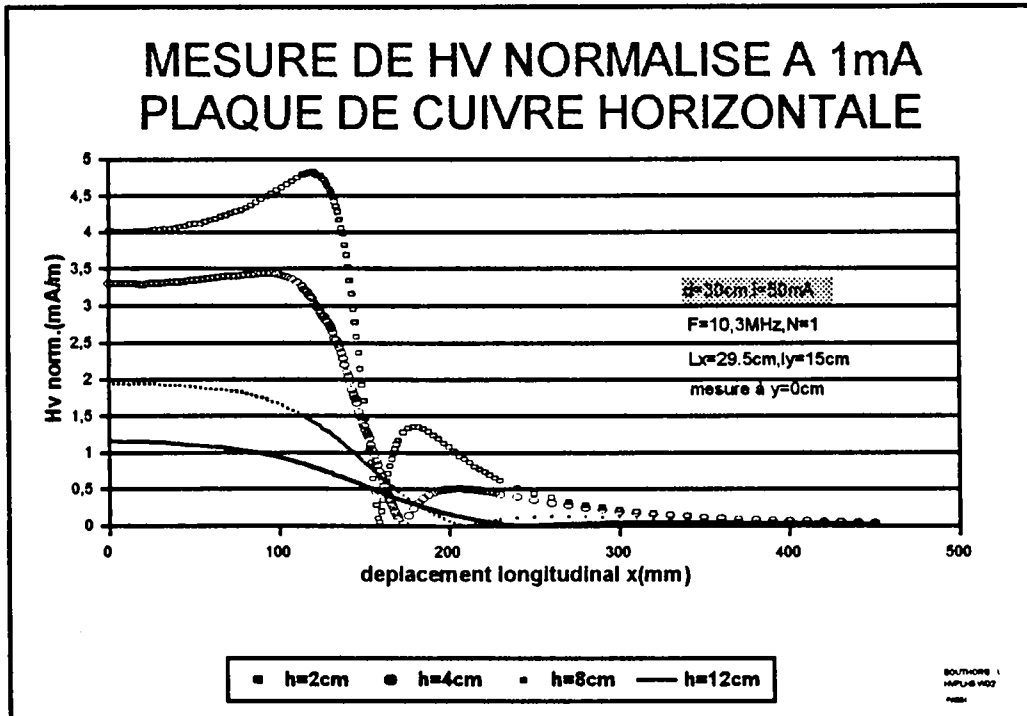
2. 1.2.1. Cas d'une faible influence ($d=30$ cm)

2. 1.2.1.1. Résultats théoriques :



graphe 1

2. 1.2.1.2. Résultats expérimentaux :



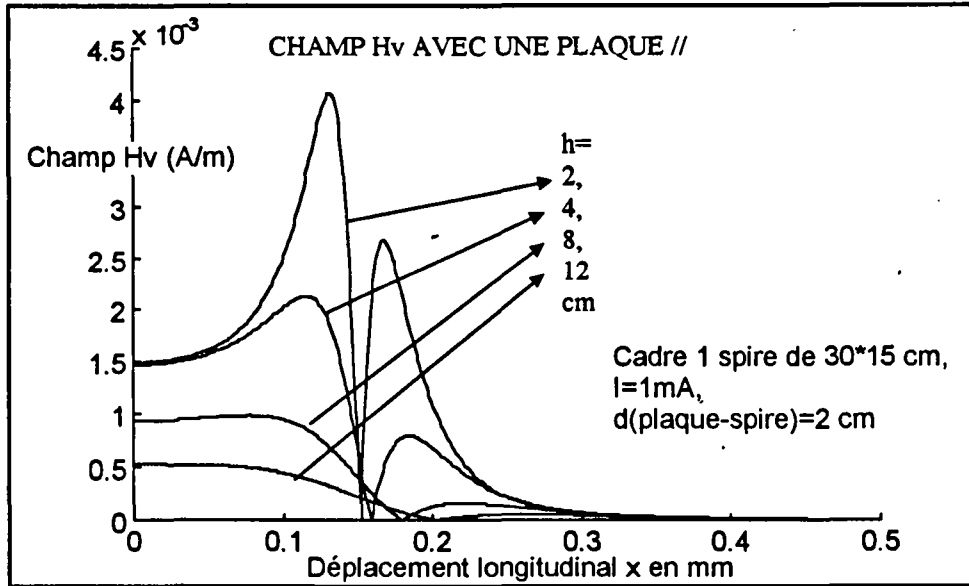
graphe 2

Il existe une très bonne concordance sur la situation des points principaux (maxima de champ, changements de phase). La précision sur les niveaux de champ est correcte également (<10 %), bien que l'on trouve de légers écarts sur les maxima (< 30 %) ; les résultats théoriques donnent une valeur surestimée (de

l'ordre de 10 %), car ils ne prennent pas en compte les pertes résistives réelles apportées par la plaque métallique (coefficient de réflexion égal à 1).

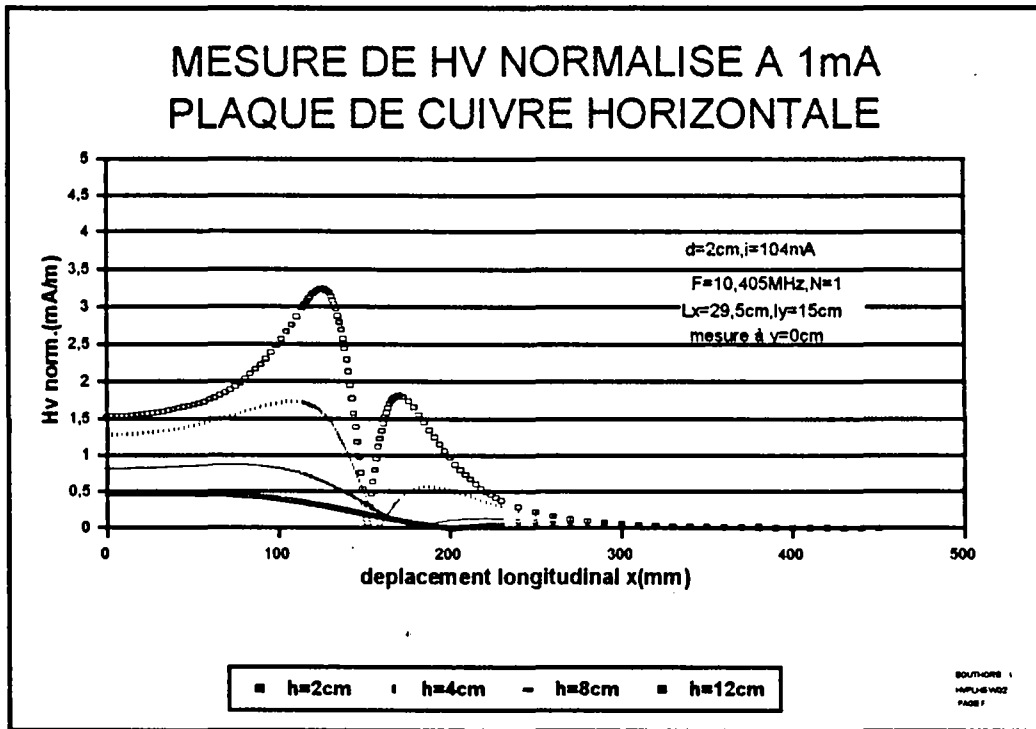
2. 1.2.2. Cas d'une forte influence ($d=2\text{cm}$)

2. 1.2.2.1. Résultats théoriques :



graphe 3

2. 1.2.2.2. Résultats expérimentaux :



graphe 4

On retrouve, avec une bonne concordance, la position des points principaux (maxima de champ, changements de phase). Les écarts sur les niveaux de champ sont satisfaisants également (<10%), bien que l'on retrouve des écarts notables sur les maxima. Les résultats théoriques donnent toujours une valeur surestimée (de l'ordre de 25 %) car ils ne prennent pas en compte les pertes résistives réelles apportées par la plaque métallique (coefficient de réflexion égal à 1). Aussi, il semble difficile de déterminer de manière même semi-empirique une valeur juste du coefficient de réflexion.

2. 1.3. Influence de la conductivité du matériau et de la fréquence

2. 1.3.1. Introduction

Avant de passer à la modélisation de la boîte complète, il nous a semblé intéressant de quantifier, de manière expérimentale, l'influence de deux paramètres fondamentaux : la conductivité du matériau métallique utilisé et la fréquence de travail. En effet, dans notre modèle basé sur la loi de Biot et Savart et la théorie des images, il nous est impossible d'intégrer directement ces paramètres de manière simple.

2. 1.3.2. Etude fréquentielle (graphe 5)

Nous avons utilisé un cadre de 15 x 15 cm, une spire, non accordée, placée à une distance $d=4$ cm d'une plaque de cuivre (70 x 70 x 0,1 cm). L'évolution de la composante verticale du champ magnétique est relevée en fonction de la hauteur d'observation, au centre du cadre, pour cinq fréquences (100 kHz, 300 kHz, 1 MHz, 10 MHz, 30Mhz).

Les trois courbes de « fréquence basse » sont très proches, la plaque n'engendre pas une grande dispersion. Lorsque l'on monte en fréquence (1 MHz, 10 MHz, 30 MHz), le champ mesuré croît, le coefficient de réflexion de la plaque augmente avec une diminution de l'épaisseur de peau et des pertes créées par la résistance présentée par la plaque métallique. La courbe théorique coïncide parfaitement avec les mesures faites à 10 MHz et présente une erreur maximale de 20 % sur cette plage de fréquence. L'écart moyen est voisin de 10 %.

2. 1.3.3. Influence du matériau (graphe 6)

Nous avons utilisé un cadre de 30 x 15 cm, une spire, à $f=10$ MHz. L'évolution du champ H_v est relevée le long du demi grand axe, à une hauteur d'observation de 8 cm, pour une plaque de métal placée à 5 cm du cadre. Nous avons utilisé successivement des plaques de cuivre, d'aluminium, d'acier, de grandes dimensions (rapport 6/1) comparées à celles du cadre émetteur.

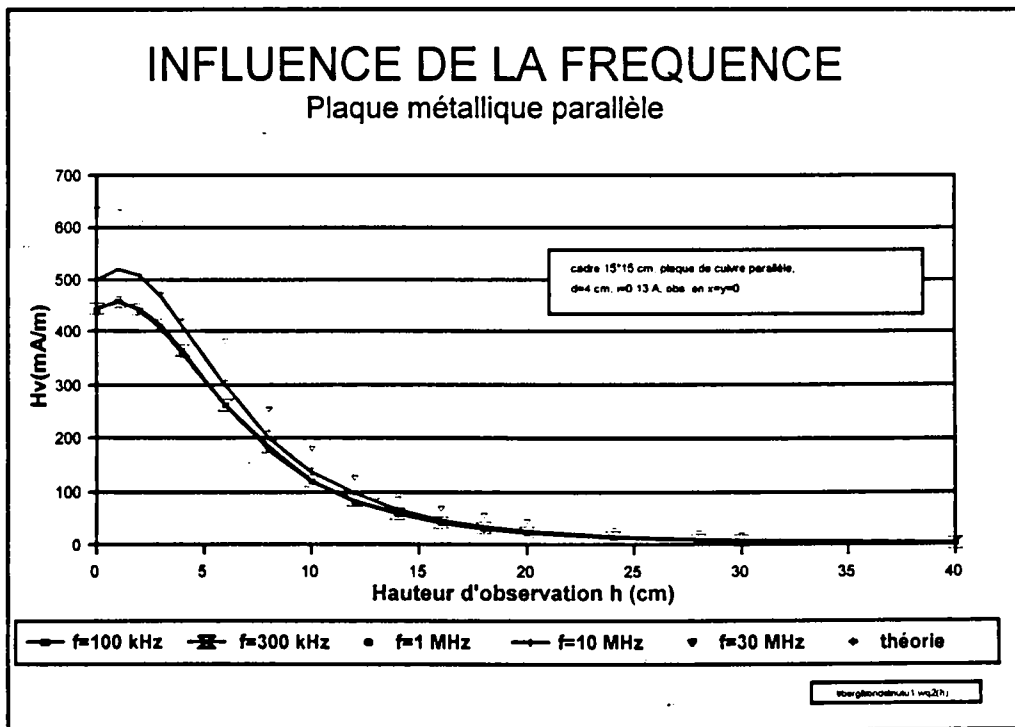
Nous voyons que la différence de nature des matériaux réflecteurs utilisés n'entraîne pas de grandes dispersions autour de la courbe théorique. Mais néanmoins, nous retrouvons dans l'étude expérimentale l'influence de l'effet de peau, soit $\sigma_{\text{cuivre}} > \sigma_{\text{alu}} > \sigma_{\text{acier}}$ et donc $\delta_{\text{cuivre}} < \delta_{\text{alu}} < \delta_{\text{acier}}$.

Les valeurs des différentes conductivités sont [8]: Cuivre : $\sigma = 5,88 \cdot 10^7$

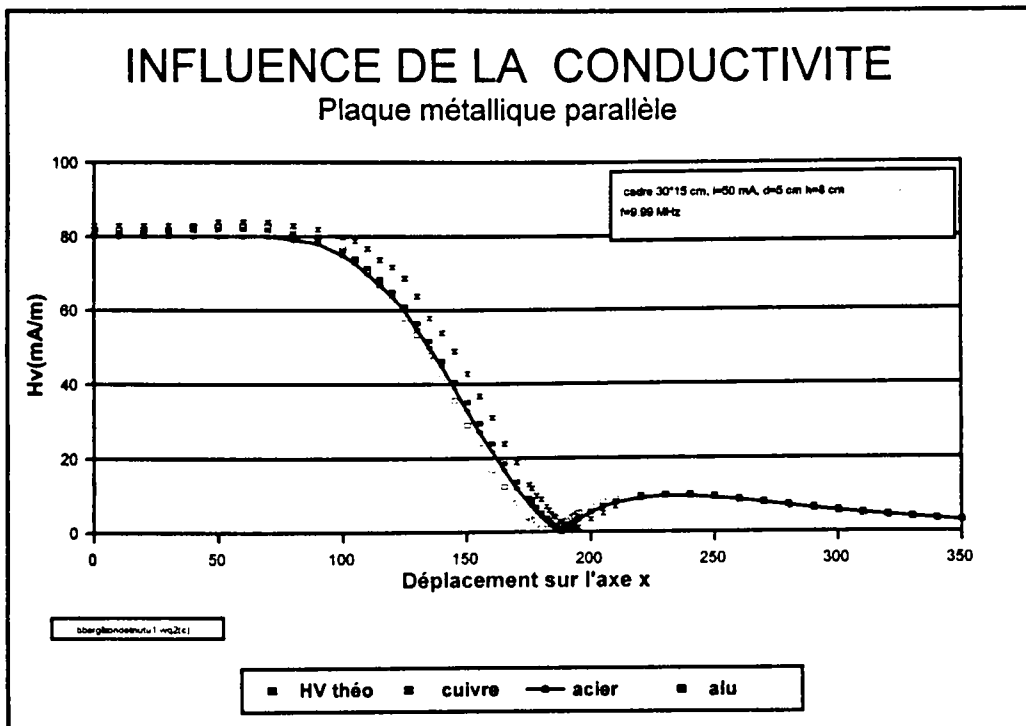
Aluminium : $\sigma = 3,58 \cdot 10^7$

Acier : $\sigma = 0,58 \cdot 10^7$

2. 1.3.4. Comparaison théorie expérience



graphe 5 -



graphe 6

2. 2. Influence d'un plan métallique placé perpendiculairement

2. 2.1. Présentation

Nous présentons maintenant les résultats obtenus pour la modélisation de l'influence d'une plaque métallique perpendiculaire au cadre émetteur, en utilisant les mêmes hypothèses que précédemment.

Soit la configuration orthogonale ci-dessous:

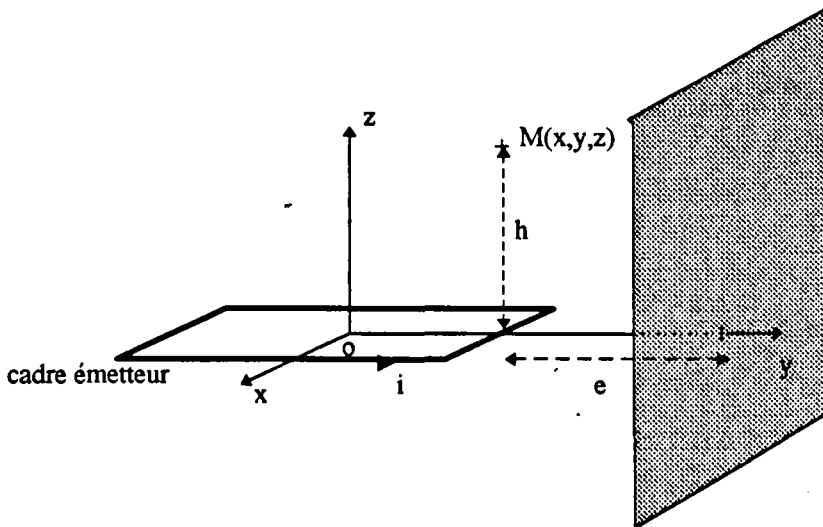


Fig. 4 : Disposition du cadre et de la plaque réfléchrice

La distance e repère la position de la plaque orthogonale par rapport au bord du cadre.

La configuration est équivalente à celle présentée ci-dessous:

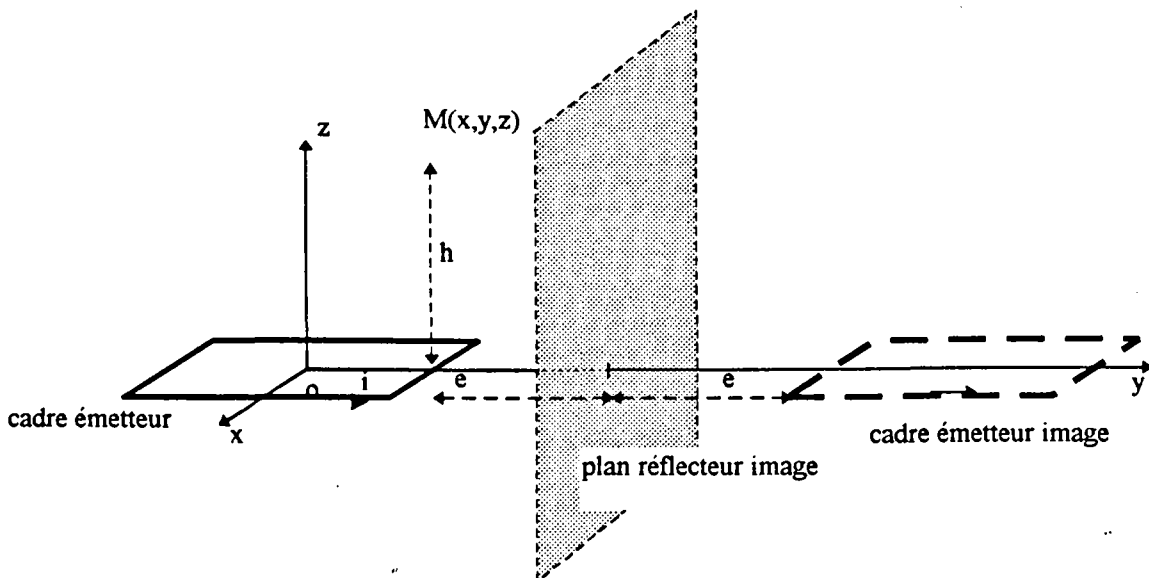
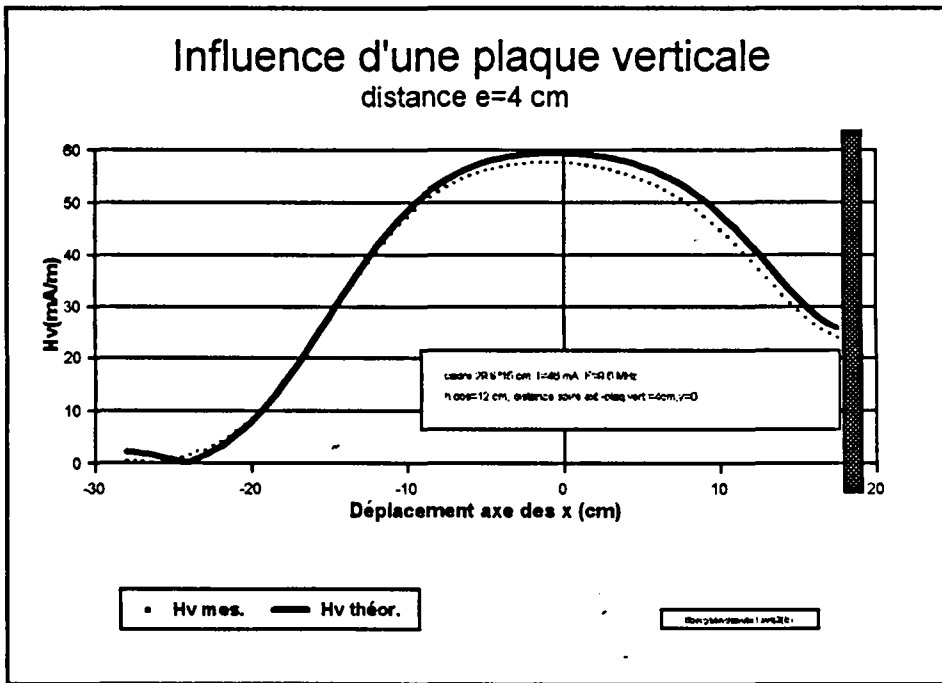


Fig.5 : Disposition équivalente de l'antenne et du cadre

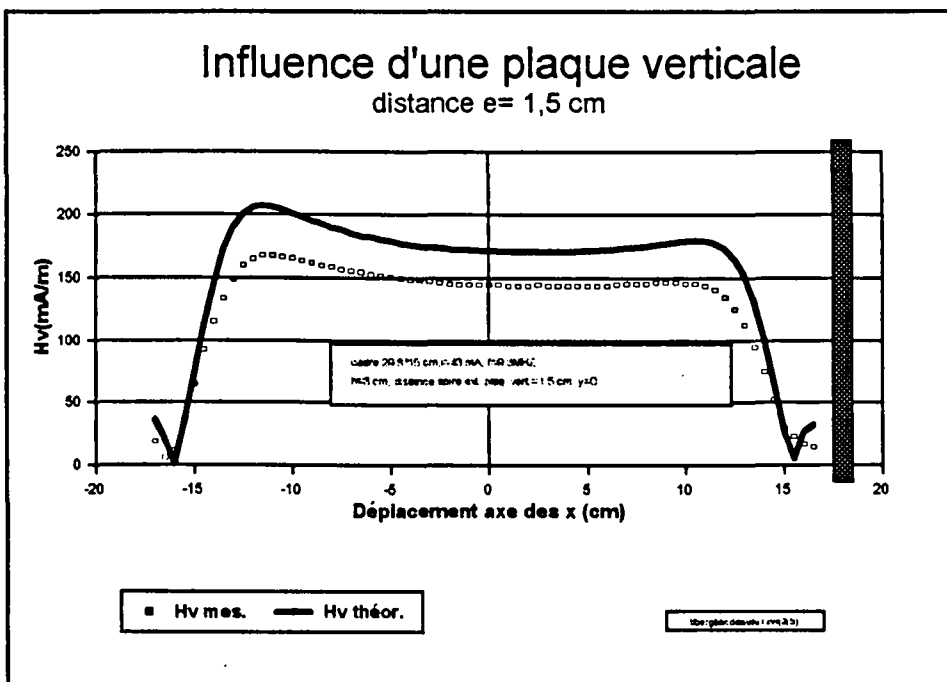
2. 2.2. Comparaison théorie-expérience

Cas 1 : Distance d'observation $h= 12$ cm . La plaque métallique est à l'abscisse $x= +19$ cm



graphe 7 - Influence de la plaque verticale ($h= 12$ cm)

Cas N°2 : Distance d'observation $h= 3$ cm . La plaque métallique est à l'abscisse $x= +16,5$ cm



graphe 8 - Influence de la plaque verticale ($h= 3$ cm)

Les courbes obtenues montrent que la théorie des images donne des résultats satisfaisants pour notre application, à la fois sur les plans qualitatifs (précision des changements de phase, zone de forte influence de la plaque) et quantitatifs (écart de 5 % au plus dans le premier cas, de 20% dans le deuxième cas). Les deux cas

ont été choisis de manière à avoir des extrema sur la précision, en allant d'une hauteur d'observation (h) et d'une distance cadre-plaque (e) importante (cas1) à une hauteur d'observation et d'une distance cadre-plaque faible (cas 2).

