

50376
1992
214

N° d'ordre : 988

62196

50376
1992
214

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR EN ÉLECTRONIQUE

par

Marco KLINGLER

Ingénieur H.E.I.



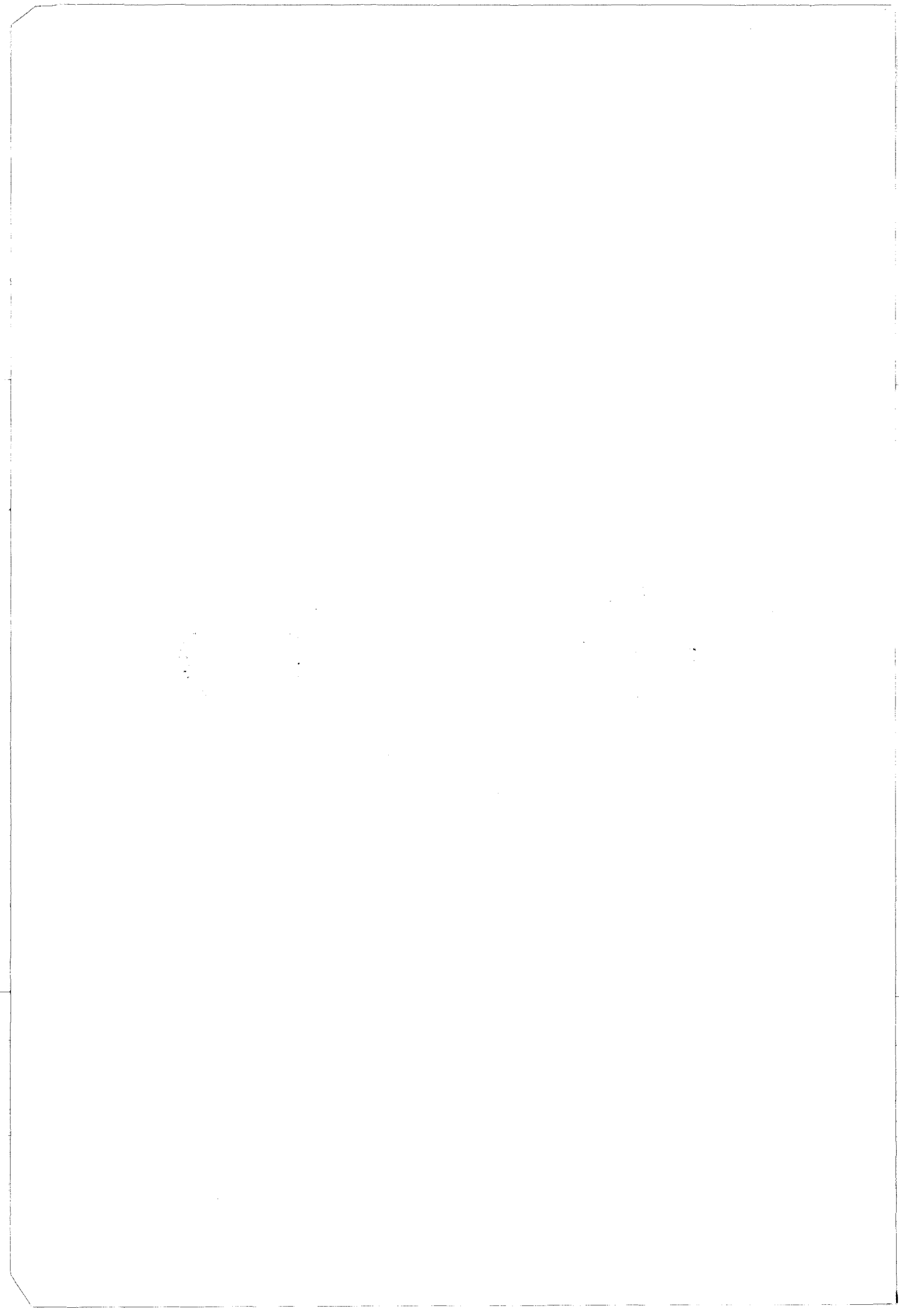
ÉTUDE PHÉNOMÉNOLOGIQUE DE LA
SENSIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE DE
COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES LOGIQUES
IMPLANTÉS SUR CIRCUITS IMPRIMÉS

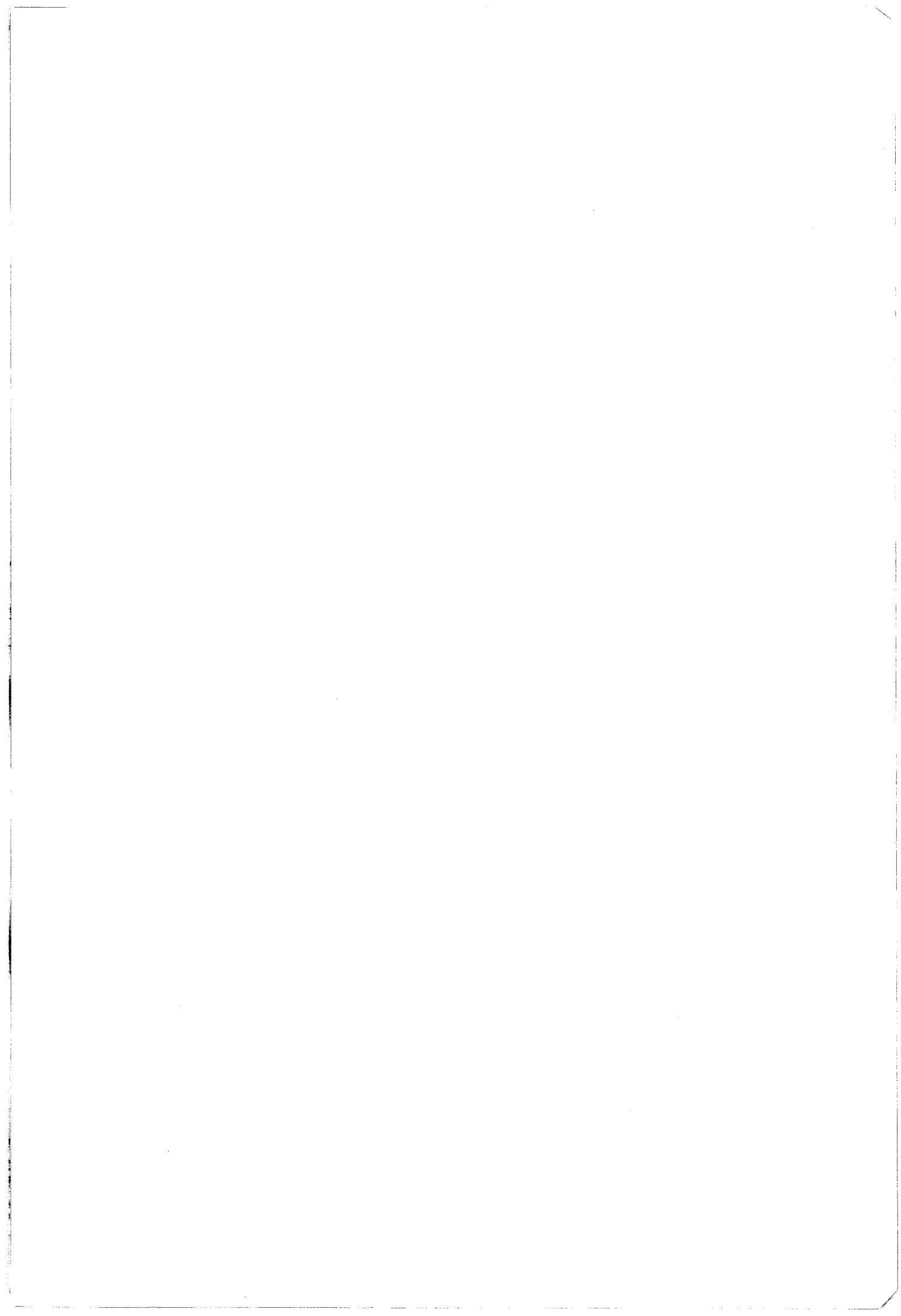
soutenue le 09 Octobre 1992 devant la Commission d'Examen

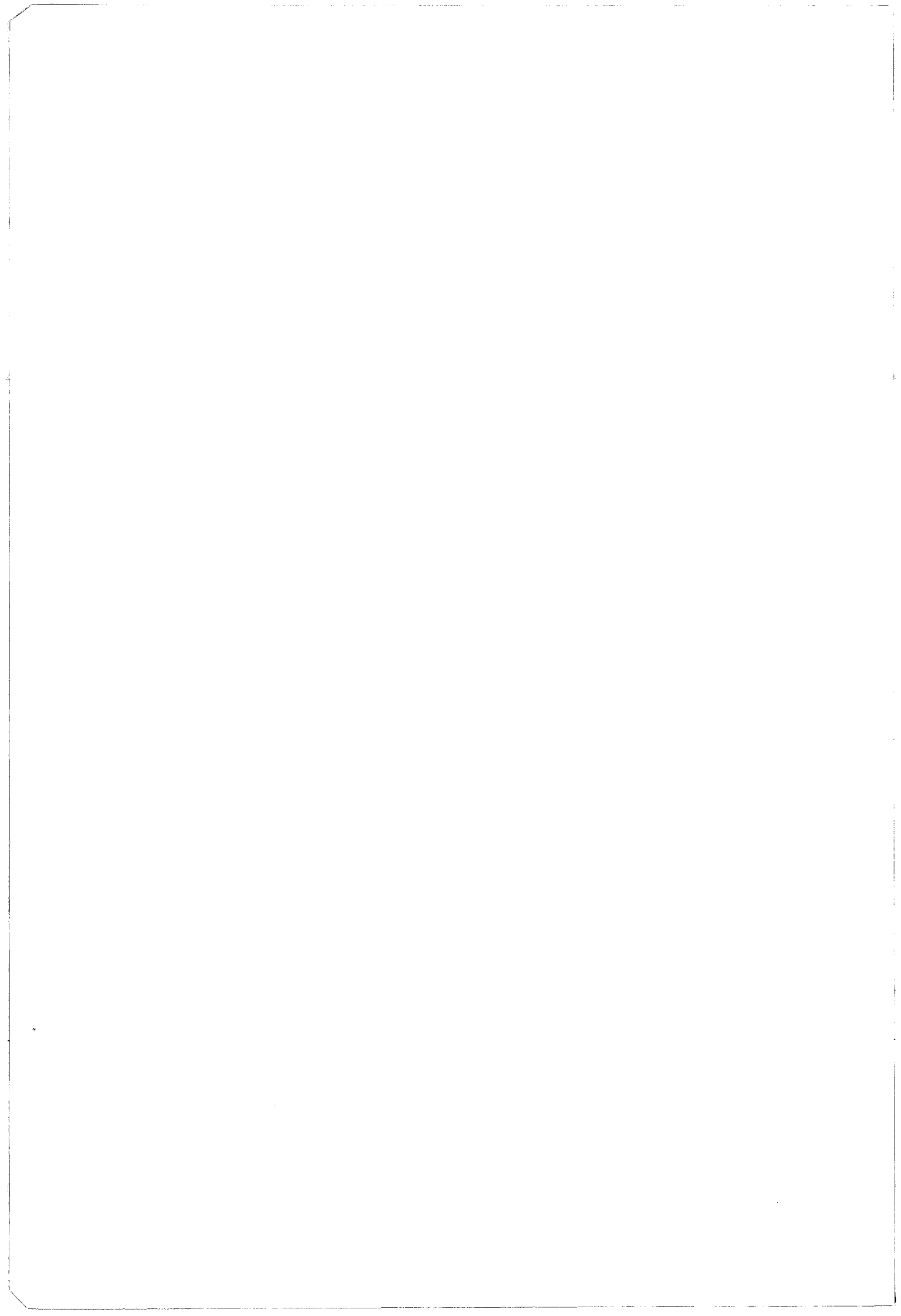
Membres du jury :	MM. R. GABILLARD	Président
	J. FONTAINE	Rapporteur
	C. VAUGE	Rapporteur
	B. DEMOULIN	Directeur de Thèse
	S. FICHEUX	Invité
	M. HEDDEBAUT	Invité
	F. MAUMY	Invité



030 036586 4







REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été mené en étroite collaboration et sous la direction scientifique du Laboratoire de Radio-Propagation et Électronique (LRPE) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par le Professeur R. GABILLARD.

Je remercie Monsieur le Professeur R. GABILLARD de m'avoir fait l'honneur d'assurer la présidence du jury. Je lui prie de bien vouloir trouver ici l'expression de ma reconnaissance et de mon plus profond respect.

Cette thèse a été effectuée sous la direction de Monsieur le Professeur B. DEMOULIN. Qu'il trouve ici l'expression de ma plus vive gratitude pour le soutien constant et les multiples encouragements qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

Je remercie Monsieur le Professeur J. FONTAINE de l'Université de Clermont-Ferrand II qui me fait l'honneur d'examiner ce travail en qualité de rapporteur.

Je remercie également Monsieur le Professeur C. VAUGE de l'Université de Paris XII qui me fait l'honneur de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Que Monsieur FICHEUX, Responsable du Département Compatibilité Électromagnétique à l'UTAC, trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour la coordination du travail de l'équipe automobile qu'il a su assurer durant la campagne foudre 1990 et pour avoir accepté de participer au jury et d'examiner ce travail.

J'adresse mes remerciements chaleureux à Monsieur M. HEDDEBAUT, Directeur de Recherche à l'INRETS-CRESTA, pour m'avoir confié ce sujet de recherche et pour les conseils avisés, la liberté d'action et les encouragements sincères qu'il m'a dispensés.

Je tiens à remercier également Monsieur F. MAUMY, Ingénieur chargé de la Compatibilité Électromagnétique à la Division Transport de GEC ALSTHOM à Villeurbanne qui a accepté de participer au jury et d'examiner ce travail.

Ma reconnaissance s'adresse aussi à Monsieur le Professeur DEGAUQUE qui, empêché de participer au jury, a cependant examiné le manuscrit et m'a fait part de ses précieuses remarques.

Je remercie également Monsieur BAUDET, Ingénieur CNRS au LRPE, pour l'aide et le grand intérêt qu'il a porté à ce travail.

Ce travail, financé par la Région Nord Pas de Calais et l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité (INRETS), a été effectué au Centre de Recherche et d'Évaluation des Systèmes de Transport Automatisés (CRESTA) que je remercie en la personne de Monsieur Y. DAVID, Directeur du centre, pour l'accueil qu'il m'a réservé au sein de son équipe de chercheurs.

J'exprime ma plus vive gratitude à Madame SZELAG, Ingénieur d'Études à l'INRETS-CRESTA pour sa collaboration étroite, sa disponibilité et l'aide technique constante qu'elle m'a apportées durant ces années.

Je tiens à remercier également Madame BERBINEAU, Chargée de Recherche à l'INRETS-CRESTA pour l'à propos de ses nombreuses remarques dont ce manuscrit a bénéficié.