3. Influence d'un boîtier métallique sur le rayonnement

3. 1. Présentation

A partir des résultats obtenus précédemment, nous présentons ici la dernière étape de notre étude qui consiste en la modélisation de l'influence d'un boîtier de métal parallélépipédique sur une antenne magnétique rectangulaire, par la théorie des images. Les résultats satisfaisants fournis par les modèles de plaques parallèles et perpendiculaires nous permettent de procéder à l'assemblage du système complet, soit une boîte composée de cinq plaques métalliques supposées infinies. La superposition des champs magnétiques déduits à partir de chaque plaque permet d'évaluer le champ total dans la zone d'observation.

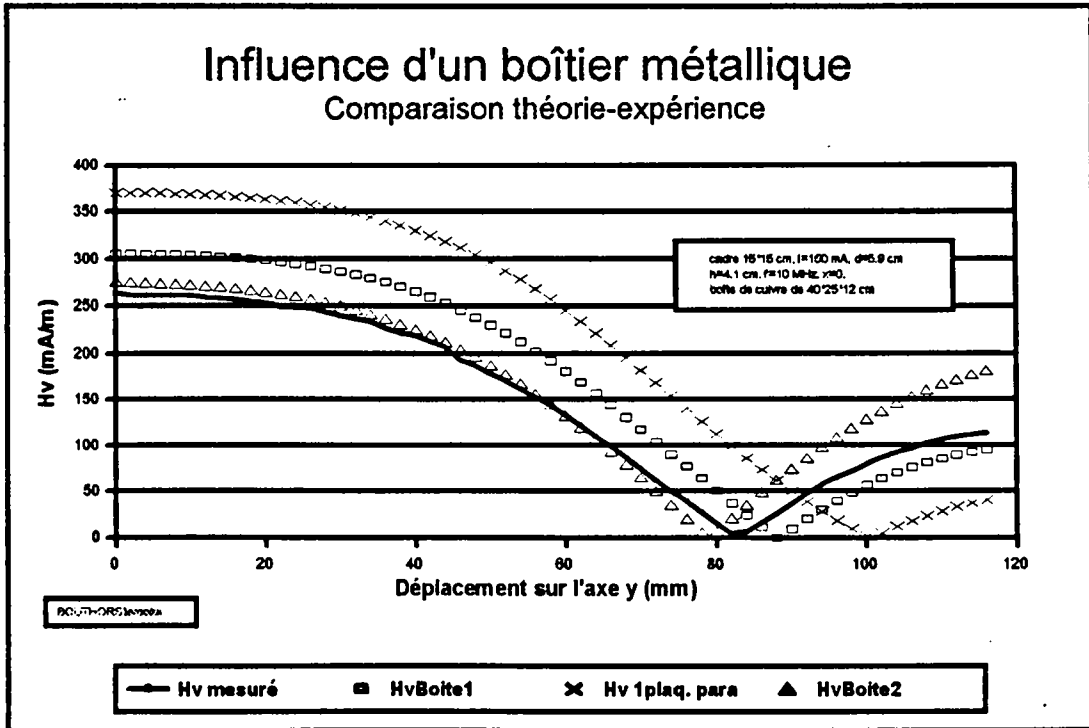
3. 2. Choix du modèle théorique

Le premier modèle repose sur le calcul du champ magnétique total obtenu en sommant le champ créé par le cadre d'antenne seul, l'image du plan réflecteur horizontal et des quatre images des plans réflecteurs verticaux. L'équation utilisée est (III-25). Le modèle correspondant est appelé « images primaires ». Le second modèle prend en compte le champ magnétique obtenu à partir du modèle primaire et en ajoutant la contribution des images issues des images primaires. Le modèle correspondant est appelé « images secondaires ». Les images secondaires retenues sont les images des images primaires par rapport aux cinq plans réflecteurs. Les équations de base utilisées sont les mêmes, transposées dans les repères correspondants. Cette lourdeur dans la mise en place du calcul est compensée par la rapidité d'exécution du code paramétrique réalisé.

3. 3. Comparaison entre les différents modèles théoriques et l'expérience

Nous avons procédé à plusieurs séries de mesures sur des cadres rectangulaires monospires, de 30*15 cm et 15*15 cm afin de valider la précision de nos modèles théoriques. Nous disposons d'un boîtier cuivre de 40*25*12 cm, avec une épaisseur de plaques égale à 2 mm. Les différentes manipulations ont été réalisées à des fréquences voisines de 10 MHz.

Les résultats présentés ci-dessous comparent trois modèles issus de la théorie des images, à différents degrés d'optimisation. La manipulation a consisté à mesurer la composante verticale du champ magnétique rayonné par un cadre de 15*15 cm, une spire, située à l'intérieur du boîtier. Les mesures sont faites en $x=0$, suivant l'axe y , pour un cadre placé à 6 cm du fond de la boîte et une sonde de mesure placée à 4 cm au dessus du cadre (voir Fig.6).



graphe 9

La courbe expérimentale est comparée aux modèles théoriques suivants :

- le modèle (Hv1plaq. para) qui ne tient compte que de la plaque du fond. L'allure générale est bonne mais les écarts sont de l'ordre de 40 % sur les niveaux de champ, de 25 % sur la localisation du changement de phase,
- le modèle (HvBoîte 1) qui tient compte des cinq plans réflecteurs, en associant une image du cadre émetteur à chacun (modèle utilisant les cinq images primaires). Les résultats sont plus proches de la réalité que ceux donnés par le modèle précédent, ce qui peut nous conforter dans la validité de notre démarche,
- le modèle (HvBoîte 2) qui tient compte des images primaires et secondaires. Les résultats obtenus sont très satisfaisants, avec un écart de l'ordre de 5 % pour le niveau et la localisation du changement de phase. Il faut cependant noter que ce modèle est moins bon que le précédent lorsque l'on évalue le champ proche du bord de la boîte (contribution plus importante des images secondaires).

Il aurait été intéressant de proposer et de tester un modèle utilisant plus d'images, mais l'objectif de ces études n'est pas d'obtenir une très grande précision mais de vérifier par plusieurs méthodes et plusieurs approches la bonne concordance de tous les résultats. A partir de l'ensemble des données récupérées, il est alors possible de confirmer la tendance d'évolution des grandeurs de base en fonction des différents paramètres de l'étude. Notons toutefois que pour cette méthode des efforts supplémentaires en analyse du problème et en

temps de calcul n'auraient pas forcément été récompensés. Il aurait fallu considérer 10 fois plus d'images (ordre 3) C'est donc ce dernier modèle (HvBoîte2) que nous pouvons utiliser par la suite.

3. 4. Influence du positionnement de l'antenne

3. 4.1. Introduction

Le but de cette série d'expériences est de tester notre modèle, de voir s'il est capable de donner l'évolution du rayonnement lorsque l'on modifie la position de l'antenne dans la boîte. Le code de calcul permet de définir la position sur les trois axes.

Nous avons utilisé un cadre magnétique monospire, de 30*15 cm, centré dans la boîte de cuivre. Le courant dans la spire est de 50 mA, la fréquence égale à 10,4 MHz. Nous avons relevé l'évolution de la composante verticale du champ au centre du cadre (en $x=y=0$), en fonction de la hauteur d'observation, pour différentes distances cadre-fond de la boîte ($d=2\text{cm}$, $d=5\text{cm}$, $d=9\text{cm}$ et $d=12\text{cm}$). La hauteur des bords de la boîte est de 12cm.

Soit la configuration suivante :

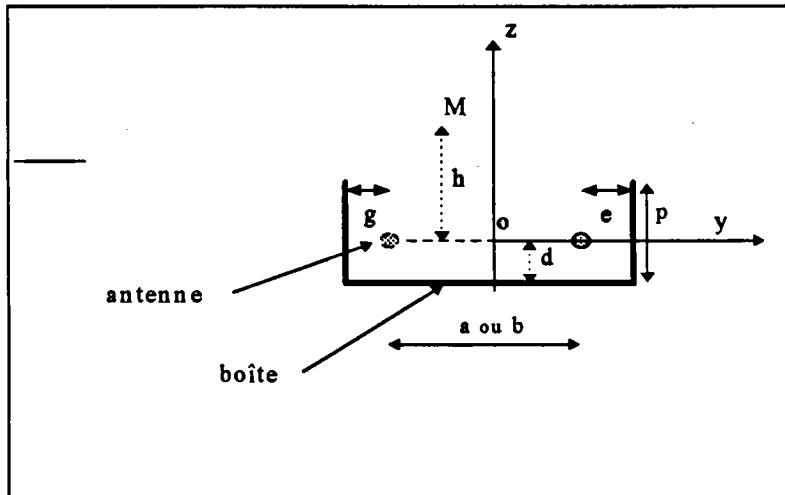
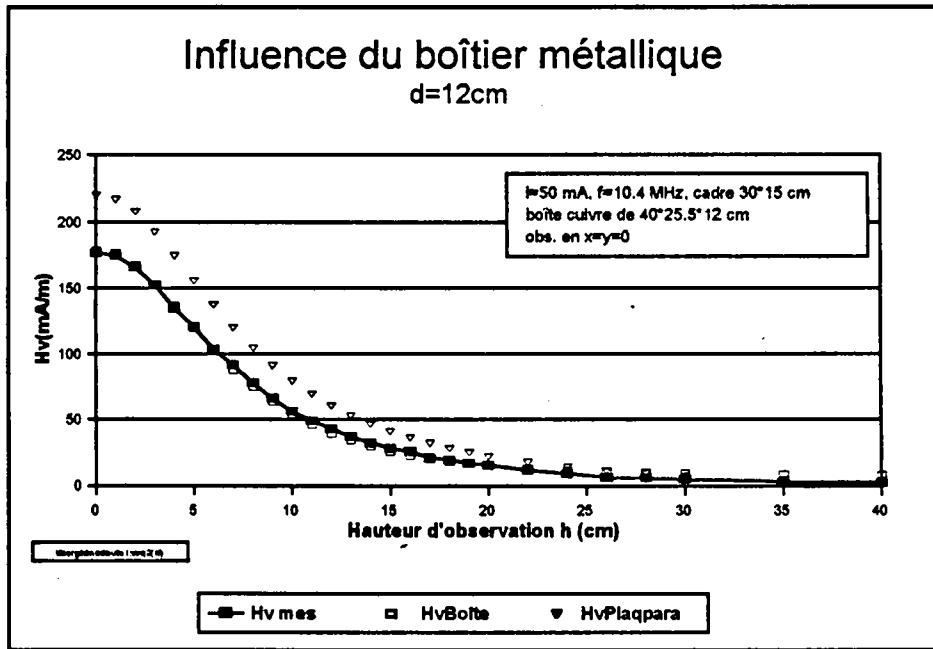


Fig.6 : Antenne dans la boîte métallique

3. 4.2. Comparaison théorie expérience

Cas 1 : L'antenne est dans la moitié supérieure de la boîte ($d=12\text{cm}$) :

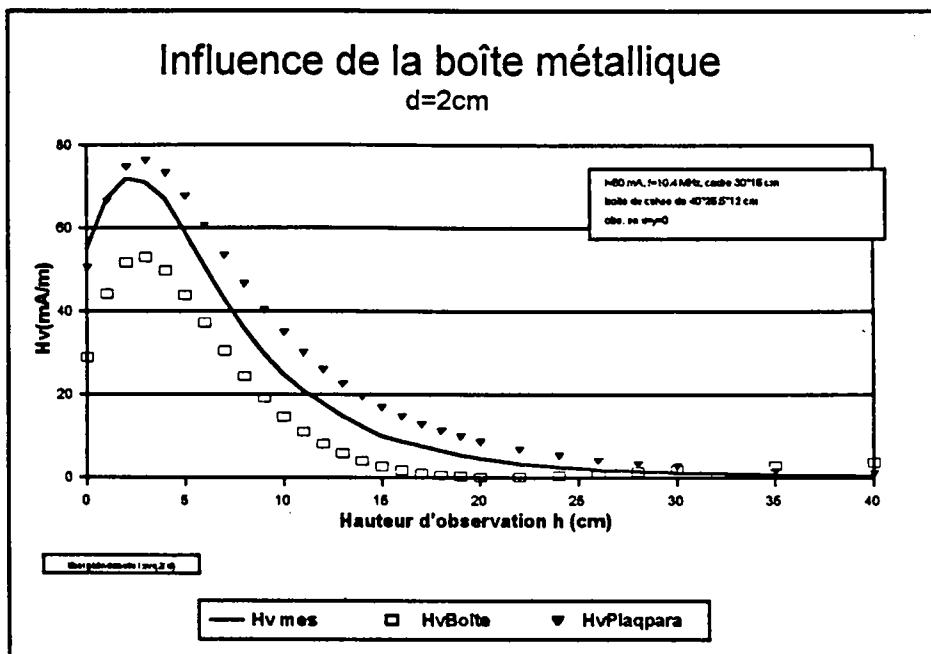


graphe 10

- les résultats donnés par le modèle de la boîte complète sont obtenus avec une très faible erreur (< 5%). Le modèle utilisant la plaque parallèle seule donne une erreur de l'ordre de 25%.

On retrouve cette précision sur les séries de mesures faites pour d=5cm et d=9cm (rapport USTL/LRPE - MT -juin 1996).

Cas 2 : L'antenne est dans le fond de la boîte (d=2cm) :



graphe 10

-l'influence de la plaque parallèle est prépondérante, le modèle de la plaque simple est plus proche de la réalité. La mesure est encadrée par nos deux modèles: la boîte complète sous évalue, le modèle de la plaque simple sur évalue.

4. Conclusion

Cette étude théorique et expérimentale de l'influence d'une structure métallique, de type boîte ouverte, sur des cadres magnétiques situés dans son voisinage immédiat a été menée afin de comparer des méthodes de calcul reposant sur différentes approches et s'implémentant sur différents ordinateurs. La nécessité de connaître parfaitement, pour l'évaluation de la sécurité, l'évolution des bilans d'énergie ne réduit pas l'intérêt de mettre au point des outils et des méthodes de simulation simples. Ils fonctionnent sur des micro-ordinateurs de type PC et évitent des coûts d'investissement et de maintenance de logiciels spécifiques.

Dans cette phase de travail, des mesures précises obtenues à l'aide de plusieurs sondes dont une sonde de champ proche calibrée ont été réalisées. Le travail théorique entre dans le cadre de la mise au point de codes de calcul prenant en compte des structures métalliques de complexité limitée. Ils correspondent à une majorité de cas au regard de nos applications. Il s'agit de comparer, à terme, les erreurs entre ces codes de calcul et ceux disponibles dans le commerce ou d'autres codes mis au point au LRPE.

Les premiers résultats obtenus commentés dans ce document ont montré l'intérêt de la démarche pour certaines configurations géométriques et positions des antennes cadres. En particulier, nous avons obtenu une bonne confrontation théorie-expérience dans l'étude du boîtier semi-ouvert en prenant en compte les images primaires et secondaires. Dans la zone centrale du cadre (où l'énergie maximale est transmise) la dispersion est inférieure à 5% (20% en ne tenant compte que des images primaires). A l'extérieur du cadre une divergence apparaît liée à l'effet de bord.

La confrontation théorie-expérience, dans le cas d'une simple plaque permet de valider le modèle avec une erreur de 12% (la théorie majeure) pour des distances plaque-antenne de l'ordre de $L/2$ ou $l/2$. Pour des distances très faibles ($L/10$ ou $l/10$), la théorie surévalue à plus de 20% les résultats obtenus par la mesure (pour les valeurs des champs max.). Le modèle de la boîte n'apporte pas d'amélioration dans ce cas, l'effet de proximité de la plaque parallèle étant dominant.

Un complément d'étude peut être mené si l'on veut réduire l'écart obtenu lors de la confrontation théorie-expérience, en prenant en compte l'effet du couplage important à courte distance. Pour notre application l'intérêt est limité, le bilan de puissance étant pratiquement inexploitable. Il serait plus intéressant d'intégrer d'autres phénomènes particuliers (ceux observés en hautes fréquences par exemple) et de procéder à une étude théorique les intégrant tout en veillant à conserver un code de calcul rapidement exécutable sur PC.. Cette modélisation permettra de faciliter la réalisation pratique des systèmes de circuits couplés susceptibles d'être perturbés par des éléments métalliques.



5. Conclusion du chapitre III

Dans cette partie nous avons abordé l'étude du couplage électromagnétique entre des antennes placées sous le train et des antennes de balise. Nous mettons en évidence par une bonne confrontation théorie-expérience qu'il est possible d'obtenir des bilans de transmission très favorables, tout en conservant une limite de sécurité dans une zone de ± 50 cm en déplacement longitudinal.

Nous montrons que le choix des fréquences utilisables pour notre géométrie d'antenne donne des résultats satisfaisant à la fréquence de 10 MHz. Au delà, des écarts apparaissent qu'il serait bon de quantifier précisément en fonction du besoin. Nous constatons également que pour des installations d'antenne en position nominale (d # p), il faut tenir compte principalement de la présence des bords des boîtiers. Cet effet, s'il est négligeable pour des rapports dimensionnels antenne/boîtier $< \frac{1}{2}$ (cas peu intéressant), devient important lorsque le rapport est $> \frac{1}{2}$. Bien que peu de résultats paramétrés soient présentés, nous avons mis en évidence que des configurations de positionnement d'antenne peuvent amener des variations de couplage de plus de 30%. Cet aspect est introduit dans les paramètres de sécurité du système.

Nous avons montré que les niveaux d'émission latérale émis par la composante magnétique sont négligeables et que le risque de diaphonie vis à vis de la voie adjacente est limité à l'émission.

C'est à dire, qu'à partir de cette étape, il faut examiner, cas par cas, toutes les situations qui pourraient se satisfaire d'un *niveau limité*. Il s'agit par exemple de l'étude du câble défaillant placée à 2,5 m des sources d'émission (sur la voie adjacente). Cette approche ainsi que quelques résultats sont présentés dans le chapitre suivant.

1. BIBLIOGRAPHIE III

Bibliographie sur les Inductances et Mutuelles

- [3-1] F.W. Grover, Ph. D. « *Inductance calculations* » D.van Nostrand Compagny - New York 1947
- [3-2] E. R Rosa. Groover F.W. « *Formulas and Tables for the Calculation of Mutual and Self Inductance* » - Scientific Paper of the National Bureau of the Standards, paper 169 C, Vol 8 N°1, 1912, ppl - 237
- [3-3] E.R Rosa. « *On the Geometrical Mean Distance of Rectangular Areas and the Calculation of Self Inductances* » - Bulletin of the Bureau of Standards Vol.3 N°1, 1907
- [3-4] O. Biro, K. Preis "Finite element analysis of 3-D Eddy currents"-IEEE transactions on magnetics - Vol.26 n°2 - mars 1990
- [3-5] A. Dinapoli, U. Ratti "Eddy currents screening problems solved by means of finite-differences and finite-elements methods"-Acta Technica Csav - n°2 - 1975
- [3-6] P. F. Ryff "Power losses in partial magnetically shielded coils"-IEEE congress - Vancouver - juillet 1979
- [3-7] E. Dubois "Electromagnetisme II, courant électrique constant-magnétostatique-unités" - Delagrave - 1955
- [3-8] E. Durand "Electrostatique et magnétostatique"- Masson - 1953
- [3-9] Abramowitz "Handbook of mathematical function" - Dover Publications - 1968
- [3-10] Ruehli A.E. « *Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environnement* » - IBM Journal of Research and Development, september 1972, pp 470-481
- [3-11] Schanen J-L. Guerin C .Roudet J. Meunier G. « *Modeling on Printed Circuit Loop Inductance* » - Compumag 1993, Miami
- [3-12] Weeks W.T. Wu L.L. McAllister M.F.Singh A. « *Resistive and Inductive Skin Effect in Rectangular Conductors* » - IBM Journal of Research and Development, Vol 23 N°6, November 1979, pp 652-660
- [3-13] Brennan P.A. Raver N.Ruehli A.E. « *Three-Dimensional Inductance Computations with Partial Element Equivalent Circuits* » - IBM Journal of Research and Development, Vol.23 N°6, November 1970, pp 661-668
- [3-14] Gopinah A.Easter B. « *Moment Method of Calculating Discontinuity Inductance of Microstrip Right-Angled Bends* » - IEEE transactions on microwave theory and techniques, short paper, October 1974, pp880-883

- [3-15] Thomson A.F. Gopinath A. « *Calculation of Microstrip Discontinuity Inductances* » - IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol MTT -23 N°8, August 1975, pp' _-655
- [3-16] Gopinath A. Silvester P. « *Calculation of Inductance of Finite-Length Strips and its Variation with Frequency* » -IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol MTT-21 N°6, June 1973,pp380-386
- [3-17] Sakurai T. Tamary K. « *Simple formulas for two and three dimensional capacitances* »- IEEE transactions on electronic devices, Vol ED-30 N°2, August 1977
- [3-18] Walker C.S. « *Capacitance, Inductance and Crosstalk Analysis* » - Artech House, 1990

Electromagnétisme et phénomène de propagation

- [3-19] Feynman - Leighton - Sanos. « *Electromagnétisme 2* ». Inter Editions.
- [3-20] J.Ph. Perez - R.Carles - R.Fleckinger. « *Electromagnétisme, vide et milieux matériels* » Masson
- [3-21] P.Lorrain - Dale R.Corson. « *Champs et ondes magnétiques* ». Armand Colin 1984.
- [3-22] M.Bertin - J.P.Faroux - J.Renault. « *Electromagnétisme 3. : Magnétostatique, induction, équation de Maxwell et complément d'électronique* ». Dunod Université.
- [3-23] K.Antoszkiewicz - Lotfollah Shafai. « *Impédance characteristics of circular Microstrip Patches* ». IEEE Transactions on Antennas and propagation, volume 38, juin 1990.
- [3-24] J.T.Aberle and D.M.Pozar. « *Analysis of infinite arrays of one and two probe fed circular Patches* » IEEE Transactions on antennas propagation, volume 38, avril 1990.
- [3-25] A.K.Bhattacharyya. « *Effects of limite ground plane on the radiation characteristics of a circular Patch Antenna* ». IEEE Transaction on antennas and propagation, volume 38, février 1990
- [3-26] R.Gabillard. « *Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs - Application aux télécommunications souterraines* ».Poly de cours (Tome 1 et 2) - USTL - Lille
- [3-27] J.R.Wait. « *Electromagnetic Wave Theory* ». Ed. Wiley & Sons - 1987

7. Annexe du chapitre III

Calcul de l'intégrale A :

L'expression du dénominateur peut se présenter de la façon suivante :

$$\begin{aligned}(x_M - X)^2 + (y_M - Y)^2 + z_M^2 &= x_M^2 + X^2 - 2x_M X + (y_M - Y)^2 + z_M^2 \\ &= X^2 - 2x_M X + [x_M^2 + (y_M - Y)^2 + z_M^2] \\ &= X^2 + pX + q\end{aligned}$$

avec :

$$p = -2x_M \text{ et } q = x_M^2 + (y_M - Y)^2 + z_M^2$$

L'intégrale à résoudre est alors du type : $I_k = \int_{(C)} \frac{dX}{(X^2 + pX + q)^k}$

La résolution de cette intégrale par une méthode analytique [3] et [4] nécessite le changement de variable suivant :

$$X^2 + pX + q = u^2 + a^2$$

avec :

$$u = X + \frac{p}{2} \text{ et } a^2 = q - \frac{p^2}{4}$$

On établit une relation de récurrence entre les intégrales I_k et I_{k-1} :

$$\begin{aligned}I_k &= \int \frac{du}{(u^2 + a^2)^k} = \frac{1}{a^2} \int \frac{[(u^2 + a^2) - u^2] du}{(u^2 + a^2)^k} \\ \Leftrightarrow I_k &= \frac{1}{a^2} \left[I_{k-1} - \frac{1}{2} \int \frac{ud(u^2 + a^2)}{(u^2 + a^2)^k} \right]\end{aligned}$$

On intègre par partie le deuxième terme entre crochets :

$$\text{soit } t(u) = u \text{ et } dt(u) = \frac{d(u^2 + a^2)}{(u^2 + a^2)^k}$$

On obtient finalement :

$$I_k = \frac{1}{a^2} \left[\frac{u}{2(k-1)(u^2 + a^2)^{k-1}} + \frac{2k-3}{2(k-1)} I_{k-1} \right]$$

Pour $k=3/2$, on a donc :

$$A(X, Y) = \frac{1}{\left[(y_M - Y)^2 + z_M^2 \right]} \cdot \frac{(X - x_M)(y_M - Y)}{\left[(X - x_M)^2 + (y_M - Y)^2 + z_M^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

Il reste à calculer $A_{(C)}$ sur le contour (C) du cadre "a*b" :

$$A_{(C)} = A_{ef} + A_{gh} \text{ car } A_{fg} = A_{he} = 0$$

$$\text{d'où } A_{(C)} = A(a/2, -b/2) - A(-a/2, -b/2) + A(-a/2, b/2) - A(a/2, b/2)$$

Calcul de l'intégrale B :

Un calcul similaire au précédent donne :

$$B(X, Y) = \frac{1}{\left[(x_M - X)^2 + z_M^2 \right]} \cdot \frac{(Y - y_M)(x_M - X)}{\left[(x_M - X)^2 + (Y - y_M)^2 + z_M^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

$$B_{(C)} = B_{fg} + B_{he} \text{ car } B_{ef} = B_{gh} = 0$$

$$\text{d'où } B_{(C)} = B(a/2, b/2) - B(a/2, -b/2) + B(-a/2, -b/2) - B(-a/2, b/2)$$

CHAPITRE IV

COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE TRANSVERSAL : DIAPHONIE LATERALE

SOMMAIRE

1. INTRODUCTION	107
2. PRESENTATION DE L'ETUDE	109
2.1. PARAMETRES DE L'ETUDE.....	109
2.2. DECOMPOSITION DE L'ETUDE.....	110
3. CHAMP PERTURBATEUR EMIS PAR LA BALISE	110
3.1. POSITION DU PROBLEME.....	110
3.2. DETERMINATION DES COMPOSANTES DU CHAMP.....	111
3.3. COMPARAISON DES MODELES.....	111
3.4. RESULTATS DU CHAMP PERTURBATEUR.....	112
4. COURANT INDUIT SUR LA TRESSE	113
4.1. MODES DE RESOLUTION.....	113
4.2. RAPPELS SUR L'ETUDE THEORIQUE.....	113
4.3. COMPARAISON THEORIE - EXPERIENCE.....	114
5. COURANT INDUIT DANS L'UNITE DE TRAITEMENT	117
5.1. MODELE THEORIQUE.....	117
5.2. ESSAIS.....	118
5.3. RESULTATS A 25 MHz.....	120
5.4. PERSPECTIVES A 10 MHz.....	121
5.4.1. cas normal de fonctionnement.....	121
5.4.2. Cas de panne.....	122
6. CONCLUSION	124
7. BIBLIOGRAPHIE	125

CHAPITRE IV

COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE TRANSVERSAL : DIAPHONIE LATERALE

1. INTRODUCTION

Afin de rappeler le contexte général de cette étude sur les risques de diaphonie entre voies, nous reprenons le schéma représenté sur la figure 1.

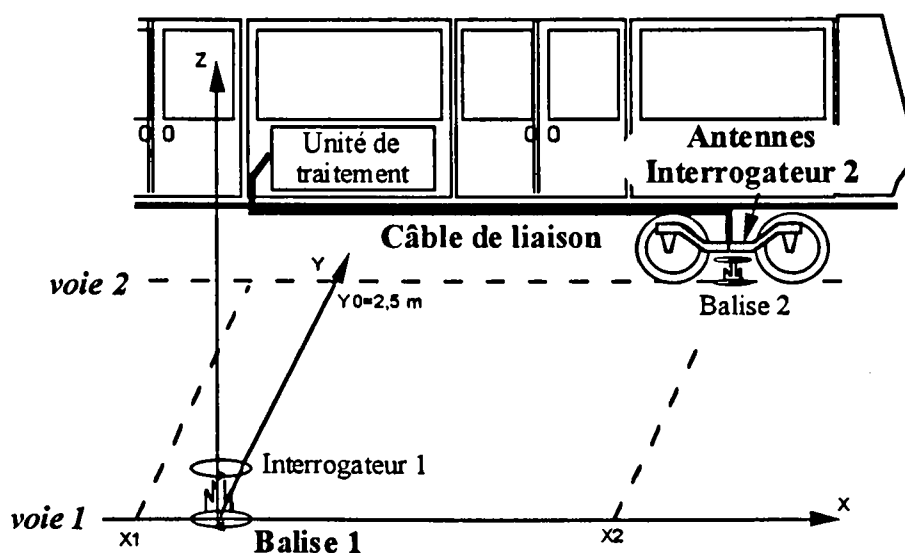


fig 1 : contexte général de l'étude

L'objectif général de l'étude consiste à déterminer les niveaux de perturbation, sur le signal 10 MHz, induits dans l'unité de traitement embarquée dans le train de la voie 2. La source de perturbation est le rayonnement issu de la balise 1 en dialogue avec un interrogateur 1 sur la voie 1.

Vu la configuration générale de l'étude, nous nous sommes intéressés à deux "modes de diaphonie" entre les voies 1 et 2:

- le premier modèle consiste à étudier le bilan de transmission entre "l'antenne balise" de la voie 1 et les "antennes interrogateur" du train de la voie 2.

- La seconde étude porte sur la détermination du couplage de l'onde, émise par la balise 1, au câble de liaison reliant l'unité de traitement aux antennes embarquées du train de la voie 2.

Après une présentation des paramètres de l'étude et du mode opératoire, nous rappellerons brièvement les différentes étapes du calcul, les hypothèses posées et les résultats intermédiaires. Puis nous donnerons les résultats théoriques et expérimentaux de courant induit dans l'unité de traitement pour une fréquence de 25 Mhz. Cela nous permettra de présenter les perspectives à 10 MHz pour un cas de fonctionnement normal ainsi que pour une configuration de charge du câble correspondant à un cas accidentel et majorant.

2. Présentation de l'étude

2.1. Paramètres de l'étude

On reprend le schéma de la figure 1 en précisant les paramètres caractéristiques de l'étude (figure 2).

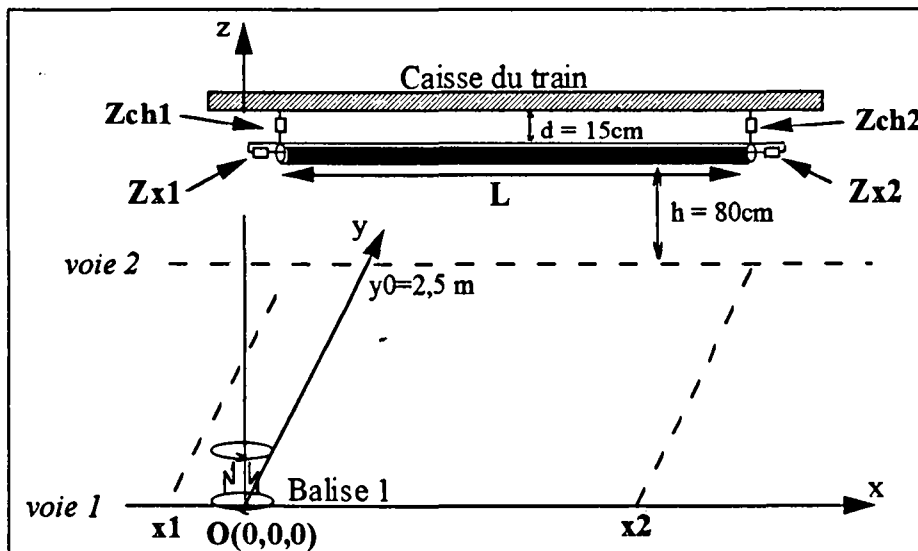


fig 2 : paramètres caractéristiques de l'étude

Pour les paramètres géométriques, nous introduisons:

- $O(0,0,0)$: centre du repère géométrique d'axes (balise B1):
Ox (axe de la voie 1), Oy (débatement latéral), Oz (hauteur).
- $y_0=2,5$ m : distance entre voies
- $h=80$ cm : hauteur du câble par rapport au sol
- $d=15$ cm : distance entre le câble et la caisse du train
- L : longueur du câble
- x_1 et x_2 : abscisses des extrémités du câble ($x_2=x_1+L$)

Pour les impédances, sont définis:

- Z_{ch1}, Z_{ch2} : impédances reliant la tresse du câble coaxial à la caisse du train (plan de référence) aux abscisses $x=x_1$ et $x=x_2$.
- Z_{x1} : impédance équivalente à l'unité de traitement en $x=x_1$
= impédance de sortie du dernier étage amplificateur.
- Z_{x2} : impédance équivalente au système d'antennes.

En mode de fonctionnement normal les impédances prennent pour valeur:

- $Z_{ch1} = Z_{ch2} =$ Circuit Ouvert, puisque la tresse n'est pas reliée à la caisse du train
- $Z_{x1} =$ quelques Ohms (impédance de source faible)
- $Z_{x2} = 50$ Ohms (antennes = charge adaptée)

L'objectif de l'étude est de déterminer l'amplitude du courant perturbateur induit dans l'impédance d'entrée Z_{x1} en fonction:

- de la longueur et de la position du câble (paramètres L , x_1 et x_2) afin de déterminer la configuration géométrique la plus pénalisante.

- des impédances (Z_{ch1} , Z_{ch2} , Z_{x1} et Z_{x2}) afin d'étudier le niveau de courant induit dans l'unité de traitement dans le cas d'un fonctionnement normal du système (valeurs d'impédances fixées) mais aussi dans le cas d'une panne consécutive à une modification de la valeur des impédances de charge (rupture de liaison, court-circuit accidentel ...).

2.2. Décomposition de l'étude

Quelles que soient les valeurs affectées aux paramètres, l'étude théorique est décomposée en trois étapes:

- détermination du champ perturbateur émis par la balise 1 et reçu au niveau du câble situé sur la voie 2.
- calcul de la distribution de courant induit sur la tresse du câble soumise au champ perturbateur.
- détermination du courant induit dans Z_{x1} compte tenu du courant réparti sur la tresse.

3. Champ perturbateur émis par la balise

3.1. Position du problème

Posé sur le sol, le cadre 10 MHz de la balise peut-être assimilé à un dipôle magnétique vertical élémentaire (DMV) situé à l'interface de deux milieux numérotés 0 et 1 (figure 4).

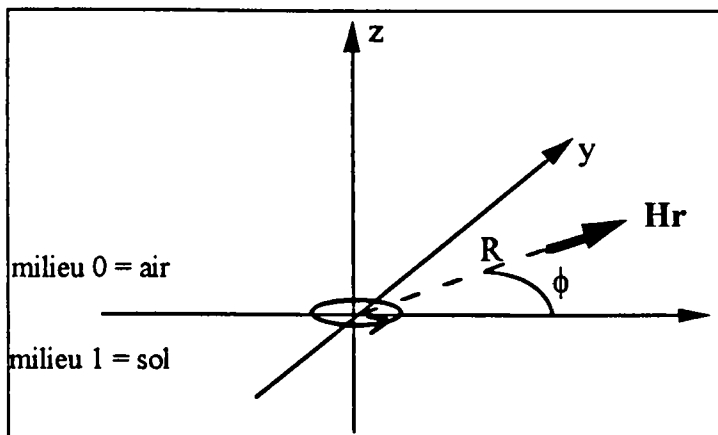


fig 4 : repère d'étude

Dans cette étude, le milieu 0 correspond à l'air ambiant et le milieu 1, au sol. Les valeurs des paramètres μ , ϵ et σ sont donc:

$$\mu_0 = \mu_1 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36 \pi \cdot 10^9} \text{ F/m}$$

$$\epsilon_1 = \epsilon_{1r} \cdot \epsilon_0 \quad (\epsilon_{1r} : \text{permittivité relative du sol})$$

$$\sigma_0 = 0$$

$$\sigma_1 = \text{conductivité du sol (S/m)}$$

3.2. Détermination des composantes du champ

Dans le cas du DMV, la détermination des composantes de champ rayonné peut se faire par la résolution de l'équation d'onde reliant le potentiel vecteur magnétique à la polarisation magnétique de l'antenne [1]. A Woesteland a redonné la démarche de résolution et a procédé à une comparaison entre trois formulations:

- le modèle Gabillard [2]
- Deux modèles Bannister [6]
- le modèle Banos [7]

3.3. Comparaison des modèles

Nous allons comparer les résultats obtenus pour la composante H_r , en nous repérant à l'aide des coordonnées (r, ϕ, z) dans le système de coordonnées cylindriques utilisant l'axe Oz de la figure 4 comme axe polaire. Nous donnons les évolutions du module de H_r par rapport à un champ de 1 A/m en dB en fonction de la distance R (figure 5).

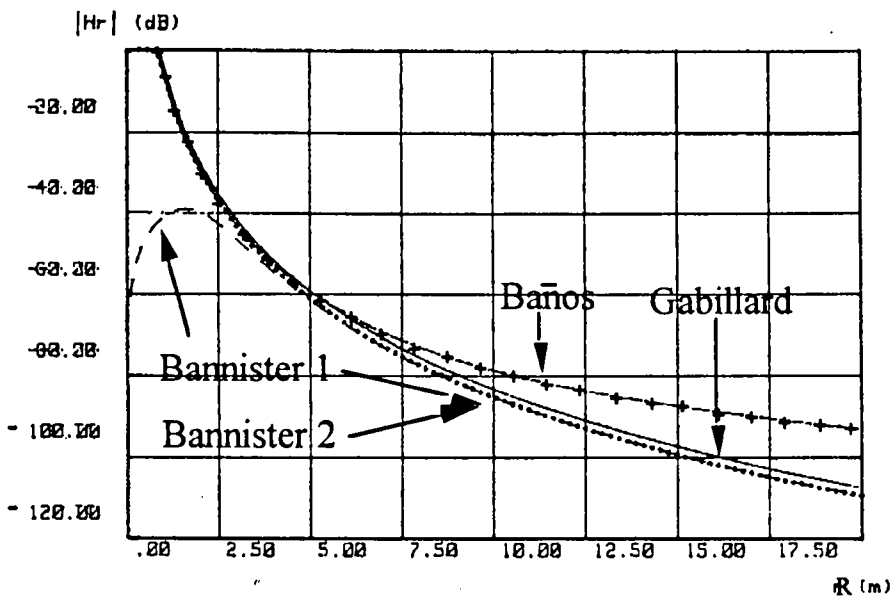


fig 5 : $H_r = f(R)$ en dB par rapport à 1 A/m

Dans le cadre de notre étude, le câble étant placé au mieux à 2,5 m de l'émetteur (distance entre voies) notre intérêt portera sur les valeurs de R supérieures à 2,5m. De plus, les distances supérieures à 7,5 m provoquent un affaiblissement important du niveau de champ. Les quatre modèles sont sensiblement équivalents dans l'espace $2,5\text{m} < R < 7,5\text{m}$. Nous choisissons le premier formalisme de Bannister comme modèle de calcul du champ perturbateur rayonné par l'antenne 10 MHz de la balise. Ce modèle permet en outre de tenir compte de hauteurs quelconques de l'émetteur et du récepteur.

3.4. Résultats du champ perturbateur

En nous basant sur le formalisme de Bannister, nous présentons l'évolution de la composante H_y , projection de H_r sur l'axe des y, en fonction de x (position le long de la voie) pour différentes valeurs de z (hauteur du récepteur). La composante H_y est représentée à l'abscisse $y = 2,5\text{m}$ (distance entre voies) et pour des paramètres "émetteur" comparables à ceux utilisés sur site (antenne=1 spire de 30 cm de diamètre parcourue par un courant d'amplitude de 150 mA à 10 MHz) (figure 6).