Enfin, que tout le personnel de l'INRETS-CRESTA, les membres du LRPE, les amis de l'école d'ingénieurs HEI ainsi que les collègues du CNET Lannion B que j'ai côtoyés durant ces années trouvent ici l'expression de ma vive sympathie.

SOMMAIRE

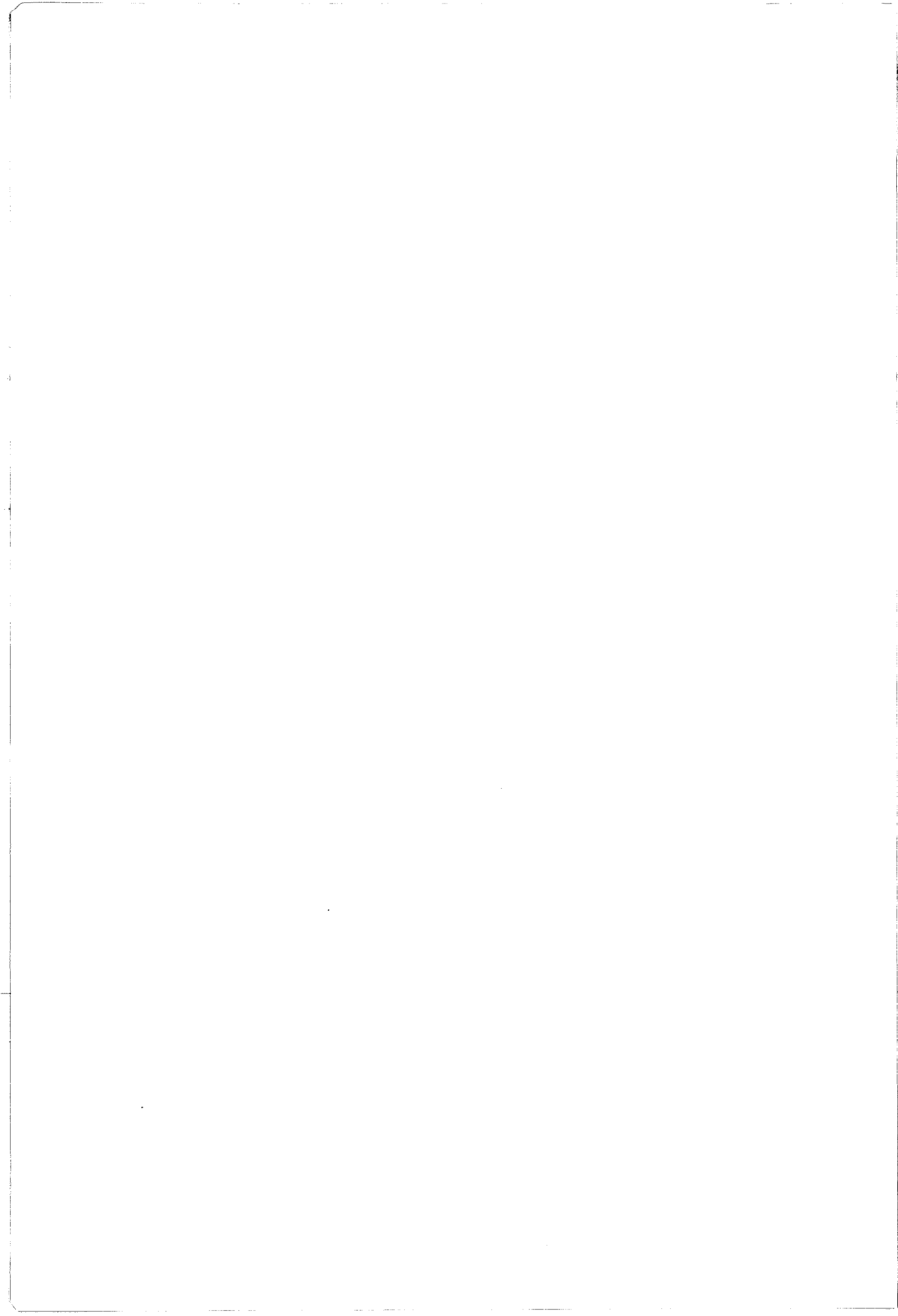
INTRODUCTION	1
CHAPITRE I - LA COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE APPLIQUÉE AUX AUTOMATISMES DE SÉCURITÉ	5
INTRODUCTION	6
I.1. LA CEM DANS LES TRANSPORTS TERRESTRES	8
I.2. LES SOURCES DE PERTURBATION	8
I.3. LA SÉCURITÉ DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES EMBARQUÉS	9
I.3.1. Concept de la sécurité intrinsèque.	10
I.3.2. Concept de la sécurité par redondance.	10
I.3.3. Impact de la CEM sur la conception d'architectures de sécurité.....	11
I.4. LES OBJECTIFS VISÉS PAR L'ÉTUDE	12
I.4.1. La conception orientée CEM.	13
I.4.2. La modélisation et la simulation.....	13
I.4.3. La certification.	14
I.5. LES MÉTHODES DE PERTURBATION	15
I.5.1. Méthodes de perturbation par injection.....	15
I.5.2. En cellule TEM.....	20
I.5.3. Les chambres absorbantes.....	23
I.5.4. En site réel.....	24
CONCLUSION	25
CHAPITRE II - ÉTUDES EXPÉRIMENTALES DE LA SUSCEPTIBILITÉ DE CIRCUITS NUMÉRIQUES	26
INTRODUCTION	27
II.1. ÉTUDE DE LA SUSCEPTIBILITÉ D'UNE CARTE NUMÉRIQUE EN CELLULE	29
II.1.1. Description du circuit sous test.....	29
II.1.2. Protocole de mesure.....	31

II.1.3. Validation du banc de mesure.	34
II.1.4. Résultats des essais de susceptibilité.	37
II.1.5. Interprétation des résultats.	38
II.1.6. Conclusion.....	39
II.2. EFFETS D'UNE DÉCHARGE ORAGEUSE SUR UN ÉQUIPEMENT EMBARQUÉ.....	41
II.2.1. Le phénomène de la foudre.	42
II.2.2. Le site expérimental.....	44
II.2.3. Description de l'ensemble de l'équipement sous test.	45
II.2.4. Description du système d'acquisition.....	48
II.2.5. Résultats obtenus sur les mesures de couplage.....	50
II.2.6. Comportement des cartes de communication.	60
II.2.7. Conclusion.....	64
CONCLUSION DU CHAPITRE.....	66
 CHAPITRE III - MODIFICATION DE LA FONCTION D'ENTRÉE- SORTIE DE COMPOSANTS LOGIQUES PERTURBÉS PAR LEURS ENTRÉES	67
INTRODUCTION	68
III.1. LES TECHNOLOGIES DE CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES.	70
III.1.1. Caractéristiques statiques et dynamiques communes.	70
III.1.2. La technologie TTL.....	71
III.1.3. La technologie CMOS.....	75
III.2. MODIFICATION DES CARACTÉRISTIQUES DES COMPOSANTS LOGIQUES.....	79
III.2.1. Description de la méthode de mesure.....	80
III.2.2. Perturbation des portes par des signaux basses fréquences.	83
III.2.3. Étude de l'évolution de la valeur moyenne.....	84
III.2.4. Perturbation des portes hors de leur bande passante.....	85
III.2.5. Courants moyens produits par les diodes d'entrées.	89

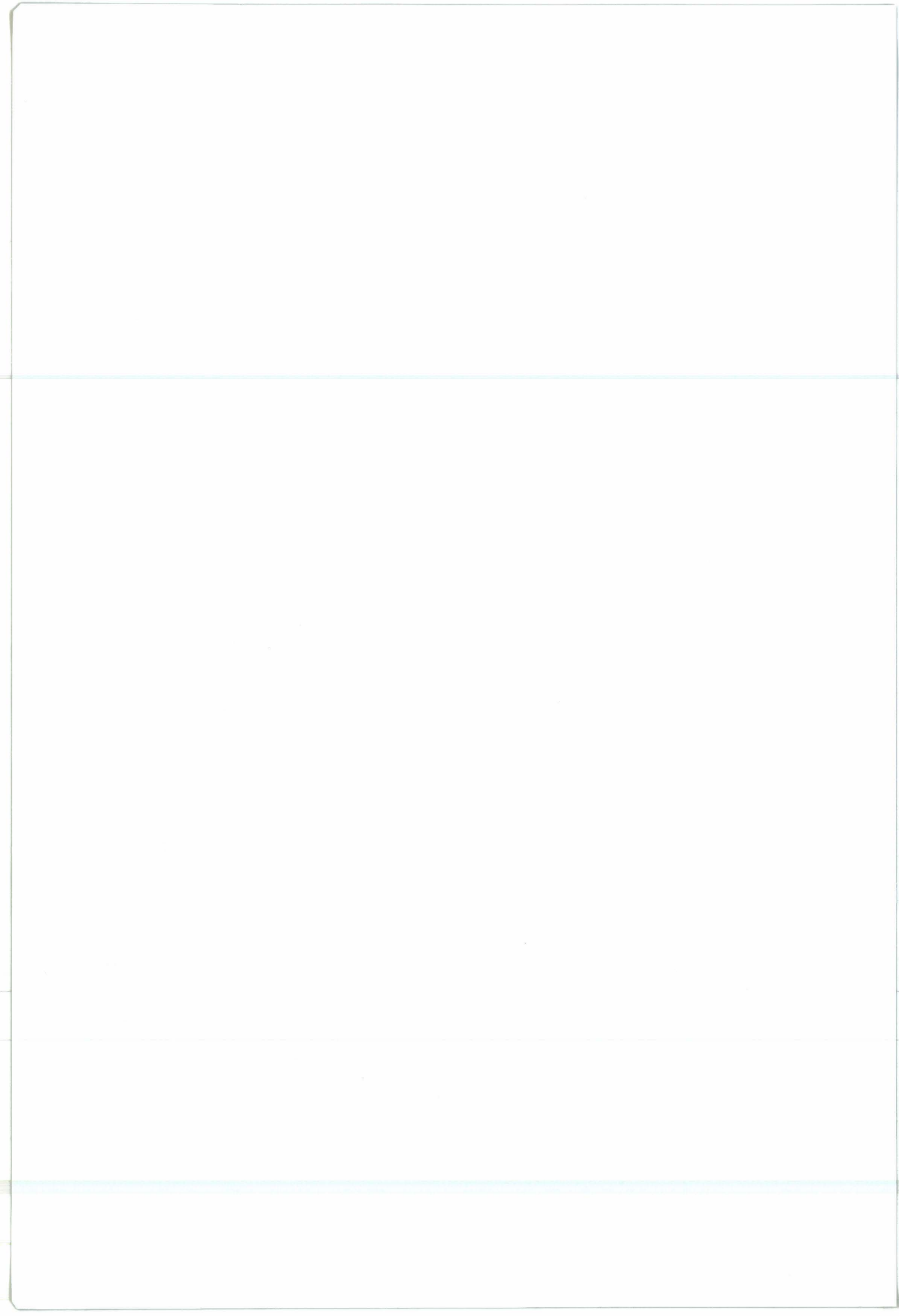
III.2.6. Abaissement du seuil de commutation.....	92
III.2.7. Effets des transistors parasites.	92
CONCLUSION	95
CHAPITRE IV - COUPLAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE SUR UNE PISTE DE CIRCUIT IMPRIMÉ RELIÉE À DES CHARGES NON LINÉAIRES.....	97
INTRODUCTION	98
IV.1. CONDITION DE MESURES.....	100
IV.1.1. Le circuit sous test.	100
IV.1.2. Les mesures en cellule TEM.....	100
IV.1.3. Caractérisation du milieu.....	102
IV.2. MESURES DE COURANTS INDUITS.	105
IV.2.1. Les charges linéaires.....	105
IV.2.2. Les charges non linéaires.	108
IV.3. SIMULATION DU COURANT INDUIT DANS UNE CHARGE.....	114
IV.4. ÉTUDE PHÉNOMÉNOLOGIQUE DES EFFETS DE NON LINÉARITÉ DE JONCTIONS PN.....	116
IV.4.1. La jonction PN.	116
IV.4.2. Modèle d'une jonction PN.....	117
IV.4.3. Modèle de substitution d'une jonction PN.....	119
IV.4.4. Interprétation spectrale.	128
CONCLUSION	130
CHAPITRE V - SUSCEPTIBILITÉ D'UN CIRCUIT LOGIQUE COUPLÉ À UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE PLANE.....	131
INTRODUCTION	132
V.1. COUPLAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE SUR UN CIRCUIT LOGIQUE ÉLÉMENTAIRE.....	134
V.1.1. Description du vecteur test.....	134
V.1.2. Le banc de mesure.....	135
V.1.3. Couplage entre l'onde incidente et le vecteur test.	138

V.2. MESURE DE COURANT INDUIT	143
V.2.1. Les effets de non-linéarité.	143
V.2.2. Effets de mélange entre perturbateur et signal.....	144
V.2.3. Application au cas de deux portes logiques.....	145
V.2.4. Interprétation du phénomène.	148
V.3. ÉTUDE DE LA SUSCEPTIBILITÉ.....	156
V.3.1. En fonction du lieu de couplage.....	156
V.3.2. En fonction de la technologie.....	162
V.3.3. En fonction de l'angle de couplage.	163
V.3.4. En fonction du message.....	167
V.3.5. En fonction de la logique combinatoire.	170
V.4. MESURES DE RAYONNEMENT	175
V.4.1. Description de la méthode de mesure en cellule TEM.	175
V.4.2. Les diagrammes de rayonnement.	176
V.5. APPROCHE THÉORIQUE DE LA SUSCEPTIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE : CAS D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION.....	180
V.5.1. Approche théorique.....	182
V.5.2. Modèle de simulation.....	185
V.5.3. Passage du courant induit aux courbes de susceptibilité.	187
CONCLUSION	189
 CONCLUSION GÉNÉRALE.....	 191
 BIBLIOGRAPHIE	 196
 ANNEXE DU CHAPITRE I - NORMALISATION FERROVIAIRE ET AUTOMOBILE	 204
INTRODUCTION	205
A-I.1. SITUATION DE L'ACTIVITÉ FERROVIAIRE.	207
A-I.1.1. Travaux de Réglementation en cours.	207

A-I.2. NORMALISATION AUTOMOBILE ET QUALIFICATION D'UN SYSTÈME.....	209
A-I.2.1. La normalisation.....	210
A-I.2.2. La réglementation.....	212
A-I.2.3. Les perspectives d'évolution.....	212
A-I.2.4. Évolution de la susceptibilité des équipements aux parasites du véhicule.....	212
A-I.2.5. Qualification d'un système.....	213
 ANNEXE DU CHAPITRE II.....	 215
A-II.1. INTERPOLATION PAR LES FONCTIONS SPLINE.....	216
A-II.1.1. Définition.....	216
A-II.1.2. Calcul de fonctions spline d'ordre 2.....	216
A-II.1.3. Application aux cas de signaux bruités.....	217
A-II.2. MODELE DU CANAL DE Foudre.....	219
 ANNEXE DU CHAPITRE III.....	 220
A-III.1. CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DES PORTES LOGIQUES TTL ET CMOS.....	221
A-III.1.1. Fabricant National Semiconductor.....	221
A-III.1.2. Fabricant Motorola.....	222
A-III.1.3. Fabricant Texas Instrument.....	223
 ANNEXE DU CHAPITRE IV.....	 224
A-IV.1. ÉVOLUTION EN FRÉQUENCE.....	225
A-IV.2. ÉVOLUTION EN AMPLITUDE.....	233
 ANNEXE DU CHAPITRE V.....	 235
A-V.1. LE GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX.....	236
A-V.2. LE COMPARATEUR DE SIGNAUX.....	240
A-V.3. MODÉLISATION D'UNE LIGNE PAR LA MÉTHODE DE BERGERON.....	243



INTRODUCTION



De nombreuses recherches, notamment dans le domaine des transports ou dans celui de l'énergie, ont trait à l'étude de la sécurité de fonctionnement d'automatismes bâtis autour de circuits électroniques à haute intégration tels que les microprocesseurs. Parallèlement à ces études, la Compatibilité Électromagnétique (CEM), qui régit les règles de bon fonctionnement de systèmes placés dans des environnements électromagnétiques de plus en plus perturbés, fait qu'une intense activité de normalisation est nécessaire, notamment à l'échelle Européenne.