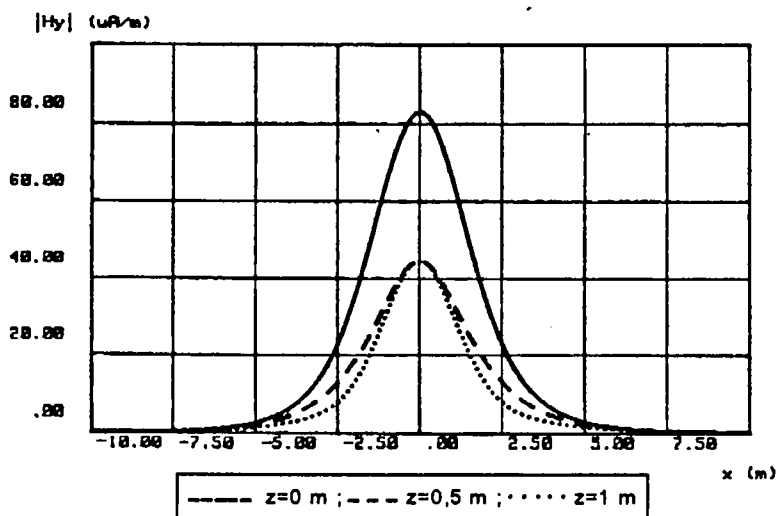


fig 6 : $H_y=f(x)$ pour différents z

Le champ est maximum sur l'axe $x=0$ et sa répartition est symétrique par rapport à cet axe. Cela signifie que le câble sera d'autant plus soumis au rayonnement et donc "perturbé" qu'il se situera auprès de l'abscisse $x=0$, le cas majorant étant le cas où le câble est centré par rapport à la balise "perturbatrice".

Ayant modélisé le champ perturbateur émis par la balise, nous évaluons maintenant, le courant induit dans l'unité de traitement par le couplage du champ au câble de liaison. Pour cela, il faut tout d'abord déterminer la répartition de courant le long de la tresse du câble coaxial.

4. Courant induit sur la tresse

4.1. Modes de résolution

La tresse du câble coaxial est assimilée à un conducteur filiforme de rayon a situé à une distance d de la caisse du train prise comme plan de référence. La tresse est reliée à la caisse par les impédances Z_{ch1} et Z_{ch2} (figure 7).

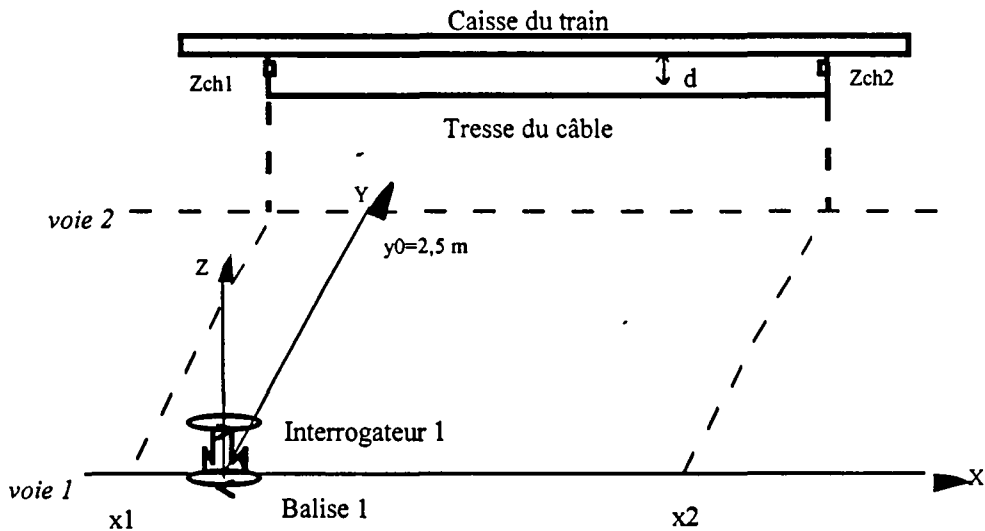


fig 7 : Schéma de référence

Pour déterminer la répartition de courant le long de la tresse, le formalisme des antennes et le modèle des lignes de transmission peuvent être utilisés. Dans notre cas, le rayon a est de quelques mm, la distance d de 15 cm et la longueur d'onde dans l'air vaut, à 10 MHz, 30 m. Nous vérifions donc les hypothèses de l'approximation quasi-TEM ($a \ll d$ et $d \ll \lambda$) et nous pouvons étudier la structure comme une ligne de transmission constituée d'un conducteur filiforme de rayon a situé à une distance d d'un plan conducteur.

4.2. Rappels sur l'étude théorique

A partir de la structure étudiée comme une ligne de transmission, deux modèles de calcul du courant induit sont développés:

- le premier modèle est basé sur une approche physique de type circuit. La ligne est découpée en tronçons. Sur chaque tronçon (ou maille élémentaire) nous déterminons le courant induit par la composante H_y du champ perturbateur présent dans cette zone. Le courant ainsi déterminé, est "propagé" le long de la ligne. Pour déterminer le courant total en un point, on somme les effets respectifs de chaque tronçon en ce point.

- le second modèle est basé sur la résolution de l'équation des lignes en tenant compte des conditions aux limites propres à notre étude.

Précisons que pour chaque modèle, il a été inclus la possibilité de tenir compte de l'effet des "fils de descente" (fils reliant par le biais des impédances Z_{ch1} et Z_{ch2} , la tresse à la caisse aux abscisses $x1$ et $x2$).

Dans le cadre de cette présentation, nous n'explicitons pas les expressions obtenues. Rappelons simplement que les modèles ont été comparés, dans un cas classique d'étude du courant induit sur une ligne de transmission, aux résultats donnés par A. Zeddani [23], la concordance des résultats nous ayant permis de valider nos modèles théoriques.

Après avoir établi les expressions théoriques de la répartition de courant le long de la tresse du câble coaxial, nous avons effectué des mesures au laboratoire puis aux Ateliers Régionaux de la SNCF à Hellemmes. Les premières mesures ont fait ressortir la difficulté de reproductibilité des résultats. En attachant le plus grand soin à la réalisation des antennes et des mesures, nous avons pu améliorer les modèles expérimentaux et nous présenterons ici les résultats de répartition de courant sur la tresse obtenus aux ateliers SNCF.

4.3. Comparaison théorie - expérience

Dans le but de pouvoir réaliser des mesures cohérentes avec un wagon de service de courte longueur nous utilisons un câble dimensionné à 5,8m de long et une fréquence plus élevée de 25 MHz. Les résultats sont ensuite transposés à 10 MHz.

La vérification expérimentale s'effectue en deux temps. La première étape consiste à placer un simple fil métallique sous le train¹ en minimisant l'effet de chaînette inévitable (figure 9). Le fil est à 15 cm de la structure métallique et à 80 cm du sol.

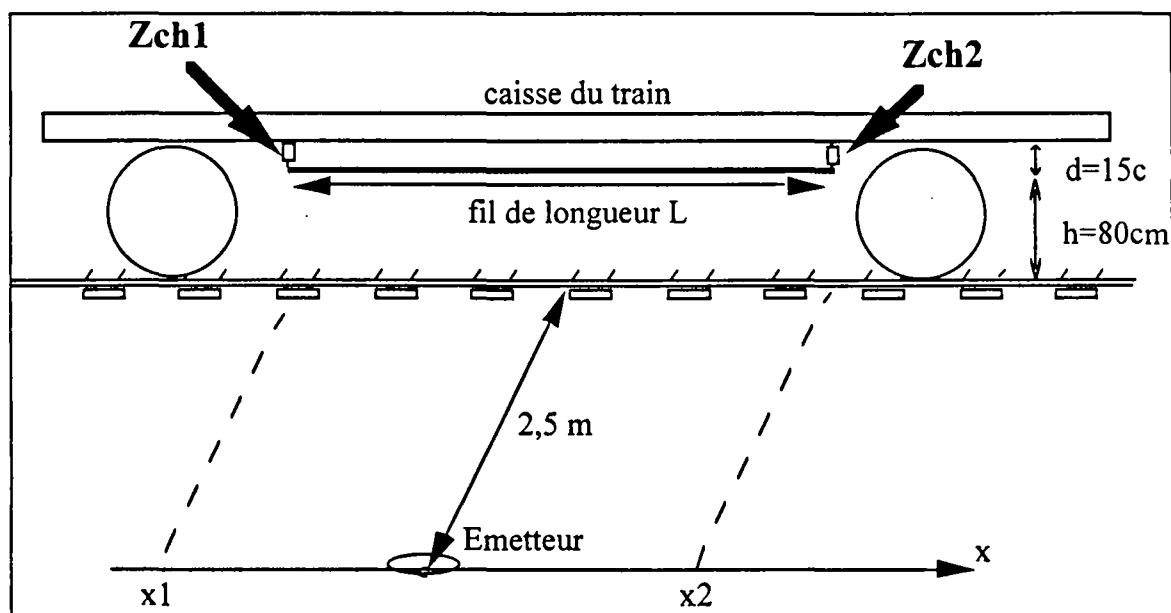


fig. 9 : cas d'étude avec wagon de service

Pour chaque configuration, nous avons réalisé plusieurs essais en fonction:

- des paramètres géométriques (longueur du câble et position de l'émetteur)

¹ Wagon de service mis à notre disposition par les Ateliers Régionaux SNCF d'Hellemmes (59)

- des conditions de charge (impédances Z_{ch1} et Z_{ch2})

Nous présentons sur les graphes des figures 10 et 11, les résultats des courants obtenus pour:

- les deux configurations de charge:

- $Z_{ch1}=Z_{ch2}=CC$ (court-circuit entre "la tresse" et le plan de référence)

- $Z_{ch1}=Z_{ch2}=CO$ (pas de liaison entre "la tresse" et le plan de référence)
(cas sans train et cas avec train)

- une longueur de fil égale à 5,8 m

- une position d'émetteur (cas centré par rapport au fil = cas majorant de perturbation)

- une fréquence de 25 MHz et un courant à l'émission de 300 mA sur une spire de 30 cm de diamètre.

- à titre de comparaison, chaque graphe contient les résultats théoriques du courant induit sur un fil seul, c'est à dire en absence de structure métallique.

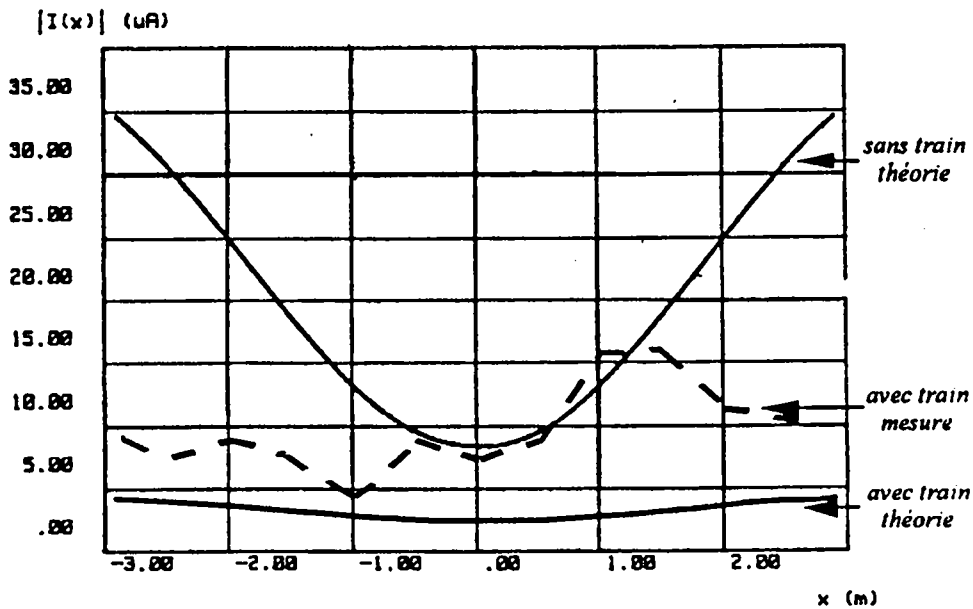


fig 10 : 1° cas - $Z_{ch1}=Z_{ch2}=CC$

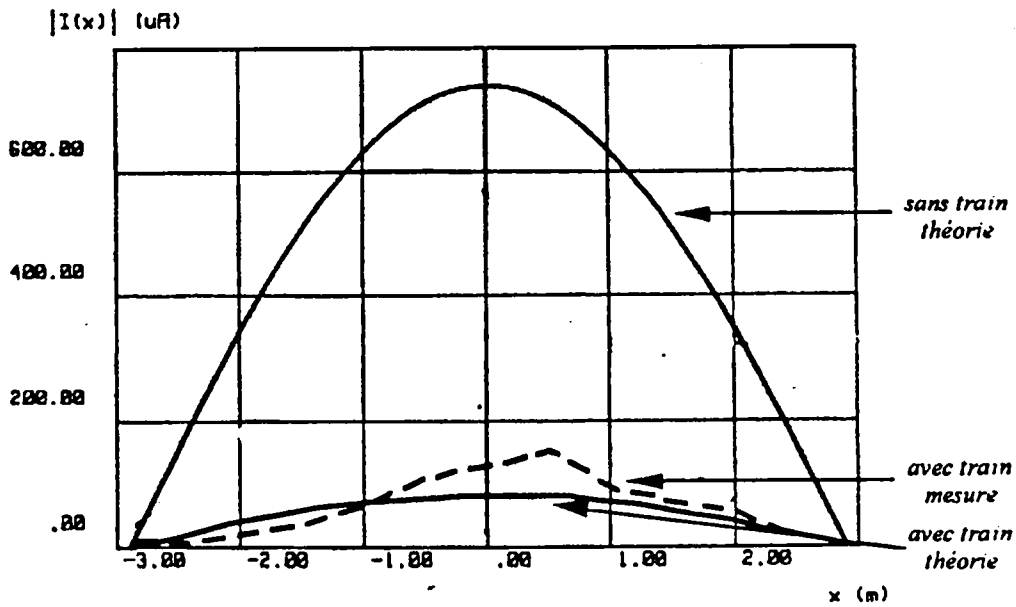


fig 11 : 2° cas - $Z_{ch1}=Z_{ch2}=CO$

Commentaires :

Pour la configuration de charge ($Z_{ch1}=Z_{ch2}=CC$), les niveaux des courbes expérimentales et théoriques sont du même ordre de grandeur avec un niveau plus élevé pour le résultat expérimental. Par contre dans le second cas ($Z_{ch1}=Z_{ch2}=CO$) les allures et les niveaux sont similaires en théorie et en pratique.

Dans le cas où le fil n'est pas relié au plan de référence (configuration $Z_{ch1}=Z_{ch2}=CO$), les niveaux de courant induit sur le fil sont très supérieurs aux niveaux induits dans le cas $Z_{ch1}=Z_{ch2}=CC$. Le cas où la tresse du câble n'est pas reliée au plan de référence constitue donc un majorant de perturbation induite. Notons que ce cas correspond au cas d'utilisation réelle.

En résumé de ces deux premières parties de l'étude (détermination du champ perturbateur et du courant induit sur la tresse), nous pouvons préciser les paramètres entraînant une perturbation induite majorante:

- position centrée de l'émetteur par rapport au câble de liaison
($x_1=-L/2$ et $x_2=L/2$)
- tresse non reliée au plan de référence
($Z_{ch1}=Z_{ch2}=CO$)

Il nous reste désormais à étudier, à partir de la répartition de courant sur la tresse, le courant perturbateur induit dans l'unité de traitement. Les paramètres restant à fixer étant les charges du câble coaxial et sa longueur.

5. Courant induit dans l'unité de traitement

5.1. Modèle théorique

Nous ne rappellerons ici que la démarche suivie, à partir du schéma général (figure 12), afin de déterminer la perturbation induite aux bornes du câble coaxial. Cette étude est basée sur des travaux réalisés précédemment au laboratoire (ref 9, 10, 11 et 12).

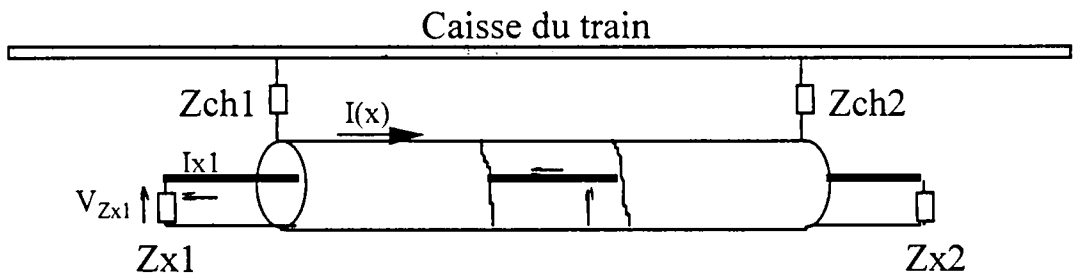


fig 12 : schéma général

Connaissant un échantillonnage de la répartition de courant sur la tresse (par la mesure ou à l'aide de points calculés), on écrit ce courant sous la forme:

$$I(x) = J_0 + \sum_{n=1}^{\infty} J_n \cdot e^{j2\pi n f_{x0} x} + \sum_{n=1}^{\infty} J_n^* \cdot e^{-j2\pi n f_{x0} x} \quad (8)$$

où les coefficients complexes J_n sont déterminés au moyen d'une transformée de Fourier discrète:

$$J_n = \text{TFD} |I(x)|_{f_x = n f_{x0}} \quad \text{avec } f_{x0} \text{ la "fréquence spatiale fondamentale"} = 1/L.$$

Ayant écrit l'expression du courant $I(x)$ sur la tresse, on détermine la tension induite aux bornes du câble coaxial (V_{Zx1} par exemple).

Pour cela, on "découpe" la ligne de transmission formée par le câble coaxial en tronçons de longueur dx . Sur chaque élément, la tension induite est calculée à partir du courant circulant sur la tresse grâce à l'impédance de transfert du câble. La tension élémentaire ainsi déterminée est propagée le long du câble en tenant compte des réflexions apportées par les charges $Zx1$ et $Zx2$. Pour écrire la tension à l'extrémité, on somme les effets de tous les éléments de longueur dx .

Mathématiquement, cela se met sous la forme:

$$V_{Zx1} = (V_1 + \rho_{cx2} e^{-\gamma_c L} V_2) \frac{1 + \rho_{cx1}}{1 - \rho_{cx1} \rho_{cx2} e^{-2\gamma_c L}} \quad (9)$$

avec:

$$- \rho_{cx1} = \frac{Z_{x1} - Z_c}{Z_{x1} + Z_c} : \text{coefficient de réflexion sur } Z_{x1}$$

$$- \rho_{cx2} = \frac{Z_{x2} - Z_c}{Z_{x2} + Z_c} : \text{coefficient de réflexion sur } Z_{x2}$$

$$- \gamma_c = j\omega \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0} : \text{constante de propagation dans le câble}$$

- V_1 : tension induite en x_1 aux bornes du câble s'il est chargé par son impédance caractéristique.

- V_2 : tension induite en x_2 aux bornes du câble s'il est chargé par son impédance caractéristique.

On exprime V_1 et V_2 en tenant compte de la contribution des n éléments de la ligne:

$$V_1 = V_{0x1} + V_{nx1} \quad (10)$$

$$V_2 = V_{0x2} + V_{nx2} \quad (11)$$

avec:

$$- V_{0x1} = -V_{0x2} = -\frac{1}{2} \cdot Z_t \cdot J_0 \cdot \frac{1 - e^{-\gamma_c L}}{\gamma_c} : \text{valeurs moyennes}$$

$$- V_{nx1} = -\frac{1}{2} \cdot Z_t \left(-\sum_{n=1}^{N/2} J_n \frac{1 - e^{(\gamma_n - \gamma_c)L}}{\gamma_n - \gamma_c} + \sum_{n=N/2+2}^N J_n \frac{1 - e^{-(\gamma_n + \gamma_c)L}}{\gamma_n + \gamma_c} \right)$$

$$- V_{nx2} = \frac{1}{2} \cdot Z_t \left(-\sum_{n=1}^{N/2} J_n \frac{1 - e^{(\gamma_n + \gamma_c)L}}{\gamma_n + \gamma_c} + \sum_{n=N/2+2}^N J_n \frac{1 - e^{-(\gamma_n - \gamma_c)L}}{\gamma_n - \gamma_c} \right) e^{-\gamma_c L}$$

et:

$$- \gamma_n = j 2\pi n f_{x0} \text{ et } \gamma'_n = j 2\pi (N - n) f_{x0}$$

- Z_t : impédance de transfert du câble coaxial

5.2. Essais

La configuration expérimentale est semblable à la précédente. Le plan de référence est la structure du train (figure 14)

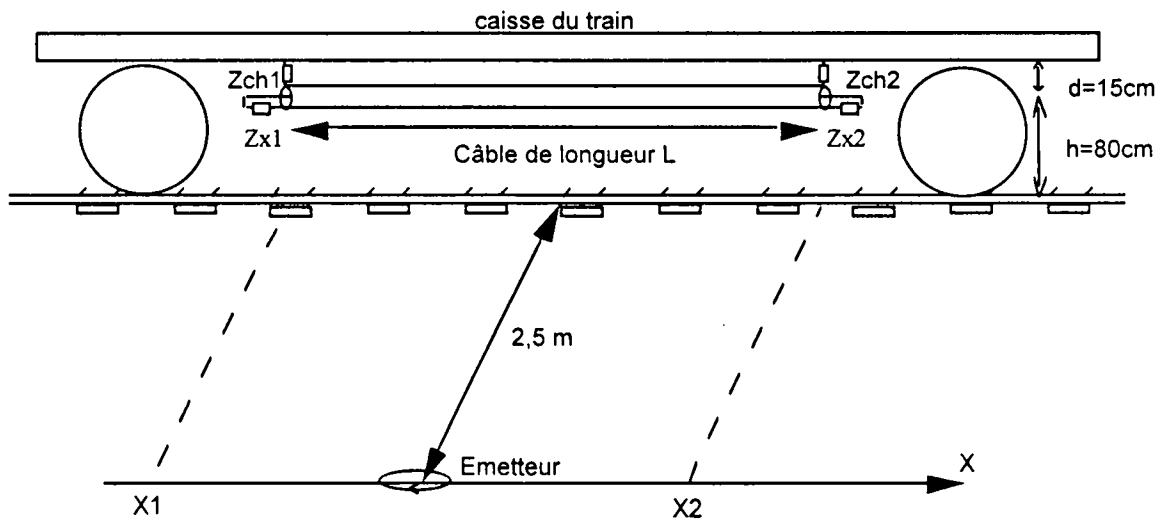


fig 14 : câble coaxial sous la structure du train

Le nombre de cas d'étude en fonction des valeurs Z_{ch1} , Z_{ch2} , Z_{x1} et Z_{x2} pouvant vite devenir très important, nous nous sommes limités à étudier le cas où Z_{ch1} et Z_{ch2} sont équivalents à des circuits ouverts. Ce cas correspond aux conditions d'utilisation du système et, comme nous l'avons précisé au paragraphe précédent, il constitue la configuration où le courant induit sur la tresse est maximum. Cela nous amène donc à étudier le cas majorant.