Le travail présenté dans ce mémoire, financé par la Région Nord Pas de Calais et l'INRETS¹, a été effectué au CRESTA², département de l'INRETS, en étroite collaboration et sous la direction scientifique du LRPE³ de l'USTL⁴. Il vise à terme à établir une passerelle entre les deux disciplines que sont la sécurité de fonctionnement d'automatismes et la CEM.

Si les domaines couverts par la CEM dans les transports sont très nombreux (coexistence de courants forts et de courants faibles, couplage entre ligne d'énergie et réseau de communication, courants psophométriques...), notre approche qui vise à établir une synergie entre sécurité de fonctionnement des automatismes et CEM est originale. Ainsi, nous nous intéressons dans ce qui suit à l'étude du comportement de cartes électroniques soumises à des rayonnements électromagnétiques perturbateurs. Notre travail s'attachera à expliciter les phénomènes de couplage du champ électromagnétique sur un circuit imprimé ainsi qu'à quantifier l'impact de ces signaux sur le fonctionnement de l'électronique implantée.

Le premier chapitre de ce mémoire introduit la CEM dans sa généralité et aborde brièvement les différents thèmes de recherche dans cette discipline. Cette présentation permettra de constater que l'étude du comportement de systèmes numériques perturbés est encore peu privilégiée. Nous nous placerons ensuite dans le contexte qui nous intéresse, à savoir celui de la sûreté de fonctionnement d'automatismes. L'accent sera mis sur l'analogie qui peut être établie entre une perturbation et une information erronée mettant en avant les risques de dysfonctionnement de l'équipement. À partir de quelques réflexions nous dégagerons l'orientation que nous avons choisie dans la suite de ce

¹ Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité.

² Centre de Recherche et d'Évaluation des Systèmes de Transports Automatisés.

³ Laboratoire de Radio-Propagation et Électronique.

⁴ Université des Sciences et Technologies de Lille.

mémoire. Enfin nous présenterons les diverses méthodes de perturbation parmi lesquelles figurent celles retenues pour la suite de notre travail.

Le chapitre II, relatif à l'étude de la susceptibilité de circuits numériques, décrit deux expériences menées sur des équipements réels. La première partie de ce chapitre est consacrée à une étude entreprise en cellule TEM¹ sur une carte électronique composée d'un microcontrôleur et des composants logiques indispensables à son fonctionnement. La seconde partie expose les essais effectués sur un système expérimental de communication installé à bord d'un véhicule de tourisme soumis à une perturbation naturelle de type foudre. Cet équipement est composé d'un ensemble de supports de communication et de cartes de dialogue. Le but recherché est de qualifier la susceptibilité d'un réseau intravéhicule et de déterminer les causes éventuelles de sa perturbation. Ce chapitre illustre les problèmes de mesures et d'interprétation des résultats, en insistant sur les difficultés à déterminer les origines des dysfonctionnements observés.

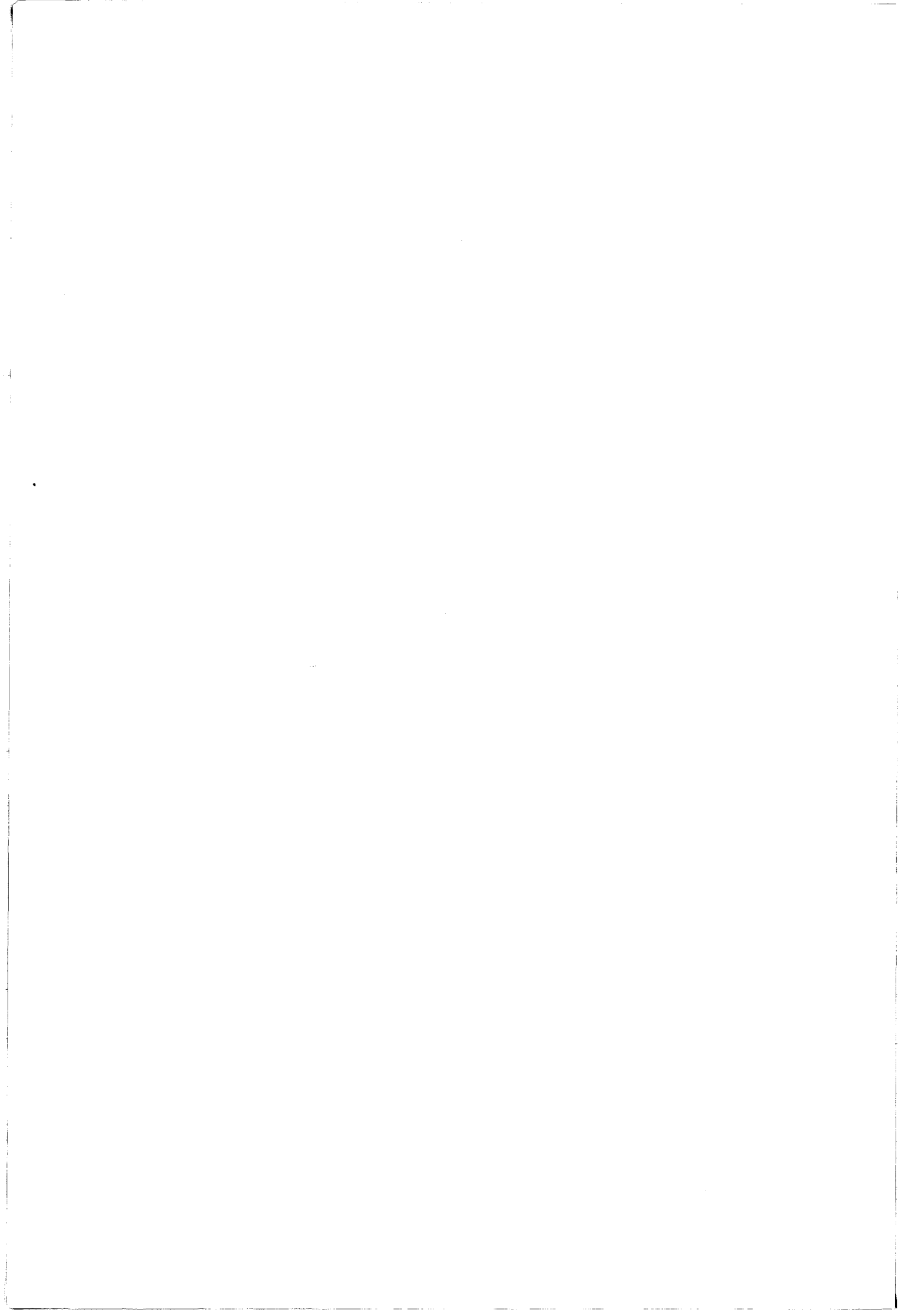
L'étude du comportement de portes logiques vis à vis d'un perturbateur de caractère sinusoïdal entretenu est abordée dans le chapitre III et s'inscrit dans la continuité des travaux de C. Lardé [1] menés dans le cadre de sa thèse. Une description interne des portes logiques des deux technologies les plus répandues TTL et CMOS nous conduira à analyser le comportement de plusieurs de ces portes en leur appliquant aux entrées une perturbation sinusoïdale entretenu. Bien que ce chapitre permette de comparer les performances d'immunité de ces deux technologies, il vise en premier lieu à mettre en évidence d'une part les effets supplémentaires introduits par la perturbation sur la fonction d'entrée-sortie des portes logiques et d'autre part leur sensibilité aux perturbations bien au delà de leur fréquence maximale de travail. Ce chapitre s'achèvera par une proposition de modification à apporter aux schémas internes usuels de la technologie TTL permettant de mieux tenir compte d'un point de vue CEM des paramètres habituellement négligés.

Dans le quatrième chapitre nous exposons des mesures de courant induit sur un circuit imprimé élémentaire soumis à un champ électromagnétique incident de nature sinusoïdale. Ce circuit est constitué d'une piste de géométrie rectangulaire connue dans laquelle est insérée une charge passive. Après un examen rapide des charges linéaires (résistives et capacitives), l'accent est porté sur des charges non linéaires telles que les jonctions de diodes et de transistors, en étudiant de façon approfondie le courant induit dans les domaines temporel et fréquentiel. Ces mesures expérimentales mettent en évidence la présence de signaux parasites à des fréquences multiples entiers mais

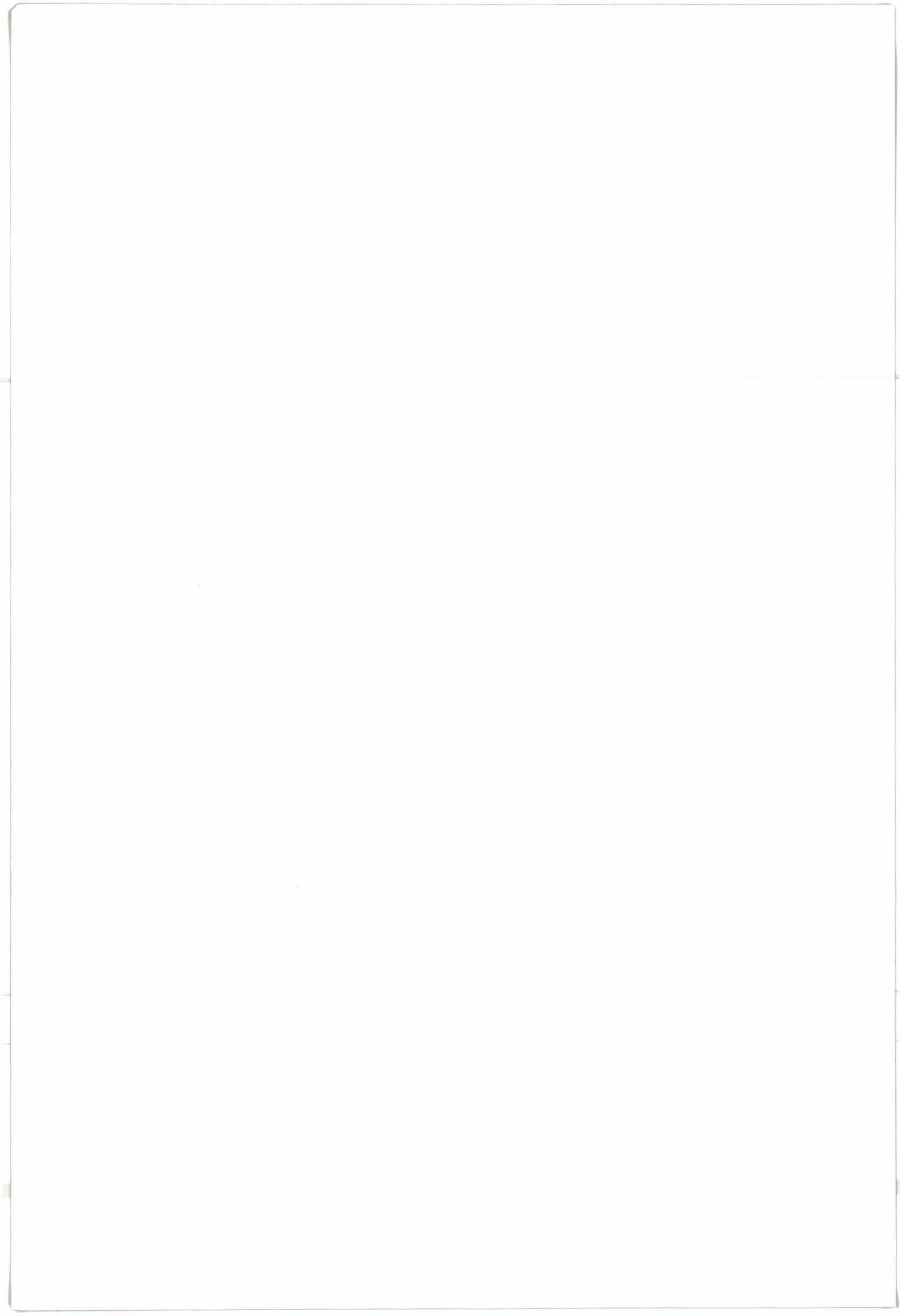
¹ Transverse Électromagnétique.

également sous-multiples de la fréquence du perturbateur. Ce phénomène peut expliquer la sensibilité des portes logiques au delà de leur fréquence maximale d'utilisation. Dans le cas de charges linéaires, les résultats relevés expérimentalement sont confrontés à ceux obtenus par des expressions analytiques. Pour les charges non linéaires le recours au simulateur analogique PSPICE permet de valider les résultats obtenus expérimentalement. Par le biais de la simulation, nous avons pu modifier les divers paramètres des composants non linéaires et distinguer l'action de chacun d'eux dans les phénomènes rencontrés. Dans ce chapitre, nous proposons un modèle équivalent d'une jonction PN et de sa capacité de diffusion permettant de revenir à un modèle de circuit simple ne comprenant que la partie intrinsèque de la jonction.

Le chapitre V réunit les résultats des deux précédents chapitres et permet de répondre aux questions soulevées dans le chapitre II. Dans ce chapitre, nous mettons en œuvre un vecteur test sur circuit imprimé comprenant une piste de géométrie rectangulaire reliant deux composants logiques de technologie TTL ou CMOS. L'objectif principal de ce chapitre est de soumettre les circuits logiques à des perturbations entretenues induites sur les pistes d'un circuit imprimé, de révéler et d'analyser l'influence des principaux paramètres sur la sensibilité des circuits. L'étude du courant induit dans la piste fait apparaître un phénomène de mélange entre le signal utile et la perturbation qui se traduit par une modification plus ou moins importante de la densité spectrale du perturbateur. Ce mécanisme peut être interprété comme une contribution du signal utile à sa propre perturbation. La susceptibilité du vecteur test est traitée en fonction de la zone de couplage sur le circuit, de la technologie des portes logiques employées, de l'angle de couplage avec le champ électro-magnétique incident, en fonction du signal logique transmis entre les deux portes, ainsi que de la fonction logique combinatoire réalisée par le circuit. Ce chapitre s'achève par une approche théorique faisant appel à la théorie des lignes de transmission et l'adoption d'un nouveau vecteur test approprié à ce modèle.



CHAPITRE I
LA COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE
APPLIQUÉE AUX
AUTOMATISMES DE SÉCURITÉ



INTRODUCTION

L'avancée spectaculaire dans le domaine de l'électronique, de l'électrotechnique et de l'informatique industrielle s'est accompagnée de nombreux problèmes de perturbation liés à divers phénomènes électromagnétiques : les faibles niveaux de tension sous lesquels fonctionnent les circuits intégrés, la multiplicité des émissions hertziennes, la coexistence de courants forts et faibles dans un même système et la compacité des installations sont les causes principales de ces phénomènes de perturbation [86]. Le recours aux matériaux composites et plastiques, intéressants par leurs propriétés mécaniques et physiques, s'est traduit par une nette diminution de l'effet de blindage des caissons métalliques augmentant la susceptibilité électromagnétique des circuits électroniques embarqués.

Étroitement liée à cette évolution, la Compatibilité Électromagnétique (CEM) est devenue une discipline à part entière. Dans ses débuts, la CEM se bornait à résoudre les problèmes lorsque l'incompatibilité entre deux systèmes ou un système et son environnement se manifestait. La protection électromagnétique du matériel a souvent été le résultat de tâtonnements successifs ou d'expériences personnelles qui se sont concrétisés dans bon nombre de cas par un blindage judicieux, un réseau de masse approprié, des points de découplage ou une disposition particulière des faisceaux électriques et modules électroniques au sein du système en question. Ces solutions de fortune, hasardeuses, fastidieuses et coûteuses en matériel, permettaient de pallier le problème de CEM dans une situation particulière mais pouvaient se révéler inefficaces face à une agression électromagnétique différente.

Le souci de réduire les problèmes d'interférence et de prévoir les performances au moment même de la conception du produit s'est alors fait sentir : diminuer la sensibilité aux perturbations des équipements victimes, réduire la pollution électromagnétique introduite par les sources perturbatrices. La parution de normes en CEM (Annexe A-I), spécifiant les méthodes de mesure, les moyens de perturbation et les procédures de test, permet d'évaluer les caractéristiques électromagnétiques (rayonnement et susceptibilité) du système et d'établir un critère de comparaison des performances d'un produit. Ces normes d'essais se doivent d'être représentatives du contexte électromagnétique auquel sera soumis le système électronique en question et sont appliquées à tous les secteurs où sont présentes des installations électriques et électroniques.

De nombreux travaux sont menés sur les différents thèmes de la Compatibilité Électromagnétique, la pénétration d'ondes électromagnétiques à travers des blindages imparfaits, le couplage sur les câbles, les moyens de protection et les réseaux de masse ainsi que le blindage des connecteurs en sont quelques-uns [10, 23]. La conception de circuits imprimés est également traitée sous différents angles en étudiant le couplage d'une onde électromagnétique sur une piste du circuit [75, 76, 77, 79], la contribution de la perméabilité et de l'épaisseur du support de la carte (époxy) sur les phénomènes de couplage [74, 81, 82], le rayonnement du circuit électronique et la diaphonie entre les pistes du circuit imprimé [71, 72, 73]. Ces différentes activités de recherche et leur degré de spécificité reflètent pleinement la complexité face à laquelle nous nous trouvons [11].

I.1. LA CEM DANS LES TRANSPORTS TERRESTRES.

Les effets de la pollution électromagnétique dans les transports terrestres sont apparus dès les premiers essais de traction électrique en courant industriel [13, 14]. On parlait alors essentiellement du processus d'induction sur les lignes de télésignalisation aériennes qui longeaient les voies ferrées. Aujourd'hui, le recours aux convertisseurs statiques de puissance commandés par thyristor et l'appel de plus en plus large fait à l'électronique bas niveau à bord des trains ou métros ont amplifié les problèmes de cohabitation d'équipements aux vocations électromagnétiques opposées [12]. L'arrivée des circuits intégrés dans la construction automobile éveille également l'attention des concepteurs sur l'implication que peut avoir le rayonnement électromagnétique dans les fonctions contrôlées par l'électronique. La progression d'une perturbation électromagnétique dans un système se résume à la succession de plusieurs étapes :

- décrire la source perturbatrice,
- aborder le couplage proprement dit entre le perturbateur et le système,
- faire intervenir les blindages, associer ces blindages au moyen de bons connecteurs et soigner leurs liaisons électriques aux références de masse.

L'action du signal résiduel sur les circuits électroniques représente la phase ultime de la progression du perturbateur à travers le système. Cet aspect de la CEM peu abordé et peu publié comporte un nombre assez limité de résultats. Nous proposerons dans ce mémoire de contribuer à la compréhension de ces phénomènes en décrivant et en analysant le comportement de circuits électroniques numériques fonctionnant dans un environnement électromagnétique perturbé.

I.2. LES SOURCES DE PERTURBATION.

Les sources de perturbations peuvent être d'origine industrielle, naturelle (la foudre) ou nucléaire (IEMN¹). Ces perturbations sont soit conduites soit rayonnées, la source pouvant être extérieure au système ou provenir du système lui-même.

¹ Impulsion Électromagnétique d'origine nucléaire.

Dans le domaine de l'automobile les sources locales sont souvent relatives aux circuits électriques (allumage, alternateur, actionneurs ...) perturbant l'équipement de bord par rayonnement ou couplage. La déconnexion de l'alimentation de charges inductives, les processus de commutation, la réduction de la tension d'alimentation et la rupture soudaine de charge (load dump) sont les principales causes de création de transitoires. Il peut s'agir également de l'électronique embarquée comme par exemple les radiotéléphones GSM² émettant dans la bande des 900 MHz avec des puissances d'émission pouvant aller jusqu'à 20 Watts. Les perturbations d'origine externe sont quant à elles des émissions hertziennes, des signaux propagés sur les lignes à haute tension, ou les caténaires ferroviaires.

Dans le domaine des transports guidés les sources de perturbations internes sont essentiellement dues à la coexistence entre équipements de puissance (courants forts) et équipements de commande (courants faibles) ou entre des systèmes de nature différente rangés sur un même fond de panier. Ce sont par exemple des hacheurs qui rayonnent des signaux parasites issus du découpage jusqu'à des fréquences de quelques dizaines de kiloHertz, des cartes analogiques et digitales disposées parallèlement les unes aux autres sur un fond de panier et créant des couplages de carte à carte, des courants psophométriques sur les lignes des trains. Les constructeurs sont bien conscients de ces problèmes et prennent déjà un certain nombre de dispositions à leur égard. Les perturbations externes, comme dans le cas de l'automobile, sont généralement des émissions hertziennes. À titre d'exemple, les systèmes de transports automatiques faisant office de navettes d'aéroports ne doivent pas perturber les équipements de navigation aérienne, ni être perturbés lorsqu'ils passent en viaduc dans le champ des radars de surveillance du trafic.

I.3. LA SÉCURITÉ DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES EMBARQUÉS.

Les transports terrestres n'ont pas échappé à l'évolution technologique qui a conduit progressivement au remplacement des commandes électromécaniques par des commandes électroniques et enfin par des commandes numériques. Cette évolution touche aussi bien les transports guidés que les transports routiers et concerne deux types d'équipements : les systèmes de pilotage automatique intégral (dans les transports guidés)

² Groupe Spécial Mobile.

et les systèmes d'aide à la conduite (dans le cas de l'automobile). Elle soulève non seulement les problèmes de compatibilité électromagnétique mais également ceux de la sûreté de fonctionnement du système. De nombreux concepts de mise en sécurité ont été élaborés à chaque phase de cette évolution [15, 16].

I.3.1. Concept de la sécurité intrinsèque.

Les systèmes électroniques classiques, conçus à base d'éléments discrets, sont assemblés de telle sorte que toute panne de composant conduit toujours à un état de sécurité. On les nomme "systèmes à pannes orientées". Dans le cas des transports terrestres automatisés, cet état correspond à l'arrêt du système par un freinage d'urgence et la mise hors tension de la ligne. La démonstration de la sécurité du système se fait alors par une approche déterministe (principe de la sécurité intrinsèque) en étudiant soigneusement l'effet d'une panne simple puis celui de pannes multiples sur son fonctionnement.

L'évaluation de la sécurité de ces équipements est fondée sur une méthode déterministe. Le point de départ est l'analyse des modes de défaillance possible des composants. Le guide de pannes de composants, qui rassemble tous les types de composants utilisés et leurs modes de défaillance, est utilisé pour les études de sécurité de ces équipements. L'analyse exhaustive avec une telle méthode est difficile à atteindre notamment lorsque l'on tente d'examiner l'effet des perturbations électromagnétiques sur l'équipement. On se contente alors de mettre en place des protections.

I.3.2. Concept de la sécurité par redondance.

La complexité croissante des fonctions réunies dans les systèmes automatiques et le développement sans cesse accru de la technologie d'intégration ont rendu inévitable le passage de la logique discrète à des systèmes microprogrammés. Bien que ces systèmes à base de microprocesseurs offrent une certaine flexibilité, de bien meilleures performances pour un coût et un encombrement moindres, ils posent le problème de la validation de leur niveau de sécurité. La complexité et la diversité des composants intégrés rendent plus difficile l'évaluation des ces équipements en matière de sécurité, de disponibilité et de fiabilité. La difficulté de cerner les modes de panne des composants hautement intégrés a rendu l'approche déterministe impossible et a nécessité le recours à la redondance (matérielle, temporelle ou logicielle) de manière à ne contrarier la sécurité que par la présence de plusieurs pannes ou fautes, simultanées ou latentes (Figures I-1 et I-2). Cette

approche constitue une démarche de pensée probabiliste qui admet a priori l'éventualité d'une panne catastrophique et met en œuvre un ensemble de méthodes pour rendre extrêmement improbable l'occurrence d'un tel événement.

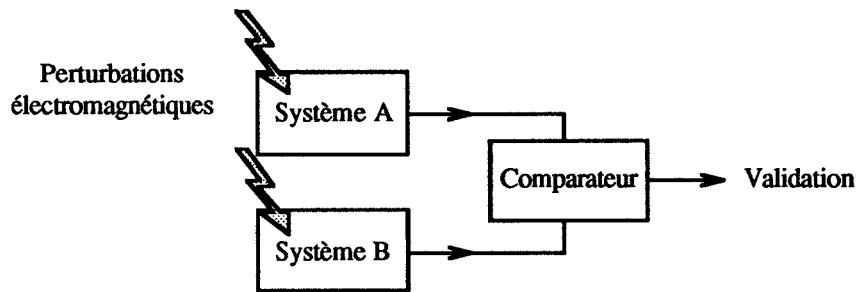


Figure I-1 : Défaut de mode commun sur une architecture à redondance matérielle.

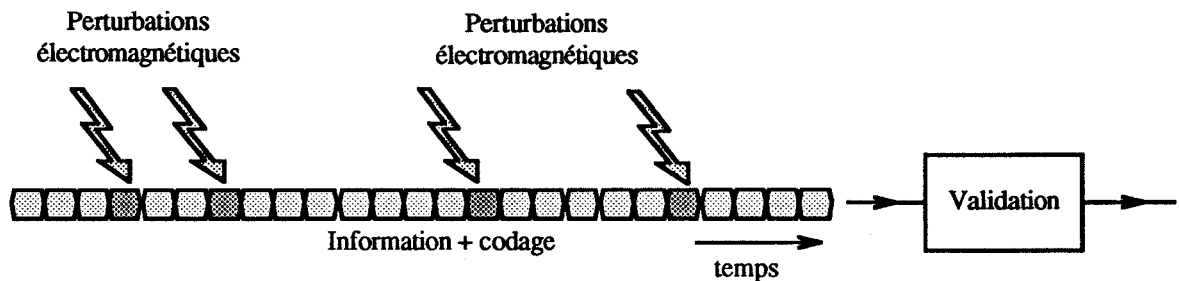


Figure I-2 : Défauts multiples dans le cas de la redondance temporelle.

Aussi bien dans le cas d'architectures à sécurité intrinsèque que dans le cas d'architectures à redondance, l'évaluation des grandeurs fiabilité, disponibilité et sécurité, caractéristiques de la sûreté de fonctionnement de tels équipements, est fondée sur l'étude des modes de défaillance des composants (variation des paramètres, impossibilité de certains modes ...). Ces données statistiques ainsi que certaines hypothèses telles que l'indépendance des défaillances des composants, le caractère équiprobable des pannes dans un même composant, ne peuvent plus être pleinement justifiées dans le cas de systèmes soumis à des perturbations électromagnétiques.

I.3.3. Impact de la CEM sur la conception d'architectures de sécurité.

En terme de fonctionnement, une perturbation entraînant un défaut fugitif dans un intervalle de temps donné peut être assimilée à une défaillance d'un ou plusieurs composants durant ce laps de temps. La perturbation, si elle est appliquée en plusieurs endroits du circuit, peut conduire à des défauts multiples parmi lesquels des modes de

défaillance systématiques ou des pannes de mode commun. En fonction de l'état du circuit ces informations erronées peuvent alors avoir une conséquence immédiate ou différée sur le fonctionnement. Par exemple, une modification portée sur les informations véhiculées entre un microprocesseur et une mémoire vive peut soit provoquer un arrêt intempestif du système si cette donnée est lue par le microprocesseur, soit créer une panne latente si elle est transférée en mémoire. Il peut s'agir aussi bien d'une information à caractère logique (retard sur les fronts des signaux, introduction de fronts supplémentaires, changement de niveaux) sur un circuit numérique que d'une information sous une forme analogique (présence d'une fréquence identique à celle utilisée dans la technique de dynamisation).

Une sensibilité aux perturbations électromagnétiques aura donc un effet défavorable sur la disponibilité et la sécurité de l'automatisme. Faute de caractérisation, ces défauts passagers dus aux perturbations électromagnétiques doivent être pris en compte et examinés durant toute la phase de développement du système et des précautions adéquates doivent être mises en place. L'une des méthodes les plus répandues pour s'affranchir des perturbations est le recours au blindage, une solution qui doit toutefois satisfaire le cahier des charges de l'équipement quant à son poids et son coût. Ceci montre donc qu'une grande importance doit être donnée à l'aspect compatibilité électromagnétique de l'étude aboutissant à une meilleure immunité des équipements électroniques et numériques tout en bénéficiant de l'attrait d'un système ouvert et compétitif tant par ses performances que par son coût.

I.4. LES OBJECTIFS VISÉS PAR L'ÉTUDE.

Contrairement à une installation fixe, un système électronique embarqué, du fait de la mobilité du véhicule dans lequel il est implanté, est soumis à un grand nombre de perturbations d'origines variées rendant sa protection électromagnétique d'autant plus difficile.