Les valeurs de Z_{ch1} et Z_{ch2} étant fixées, nous pouvons multiplier les essais à l'aide de différentes valeurs de Z_{x1} et Z_{x2} .

Rappelons que pour un fonctionnement normal, à l'abscisse $x1$ correspond le point de jonction entre le système embarqué et le câble de liaison extérieur alors qu'à l'abscisse $x2$ le câble est connecté au système d'antennes sous train.

Dans ces conditions, nous avons choisi d'utiliser pour Z_{x1} quatre modèles:

- $Z_{x1}=1 \text{ Ohm}$: simulation d'une impédance de source faible
- $Z_{x1}=50 \text{ Ohms}$: charge adaptée
- $Z_{x1}=100 \text{ Ohms}$: charge quelconque
- $Z_{x1}=560 \text{ Ohms}$: impédance de source élevée ($\gg Z_c$)

et pour Z_{x2} nous avons utilisé trois valeurs classiques correspondant à des cas envisageables en utilisation sur site:

- $Z_{x2}=CC$ (âme centrale reliée à la tresse)
: court-circuit accidentel au niveau des antennes sous la caisse
- $Z_{x2}=50 \text{ Ohms}$
: charge adaptée, cas d'utilisation normal
- $Z_{x2}=CO$ (âme centrale et tresse en l'air)
: rupture accidentelle de la liaison au niveau des antennes sous la caisse.

Pour chaque couple (Z_{x1} , Z_{x2}) nous avons relevé le courant circulant dans la charge Z_{x1} , courant qui représente directement la perturbation induite dans le système de traitement embarqué.

5.3. Résultats à 25 MHz

Les résultats présentés ont été obtenus pour une position d'émetteur centrée par rapport au câble (cas majorant). L'émetteur est toujours réalisé à l'aide d'une spire de 30 cm de diamètre parcourue par un courant d'amplitude 300 mA à 25 MHz. La longueur du câble était de 5,8 m.

Les valeurs théoriques ont été déterminées à l'aide des formules (9, 10 et 11) où nous avons utilisé les caractéristiques déterminées par B. Démoulin et L. Koné [12] pour la valeur de l'impédance de transfert. On rappelle les caractéristiques du câble utilisé à l'aide du tableau suivant:

Type	Diamètre extérieur	Diamètre conducteur central	ϵ_r	Z_c	Nombre d'écrans	Z_t (10 MHz)	Nature des écrans
RG 58 C/U	3,4 mm	1 mm	2,25	50 Ω	1	0,23 Ω/m	Tresse

A 25 MHz l'impédance de transfert peut être considérée comme une self "pure" et le module de Z_t est égal à 0,23 Ω/m .

Nous présentons les résultats à la fois dans un tableau et sur un graphique (figure 15) où sont récapitulés les paramètres de manipulation et où sont présentés les résultats expérimentaux et théoriques de l'amplitude du courant circulant dans Z_{x1} .

Dans le tableau, nous avons volontairement triché les cas où la théorie prévoyait des niveaux inférieurs au bruit de l'appareil de mesure.

Z_{x1}	Z_{x2}	$I(x1)$ (μA) (à 10 cent.) MESURES	$I(x1)$ (μA) (à 10 cent.) THEORIE
1 Ohm	CC	3,9	1,1
	50 Ohms	5,6	1,3
	CO	4,5	4,8
50 Ohms	CC	4,4	1,1
	50 Ohms	2,7	0,6
	CO	1,8	0,7
100 Ohms	CC	4,2	1,0
	50 Ohms	2,8	0,4
	CO	2,3	0,3
560 Ohms	CC	2,8	0,5
	50 Ohms	2,0	0,1
	CO	1,7	0,1

fig 15 : tableau récapitulatif des essais sur le câble coaxial- $I(x1)$ (μA) = $f(Z_{x1}, Z_{x2})$

Dans le cas où la théorie prévoit des niveaux susceptibles d'être mesurés, il y a bonne concordance entre la mesure et la théorie.

Dans les cas où la théorie est en dessous du niveau de bruit, la comparaison est bien entendu plus délicate. Néanmoins, dans plus de la moitié des cas les niveaux mesurés sont inférieurs à 3 μA , niveau qui reste proche du bruit et difficile à mesurer.

Le cas le plus défavorable (courant induit maximum) semble être obtenu pour le couple (Z_{x1}, Z_{x2})=(1 Ohm, CO). Ceci est flagrant dans la configuration sans train et peut-être légèrement nuancé dans le cas d'étude avec train. En effet, dans cette configuration, on obtient pour le couple (1 Ohm, 50 Ohms) un niveau mesuré supérieur au cas du couple (1 Ohm, CO) alors que la théorie prévoit un niveau inférieur. Nous avons montré [14] qu'en prenant un plan de référence au sol et en « retirant » le train que le phénomène s'accroît. Même si les conditions ne sont pas rigoureusement comparables, elles méritent d'être mentionnées pour confirmer un commentaire au départ délicat.

Il est intéressant de noter que les valeurs d'impédances donnant un courant induit maximum pour l'étude avec train correspondent au modèle réel. En effet, pour l'application, l'impédance Z_{x1} sera la plus faible possible afin de détecter au mieux les variations de courant provoquées par la lecture d'une balise, ce que l'on a simulé à l'aide de la valeur 1 Ohm.

L'ensemble des résultats obtenus nous permet d'affirmer que notre modèle constitue une bonne évaluation des niveaux de courants perturbateurs induits. Nous pouvons donc poursuivre notre étude en nous replaçant dans le contexte spécifique de l'application, de laquelle on s'était éloigné en modifiant la fréquence d'étude de 10 MHz à 25 MHz.

5.4. Perspectives à 10 Mhz

Nous allons présenter les résultats obtenus par simulation, de l'évolution du courant perturbateur induit aux bornes du câble en fonction de sa longueur.

Les paramètres fixes sont:

- Emetteur centré (cas majorant)
(spire de 30 cm de diamètre, parcourue par un courant de 150 mA d'amplitude à 10 MHz et posée sur le sol à 2,5 m de la voie où se situe le câble)
- Tresse non reliée à la caisse du train (cas majorant) ($Z_{ch1}=Z_{ch2}=CO$)
- Impédance de transfert du câble égale, à 10 MHz, à $0,12 \Omega/m$ ($Z_t=jL\omega$)

L'étude en fonction de la longueur est présentée pour deux configurations:

- cas normal de fonctionnement (paramètres fixes + $Z_{x1}=1 \Omega$ + $Z_{x2}=50 \Omega$)
- cas de panne = rupture de connexion des antennes (par. fixes + $Z_{x1}=1 \Omega$ + $Z_{x2}=CO$)

Le cas normal de fonctionnement nous donnera une référence sur les niveaux de perturbation induits par le couplage de l'onde émise par une balise de la voie adjacente au câble de liaison. Le cas de panne constitue quant à lui un majorant à cette étude pour une configuration non utopique.

5.4.1. cas normal de fonctionnement

On présente l'évolution du courant induit dans l'unité de traitement en fonction de la longueur du câble sur la figure 16. Rappelons que pour cette étude, en plus des paramètres fixes, on utilise:

- pour Z_{x1} , la valeur de 1 Ohm représentant une impédance de source faible

- pour Z_{x2} , la valeur de 50 Ohms représentant une charge adaptée équivalente au système d'antennes.

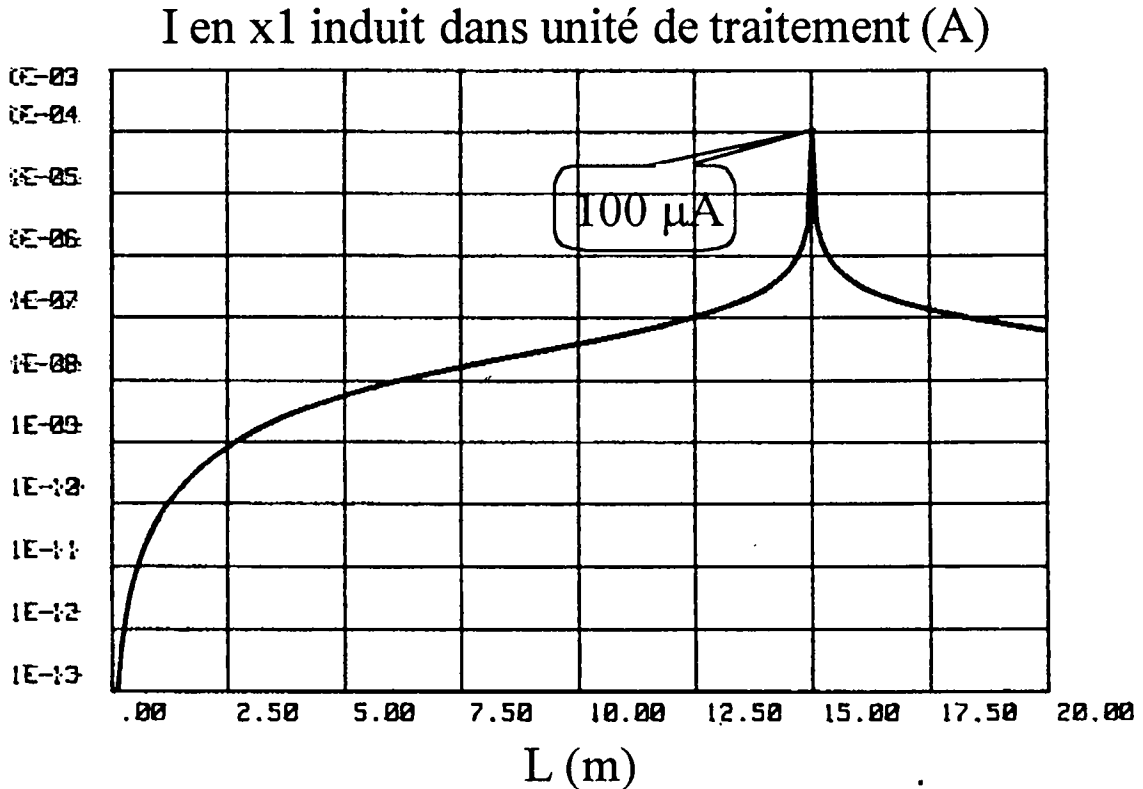


fig 16 : $I_{x1} = f(L)$ - cas normal de fonctionnement

Cette courbe montre une résonance à une valeur de 100 μA pour une longueur de 15 mètres. Cette longueur correspond à la demi longueur d'onde dans l'air, ce qui provoque sur la ligne formée par la tresse et la caisse du train, chargée par deux circuits ouverts, une résonance du courant induit. Ce courant important circulant sur la tresse provoque à son tour une résonance du courant induit aux bornes du câble coaxial, dans l'unité de traitement.

Pour des longueurs de câble inférieures à 10 mètres, longueurs utilisées sur site, le courant induit est très inférieur à 0,1 μA .

5.4.2. Cas de panne

Les résultats sont présentés sur la figure 17. Pour cette étude nous utilisons comme valeurs d'impédances:

- $Z_{x1} = 1 \Omega$, impédance de source faible
- $Z_{x2} = \text{Circuit Ouvert}$, rupture de connexion entre le câble et les antennes (numériquement le circuit ouvert est simulé par une charge de 1 $\text{M}\Omega$, très grande par rapport à l'impédance caractéristique de 50 Ω du câble de liaison).

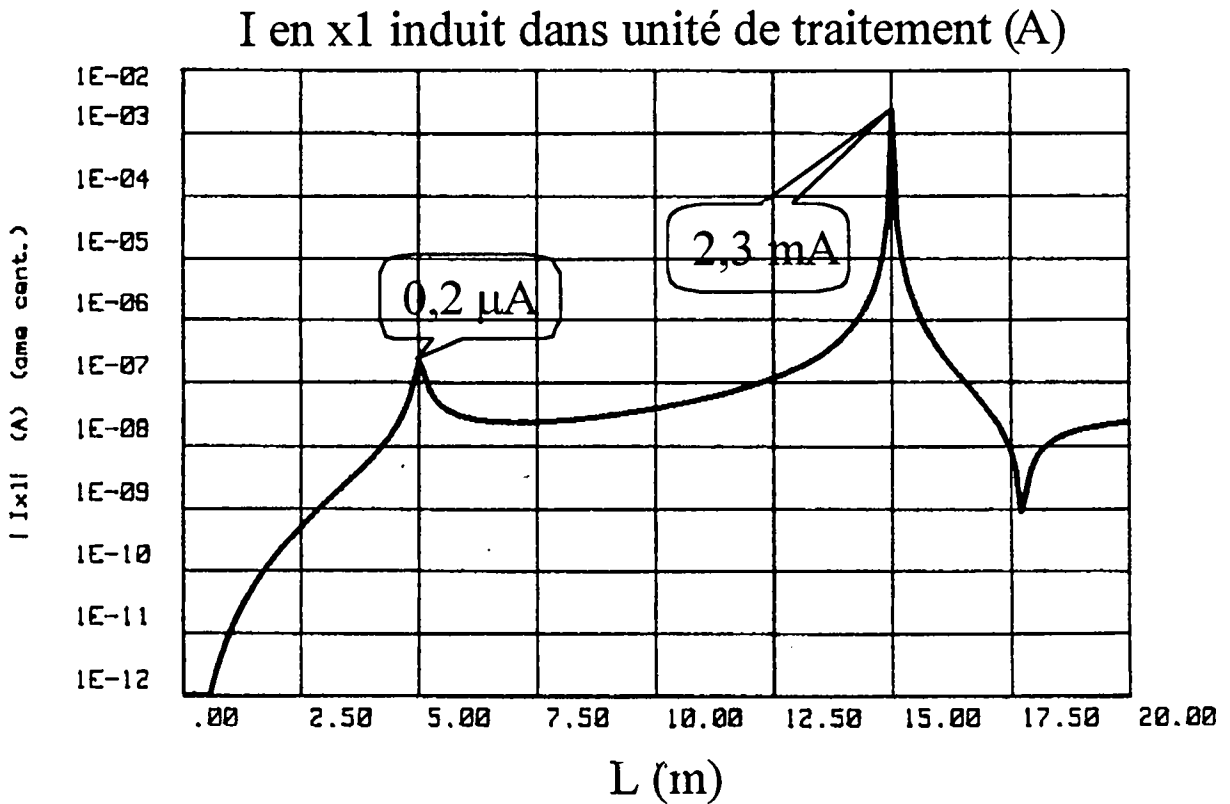


fig 17 : $I_{x1}=f(L)$ - cas de panne

Nous retrouvons sur cette courbe le pic de résonance pour la longueur de 15 mètres qui correspond à la résonance du courant induit sur la tresse. Un second pic apparaît pour une longueur de câble de 5 mètres. Cette longueur est aussi une longueur particulière puisque compte tenu de la permittivité de 2,25 du diélectrique utilisé dans le câble, la longueur d'onde dans le câble (λ_c) à 10 MHz est de 20 m. Pour la longueur de 5 mètres, $\lambda_c/4$, le circuit ouvert en $x=x2$ peut-être ramené à un court-circuit en $x1$ ce qui provoque une résonance du courant I_{x1} aux bornes du câble coaxial.

6. CONCLUSION

L'étude entreprise a consisté à déterminer le niveau de perturbation induite aux bornes du câble coaxial de liaison, reliant les antennes sous caisse au système de traitement embarqué, par le couplage de l'onde "haute fréquence" émise par une balise située sur la voie adjacente à celle du train.

Cette étude a été envisagée pour le cas d'un fonctionnement normal du système ainsi que dans le cas d'une configuration de mode de panne susceptible d'entacher la sécurité.

Cette présentation de synthèse résume les étapes importantes qui nous ont permis d'aboutir aux principaux résultats présentés ainsi que d'autres décrits plus en détail dans le mémoire de thèse de A. Woesteland [13].

Les résultats obtenus expérimentalement à 25 MHz, nous ont permis de valider nos modèles théoriques et ainsi d'effectuer les simulations à 10 MHz.

Dans un cas classique de fonctionnement les niveaux de courant induit dans l'unité de traitement, pour un rayonnement "perturbateur" comparable à celui d'une balise, sont inférieurs à 0,1 μA pour des longueurs de câble inférieures à 10 mètres.

Dans un cas de panne correspondant à une rupture de connexion entre les antennes et le câble de liaison, cas majorant de perturbation induite, les niveaux induits dans l'unité de traitement sont très inférieurs à 1 μA pour des longueurs inférieures à 10 mètres.

7. BIBLIOGRAPHIE

Electromagnétisme et phénomène de propagation

- [3-1] Feynman - Leighton - Sanos. « Electromagnétisme 2 ». Inter Editions.
- [3-2] J.Ph. Perez - R.Carles - R.Fleckinger. « Electromagnétisme, vide et milieux matériels » Masson
- [3-3] P.Lorrain - Dale R.Corson. « Champs et ondes magnétiques ». Armand Colin 1984.
- [3-4] M.Bertin - J.P.Faroux - J.Renault. « Electromagnétisme 3. : Magnétostatique, induction, équation de Maxwell et complément d'électronique ». Dunod Université.
- [3-5] K.Antoszkiewicz - Lotfollah Shafai. « Impédance characteristics of circular Microstrip Patches ». IEEE Transactions on Antennas and propagation, volume 38, juin 1990.
- [3-6] J.T.Aberle and D.M.Pozar. « Analysis of infinite arrays of one and two probe fed circular Patches » IEEE Transactions on antennas propagation, volume 38, avril 1990.
- [3-7] A.K.Bhattacharyya. « Effects of limite ground plane on the radiation characteristics of a circular Patch Antenna ». IEEE Transaction on antennas and propagation, volume 38, février 1990
- [3-8] R.Gabillard. « Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs - Application aux télécommunications souterraines ». Poly de cours (Tome 1 et 2) - USTL - Lille
- [3-9] J.R.Wait. « Electromagnetic Wave Theory ». Ed. Wiley & Sons - 1987

Bibliographie sur l'environnement électromagnétique, la compatibilité électromagnétique

- [3-10] C.Charoy. « Parasites et Perturbations des électroniques : Sources, Couplages, Effets » Tome 1, Edition Dunod Tech., Paris 1991
- [3-11] P.Degauque et J.Hamelin « Compatibilité Electromagnétique » Edition Dunod - CNET, Paris 1990
- [3-12] « RFI/EMI/EMC : A Designer's Handbook » Cardiff Publishing Company, G.Breed Editor, Novem. 1992.
- [3-13] S.Ficheux - E.Podevigne et H.Rakouth. « Etat de la réglementation et de la normalisation en matière de compatibilité electromagnétique des systèmes électroniques automobiles » 6ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Ecole Centrale de Lyon, pp 267-274, 2-4 Juin 1992.
- [3-14] « Compatibilité Electromagnétique des Equipements Automobiles » Rapport de synthèse du groupe d'experts CCFA-FIEV-UTAC, Janvier 1992.
- [3-15] C.Charoy. « Parasites et perturbations des électroniques : Blindages, Filtres, Câbles blindés » Tome 3, Edition Dunod Tech. Paris 1992.
- [3-16] A.Zeddou. « Couplage d'outils numériques et de bancs de mesures permettant d'évaluer l'efficacité de blindage de câbles et connecteurs ». Thèse de 3ème cycle - USTL - Lille - 1989.
- [3-17] F.Mussino. « RF Impedance of the Electrical Network of Cars » IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp 418-423, 1976.
- [3-18] J.P.Muccioli and M.Selim. « The Electromagnetic Environnement of an Automobile » IEEE Trans. on Electromagnetic Comp. vol.EMC-29, n 3, pp 245-251, August.1987.
- [3-19] « EMC/ESD : Conference Proceedings » International Conference, Sheraton Denver Tech. Center, Colorado, April 28-30, 1993.
- [3-20] T.Williams « EMC for Product Designers » Newnes Editions, B.H.
- [3-21] P.Degauque - B.Demoulin. « Le couplage des bruits électromagnétiques avec les structures et les systèmes » L'onde électrique, vol. 67, n 3, pp 91-98, Mai 1987.

- [3-22] J.Hamelin - A.Azoulay. « Les sources de bruit et de perturbations électromagnétiques » L'onde électrique, vol. 67, n 3, pp 67-82, Mai 1987.
- [3-23] A.Zeddou. « Etude théorique et expérimentale du rayonnement d'une impulsion de courant se propageant sur un fil parallèle à la surface du sol - Application à l'exploration des terrains de subsurface ». Thèse de 3ème cycle - USTL - Lille - 1980.
- [3-24] J.L.Martin. « Etude théorique de l'influence d'une hétérogénéité de conductivité et de forme quelconque sur le champ électromagnétique rayonné par un dipôle magnétique vertical en milieu stratifié ». Thèse de 3ème cycle - USTL - Lille - 1978.
- [3-25] J.Fontaine. « Contribution à la théorie du rayonnement des dipôles électriques enterrés et au développement de méthodes d'optimisation des liaisons électromagnétiques entre terminaux souterrains ». Thèse d'Etat - Faculté des sciences de l'université de Lille - 1969.
- [3-26] A.Banos. « Dipole radiation in the presence of a conducting half-space ». Ed. Pergamon Press - 1966.
- [3-27] P.R.Bannister. « Summary of image theory expressions for the quasi-static fields of antennas at or above the earth's surface ». Proceedings of the IEEE - volume 67 - n 7 - P 1001-1008 - July 1979.
- [3-28] S.EL.Assad. « Etude théorique et expérimentale de l'immunité aux perturbations électromagnétiques de câbles coaxiaux et bifilaires blindés ». Thèse de 3ème cycle - USTL - Lille - 1987.
- [3-29] B.Demoulin - S.EL Assad - P.Degauque. « Calcul de la réponse d'un câble blindé soumis à une distribution quelconque de courant perturbateur ». Annales de colloque CEM - Limoges - 1987.
- [3-30] L.Kone - B.Demoulin. « Rapport sur les mesures d'impédances de transfert pratiquées sur dix câbles coaxiaux ». Rapport de contrat CNET-PA - Villeneuve d'Ascq - 1990.