En vue d'établir une synergie entre sûreté de fonctionnement et compatibilité électromagnétique, trois orientations complémentaires semblent se dégager : la conception de circuits numériques et analogiques destinés aux automatismes de sécurité, la modélisation et la simulation dans une optique de prédiction et enfin la certification de leur sûreté dans un environnement électromagnétique typique. D'ores et déjà il est possible de choisir deux démarches différentes : celle dictée par les méthodes de validation des systèmes de sécurité qui suppose que tout défaut de fonctionnement non

reconnu peut mener à une panne dangereuse ou celle qui consiste à étudier finement le comportement de l'électronique face à une agression électromagnétique et d'en tirer partie au niveau de sa sûreté de fonctionnement. On remarquera que cette dernière approche n'offre aucune amélioration de la disponibilité du système.

I.4.1. La conception orientée CEM.

Deux points doivent être développés dans la conception d'architectures à haut niveau de sécurité. Le premier, applicable à tout système électronique, réside en un durcissement des équipements par le développement de circuits à la fois peu sensibles aux perturbations et rayonnant peu. Une amélioration de l'immunité des équipements au moment de leur conception n'est possible que par une bonne connaissance des phénomènes de perturbation de l'électronique analogique et digitale. Ces données, accessibles grâce à des mesures sur des circuits simples, permettent de déterminer les différents facteurs qui interviennent dans le processus de perturbation d'un système. Des règles de conduite et les diverses mesures à prendre au moment de la conception d'un système électronique en sont déduites. Notre travail s'inscrit essentiellement dans cette optique.

Le second point s'intéresse à la conception de circuits dits "de sécurité" et se fonde sur le principe utilisé dans la sécurité intrinsèque qui consiste à appliquer la notion de pannes orientées à un système numérique. Comme pour les premières architectures de sécurité à base d'éléments discrets, la connaissance des modes de perturbation et de réaction des composants d'une technologie donnée peut être mise à profit lors de la mise en sécurité du système. Par exemple, en alliant deux technologies ayant des comportements différents dans une architecture à redondance matérielle, cet axe offrira une possibilité de pallier certains problèmes de pannes de mode commun.

Le premier point parfaitement maîtrisé, les travaux permettront également à terme de satisfaire ce second point, plus spécifique aux automatismes de sécurité et se rattachant à leur fonctionnement en milieu perturbé.

I.4.2. La modélisation et la simulation.

Il va de soi qu'une grande part de l'aide à la conception est basée sur la simulation numérique et demande l'élaboration de modèles de simulation spécifiques à la CEM. En effet, les modèles des circuits intégrés généralement proposés dans les simulateurs

analogiques/digitaux courants sont tirés des renseignements fournis par les différents constructeurs, voire d'un seul constructeur. Or, il s'avère que ces modèles ne sont appropriés que dans les limites d'utilisation recommandées par ces fabricants. Bien que le fonctionnement normal des composants ne puisse être garanti en dehors de ces spécifications, ces comportements hors normes doivent entrer en ligne de compte dans une simulation orientée CEM.

La formulation mathématique des phénomènes de perturbation est peu aisée dès qu'il s'agit de systèmes réels considérés dans leur totalité. Par exemple, le nombre de facteurs prenant part dans un couplage entre un montage sur circuit imprimé et une onde électromagnétique incidente est considérable. Il faut considérer d'une part le perturbateur, caractérisé par l'angle d'incidence du champ électromagnétique, son mode de propagation et sa densité spectrale, et d'autre part la victime, définie par les caractéristiques géométriques du circuit imprimé formé d'un amalgame de boucles et de dipôles, agissant comme des antennes magnétiques ou électriques, et interconnectées par des éléments passifs ou actifs à caractère linéaire ou non. Si à ceux-ci nous ajoutons les niveaux des signaux déjà présents dans le circuit et si nous nous plaçons dans le cas d'un circuit séquentiel ou à mémorisation, l'ensemble des combinaisons possibles de ces grandeurs physiques et temporelles relève de l'explosion combinatoire.

Si la détermination de la susceptibilité exacte d'un circuit menée par une simulation globale semble très complexe, il subsiste néanmoins deux hypothèses simplificatrices réalistes. La première est de considérer que l'équipement n'est perturbé que si la fonction réalisée est modifiée. Cet aperçu de la susceptibilité peut être accepté lorsque l'information testée est représentative de l'ensemble du fonctionnement du circuit. La seconde hypothèse consiste à analyser la susceptibilité électromagnétique de la carte non plus au travers de sa fonction finale mais de l'électronique en vérifiant physiquement si des couplages importants interviennent au niveau de certains signaux. En effet, on peut considérer que la partie la plus sensible d'un équipement sera déterminante sur sa susceptibilité globale. Pour cela, il n'est donc pas indispensable de considérer la carte dans sa totalité mais uniquement les différents éléments intervenant localement dans le couplage (pistes, entrées et sorties, charges).

I.4.3. La certification.

Des essais de susceptibilité sur l'équipement en fin de conception sont également nécessaires afin de valider son fonctionnement dans les différents cas de figure de perturbations auxquelles celui-ci pourrait être soumis. Des protocoles de mesure doivent

être mis en place, des moyens de perturbation doivent être définis, des formes d'ondes représentatives des agressions que peut rencontrer un équipement lors de son exploitation doivent être établies. Les normes actuellement en vigueur, notamment dans le domaine de l'automobile [17], donnent une bonne idée des démarches à suivre. Il subsiste néanmoins certains points délicats quant aux problèmes de validation de fonctionnement. La complexité des systèmes électroniques fermés est aujourd'hui telle que seul le constructeur de l'équipement peut juger ou non de son bon fonctionnement.

I.5. LES MÉTHODES DE PERTURBATION.

Il existe plusieurs méthodes couramment employées pour perturber le fonctionnement d'un équipement à l'aide d'une interférence électrique. Elles varient essentiellement selon le désir d'agir localement ou globalement sur l'équipement. Leur mise en œuvre requiert par ailleurs des moyens d'essais plus ou moins élaborés.

I.5.1. Méthodes de perturbation par injection.

Les méthodes de perturbation par injection consistent à appliquer directement une interférence sur un conducteur de l'équipement sous test par un contact électrique. La source perturbatrice équivalente peut alors être assimilée à un générateur de tension ou un générateur de courant associé à une impédance interne.

Lorsque l'impédance de la source perturbatrice est négligeable devant celle des charges présentées par le circuit sous test nous aurons affaire à une injection de tension. À l'inverse, si l'impédance du circuit est très faible devant celle de la source perturbatrice, nous parlerons d'injection de courant.

Dans le cas où les charges constituées par la portion du circuit sous test ont un caractère non linéaire, il est parfois difficile de se prononcer sur la nature de l'injection puisque les valeurs de l'impédance interne de la source perturbatrice et les charges associées peuvent varier dans des proportions considérables.

Une perturbation par injection peut être réalisée soit par une mise en parallèle de la source de perturbation entre deux points du circuit, soit par une mise en série dans un des conducteurs. La méthode adoptée conduira alors à des interférences de natures différentes que nous nous proposons d'explicitier.

*** L'injection de type parallèle.**

La méthode de perturbation par une injection parallèle consiste à connecter la source perturbatrice entre deux conducteurs du circuit sous test, l'un des conducteurs étant le plus souvent la référence de masse. Cette réalisation conduit à créer un courant perturbateur de sens opposé de part et d'autre du point d'injection : les tensions aux bornes des charges en amont et en aval sont identiques alors que les courants induits dépendent des valeurs des charges. Ce type d'injection peut parfois être assimilé à l'effet produit par un champ électrique entre deux points du circuit.

Cette méthode, parfois nommée "couplage capacitif", est souvent réalisée en connectant un générateur HF en parallèle sur le circuit par l'intermédiaire d'une capacité de découplage [19, 20]. La figure I-3 illustre la réalisation appliquée à deux portes logiques en cascade.

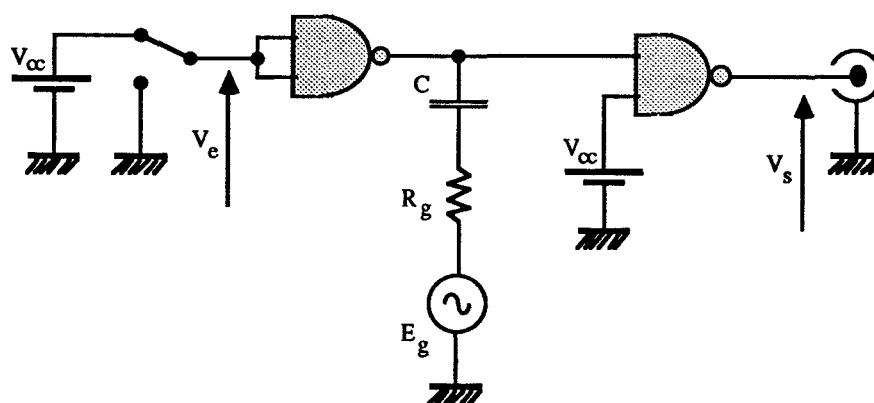
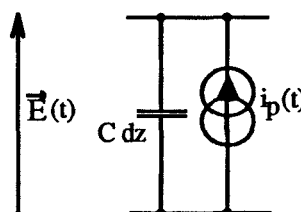


Figure I-3 : Exemple de perturbation par injection de type parallèle.

Ce type de montage peut concrétiser un champ électrique ponctuel entre la référence de mesure (masse) et la liaison à perturber. Bien que cette méthode offre des avantages de facilité de mise en œuvre et de coût relativement faible, elle présente plusieurs inconvénients :

- le générateur n'est pas parfait et possède généralement une impédance de sortie de 50Ω ,
- la charge, constituée de l'élément sous test n'est souvent pas adaptée, ce qui limite son utilisation en hautes fréquences,

- le point d'injection, qui sépare la liaison en deux parties chacune ayant leur propre impédance, est ponctuel contrairement à l'action d'un champ électrique réparti sur toute la liaison. Il est donc parfois difficile de reconstruire les niveaux de perturbation tels qu'ils sont obtenus par couplage électrique,
- enfin notons la difficulté d'effectuer simultanément une injection sur plusieurs liaisons physiquement éloignées.

La méthode de perturbation par couplage capacitif est utilisée couramment dans le domaine automobile comme moyen permettant d'évaluer l'immunité des instruments, dispositifs et matériels embarqués. Cette méthode est préconisée dans le projet de norme ISO 7637-3 et s'effectue en laboratoire par l'emploi d'une "pince de couplage de type capacitif" [17].

** L'injection de type série.*

Semblable à la méthode précédente, la méthode de perturbation par injection série consiste à insérer une source perturbatrice dans une branche du circuit. Cette approche conduit à engendrer un courant de même sens de part et d'autre du point d'injection : le courant dans les charges en amont et en aval est alors identique tandis que la tension à leurs bornes est fonction de la valeur des charges. Elle peut être assimilée à l'effet d'un champ magnétique traversant la boucle formée par le circuit.

Cette méthode, désignée parfois sous le nom de "couplage inductif", est souvent réalisée en utilisant un transformateur d'isolement alimenté au primaire par un générateur et dont le secondaire est inséré dans le circuit [21]. La figure I-4 illustre la réalisation appliquée à deux portes logiques en cascade.

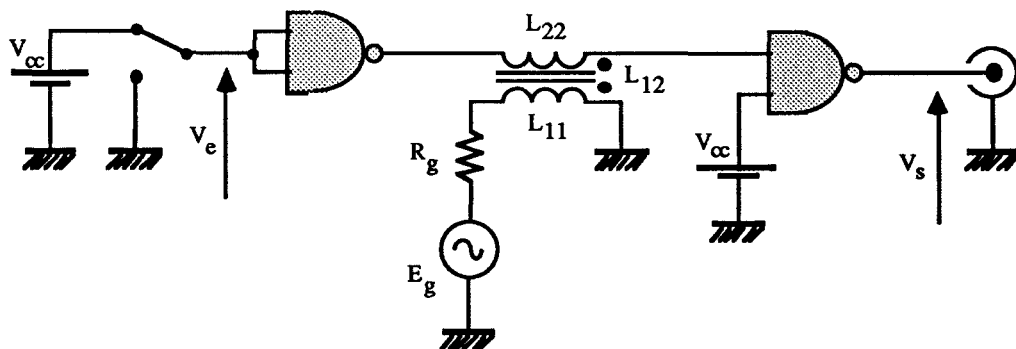
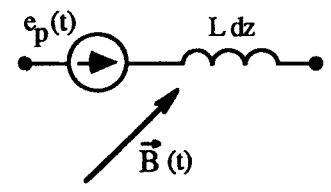


Figure I-4 : Exemple de perturbation par injection de type série.

Dans le domaine de l'automobile, ce type d'injection se retrouve sous la dénomination de "Bulk Current Injection" (BCI) préconisé dans les projets de norme ISO CD11451-4 (sur équipement) et ISO CD11452-4 (sur véhicule) [17]. Une pince de courant, constituée d'un tore sur lequel sont bobinées une à deux spires, joue le rôle du primaire d'un transformateur tandis que le câblage autour duquel elle est placée joue le rôle du secondaire.

La méthode d'injection série offre les mêmes avantages que la méthode d'injection parallèle mais présente l'inconvénient supplémentaire par rapport à la méthode précédente de devoir modifier ou rompre le circuit sous test pour introduire le transformateur. Ceci est d'autant plus pénalisant lorsque l'électronique est implantée sur circuit imprimé. Cette méthode est de ce fait peu employée.

** Injection par lignes couplées.*

L'injection de perturbations par la méthode des lignes couplées, illustrée par l'exemple de la figure I-5, est généralement basée sur l'emploi d'un câble bifilaire blindé comme moyen d'injection. Le couplage par influence est réalisé en faisant traverser l'un des conducteurs du bifilaire par un signal perturbateur, l'autre conducteur véhiculant le signal analogique ou digital.

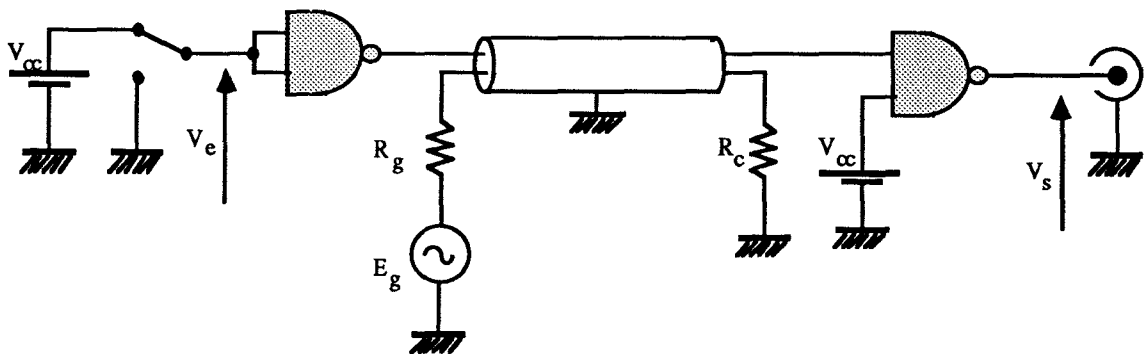


Figure I-5 : Principe de perturbation par lignes couplées.

Le couplage par le câble bifilaire peut se traiter comme celui de deux conducteurs parallèles au dessus d'un plan de référence (Figure I-6). Le premier conducteur, connecté entre un générateur HF et une charge R_c , se comporte comme la ligne perturbatrice. Le second, reliant les charges X_s à X_e , constitue la partie du circuit à perturber. Dans notre exemple, X_s représente la charge de sortie de la première porte et X_e la charge d'entrée de la seconde. Cette méthode regroupe à la fois les possibilités d'injection en courant et d'injection en tension selon la valeur de la charge R_c [22].

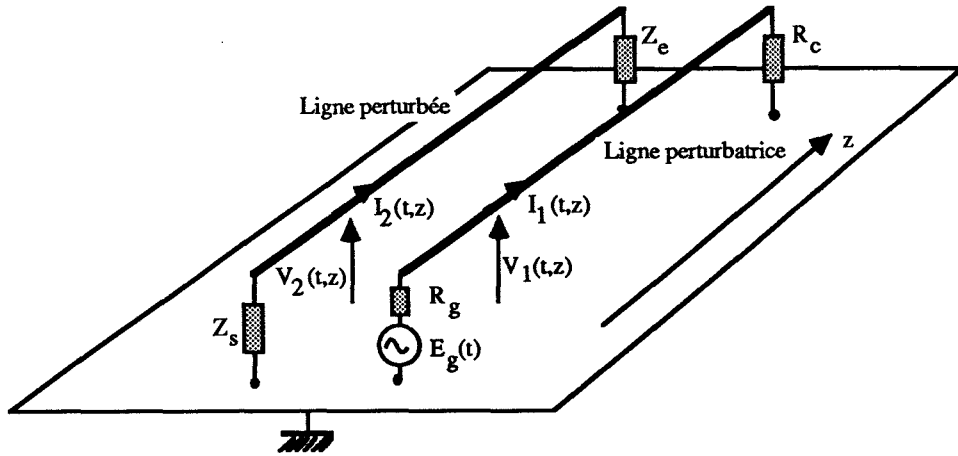


Figure I-6 : Couplage entre deux lignes parallèles au dessus d'un plan conducteur.

Par la théorie des lignes de transmission [23] et au regard de la figure I-7, la relation existante entre les deux circuits est décrite par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_1(t,z)}{\partial z} &= -L_{11} \cdot \frac{\partial I_1(t,z)}{\partial t} - L_{12} \cdot \frac{\partial I_2(t,z)}{\partial t} \\ \frac{\partial I_1(t,z)}{\partial z} &= -C_{11} \cdot \frac{\partial V_1(t,z)}{\partial t} - C_{12} \cdot \frac{\partial [V_1(t,z) - V_2(t,z)]}{\partial t} \\ \frac{\partial V_2(t,z)}{\partial z} &= -L_{22} \cdot \frac{\partial I_2(t,z)}{\partial t} - L_{12} \cdot \frac{\partial I_1(t,z)}{\partial t} \\ \frac{\partial I_2(t,z)}{\partial z} &= -C_{22} \cdot \frac{\partial V_2(t,z)}{\partial t} - C_{12} \cdot \frac{\partial [V_2(t,z) - V_1(t,z)]}{\partial t} \end{aligned}$$

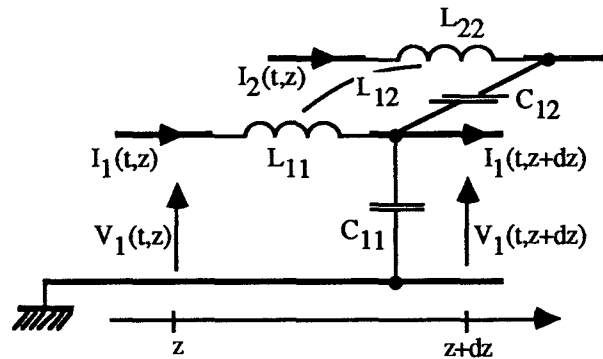


Figure I-7.

où L_{11} , L_{22} , C_{11} , C_{22} sont respectivement les inductances et capacités linéiques de chaque conducteur du câble, L_{12} et C_{12} l'inductance et la capacité linéiques de couplage. La résolution du système d'équations différentielles est généralement abordée en considérant un faible couplage entre les lignes et en négligeant donc l'action de la ligne perturbée sur la ligne perturbatrice. Lorsque $R_c = 0$, on obtient un couplage essentiellement magnétique tandis que pour $R_c = \infty$ le couplage est essentiellement électrique. Dans ces deux cas nous assistons à une désadaptation de la ligne émettrice et ceci impose des longueurs de câble très faibles devant les longueurs d'onde considérées pour pouvoir négliger les phénomènes de réflexion. Cette méthode de perturbation ne permet de faire des études d'immunité à des fréquences plus élevées que si la ligne perturbatrice est adaptée.

L'avantage de cette méthode de perturbation par rapport aux précédentes est la possibilité d'introduire simultanément un couplage hybride (magnétique et électrique) au sein du circuit sous test. En contrepartie, pour avoir un couplage suffisant pour une même puissance de la source, il faut utiliser une longueur de ligne perturbatrice importante ce qui diminue la bande passante de travail et augmente l'inductance et la capacité de la liaison entre les charges en amont et en aval (X_s et X_e).

I.5.2. En cellule TEM.

Les cellules TEM³ permettent de créer une onde progressive se propageant du générateur vers la charge dès lors que l'équipement sous test n'est pas de volume métallique trop important [26]. Dans le cas contraire, l'objet en question peut modifier notablement l'impédance caractéristique de la cellule ainsi que la répartition du champ électromagnétique dans celle-ci. Il existe plusieurs types de cellule TEM que nous rappelons brièvement. Ces cellules peuvent également être utilisées pour des mesures de rayonnement en remplaçant le générateur par un instrument de mesure.

* La cellule de type "stripline".

Comme son nom l'indique, cette cellule peut être assimilée à une piste de largeur W , parallèle à un plan conducteur et séparée par un diélectrique d'épaisseur H qui, dans ce cas, est l'air (Figure I-8).

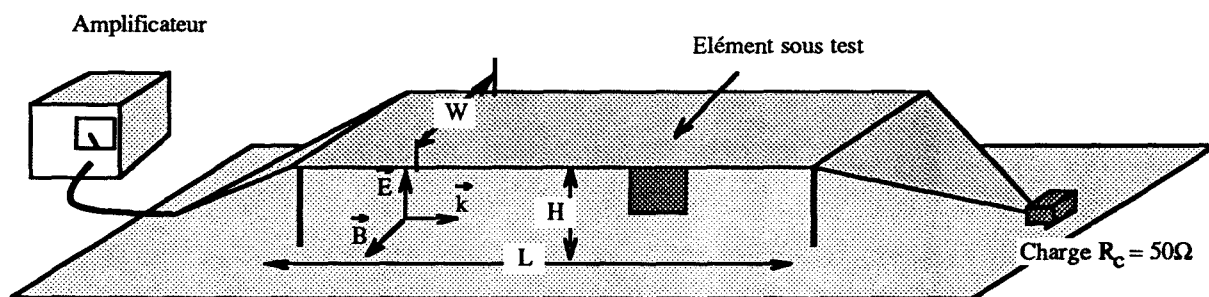


Figure I-8 : Une cellule de type "stripline".

Lorsque la cellule est chargée sur son impédance caractéristique Z_c (généralement $Z_c = R_c = 50 \Omega$) l'amplitude du champ électrique E_0 au centre de la cellule peut être reliée à la puissance P délivrée par la source par :

$$E_0 = \frac{\sqrt{P R_c}}{H} \quad (I.1)$$

³ Transverse Électromagnétique.

Un grand nombre de mesures présentées dans ce mémoire ont été menées dans une cellule de type "stripline" à l'INRETS⁴-CRESTA⁵. Les dimensions de cette cellule ($L = 1$ m, $W = 75$ cm et $H = 15$ cm) permettent de travailler jusqu'à des fréquences de l'ordre de 200 MHz sans trop de rayonnement extérieur [24]. Grâce à sa faible hauteur, elle ne nécessite qu'un amplificateur de 10 Watts pour générer un champ électrique d'environ 150 V/m. En contrepartie, son utilisation est limitée à des circuits de petites dimensions.

*** La cellule TEM rectangulaire.**

Ces cellules sont composées d'une structure métallique cubique terminée aux deux extrémités par une forme pyramidale assurant une transition progressive comme illustrée dans la figure I-9. Une extrémité est connectée au générateur tandis que l'autre est raccordée à la charge. Le calcul de l'impédance caractéristique de la cellule se traite en assimilant la cellule à une ligne de transmission coaxiale rectangulaire [26, 27].

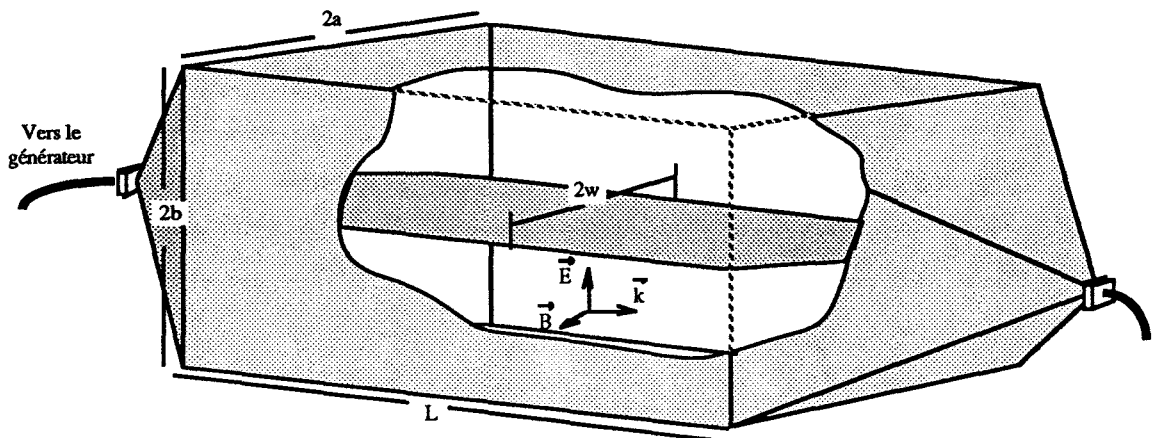


Figure I-9 : Une cellule TEM rectangulaire.

Certains essais faisant l'objet de notre travail ont également été menés avec une cellule de ce type au LRPE⁶ à l'USTL⁷. Les dimensions ($a = b = 60$ cm, $w = 50$ cm et $L = 2$ m) permettent de travailler jusqu'à des fréquences voisines de 100 MHz où les premières résonances de la cellule (§ IV.1.2) apparaissent. Pour créer un champ équivalent au cas précédent il est nécessaire de recourir à un amplificateur de 200 Watts. Cette cellule permet de tester des équipement bien plus volumineux et permet de s'affranchir des problèmes de rayonnement vers l'extérieur.

⁴ Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité

⁵ Centre de Recherche et d'Évaluation des Systèmes de Transports Automatisés

⁶ Laboratoire de Radio-Propagation et Électronique.

⁷ Université des Sciences et Technologies de Lille.

Le recours à une cellule TEM permet de produire un champ électromagnétique homogène applicable à un équipement complet. Il permet également d'étudier les phénomènes de couplage pour différentes orientations de l'équipement sous test dans l'espace. Cependant, plusieurs inconvénients peuvent lui être reprochés :

- contrairement aux méthodes de perturbation par injection, l'amplitude du perturbateur, pour une puissance donnée, est inversement proportionnelle à la hauteur de la cellule et donc indirectement fonction de la taille de l'équipement sous test,
- la bande passante, dans le cas d'une cellule de type "stripline" ou rectangulaire, est elle aussi dépendante de la hauteur de la cellule,
- en mode TEM il est impossible de faire des mesures uniquement en champ magnétique étant donné que celui-ci est orthogonal au champ électrique. Les couplages maximaux ne peuvent être qu'électrique ou électrique et magnétique. Une solution pour pallier cette difficulté consiste à ne plus adapter la cellule TEM mais à la terminer soit sur un court-circuit soit sur un circuit ouvert [28], solution similaire à celle proposée avec les lignes couplées.
- de nombreuses précautions de mesures doivent être prises afin d'éviter des couplages non désirés entre les points de mesure et les appareils à l'extérieur de la cellule,
- il est difficile d'alimenter l'équipement sous test par des connexions extérieures sans ramener par ce cheminement des perturbations supplémentaires.

*** La cellule GTEM.**

Les cellules GTEM⁸ forment une nouvelle famille de cellules TEM présentant de bonnes performances, théoriquement du continu jusqu'à quelques dizaines de GigaHertz [29, 30]. Les imperfections mécaniques constituent leur limitation en fréquence. Une telle cellule est en quelque sorte un hybride entre une cellule TEM conventionnelle et une chambre anéchoïque (§ I.5.3). Elle est constituée d'une transition coaxiale rectangulaire à section progressivement élargie, terminée par une charge adaptée répartie (Figure I-10). La particularité réside dans la terminaison de la cellule sous forme d'une paroi

⁸ Gigahertz TEM.

absorbante. Cette terminaison agit en basses fréquences comme une charge adaptée et en hautes fréquences absorbe les ondes incidentes telle une chambre anéchoïque. La frontière entre les régimes basses et hautes fréquences dépend de la taille de la cellule et de la longueur des absorbants.

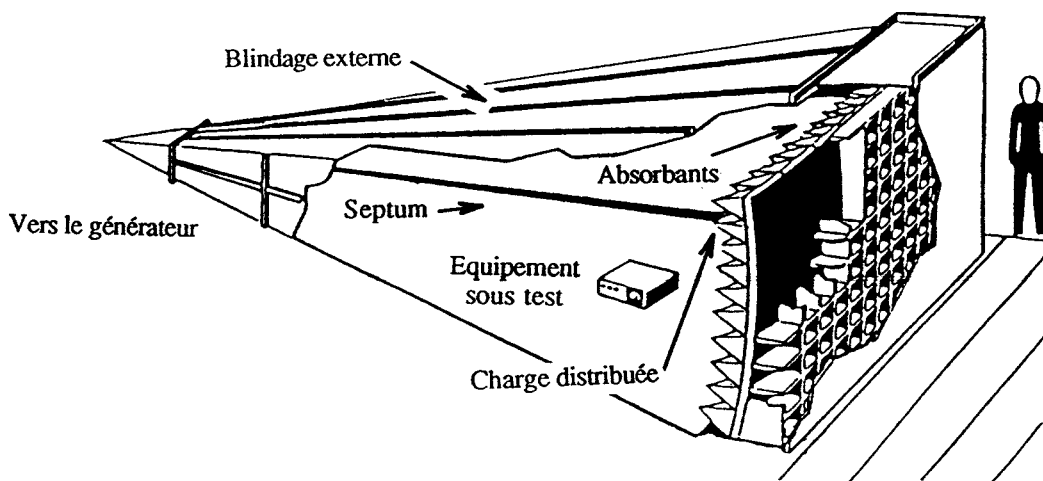


Figure I-10 : Une cellule GTEM [30].