Conclusion générale

Les dispositifs de localisation ponctuelle des trains fonctionnant par couplage électromagnétique sont tenus de respecter de sévères contraintes vis à vis des émissions rayonnées. Les quelques dispositifs existants sont souvent encombrants, onéreux et peu performants en terme de quantité d'informations échangées. Ceci est lié, bien souvent, à l'utilisation de combinaisons de fréquences porteuses pures différentes ou à l'utilisation de fréquences porteuses modulées par plusieurs fréquences. Le nouveau concept de localisation s'appuyant sur la puissance des ressources informatiques et la possibilité de coder des données en sécurité, simplifie la conception d'une partie des circuits électriques et électroniques. La partie transmission analogique évolue avec, comme le montre cette étude, un plan de fréquence dont les valeurs croissent pour ce type d'application. Nous avons nominaleme nt une fréquence de 10 MHz mais il faut envisager d'aller au delà.

Dans la première partie de ce travail nous avons rappelé l'évolution des concepts de commande-contrôle et précisé les terminologies et définitions rencontrées dans le domaine de la sécurité des transports.

Dans la seconde partie, nous présentons deux dispositifs de localisation par balise mis au point dans le cadre d'une convention tripartite: l'USTL, la SNCF et la société Matra Transport International. La première étude montre la faisabilité d'une lecture de balise pour des lignes à grande vitesse en utilisant une transmission sur une porteuse hyperfréquence. L'originalité du dispositif est l'association d'une seconde fréquence (MF) qui gère l'énergie de la balise en la téléalimentant dans une zone d'espace plus restreinte. En effet, les études de propagation HF menées dans le cadre de ce projet mais non présentées dans ce document, ont montré l'étendue des émissions rayonnées latérales avec des niveaux localisés dépendant des caractéristiques du sol.

La deuxième partie du chapitre II contient une présentation d'un dispositif pour des applications urbaines. Cette étude aboutit à une industrialisation et en 1998 à la mise en service des premiers équipements la nouvelle ligne de métro parisien à automatisme intégral. Notre contribution s'est limitée à fournir des outils de calcul, des résultats d'expériences et ainsi à conforter le constructeur dans l'élaboration des dossiers de sécurité du système.

C'est précisément ce que contient partiellement le chapitre III. Nous y présentons deux méthodes d'analyse des paramètres entrant dans le calcul du bilan de transmission. Il s'agit de deux méthodes simples, par rapport aux méthodes de calcul par éléments finis, mais qui permettent d'éviter des investissements dans de lourdes ressources informatiques. L'approche des spires fictives ou la méthode des images permettent de prendre en compte des structures métalliques simples, à symétrie cylindrique pour la première, et par décomposition en plans infinis pour la seconde. Pour assurer la reproductibilité des performances, les antennes, composants sensibles de tout équipement industriel, se doivent d'être protégées. La mise en place d'un boîtier métallique assure cette fonction mais en réduisant l'énergie transmise. Nous montrons que pour assurer la sécurité, il s'agit de prendre en compte une variation de 20 ou 30 % du couplage en fonction des conditions

technologiques d'assemblage des antennes au voisinage des structures (en général les boîtiers). Pour aborder cette étude nous avons mis au point les codes de calcul énoncés précédemment. Les résultats ont été comparés, à des codes industriels et bien entendu à de rigoureuses vérifications expérimentales. Nous avons ainsi montré l'intérêt de l'approche qui donne une erreur inférieure à 10% dans la zone d'espace principale.

La quatrième partie est consacrée à l'étude du couplage entre la balise placée sur une voie et un équipement embarqué situé sur la voie adjacente. Il s'agit d'une synthèse d'une étude de sécurité. Nous montrons la démarche adoptée et les résultats obtenus. Ils aident à l'élaboration du dossier de sécurité.

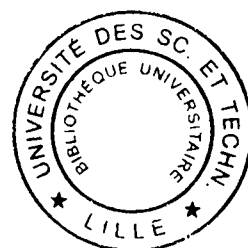
Les études se poursuivent par l'analyse des champs électromagnétiques rayonnés pour des fréquences supérieures à 10 MHz. Comme nous l'avons abordé dans le chapitre III-2, les premiers résultats obtenus à la fréquence de 30 MHz, font apparaître un écart sensible qu'il faut prendre en compte pour les nouveaux développements.

Signalons enfin que dans l'annexe 1 liée à ce document, le lecteur peut trouver un bref rappel sur les différentes technologies utilisées pour les transmissions voie machine. Nous présentons la liste la plus exhaustive possible de moyens permettant de réaliser une transmission ponctuelle pour la localisation d'un train.

ANNEXE 1

« Communication sol-train pour la localisation des mobiles guidés » (Document annexé)

Les communications sol-train sont résumés dans ce document. Il met l'accent sur les moyens de communication ponctuelle existant et fait état des travaux en cours.



UNIVERSITE DES SCIENCES ET DES TECHNOLOGIES DE LILLE

ANNEXE 1

du mémoire de thèse

**« CONTRIBUTION A L'ETUDE DE SECURITE DES DISPOSITIFS DE
LOCALISATION PONCTUELLE VOIE-MACHINE
DANS LES TRANSPORTS GUIDES**

PRISE EN COMPTE DES STRUCTURES METALLIQUES »

Titre

**COMMUNICATIONS SOL-TRAIN POUR LA
LOCALISATION DES MOBILES GUIDES**



ANNEXE 1

COMMUNICATIONS SOL-TRAIN POUR LA LOCALISATION DES MOBILES GUIDES

SOMMAIRE

1. INTRODUCTION.....	4
2. METHODES ET MOYENS D'UNE COMMUNICATION SOL-TRAIN EN CONTINU.....	5
2.1 INTRODUCTION	5
2.2 LES COMMUNICATIONS BASSE FREQUENCE	5
2.2.1 L'utilisation des rails.....	5
2.2.2 Le fil conducteur unique.....	7
2.2.3 Le conducteur bifilaire.....	7
2.2.4 La ligne bifilaire croisée ou tapis pilote	7
2.2.5 Le câble hélicoïdal.....	8
2.2.6 Les lignes blindées de type coaxial.....	8
2.3 EXEMPLES D'APPLICATION DES COMMUNICATIONS PAR INDUCTION :	9
2.3.1 Exemples de communications par les rails et les circuits de voie :	9
2.3.2 Exemples de communications par lignes ou boucles inductives :	12
2.3.3 Exemples de communications par tapis pilote :	12
2.4 COMMUNICATION PAR LE RAIL D'ENERGIE:	13
2.5 COMMUNICATION PAR ONDES ELECTROMAGNETIQUES.....	13
2.5.1 Communication par câbles rayonnants.....	13
2.5.2 Communication par guides d'ondes.....	14
2.5.3 Communication par satellites.....	14
2.6 CONCLUSION.....	14
3. METHODES ET MOYENS D'UNE LOCALISATION PONCTUELLE.....	15
3.1 INTRODUCTION	15
3.2 LES PRINCIPAUX SYSTEMES DE BALISE EN EUROPE.....	15
3.2.1 Les systèmes français.....	15
3.2.2 Les systèmes allemands	17
3.2.3 Les balises des chemins de fer britanniques.....	18
3.2.4 Les balises suisses	18
3.2.5 Autres systèmes de transmissions ponctuelles en Europe:	19
3.3 AUTRES SYSTEMES DE TRANSMISSIONS PONCTUELLES EXPERIMENTES	19
3.3.1 - le projet Eurobalise:	19
3.3.2 - les réseaux urbains de type métro:	19
3.4 AUTRES APPLICATIONS DE TRANSMISSIONS PONCTUELLES.....	20
3.5 SYNTHESE.....	20
4. BIBLIOGRAPHIE.....	23

ANNEXE 1

COMMUNICATIONS SOL-TRAIN POUR LA LOCALISATION DES MOBILES GUIDES

1. Introduction

Réaliser une communication Sol-Train (ou Train-Sol selon le cas), c'est mettre en oeuvre des méthodes et moyens pour garantir en toute sécurité la position d'un train sur un tronçon de ligne. En quelques décennies les exploitants ont fait évoluer le contrôle du mouvement des trains. C'est ainsi que le mécanicien, longtemps habitué à regarder la signalisation installée le long de la voie (signalisation latérale), a constaté, un jour, qu'elle se trouvait également dans sa cabine : le sol communique avec le train.

De son côté, l'exploitant doit connaître le mouvement de ses trains. Il installe sur les voies divers équipements permettant de détecter la présence d'un train. S'il souhaite connaître la position des rames en permanence, il met en oeuvre des moyens de communication en continu tout au long du parcours. S'il a besoin de gérer un aspect local, un moyen de communication ponctuelle est mis en oeuvre.

Nous pourrions limiter notre propos en énumérant le plus largement possible tous les moyens existants pour réaliser des communications sol-train. Si tel était le cas, une procédure de classement pourrait être celle retenant les catégories de support par exemple. Dans ce cas, nous aurions à passer en revue

- les communications par frottement
- les communications par induction
- les communications par onde radio
- les communications par câbles rayonnants
- les communications par guides d'onde
- les communications par satellites.

L'objet de ce document n'est pas de passer en revue la liste des moyens mis en oeuvre sur les études liées à ces supports. Ils ont déjà faits l'objet d'un rapport à l'INRETS [1]. Il s'agit pour nous d'attirer l'attention du lecteur, par quelques exemples de principes physiques et d'installations industrielles, sur l'importance des équipements de voie en matière de sécurité. Néanmoins, comme nous le voyons dans le chapitre II avec la description d'un dispositif de localisation ponctuel, le souci de réaliser des équipements les plus économiques possible est permanent. Il s'agit de concevoir des équipements d'un coût raisonnable, procurant la plus grande flexibilité possible et permettant de fonctionner en sécurité.

Dans cette annexe, nous nous attachons à présenter, tout particulièrement les communications voie-machine en mettant l'accent sur les dispositifs de transmission ponctuels. Le lecteur peut ainsi situer notre travail, en particulier vis à vis du plan de fréquences rencontré. Après avoir présenté les principes physiques utilisés en communication sol-train, nous donnons des exemples d'application sur le territoire national et sur le plan international.

Dans la première partie de cette annexe, sont présentés sommairement les moyens d'une communication en continu, dans la seconde partie, nous donnons des exemples de réalisation de communications ponctuelles.

2. Méthodes et moyens d'une communication sol-train en continu

2.1 Introduction

Parler de communications continues pour des liaisons sol-train, suppose la réalisation d'une fonction précise et la mise en place des moyens technologiques correspondants. Sur la majorité des réseaux existants, la position du train est donnée par quanton ou section fixe. Leur longueur varie de quelques dizaines de mètres pour les métros à quelques kilomètres pour les réseaux suburbains et internationaux. Il est techniquement possible de connaître la position d'un mobile de type métro au centimètre près, mais il est, économiquement parlant, plus raisonnable pour l'exploitant, de connaître sa position par segment discret.

2.2 Les communications basse fréquence

Les systèmes de communication basse fréquence et en particulier par couplage magnétique, ont connu et connaissent encore un intérêt considérable pour les applications de communication sol-train. Dans leur forme la plus répandue, ils offrent l'avantage d'être très économiques. Par contre en tant que système basse fréquence, ils sont sujet à des limitations dans le domaine des bandes passantes ou des portées par exemple.

2.2.1 L'utilisation des rails

Le rail métallique, support mécanique et de guidage, est bon conducteur de l'électricité et permet de réaliser des dispositifs de signalisation de voie, autrefois en courant continu, plus récemment en courant

alternatif. Le principe de fonctionnement, démontré par l'américain Robinson en 1872, consiste à utiliser un rail comme fil aller et l'autre comme retour. A une extrémité de tronçon de voie se trouve un générateur, de l'autre coté un récepteur (ex un relais). En absence de train, le relais est alimenté via la voie, par contre un train présent entre le générateur et le relais, court-circuite la ligne (par les essieux) et le relais tombe. Il s'agit d'une détection négative du train sur un tronçon de voie, c'est à dire que toute occupation de la voie ou toute défaillance se traduit par une absence d'énergie au niveau du récepteur. Tous ces équipements sont fort bien décrits ainsi que tous les composants associés, dans l'ouvrage de R Rétiveau [2] par exemple. Dans la réalité, la conductivité du matériau utilisé pour réaliser les rails est médiocre comparée à celle du cuivre. Les pertes atteignent rapidement 15 dB/km à 10 kHz et peuvent monter jusque 100 dB/km à 100 kHz sur du ballast humide, alors qu'elles ne seraient que de 3dB/km pour une ligne optimale en cuivre et isolant air fonctionnant à la même fréquence. La transmission ou la localisation par les rails présente donc des contraintes mais continue a susciter des recherches vue l'étendue de certains réseaux et du coût des équipements de voie.

Compte tenu de l'importance que représente l'utilisation du rail, nous consacrons quelques lignes à la présentation des communications par l'intermédiaire de ce support.

2.2.1.1 Principe de la communication par les circuits de voie :

Un circuit de voie est un circuit électrique obtenu en isolant une section de voie, appelée canton, des sections adjacentes par l'utilisation de joints isolants ou de circuits résonnants adaptés. Les types de circuits de voie utilisés peuvent être répertoriés selon les catégories suivantes : les circuits de voie en courant continu, les circuits de voie en courant alternatif, les circuits de voie à fréquence radio, les circuits de voie à impulsions de tension élevée, les circuits de voie sans joint électrique (type CVCM 75) et enfin les circuits de voie à joints électriques (type UM 71).

Le circuit de voie classique est donc destiné dans un premier temps à informer l'exploitant sur la position du train en injectant de l'énergie électrique sur les rails. Un champ magnétique se crée autour du rail . La modulation de ce champ magnétique à la source peut être capté par une antenne placée sous la machine. Il contient les données de base utilisées pour la signalisation en cabine ou « cab signalling ». Ce signal permet ainsi de transmettre au train des informations telles que la vitesse maximale autorisée (avec éventuellement une action sur les freins), la prochaine limitation de vitesse et la distance à cette limitation.

Parmi les circuits de voie à courant continu on peut distinguer les circuits de voie neutres, polarisés et codés. Les circuits de voie à courant alternatif peuvent être soit normaux soit codés.

Dans leur rôle de détection, tous les circuits de voie fonctionnent avec un dispositif relais dont les contacts sont disposés de telle manière que la gravité les amène en mode désactivé en absence du courant ou des impulsions de commande (courant continu, alternatif, fréquence audio ou impulsions haute tension). Les roues du train sur la voie agissent comme un shunt vis à vis de ce courant ou de ces impulsions qui désactive le relais

de voie associé. Une rupture de rail, une mise à la terre ou des coupures d'énergie provoquent aussi une désactivation des relais. Ces relais sont utilisés pour contrôler la signalisation des bas-côtés.

2.2.1.2 Communication par marquage magnétique

Mentionnons ici les travaux récents liés à l'exploitation de ce support permanent qu'est le rail. Les études réalisées à l'INRETS et à la SNCF ont montré que le marquage et la relecture de taches magnétiques sur les rails était possible dans certaines conditions [3]. Le rail se transforme en bande magnétique qui contient une marque rémanente aussi fine que possible dont la durée de vie est suffisante pour permettre la relecture avec un capteur approprié placé plus loin dans la rame par rapport à l'aimanteur. Le système complet est alors en mesure d'estimer la distance d'avancement du train par comptage incrémental de ces marques à condition que l'impression d'une nouvelle marque à l'avant soit déclenchée par la lecture d'une marque à l'arrière.

2.2.2 Le fil conducteur unique

Un système très simple est de toute évidence l'utilisation d'un fil conducteur unique que l'on pose entre les deux rails (pose dite A3). Le retour s'effectue par les rails. L'inconvénient majeur de ce principe est l'importance du niveau de diaphonie entre les voies parallèles d'une ligne à double voies.

2.2.3 Le conducteur bifilaire

Le système bifilaire composé de deux fils parallèles apporte une sensible amélioration. Il s'agit de placer les deux fils de lignes, parallèlement entre eux tout au long de la voie et de fermer la ligne sur son impédance caractéristique (Fig A-1). La seconde partie du système consiste à réaliser une antenne cadre placée sous le train et positionnée au dessus de la liaison bifilaire pour assurer un bon couplage inductif. Ce principe est réversible, c'est à dire qu'un courant injecté dans l'antenne embarquée peut être détecté à l'extrémité de la ligne et réciproquement.

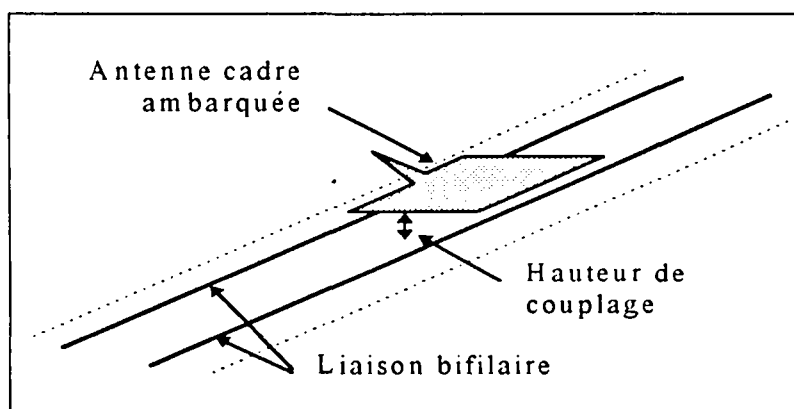


Fig A-1: la ligne bifilaire

2.2.4 La ligne bifilaire croisée ou tapis pilote

Si on souhaite réduire le rayonnement de la ligne bifilaire pour limiter la diaphonie entre voies, ainsi que sa susceptibilité vis à vis des rayonnements extérieurs, une technique éprouvée consiste à croiser la ligne périodiquement (fig A-2). Ainsi, les signaux recueillis par deux boucles croisées consécutives seront quasiment en opposition de phase et vont s'annuler. Si l'on considère une ligne à fils parallèles alimentée à la fréquence

de 100 kHz, la longueur d'onde dans l'air est de 3 km, il suffit donc de croiser la boucle tous les 100 mètres. Certains constructeurs ont utilisé ce procédé pour coder la ligne bifilaire en la croisant à intervalles précis (métro Parisien et Lillois). L'inversion du flux du champ magnétique à chacune des transitions est détecté par l'antenne embarquée. On peut ainsi coder un message sur la voie, par exemple un programme de vitesse. En outre, les informations de commande contrôle destinées aux trains sont superposées aux fréquences porteuses de la ligne. Ce dispositif de communications est totalement réversible et autorise des communications bidirectionnelles entre la voie et les trains. Ce système ne permet pas d'utiliser une bande passante importante et donc interdit la transmission à haut débit telle que celles d'une source vidéo qui occupe une bande passante de plus de 5 Mhz. La ligne croisée fait l'objet de recherche. Son principe peut être mis en oeuvre dans une balise spécifique étudiée à l'USTL pour des applications de transports urbains [4].

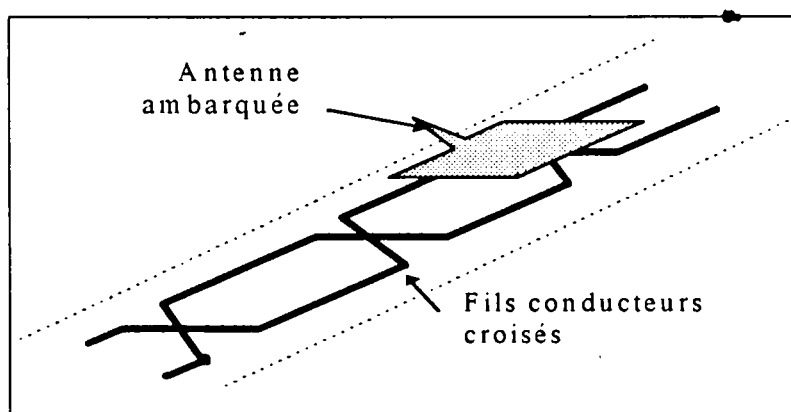


Fig A-2 : Principe du tapis pilote

2.2.5 Le câble hélicoïdal

Plutôt que de croiser la ligne discrètement, il est possible d'effectuer cette opération en utilisant une structure en hélice. La réalisation d'une telle géométrie consiste à enrouler en hélice deux conducteurs sur un support diélectrique. Ces câbles, développés essentiellement par SUMITOMO au Japon, permettent de travailler dans la gamme de 50 à 250 kHz.

2.2.6 Les lignes blindées de type coaxial

La ligne bifilaire peut être réalisée à l'aide de deux câbles coaxiaux parallèles dont les blindages sont interrompus périodiquement mais deux à deux. On parvient ainsi à effectuer un blindage efficace en champ électrique sans perturber le champ magnétique. De ce fait, l'influence des conditions d'environnement (humidité) est réduite. Par contre la présence des rails notamment contribue toujours à altérer le rayonnement et donc à augmenter l'atténuation. Le coût de ces lignes est relativement élevé.