Notons enfin les grands simulateurs susceptibles de tester de gros équipements tels que des poids lourds ou des avions. Ils se présentent sous la forme d'une cellule de type "stripline" constituée d'une nappe de fils.

I.5.3. Les chambres absorbantes.

D'une manière générale, une chambre absorbante est constituée d'une cage de Faraday à double paroi recouverte à l'intérieur par des matériaux absorbants (Figure I-11). Elle est dite anéchoïque lorsque les matériaux recouvrent l'intégralité des faces ou semi-anéchoïque lorsque seul le plancher n'est pas recouvert.

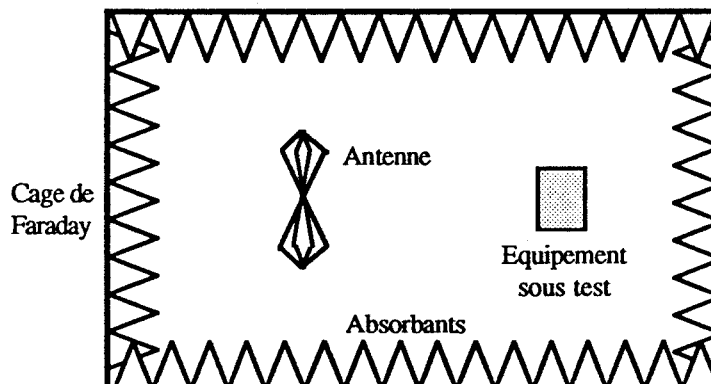


Figure I-11 : Une chambre anéchoïque (vue de dessus).

L'objectif d'une chambre absorbante est de créer en espace intérieur un moyen d'essai qui simule les conditions d'essais en champ libre en site ouvert. La dimension, la forme et la construction d'une chambre absorbante sont fonction du type d'essais à réaliser, de la dimension de l'équipement à tester et de la bande de fréquences à couvrir.

Les chambres semi-anéchoïques sont très utilisées dans les domaines spatial, militaire et maintenant du transport routier comme moyen de qualification de l'immunité d'équipements dans la bande 30 MHz à quelques GHz.

I.5.4. En site réel.

En dernier lieu nous citerons les essais sur site réel pour lesquels aucun moyen de laboratoire ne peut totalement se substituer. Ce sont en général des phénomènes de grandes envergures physiques, soit industriels (décharges haute tension), soit nucléaires (IEMN⁹) ou encore naturels (foudre). Ce dernier aspect sera développé dans le chapitre suivant.

L'inconvénient des essais sur site réel sont les perturbations indésirées dues aux nombreuses sources d'émission radio, de bruits industriels et autres interférences électromagnétiques venant se greffer sur les mesures.

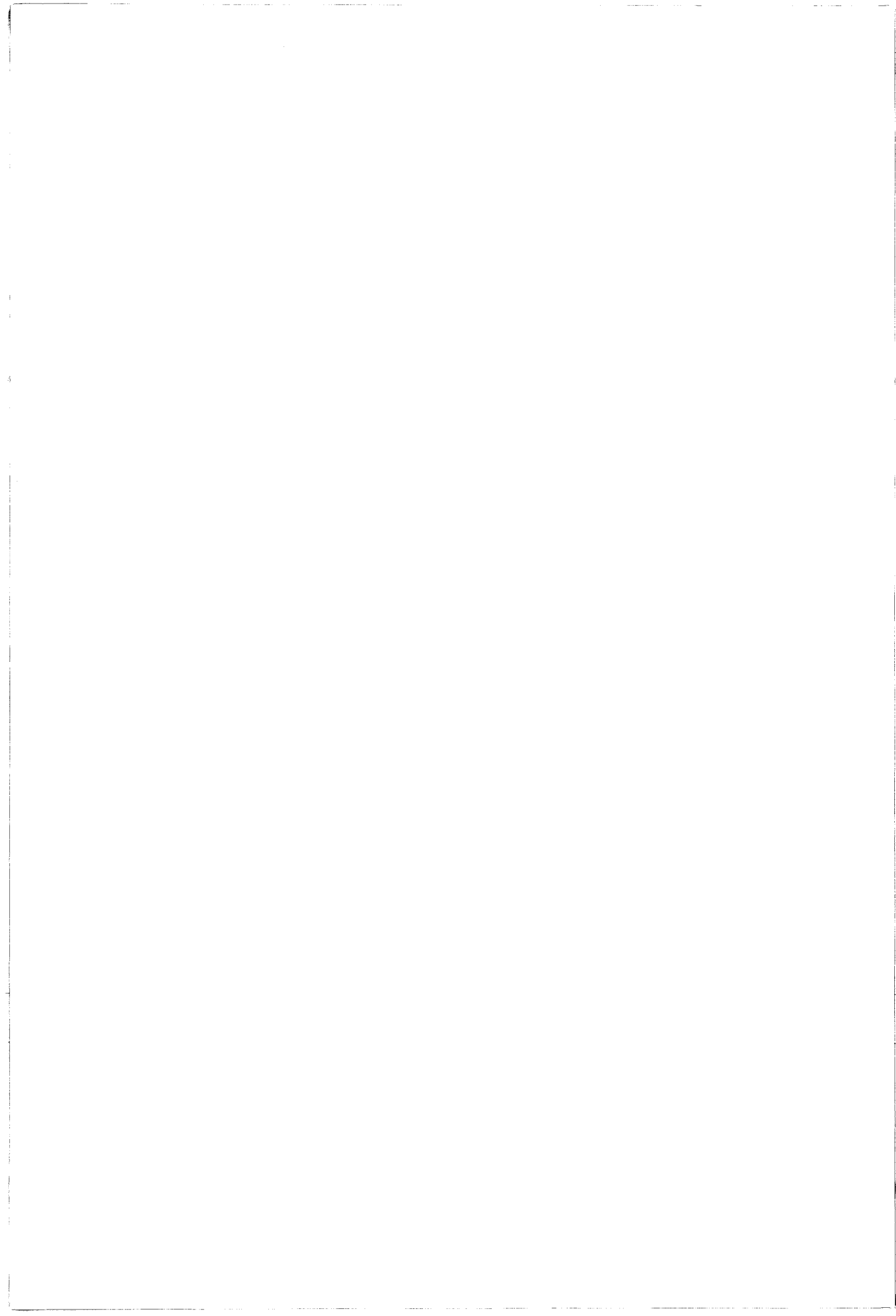
⁹ Impulsion électromagnétique d'origine nucléaire.



CONCLUSION

Nous venons d'exposer dans ce chapitre la Compatibilité Électromagnétique dans le contexte de la sûreté de fonctionnement d'automatismes fixes ou mobiles. À travers les quelques réflexions abordées ressort l'importance de la connaissance approfondie de la phénoménologie de perturbations de circuits analogiques ou digitaux en matière de CEM. Cette orientation permet d'apporter des règles de conception, de déterminer les paramètres prépondérants dans les couplages, de dresser des modèles de composants propres à la CEM et d'orienter l'étude de la susceptibilité d'un circuit électronique uniquement sur sa ou ses parties sensibles.

Nous allons maintenant axer notre mémoire sur l'étude du comportement électronique de ces circuits digitaux assemblés sur des circuits imprimés et soumis à une perturbation électromagnétique.



CHAPITRE II
ÉTUDES EXPÉRIMENTALES
DE LA SUSCEPTIBILITÉ DE
CIRCUITS NUMÉRIQUES

INTRODUCTION

La susceptibilité électromagnétique est l'inaptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner sans dégradation de qualité en présence d'une perturbation électromagnétique. L'étude de la susceptibilité d'un équipement électronique peut être définie comme la détermination des paramètres et des grandeurs physiques pour lesquels le fonctionnement de l'équipement se trouve altéré. Elle peut être menée à différents niveaux d'un équipement électronique : au niveau de chaque composant constituant le système, au niveau d'un circuit électronique regroupant plusieurs composants ou encore sur la totalité de l'équipement.

Dans le cas d'un système entier soumis à une onde électromagnétique incidente, il s'agira généralement des caractéristiques du champ perturbateur. Pour les composants électroniques qui constituent ce système, la sensibilité pourra être caractérisée par le niveau minimal de tension ou de courant qui, amené sur ce circuit par une voie quelconque, provoque une anomalie de fonctionnement.

Le terme anomalie de fonctionnement revêt bien entendu une signification très large selon la nature de l'information traitée par le circuit. Ceci nous contraint à distinguer les composants analogiques des composants logiques.

Pour les premiers, l'anomalie provoquée par une interférence sera caractérisée par une dégradation de fonctionnement plus ou moins importante du composant, par exemple la superposition au signal utile d'informations indésirables ou encore des phénomènes de démodulation [31, 53, 54, 68, 69]. Les écarts non désirés des caractéristiques de fonctionnement par rapport aux caractéristiques attendues peuvent être chiffrés par un rapport signal sur bruit. Il est alors possible de définir le niveau maximal d'une perturbation électromagnétique en dessous duquel l'équipement demeure capable de fonctionner avec la qualité voulue.

S'agissant des circuits intégrés logiques, la présence du perturbateur peut se manifester de diverses manières, par exemple un changement fugitif d'état logique ou l'introduction d'un décalage temporel de ces états. On peut aussi rencontrer des modifications permanentes d'états logiques qui se manifestent durant toute l'application du perturbateur et même au delà [1, 22, 70].

Pour caractériser la susceptibilité d'un équipement, la première démarche est de considérer que l'équipement sous test est perturbé si la fonction qu'il réalise est modifiée ou si le résultat qu'il génère est erroné. Dans ce cas, la partie de l'équipement victime de la perturbation n'est pas l'objet de préoccupation et il s'agit essentiellement de noter le dysfonctionnement du système et éventuellement son fonctionnement en mode dégradé. Cet aspect de la susceptibilité est principalement adopté par les industriels en fin de conception, où seul le fonctionnement global du produit, dans les différents cas de figure de perturbation auxquels pourrait être soumis l'équipement, est primordial.

Dans le cas de l'automobile, ces mesures encore appelées essais d'immunité, sont effectuées principalement en chambre absorbante (§ I.5.3) lorsqu'il s'agit du véhicule ou par injection (§ I.5.1) dans le cas des équipements embarqués, ceci afin de garantir le fonctionnement des véhicules sous certaines conditions normalisées. Il faut souligner que les composants ou les systèmes ne doivent être essayés que dans des conditions représentatives de l'environnement auquel il seront réellement soumis, c'est à dire dans les conditions d'utilisation sur le véhicule. Ceci permettra d'assurer une conception optimale des équipements sensibles du point de vue technique et économique.

Ce chapitre a pour but d'illustrer par deux exemples des mesures de susceptibilité effectuées sur des systèmes numériques différents. La première partie de ce chapitre est consacrée à des essais de susceptibilité d'une carte numérique en laboratoire à l'aide d'une cellule de type "stripline" de petite taille. La seconde partie traite de l'étude du comportement d'un équipement embarqué à bord d'un véhicule routier soumis à une décharge orageuse.

II.1. ÉTUDE DE LA SUSCEPTIBILITÉ D'UNE CARTE NUMÉRIQUE EN CELLULE TEM.

L'étude de la susceptibilité d'un équipement en cellule TEM consiste en la mesure des grandeurs champs électrique et magnétique nécessaires à perturber son bon fonctionnement. Cette caractérisation est traitée pour différents angles d'incidence du champ électromagnétique faisant apparaître généralement des "résonances" de susceptibilité plus ou moins accentuées, qui correspondent à un couplage magnétique et/ou électrique.

II.1.1. Description du circuit sous test.

La carte numérique que nous nous proposons de tester est bâtie autour d'un microcontrôleur Intel 8031 et d'une EPROM contenant le programme d'application (Figure II-1). Le circuit imprimé est double face et sans plan de masse, le routage étant effectué manuellement sans précaution particulière du point de vue CEM.

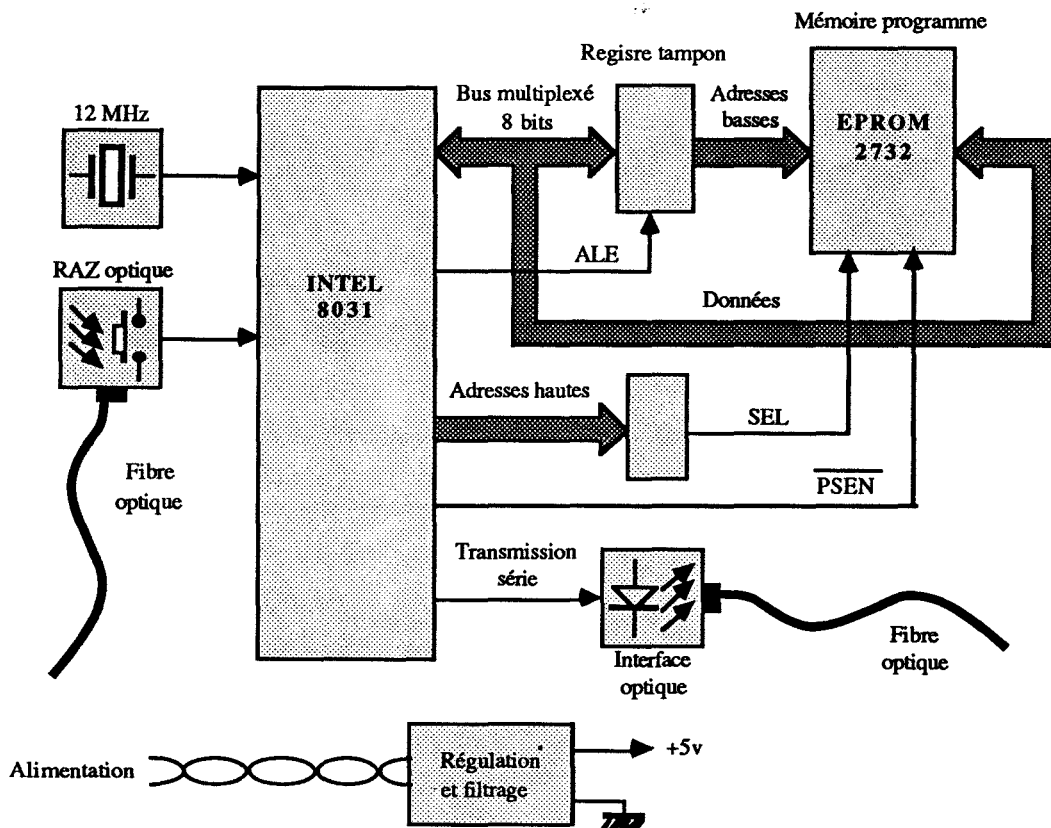


Figure II-1 : Schéma synoptique de la carte de fonction.