2.3 Exemples d'application des communications par induction :

2.3.1 Exemples de communications par les rails et les circuits de voie :

2.3.1.1 Exemples divers d'utilisation des circuits de voie :

Aux U.S.A., le système BART (Bay Area Rapid Transit) utilise les propriétés inductives de circuits de voie à fréquence audio pour le contrôle de la vitesse.

Le système Airtrans D/FW Airport utilise des circuits de voie à courant continu standards pour la détection de train.

Dans le corridor Nord-Est, AMTRACK utilise pour le système ATP continu des circuits de voie codés fonctionnant par couplage inductif à 100 Hz.

Le contrôle continu de la vitesse et le pilotage automatique du métro de Montréal s'effectuent via des circuits de voie à impulsions de tension élevée dont la fréquence de récurrence est caractéristique de l'information à transmettre.

La société nationale des chemins de fer japonais utilise pour le contrôle de la vitesse sur la ligne Shinkansen, des circuits de voie à fréquence audio. La porteuse choisie est à 1000 Hz et les limitations de vitesse sont transmises par modulation d'amplitude de cette porteuse à des fréquences allant de 36 à 70 Hz.

Les chemins de fer soviétiques (SZD) utilisent pour la signalisation en cabine des circuits de voie à courant alternatif codé fonctionnant à 6 fréquences comprises entre 125 et 375 Hz.

En Italie, le contrôle des trains est basé sur l'utilisation du système BACC développé par ANSALDO. Les communications voie vers trains se font via des circuits de voie à courant alternatif de 1350 m de long sur deux porteuses, 50 Hz pour les trains de vitesse inférieure à 160 Km/h et 178 Hz pour les trains de vitesse supérieure à 160 Km/h. Ces porteuses sont modulées et codées avec 75, 120, 180 et 270 impulsions par minute selon l'information à transmettre.

En Allemagne, la DB utilise des transmissions via des circuits de voie à fréquence audio codés pour le "cab signal".

En France, à la S.N.C.F., les circuits de voie à impulsions de tension élevée et les circuits de voie du type UM 71 sont principalement utilisés. Les circuits de voie à impulsions de tension élevée sont aussi utilisés dans le métro de Marseille et les lignes du RER à Paris.

2.3.1.2 Le système SACEM :

Le système SACEM (Système d'Aide à la Conduite, à l'Exploitation et à la Maintenance) a été développé à partir de 1982 et mis en service en 1990 pour optimiser la capacité de transport de la ligne A du RER. Il est fondé sur une transmission de sécurité continue entre le sol et le train via les rails et les circuits de voie et sur des liaisons ponctuelles par balises.

2.3.1.2.1 La transmission continue sol-train :

La transmission continue sol-train utilise le rail comme support d'émission et des capteurs associés sur les trains. Elle permet l'envoi au train des messages de variants (état des feux, occupation des circuits de voie, itinéraires ...) et d'invariants (pentes, vitesses, limites...).

Ces messages sont transmis sous forme codée en modulation FSK pour des fréquences allant de 35 à 80 kHz par pas de 5 kHz. La vitesse de transmission est de 250 bauds. Pour avoir une bonne disponibilité de la transmission, le rapport signal/bruit est de 20dB, ce qui conduit à retenir un courant minimal dans les rails de 100 mA. Deux modes de transmission sont utilisés, le mode différentiel (circuit de voie traditionnel pour une circulation à sens unique) et le mode parallèle (2 rails alimentés simultanément et fil de retour pour une circulation à double sens).

2.3.1.2.2 La transmission train-sol :

La transmission train-sol appelée "voie-retour", est une transmission semi-permanente utilisée pour commander l'annulation de la signalisation latérale. Dès que la queue du train a franchi le joint associé au signal annulé, le signal doit se rallumer.

Pour un train actif en SACEM, une antenne placée devant le premier essieu émet en permanence. A proximité d'un joint électrique associé à un panneau de signalisation, la transmission continue voie-machine donne au train un repère géographique à partir duquel l'annulation du ou des signaux latéraux associés à ce repère et situés en aval du train est possible. La fréquence porteuse de 140,86 kHz émise par l'antenne est alors modulée en FSK (saut de fréquence de +/- 2 kHz) pour transmettre un message sécuritaire de "demande d'annulation". Le signal modulé est recueilli au sol au niveau du joint électrique et envoyé au calculateur sécuritaire qui gère le secteur considéré et qui transmet l'ordre d'annulation au poste de signalisation après identification de la demande.

La boucle de réception voie-retour est constituée par le joint électrique aval du circuit de voie, les deux files du rail et le premier essieu du train. Le niveau de courant dans les rails de l'ordre de 50 mA est trop faible pour perturber le fonctionnement des circuits de voie.

2.3.1.2.3 Les transmissions ponctuelles :

Les principales transmissions ponctuelles du système sont basées sur la présence ou non de croisements sur une ligne bifilaire qui fournit au train des informations figées. Cette technique sera détaillée ultérieurement dans le chapitre consacré aux communications ponctuelles.

2.3.1.3 Les systèmes de transmission de la famille TVM :

Ce système est destiné à fournir au train une information de vitesse (TVM300). Cette première génération est complétée par la famille TVM430 qui permet d'obtenir des informations sur le profil de voie, la distance but ou le type de réseau. Le principe de cette transmission est basé sur le codage du courant de signalisation émis par l'émetteur du circuit de voie sans joint UM 71. Le courant de signalisation est constitué

d'une fréquence porteuse parmi 4 fréquences de base possibles : 1700, 2000, 2300 et 2600 Hz, et d'une fréquence de modulation sinusoïdale comprise entre 1,52 et 20,72 Hz. Cette modulation de fréquence assure une protection naturelle contre les bruits induits ou conduits dans le canal de transmission.

A chaque information correspond une fréquence de modulation (p basses fréquences définissent un mot de p bits) et une fréquence supplémentaire à 22 Hz est émise en permanence. Elle est destinée au récepteur du circuit de voie. Le signal permet donc de transmettre une information voie-machine et une information vers le récepteur du circuit de voie.

La captation par couplage électromagnétique des informations s'effectue au niveau du premier essieu via deux capteurs situés sous la caisse au dessus de chaque file de rail. Il y a alors affichage en cabine des consignes de vitesse et le déclenchement éventuel du freinage. La figure A-5 schématise le principe de la transmission TVM.

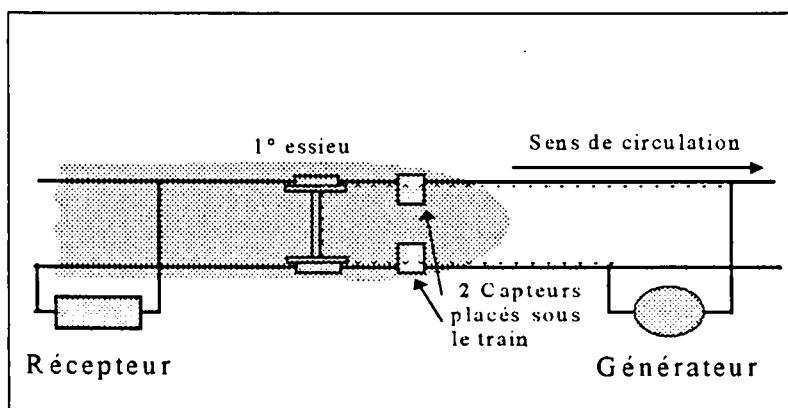


Fig. A-5 : Principe de la transmission UM71 appliquée au système TVM

Le système initial est le TVM 300 qui fonctionne en mode analogique. L'onde porteuse du circuit de voie est modulée par une seule fréquence prise parmi 18 possibles, représentant un code de vitesse et un taux de contrôle de vitesse associé.

La gamme des TVM 4xx est constituée de versions plus élaborées mais compatibles avec la TVM 300. Elle repose essentiellement sur deux vecteurs technologiques : le processeur codé de sécurité et un ensemble de canaux de transmission diversifié pour des liaisons sol-sol, sol-train ou train-sol, ponctuelles, semi-continues ou continues. La liaison sol-train continue utilise les rails au travers du circuit de voie UM71. La transmission s'effectue toujours de 1700 à 2600 Hz par multiplexage de fréquences permettant l'émission simultanée de n signaux parmi 27. La présence ou l'absence de ces signaux caractérise l'information à transmettre, on obtient ainsi des messages numériques de 27 bits. Pour garantir la sécurité de l'information, 6 de ces bits sont réservés pour le codage. Il y a donc 2^{21} messages possibles. La portée de cette liaison peut atteindre 2 km.

Le système TVM 300 équipe les TGV Sud-Est et Atlantique et a fait la preuve de son très haut niveau de fiabilité et de sécurité. Le système TVM 430 équipe les lignes du TGV Nord et du tunnel sous la Manche.

2.3.2 Exemples de communications par lignes ou boucles inductives :

Le système LZB, utilisé en Allemagne par la DB, est un exemple de communication par boucles inductives. Ce système proposé par SEL-ALCATEL utilise une ligne bifilaire croisée tous les 100 m placée entre les fils des rails et formant des boucles de 300 m de long. Deux boucles voisines sont alimentées simultanément de façon telle qu'elles constituent une seule boucle de 600 m de long. L'ensemble des boucles assure une transmission continue bi directionnelle (lien montant 36 kHz, lien descendant 56 kHz) avec le train. Ce système autorise l'augmentation de la vitesse maximale sur le réseau ainsi qu'une augmentation de trafic.

Ce système équipe les lignes de chemin de fer à grande vitesse par exemple entre Munich et Hambourg. Il est aussi utilisé par UTDC-BOMBARDIER pour le métro de Vancouver.

Des systèmes très voisins existent, on peut citer PUSH installé sur une ligne de métro à Hambourg, et le système SELTRAC qui a été expérimenté sur une ligne de métro à Berlin à la fin des années 70.

2.3.3 Exemples de communications par tapis pilote :

Le tapis pilote est un dispositif éprouvé et fiable qui sous des formes plus ou moins complexes, allant de la simple ligne bifilaire croisée posée sur les rails au système en boîtier du VAL, équipe un grand nombre de nos métros en France.

Dans des systèmes de métro comme Paris et Lyon, c'est un moyen de communication permanent entre le sol et les trains et les croisements du tapis permettent une relocalisation des trains.

Dans le système VAL, certaines liaisons voie-machine, et en particulier celles concernant la vitesse limite de sécurité, sont effectuées par l'intermédiaire d'un tapis pilote. Le tapis est croisé à intervalles réguliers tout le long de la ligne (codage équitemps) et la fréquence des croisements est directement reliée à l'information concernant la vitesse limite de sécurité dans une zone donnée. Ce tapis permet l'échange des informations télémessure-télécommande avec les pilotes automatiques fixes et le poste central de commandes. Le tableau ci-dessous résume le plan de fréquence adopté pour transmettre ces informations par le tapis pilote.

Nature de la liaison	Fréquence de travail (porteuse)
Emetteur anti-collision 1	69 kHz
Emetteur anti-collision 2	69,4 kHz
TM véhicule —> voie	80 kHz
Phonie véhicule —> voie	100 kHz
Fréquence sécurité	42 kHz
Fréquence programme perturbé	33 kHz
TC/PH voie —> véhicule	135 kHz

2.4 Communication par le rail d'énergie:

Il convient de remarquer que ce support de communication ne peut pas être classé dans les communications par induction. C'est un système de communication par frottements qui permet une liaison continue entre la voie et les trains et qui est, peu à peu, supplanté par la radio.

Un des rares exemples d'utilisation de ce support est la liaison téléphonique entre le conducteur et le PC à la RATP. Une porteuse de fréquence 90 kHz modulée en fréquence, est superposée au courant de traction sur le rail d'énergie situé entre les files des rails. Le signal est injecté par l'intermédiaire d'un condensateur à très fort isolement et d'un frotteur en contact avec la ligne d'énergie. La communication se fait à l'alternat, ce qui demande une grande discipline d'utilisation mais conduit à des équipements relativement simples. Ce support de communication est très sensible aux parasites véhiculés par la haute tension destinée aux rames et aux interférences dues aux croisements de lignes.

Un courant de fréquence 61 kHz modulé à 1000 Hz est superposé en permanence à la porteuse à 90 kHz du téléphone pour l'utilisation de motrice à freinage par récupération.

Avant l'installation de la radio sur les lignes du RER, les liaisons téléphoniques entre le conducteur et le PC s'établissaient également par frottements via la caténaire et une porteuse à la fréquence de 105 kHz.

2.5 Communication par ondes électromagnétiques

Les ondes électromagnétiques sont utilisées pour réaliser des communications à moyenne et longue distance avec les trains. Nous nous limitons dans cette partie à présenter succinctement des méthodes exploitant ce type de propagation et permettant de réaliser une communication et/ou une localisation des trains. Nous renvoyons le lecteur au document de synthèse de l'INRETS [1] pour avoir de plus amples informations sur l'utilisation générale des ondes radio dans les transports guidés.

2.5.1 Communication par câbles rayonnants

La liaison entre les calculateurs fixes et embarqués peut s'effectuer par l'intermédiaire d'un câble rayonnant. Le principe consiste à transporter l'énergie électromagnétique par une ligne de transmission qui laisse "fuir" progressivement cette énergie.

Il s'agit d'une technologie présentant l'avantage de fonctionner indépendamment de l'environnement et de n'être pas tributaire de l'atténuation due à des configurations spéciales du réseau. Par contre, les pertes internes limitent la portée utile et nécessitent des répéteurs pour la régénération des signaux. Plusieurs ouvrages sont disponibles et traitent du sujet [5], [6], [7], [8]. Mentionnons simplement que ce moyen technologique sert principalement aux communications radio.

2.5.2 Communication par guides d'ondes

Le guide d'onde rayonnant a le même objectif que le câble à fuite : réaliser par l'intermédiaire de fenêtres tout au long du guide, une succession de sources ponctuelles de transfert d'énergie. Il s'agit d'un tube creux dans lequel la propagation est « canalisée » par les parois internes métalliques.

L'avantage de cette technologie "creuse" est, par définition, de ne pas comporter de conducteur interne tel que celui présent à l'intérieur d'un câble coaxial. De ce fait, il n'est plus nécessaire d'utiliser de diélectriques afin d'assurer le maintien mécanique du conducteur interne. Les pertes diélectriques pénalisantes des câbles disparaissent, ce qui permet d'envisager des fréquences d'utilisation au-delà de 900 Mhz (limite actuelle des câbles). Il faut souligner que cette technologie présente de nombreux avantages, dont des débits numériques très élevés, la possibilité de retransmission du signal vidéo et de réaliser une localisation du train par mesure de la vitesse et de la distance parcourue. Cette possibilité est mise en oeuvre en modifiant la fréquence de fonctionnement du guide. Dans ce cas, il apparaît, au niveau des ouvertures, non plus un champ constant (pour le mode fondamental du guide), mais une alternance de minimal et maximal, correspondant à la périodicité des ouvertures [9],[10],[11].

2.5.3 Communication par satellites

Les satellites destinés aux communications avec les mobiles terrestres sont encore peu développés en comparaison des satellites utilisés pour les communications avec les mobiles maritimes et aéronautiques. L'avantage de cette solution est de ne pas exiger la mise en place d'infrastructures terrestres autres que les équipements embarqués. Ceci permet notamment d'envisager la couverture de lignes ferroviaires à faible trafic.

Actuellement, ces systèmes sont expérimentés dans le domaine routier. Quelques expériences ferroviaires ont lieu en Amérique du Nord dans le cadre du Projet ATCS (Advanced train control system) [12]. Signalons que le projet européen ETCS (European Train Control System) [13] qui est en phase de développement ne fait pas appel aux satellites dans sa phase actuelle. De même pour le projet MOSTRAIN (Mobile Service for high speed Train) qui ne traite que de l'utilisation du GSM (Global Services for Mobile) à partir de bases terrestres. Rappelons à titre d'exemple, que l'utilisation des satellites par le système NAVSTAR ou GPS (Global Positioning System) [14]., pourrait donner une précision de positionnement des mobiles à 1 mètre près avec un équipement terrestre additionnel (GPS différentiel).

2.6 Conclusion

Les moyens permettant de réaliser des communications avec des mobiles et en particulier des trains sont nombreux. Lorsqu'il s'agit de prendre en compte la localisation en sécurité et non pas simplement réaliser une gestion de flotte, la diversité des moyens techniques chute compte tenu de la complexité de certains phénomènes de propagation. Bien entendu autolocaliser des mobiles à l'aide de capteurs ou de dispositifs rayonnants et réfléchissants est possible à condition de procéder, par exemple, à une mise en redondance fonctionnelle par l'utilisation de sources basées sur des phénomènes de propagation différents (ultrason, hyperfréquence, infrarouge ...).

3. Méthodes et moyens d'une localisation ponctuelle

3.1 Introduction

Dans les transports guidés, les communications ponctuelles par balises sont utilisées pour l'identification des véhicules, la localisation, la répétition de la signalisation latérale, le contrôle de vitesse, et la transmission de toute information permettant l'aide à la conduite et le contrôle des automatismes embarqués.

3.2 Les principaux systèmes de balise en Europe

3.2.1 Les systèmes français

3.2.1.1 Les crocodiles

Le système crocodile-brosse est utilisé pour transmettre une information au passage des signaux selon qu'ils sont fermés ou ouverts. Un dispositif d'arrêt automatique des trains (D.A.A.T.) a été développé à partir de l'utilisation des crocodiles. Le D.A.A.T. est destiné à protéger les signaux d'arrêt d'un franchissement intempestif en provoquant le freinage d'urgence du train au passage sur le crocodile associé au signal d'arrêt. Ce système fonctionne par émission de courant à 8500 Hz. Dans le cas où la distance entre la zone à protéger et le signal d'arrêt est trop faible, le système est complété par une mesure de vitesse, le dispositif prend alors le nom de D.A.A.T. avancé. D'autres systèmes ont été développés utilisant les crocodiles et en associant des techniques d'émission multifréquence.

3.2.1.2 Les transmissions ponctuelles par balises du système SACEM

Nous avons présenté rapidement le système SACEM¹ dans le chapitre 23/2. Outre des transmissions continues, ce système met en oeuvre des transmissions ponctuelles bidirectionnelles. Ces transmissions répondent à un double objectif:

- le transfert d'informations servant principalement à l'initialisation du système,
- l'identification d'un point précis de l'espace dans le but d'un calage du repère dans lequel est mesuré le déplacement du train.

La réception de l'information ne peut s'effectuer que lorsque le train est en mouvement.

L'information est figée et matérialisée par le câblage des croisement de trois tapis superposés, parcourus par des courants de fréquences différentes non modulées. Le train reçoit des champs induits dans deux bobines de captation et peut, au passage sur chaque croisement, détecter la présence de ceux-ci. Les positions des croisements des trois tapis permettent le codage de l'information. La démodulation est assurée par

¹ Système d'Aide à la Conduite, à l'Exploitation et à la Maintenance

une carte spécifique qui délivre directement l'information sous forme d'octets, au fur et à mesure de la lecture. La présence d'une balise est détectée par lecture d'un niveau de captation reçu qui positionne une variable « présence de balise ». La balise est ensuite lue octet par octet. Le type de balise lue est défini dans le premier octet et détermine le nombre d'octets à lire et les traitements à assurer. Pour mettre en oeuvre l'ensemble du système, il faut disposer de:

- balises d'initialisation, toutes différentes: elles sont constituées de deux éléments physiques distant de 18 m pour réaliser l'étalonnage de la roue phonique. Si le train est déjà localisé, elles servent également de recalage précis.

- balises de relocalisation, toutes identiques: elles sont constituées d'un élément physique de 2m de long. Elles sont téléalimentées et implantées tous les 500m en moyenne afin que l'erreur entre la distance mesurée par la roue phonique et la distance réellement parcourue corresponde à la tolérance du système.

- balises d'inhibition du frein de secours, toutes identiques

- balises de sortie de SACEM, toutes identiques

3.2.1.3 Les balises KVB (Ericsson)

Le système KVB² est un système de contrôle de vitesse choisi par la SNCF qui l'étend progressivement à l'ensemble du réseau français. Les balises ont pour rôle le contrôle de la vitesse et du ralentissement ainsi que le contrôle d'arrêt. Les balises sont de trois types: les balises commandées, les balises fixes, et les balises de type marqueur. Les balises de type commandées sont reliées à la signalisation latérale par l'intermédiaire d'un codeur qui permet la transmission d'informations sur l'état de cette signalisation. Les balises fixes transmettent des informations invariantes telles que la vitesse limite de canton, la pente, etc... Les marqueurs sont un type de balise utilisé en seconde position lorsque une seule balise est réellement nécessaire. En effet, pour des raisons de sécurité du message transmis et pour détecter le sens de circulation concerné, il y a toujours au moins deux balises par point d'information. Les balises KVB sont purement passives de type magnétique. L'antenne embarquée émet en permanence une onde porteuse à 27 Mhz interrompue toutes les 20 µs pendant 2,5 µs par des impulsions d'horloge à 50 kHz. La balise est constituée d'une boucle et utilise le signal qu'elle reçoit lors du passage du train pour émettre son message à 4,5 Mhz avec un débit d'environ 50 kbit/s. De dimensions moyennes (536 x 400x 22 mm) cette balise est installée dans l'axe de la voie sur des traverses en bois ou des entretoises..

3.2.1.4 Les balises « SILEC »

Ce sont des balises magnétiques qui sont utilisées pour la répétition ponctuelle de la signalisation latérale, l'arrêt automatique et la transmission de toutes les informations permettant l'aide à la conduite et la commande des automatismes embarqués: contrôle de vitesse, conduite optimisée, repérage des points significatifs d'une ligne.

² Contrôle de Vitesse par Balises

Un champ magnétique local sature une bobine dont les masses polaires sont soumises au champ magnétique rayonné par la balise. Lors du passage du mobile, lorsque l'orientation du champ magnétique de l'aimant de la balise est convenable, on contrarie celui du capteur. On obtient ainsi la désaturation de la bobine connectée dans le circuit de réaction d'un oscillateur basse fréquence qui dans ces conditions décroche. La présence du champ magnétique de la balise est ainsi traduite par la disparition d'un signal dans la zone d'activation de la balise.

3.2.1.5 Les balises «TVM »

Les communications ponctuelles associées au système complet de transmissions de la famille TVM 4xx est constitué par deux boucles fixées au rail, de 7m de long (4,5 m si la vitesse est inférieure à ou égale à 230 km/h) et parallèle à l'axe de la voie. Elles peuvent être téléalimentées sur 7 km.

Dans ces boucles, à saut de phase, circulent des signaux carrés, l'un de fréquence 125 kHz et l'autre de fréquence 62,5 kHz. Ils constituent l'horloge de référence. L'information utile est véhiculée par le courant de fréquence 125 kHz et modulée par saut de phase de 180°. La présence ou non de saut de phase permet de coder une information sous forme d'une succession de bits. Pour cette application, 176 bits sont émis, 56 bits représentent l'information, les bits restants permettent le formatage et la protection message. Les bits de rang pair sont transmis par une boucle, ceux de rang impair sont transmis sur l'autre. Le calculateur reconstitue le message en intercalant les bits provenant des deux boucles.

Le débit des transmissions est de 9600 bauds. Ce canal de transmission ponctuelle permet en outre un recalage d'espace pour la localisation ou une initialisation du système.

3.2.1.6 Les balises VAL

Le métro VAL utilise en plus du tapis de transmission un jeu de 4 balises destiné à contrôler la phase d'arrêt du train en station ou en garage. Une balise est composée de deux plaques métalliques. Un détecteur embarqué à courant de Foucault génère une impulsion au droit de chaque élément. Les balises se différencient entre elles par la distance séparant deux plaques.

3.2.2 Les systèmes allemands

3.2.2.1 Le système INDUSI

Ce système équipe la plus grande partie du réseau ferré de la DB. Il permet une signalisation en cabine discontinue, c'est à dire la répétition ponctuelle de la signalisation latérale.

Les balises sont magnétiques. L'équipement au sol est constitué de circuits passifs résonnants ouverts ou fermés accordés à l'une des trois fréquences 2000, 1000, 500 Hz. selon l'information à transmettre: arrêt ou préannonces. L'équipement embarqué, similaire, est constitué de trois circuits résonnants alimentés aux trois fréquences précédentes. Quand l'un des circuits au sol est fermé, lors du passage du train il y a une baisse du courant dans le circuit correspondant à bord du train ce qui permet ainsi de transmettre l'état de la signalisation latérale.

3.2.2.2 Le système IMU

Ce système est destiné à la commande des aiguilles et dans sa première version il n'assure qu'une transmission du train vers le sol. Les trois ordres, à gauche, à droite, et tout droit sont transmis respectivement aux fréquences 50 kHz, 70,7 kHz, 91 kHz. De nouvelles versions du système permettent de transmettre 45 ou 106 informations en utilisant respectivement un code 2 parmi 10 ou 12 parmi 30. Une porteuse à 67 kHz assure la transmission de 100 informations du sol vers le train.

3.2.2.3 La famille des systèmes ZUB

Le premier système est le système ZUB 100 et il dérive du système INDUSI. La transmission s'effectue sur deux voies: a bord du train, plusieurs émetteurs distincts qui transmettent en continu avec des débits pouvant aller jusqu'à 50 kBd. La fréquence de 50 kHz détecte les balises de freinage d'urgence, la fréquence de 100 kHz permet d'alimenter les transpondeurs au sol et de transmettre certaines données et enfin la fréquence de 850 kHz est uniquement utilisée pour la transmission de données.

Plusieurs versions du système ATC ZUB 100 ont été développées en fonction des besoins des différentes lignes. Le principe des transmissions sol-train reste toujours le même, les variantes se situent au niveau des procédés de transmission (multiplexage fréquentielle ou temporel) et au niveau des informations à bord.

3.2.3 Les balises des chemins de fer britanniques

Les chemins de fer britanniques (BR³) utilisent un dispositif de contrôle de vitesse automatique, l'AWS (Automatic Warning System). Ce système fonctionne selon le principe simple d'un message transmis par induction depuis la voie:

- le train émet en continu à 147 kHz,

- au sol se trouve un transpondeur, qui lors du passage du train génère avec l'énergie du signal reçu à 147 kHz une sous-porteuse à 73,5 kHz modulée en phase. Le transpondeur transmet au train un message de 80 bits avec une vitesse de 9100 baud.

3.2.4 Les balises suisses

Les balises SIGNUM sont utilisées depuis 50 ans et ont pour objet de transmettre les trois commandes: marche, avertissement, arrêt. A bord du train un dispositif à aimant permanent est installé. Au sol, une bobine est activée par le champ magnétique créé au passage du train. L'énergie reçue permet d'alimenter une bobine d'émission qui peut-être un circuit ouvert ou fermé selon le signal à transmettre. Le projet Rail 2000 en Suisse, a permis de développer un nouveau système de signalisation en cabine basé sur les balises SIGNUM doublées par une transmission haute fréquence entre les équipements au sol et le train.

³ BR : British Railway

3.2.5 Autres systèmes de transmissions ponctuelles en Europe:

Au Danemark, en Norvège et en Suède on trouve des systèmes proches du système ZUB. En Suède, le système EBICAB développé par ABB Signal AB, est à l'origine des balises du KVB de la SNCF.

3.3 Autres systèmes de transmissions ponctuelles expérimentés

3.3.1 - le projet Eurobalise:

Le projet Eurobalise regroupe les principaux constructeurs de matériel ferroviaire ainsi que les exploitants afin de définir un projet de signalisation permettant aux différents trains nationaux de circuler sur l'ensemble de la communauté européenne avec une compatibilité totale des équipements. Il s'agit en particulier de définir les caractéristiques d'un dispositif ponctuel de localisation (les balises) permettant aux trains de se recalculer ou de lire les consignes enregistrées sur la voie. Des équipements expérimentaux équipent depuis 1994 des motrices. Eurobalise, comme les projets Eurocab et Euroradio, font parti du projet global européen ETCS (European Train Control System) [2]

3.3.2 - les réseaux urbains de type métro:

3.3.2.1 Les balises du système de transmission IAGO

Il s'agit initialement d'un moyen de transmission et de localisation disposé tout au long de la voie. Des balises en sont dérivées. Elles sont téléalimentées par le guide adjacent et peuvent fournir au train des informations spécifiques. [15]

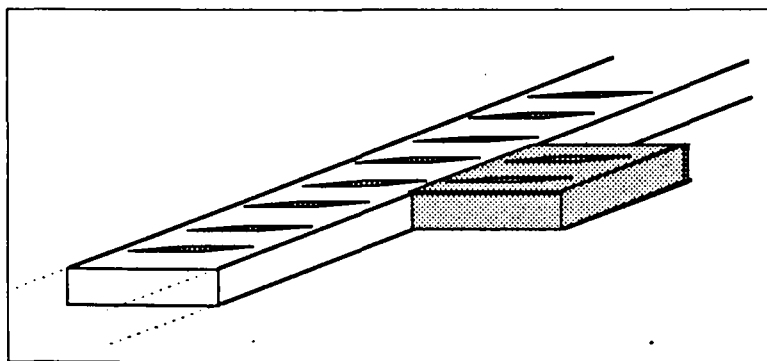


Fig A-6 Principe d'une balise IAGO

3.3.2.2 Les balises USTL/MATRA T

Il s'agit d'une famille de balises autoalimentée capable de transmettre des données à haut débit numérique. La présentation de ces composants fait l'objet des chapitres II et III.

3.3.2.3 Les balises à plan incliné USTL

Un émetteur récepteur hyperfréquence embarqué détecte des plans métalliques inclinés posés sur la voie. Il fonctionne en interféromètre. La longueur d'un plan est un multiple de la longueur d'onde utilisée. Plusieurs plans peuvent se succéder pour augmenter « le nombre de données codées ». La fréquence est de 10 ou 24 GHz. La combinaison des plans en longueur, nombre et distance produit une signature à décoder. [16]

3.4 Autres applications de transmissions ponctuelles

Ces dix dernières années ont vu une explosion importante en recherche, développement et industrialisation de dispositifs de détection localisé de cibles mobiles. Nous avons procédé à une recherche bibliographique sur ce sujet et nous pouvons résumer les développements en deux grandes catégories d'application: le contrôle d'accès (dispositif antivol) et la billetterie électronique (télépéage, distributeur bancaire...). Le contrôle d'accès se différencie de la billetterie par la fonction interrogation-réponse en tout ou rien. Les circuits cibles ou badges liés à une transaction de type bancaire se distinguant par la nécessité d'être capable de transmettre des données.

3.5 Synthèse

De la même façon qu'il existe de nombreux moyens pour réaliser des communications mobiles, il existe depuis quelques années plusieurs moyens pour réaliser des détections ou des communications ponctuelles. Certains dispositifs sont très anciens (Ex: le crocodile), d'autres plus récents (Ex: le KVB). Les fonctions fondamentales de sécurité que réalisent ces composants supposent une conception particulière qui n'est pas sans incidence sur le coût des équipements. Il est intéressant de tenter de dresser un tableau comparatif des différents supports permettant de réaliser une communication dynamique ponctuelle

Un classement possible peut être réaliser en retenant:

- la fréquence utilisable
- la bande passante et la capacité du port de communication, caractérisé par le débit maximal d'informations en bits/s
- la portée ou la couverture: ce critère est important pour les installations nécessitant des transmissions à grande distance (une distance de 1 m peut être considéré comme importante au regard de conditions de sécurité et de couplage).
- la délimitation de zone de couverture: c'est à dire la discrimination et les interférences possibles dans toutes les directions entre les zones.
- le coût des équipements et de leur installation.

Tableau 1 « Synthèse des caractéristiques des différents dispositifs de transmission ponctuelle d'informations »

Types	Aimant permanent	Balises BF	Balises MF	Balises VHF- UHF	Balises Hyperfréq.	Balises Infrarouge ou visible
Critères						
Fréquences	-	0 - 500 kHz	0,5 - 30 Mhz	0,03 - 1 Ghz	1 - 24 Ghz	λ =fonction du capteur
Débit d'informations	1 info/aimant	<10kbits/s	10 - 200 kbits/s	0,2 - 1Mbits/s	1 - 10 Mbits/s (fonction des bandes allouées)	<1Mbits/s (fonction des composants)
Portée	faible	Fonction de la longueur	0,1 - 1 m	1 - 10 m	1 - 10 m	0,1 - 10 m
Discrimination de zone	Très bonne	Bonne	Assez bonne	Médiocre	Bonne ou Médiocre (fct. de la technologie)	Assez bonne
Applications préférentielles	Commandes de base (marche, arrêt, avertissement)	Données, repérage, répétition des signaux	Données, détection de passage	Données, détection de passage	Données, détection de passage	Données, détection de passage
Coût	*	*	*	*	**	*
Immunité aux perturbations	Très bonne	Bonne	Bonne	Moyenne	Bonne	Bonne
Observations	Nombre d'informations très limité				Sensibles aux conditions atmosphériques	Sensibles aux conditions atmosphériques

Les balises se prêtent bien à des fonctions de repérage ou d'identification de mobiles ainsi qu'à des transmissions ponctuelles telles que la répétition de la signalisation en cabine pour les trains non pourvus d'automatisme intégral⁴. On les rencontre de plus en plus dans les systèmes de conduite manuelle contrôlée ou à titre de complément à des transmissions continues dans les systèmes de pilotage automatique. Notons aussi que des applications spécifiques, de plus en plus nombreuses servent à réaliser des liaisons numériques à haut débit en dehors de tout esprit de données transmises en sécurité. A titre d'exemple citons les balises du terminus SACEM pour recueillir les données liées à la maintenance, les dispositifs de télépage, ou les contrôle d'accès personnalisés.

⁴ la notion d' *automatisme intégral* signifie que la sécurité des mouvements de train ne repose plus sur le conducteur

4. Bibliographie

Références indexées

¹ INRETS « Les transmissions voie-machine dans les transports guidés » Convention DDT-INRETS N°655 91 03 1 - dec.1990

² Roger RETIVEAU « La Signalisation à la SNCF » Le Rail N° 19 - Mai 1990

³ P. Aknin, G. Coquery « Localisation d'un véhicule ferroviaire par marquage magnétique des rails » RTS n°37 - mars 1993

⁴ P.Meganck - A.Woesteland - C.Semet. « Etude et caractérisation de dispositifs d'aide à la localisation ponctuelle de métros Thèmes 2 et 3 - Balises longues et à Croisements ». Rapport d'activité - Convention USTL & MATRA TRANSPORT - 1994

Sur les câbles rayonnants

⁵ Ghetreff Abdelmounim "Modélisation théorique et validation expérimentale du rayonnement des câbles coaxiaux à fuites fonctionnant en ondes métriques et centimétriques " Thèse en Electronique Lille - 1991 -

⁶ S. El Assad "Etude théorique et expérimentale de l'immunité aux perturbations électromagnétiques des câbles coaxiaux et bifilaires blindés" Thèse en Electronique Lille - 1987 -

⁷ T. Sako , S. Misawa, T. Naruse, H. Yasuhara, M. Oguchi and T. Kato "Leaky coaxial câble" Fujikava Technical review 1974 pp 26-39.

⁸ Rapport technique d'activité du Consortium DRIVE V 1013

Sur les guides d'ondes

⁹ T. Kawakami "Wave Guide Communication System for Centralized Railway Traffic Control" IEEE Transactions on Vehicular Technology, Septembre 1964, pp. 1-18.

¹⁰ M. Heddebaut, P. Degauque, D. Duhot and J. Mainardi « IAGO: command Control link Using Coded Wavguide » Journal of Transportation Engineering - American Society of Civil Engineers Vol. 116 N°4 Jul-Aug 1990]

¹¹ M. Heddebaut, M. Berbineau « Principe d'utilisation des guides d'ondes dans les transports guidés ». RTS 031 Septembre 1991

Sur les communications satellites

¹² A. SHEIKH and J. LEE "Advanced Train Control System Communication Architecture and Data Transmission Consideration" 37th IEEE Technology Conference Consideration, Actes 87CH2429-9, Tampa USA, Juin 1987, pp. 214-219.

¹³ ATCS Hardware goes in to prove concept - Railway Gazette International - October 1987 - pp 663-666.

¹⁴ R P DENARO « Utilisation du GPS pour la localisation automatique des véhicules et la gestion de flottes» NAVIGATION N°153 Janvier 1991

Sur les communications ponctuelles

16 E Gazli, C Semet « Balises hyperfréquences à plans réflecteurs » ITTG93 Lille sept 1993

bibliographie générale (non indexée)

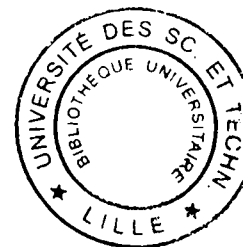
SUR LES COMMUNICATIONS CONTINUES:

- [II-1] Chin, P. Yoh - U.S. Department of Transportation - Survey of inductive communication systems - 189 - April 1975 - NTIS
- [II-2] Revue générale des Chemins de fer - N° 6 - Juin 1990
- [II-3] MTE-ALSTHOM - CSEE - MATRA Transport - Notice de présentation des fonctions de transmissions SACEM - 12/06/87
- [II-4] RATP - Direction des équipements électriques - Service des études - Compatibilité sécuritaire des signaux et organes à la voie pour les transmissions - . TT 88-7034 - SACEM - 7 Mars 1983
- [II-5] A Sjöberg - Commande automatique des trains - Ericsson Review N°1, 1981
- [II-6] SNCF - Direction des études générales et de la recherche - Localisation dans les transports ferroviaires - RK 79-371- Nov 1979
- [II-7] ALSTHOM-ATLANTIQUE - Jointless track circuit metro type CVCM 75 - Note technique
- [II-8] L.BURROW - T.THOMAS - Measurement and communication in automated transport - URBAN TRNSPORT RESEARCH GROUP - Warwick University, Coventry, CV4 7AL, ENGLAND , oct 1976
- [II-9] P. Winter - The European Train Control System (ETCS) project for future standardized train control - RTR N° 37 - 1994 -pp 21-25
- [II-10] SZD extends cab signalling to cover high speed running - Railway Gazette International - October 1984
- [II-11] A.BIDINGER - Telecommunications et signalisation à la DB - Le Rail - N° 19 - Mai 1990
- [II-12] R.RETIVEAU - La signalisation à la SNCF - Le Rail - N° 19 - Mai 1990
- [II-13] F.DUPRE DE LA TOUR - Les télécommunications dans les chemins de fer - Le Rail - N° 19 - Mai 1990
- [II-14] J. PORE -Les British Railways - Le Rail - N_19 - Mai 1990
- [II-15] Pierre DESFRAY - Sous direction des chemins de fer, DTT - TVM 430 : Un nouveau système de signalisation pour les TGV - Note d'information de la D.T.T. N° 122 - Déc 1991
- [II-16] Yves GRUERE, Bernard MOROZ - CSEE Transport - La TVM 400, une gamme de systèmes modulaire et flexible d'aide à la conduite des trains.- Revue générale des chemins de fer - Janvier 1990 - 109e année
- [II-17] Yves GRUERE, Bernard MOROZ - CSEE Transport - « TVM 400 - a modular and flexible ATC system » - IEE - York 25 - 28 Septembre 1989

SUR LES COMMUNICATIONS PONCTUELLES:

- [II-18] Revue générale des chemins de fer - N°6 - Juin 1990
- [II-19] PORE Jacques - JEUMONT SCHNEIDER Transmission ponctuelle d'informations multiples en utilisant les infrastructures de la SNCF - Fiche 24 -Conférence SEE -23-24 Octobre 1985
- [II-20] R.K. FOX - SIEMENS Aktiengesellschaft - Development in intermittent ATC with respect to transmission and processing techniques - Fiche 25 I.E.E. "International Conference on Electric railway systems for a new century" London 22-25/9/87
- [II-21] Jacques PORE - Le contrôle de vitesse à balises : KVB. - Le Rail N° 15 Nov 1989

- [II-22] Jacques PORE - Les British Railways - Le Rail N° 19 Mai 1990
- [II-23] J.COVERT - L'identification automatique des vehicules ferroviaires - SNCF - Fiche 88 -
- [II-24] D.LANCIEN, D.GOURCOILLON, C.ROUVIER - L'identification automatique des véhicules (le déroulement de l'expérimentation à la SNCF) - Revue Générale des Chemins de fer - 110e année
- [II-25] Albert BIDIGER - Deutsch Bundesbahn - Télécommunications et signalisation à la DB - fiche 80 -
- [II-26] Bernard SOLNON - SNCF - Identification automatique des trains - TEC N° 48 - Sept/Oct 1991
- [II-27] Edgar Wippich - Punktförmige Zugbeeinflussung und Meldungsübertragung - - Signal + Draht 81
- [II-28] ATP pushes Europe towards common signalling standards. - Railway Gazette International - January 1991
- [II-29] A.CARDANI - BRITISH RAIL - Cab display of APT's permissible speed - Railway Gazette International - November 1977
- [II-30] How electronics are changing DB's signals - Railway Gazette International - December 1981
- [II-31] J.C PRETI - Identification des locomotives - Journée d'étude AFCET " Transmission dans les transports "- 20 Mars 1986
- [II-32] L'identification des véhicules - Journée d'étude AFCET - HILTON - ORLY le 31 Mars 1971
- [II-33] Balise de transmission ponctuelle - Rapport CSEE - Fiche 27 - 1986
- [II-34] HR Studer, FIRSE - ISR 72 - Aversatile automatic train control system - Railway Engineer International - Nov/Dec 1979 p 63-66
- [II-35] RF Leaver - Track to Train communication - Systems Technology Febary 1975 N° 20
- [II-36] M. Ohyama, Y. Urya, S.Katoh, Y. Kaneko - Toshiba Programmable Identification System, TOSPID - Toshiba Review N°155 SPRING 1986
- [II-37] O. Stalder - Swiss federal Railways - Bahn 2000 prompts SBB resignalling - Railway Gazette International Oct 1987.
- [II-38] M. Heddebaut, P.Degauque, M. Berbineau, S.Lassalle. « Balise passive d'informations en guide » d'ondes Journée spécialisée du GRRT-Lille Oct 1991.
- [II-39] F.X.Ott et J.M. Gautier Le projet européen DRIVE/PAMELA Journée spécialisée du GRRT -Lille Oct 1991
- [II-40] Frey « Drives free metros » APM 96 - Paris Juin 1996 -pp 67-70
- [II-41] G.Conan « A fully automatic train control system for meteor, the first automated line of Paris metro Network »; colloque APM 96 - Paris Juin 1990 - pp 151-161 ».
- [II-42] Y.Lancelot, C.Beche « VAL : High quality : another name to full automatic system. Assessment of 12 years operation APM 96 - Paris Juin 1996 - pp 371- 380 »



SUR LA SECURITE

- [II-43] J.Ville « Safety quantified requirements application to safety inserrance of APM systems en France somme result and limits of application APM 96 - Paris Juin 1996 - pp 417-424 »
- [II-44] Frederiksen, J.Joensen, P.Olsen « Safety approach and the use of european norms on the new mini metro system in Copenhaguen » APM 96 - Paris Juin 1996 - pp 425-433.
- [II-45] R.Lardennois « A new concept in the field of bus network. Application to high safety level computers». APM 96 - Paris Juin 96 -pp 221-226