Sa taille est telle que l'encombrement sous la cellule est limité. Par ailleurs, l'ensemble du circuit sous test est isolé électriquement de la cellule. Par souci de simplicité, le circuit numérique ne regroupe que les éléments nécessaires à l'étude.

Le recours à une EPROM externe permet d'étudier les phénomènes de perturbation dus au couplage entre le champ électromagnétique présent dans la cellule et les pistes reliant le microcontrôleur à l'EPROM. Celles-ci se composent d'un bus d'adresses et de données multiplexées de 8 bits et de trois signaux de contrôle ALE¹, PSEN² et SEL³ qui véhiculent les informations régissant le fonctionnement de la carte. Par ce biais les interférences électromagnétiques peuvent altérer la fonction réalisée par ce circuit soit en modifiant l'adressage de la mémoire soit en changeant le code des instructions lues par le microcontrôleur.

Les dysfonctionnements d'un circuit numérique séquentiel peuvent être fugitifs ou permanents. Dans le premier cas, le circuit retrouve son fonctionnement normal lorsque la perturbation s'achève, dans le second cas celui-ci conserve son caractère perturbé. Un système de remise à zéro manuel, prévu à cet effet, permet de réinitialiser la carte à distance suite à une défaillance permanente.

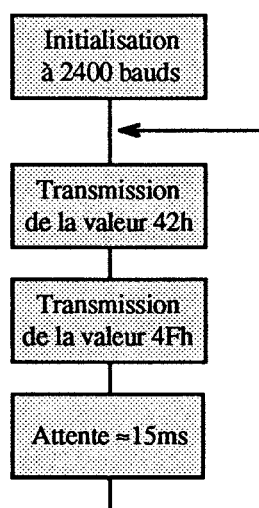


Figure II-2 : Programme de transmission.

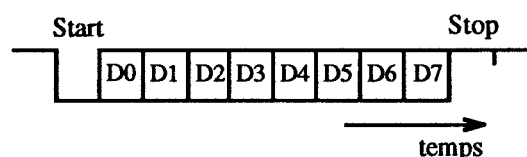


Figure II-3 : Format des données.

La fonction réalisée par la carte consiste à transmettre périodiquement un couple de deux valeurs hexadécimales (42h et 4Fh) à un débit de 2400 bauds sur la sortie série du microcontrôleur (Figure II-2). Ces données véhiculées sur la liaison sont formées

¹ Address Latch Enable
² Program Select Enable
³ Select

d'un bit de "start", des 8 bits correspondant à l'une des valeurs hexadécimales et d'un bit de "stop", soit au total 10 bits (Figure II-3).

Entre chaque trame est insérée une temporisation d'environ 15 ms afin de permettre à l'appareil de mesure de distinguer la succession de trames. Le temps de cycle complet de cette fonction, gardé relativement faible, n'excède pas 25 ms.

La transmission de données correctes par l'interface série est choisie comme critère de bon fonctionnement de la carte. Ce choix peut se justifier puisque nous pouvons considérer qu'il s'agit là de la fonction principale de la carte. La carte est alors considérée comme une boîte noire et ce parallélisme rejoint celui rencontré par exemple dans le domaine de l'automobile où l'équipement à tester provient d'un fabricant et pour lequel le contenu n'est pas divulgué.

Les données sérielles issues du microcontrôleur sont communiquées à l'instrumentation à l'extérieur de la cellule au moyen d'une fibre optique et de deux interfaces émetteur-récepteur optiques tout-ou-rien, l'une placée sur la carte sous test, l'autre au niveau de l'appareillage de mesure. L'emploi de ces interfaces optiques permet de s'affranchir d'interférences supplémentaires indésirables, acheminées par des liaisons galvaniques, qui peuvent perturber la transmission série par couplage voire perturber le circuit sous test par conduction.

Afin de n'étudier que les phénomènes de couplage sur le circuit imprimé proprement dit, l'alimentation de la carte est réalisée par deux moyens différents. Le premier consiste à utiliser une pile placée dans la cellule proche de la carte à tester, le second fait intervenir une alimentation externe ramenée par un câble torsadé au centre de la cellule. Dans les deux cas, un circuit de régulation et de filtrage relie la source de tension continue externe à l'alimentation des circuits sur la carte.

II.1.2. Protocole de mesure.

Les essais de susceptibilité sont menés dans une cellule de type "stripline" (§ I.5.2) pour des fréquences comprises entre 1 et 200 MHz et pour des champs électriques d'amplitudes inférieures à 150 V/m en régime entretenu non modulé.

L'ensemble des instruments de mesure, situé à environ 3 mètres de la cellule (Figure II-4), est piloté par micro-ordinateur. Un oscilloscope numérique est utilisé pour la validation des données transmises par la carte et la mise en évidence des défauts de

fonctionnement en temps réel. Un générateur HF, utilisé en mode entretenu non modulé, suivi d'un amplificateur de 40 dB sont utilisés pour délivrer une puissance maximale de 10 W dans une gamme de fréquences de 1 à 200 MHz. Enfin, un analyseur de spectre mesure la tension sur la charge de la cellule et donne ainsi une image de la puissance transmise.

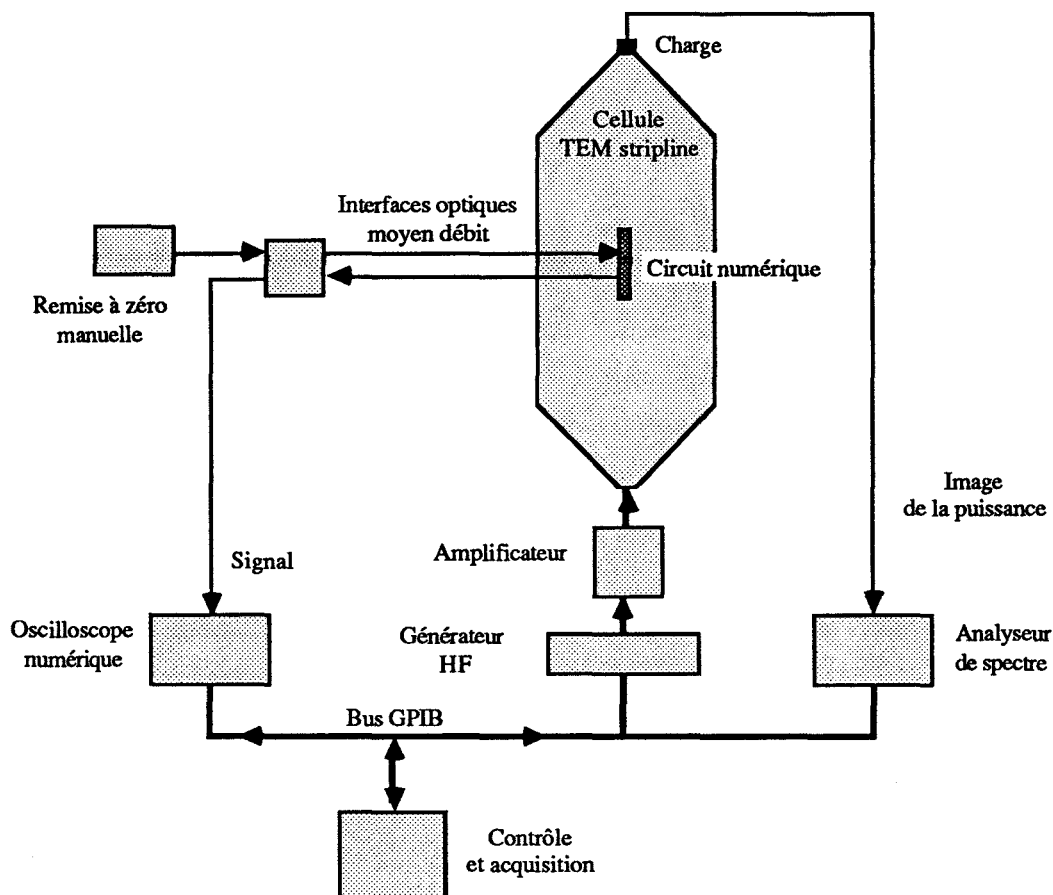


Figure II-4 : Schéma synoptique de l'ensemble du banc de mesure.

Pour pouvoir vérifier la validité de la trame émise en temps réel nous faisons appel à une fonction de l'oscilloscope numérique permettant de créer une enveloppe uniforme autour du signal d'origine. Le déclenchement de l'acquisition s'effectue lorsque le signal franchit les limitations de l'enveloppe (Figure II-5). L'enveloppe du signal est fixée à $\pm 10\%$ de la base de temps et $\pm 25\%$ de l'échelle des amplitudes.

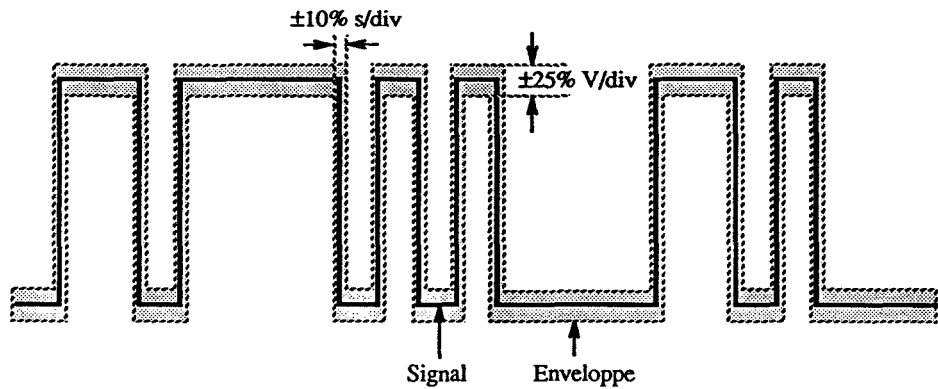


Figure II-5 : Enveloppe de validation du message émis.

La fonction du programme de pilotage consiste à balayer une gamme de fréquences en incrémentant pour chacune d'elles la puissance du générateur linéairement jusqu'à l'apparition du premier défaut. Les valeurs de la puissance et de la fréquence associées sont alors enregistrées pour l'angle d'incidence étudié. Le caractère fugitif ou permanent de la défaillance est également vérifié en testant à nouveau le circuit après coupure de la perturbation. Les pertes dues à la longueur des câbles et au rayonnement de la cellule en haute fréquence sont compensées au niveau du programme d'acquisition dans la limite des possibilités de l'amplificateur.

Deux angles θ et φ sont choisis afin de définir la position de la carte vis à vis du champ électromagnétique incident comme l'illustre la figure II-6. Le couplage peut être nul ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$), uniquement électrique ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi \neq 0^\circ$) ou magnétique et électrique ($\theta \neq 0^\circ$ et $\varphi \neq 0^\circ$).

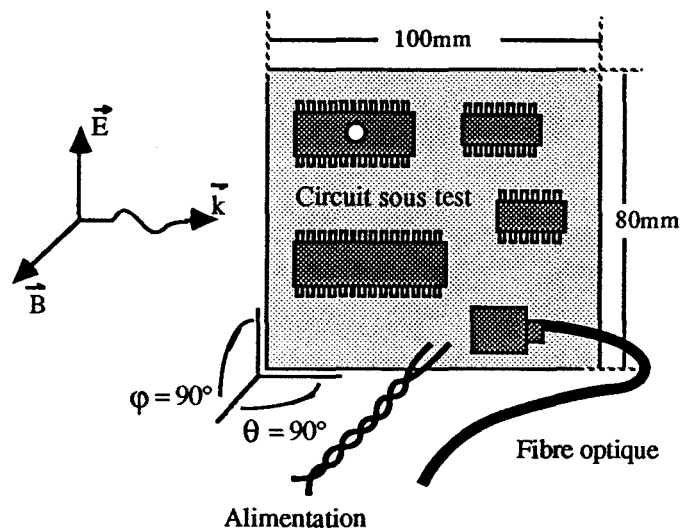


Figure II-6 : Convention d'orientation de la carte sous test.

Dans le souci de soumettre le circuit sous test à toutes les configurations de perturbation, le niveau du champ électromagnétique incident est maintenu pendant un temps supérieur à celui nécessaire au contrôle de fonctionnement de la carte. Nous pouvons considérer ce temps comme égal à la durée d'un cycle complet du programme implanté en mémoire sur la carte numérique (25 ms).

Dans ce qui suit, les relevés de susceptibilité sont présentés sous la forme de courbes donnant la puissance minimale nécessaire pour perturber la carte en fonction de la fréquence pour des angles θ et ϕ donnés. Les fréquences et les niveaux pour lesquels la carte est définitivement perturbée, c'est à dire pour lesquels le dysfonctionnement nécessite une réinitialisation du microcontrôleur, sont indiqués par un astérisque (*).

II.1.3. Validation du banc de mesure.

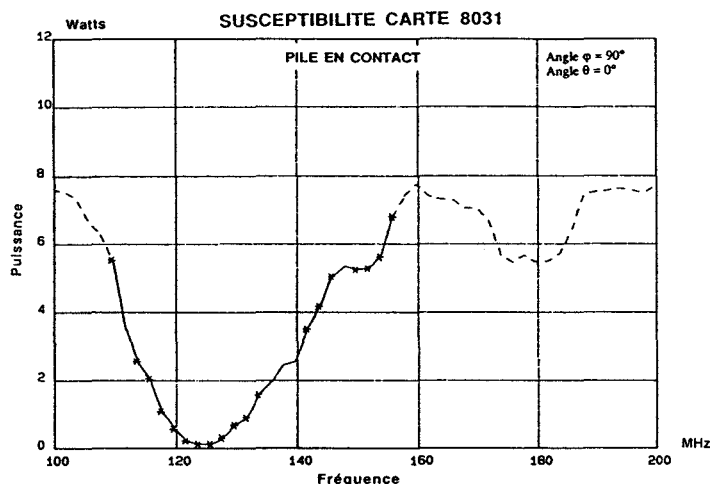
Les mesures en cellule TEM posent généralement deux problèmes techniques majeurs : le moyen d'alimentation du dispositif sous test et l'influence du dispositif sur l'homogénéité du champ dans la cellule.

** Alimentation du dispositif.*

Le risque de ramener les perturbations par l'alimentation est étudié en utilisant deux sources d'alimentation différentes : une pile à l'intérieur de la cellule et placée plus ou moins proche de la carte et une source de tension continue externe connectée au circuit par un câble torsadé. Ce câble arrive soit verticalement par un orifice au centre de la cellule soit horizontalement par un des côtés de la cellule en suivant les lignes de champ magnétique. Pour un couplage électrique maximal seul ($\theta = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$), nous avons effectué des mesures de susceptibilité de la carte dans les configurations d'alimentation suivantes :

- une alimentation extérieure à partir du secteur,
- une pile flottante reliée par un câble court,
- une pile connectée par 20 cm de câble,
- une pile placée sur la masse de la cellule.

La carte est toujours disposée de manière flottante sous la cellule et ne sera reliée électriquement à la cellule que dans le dernier cas de figure. Le graphe II-7 montre le résultat obtenu dans ce cas, les expériences précédentes n'ayant pas permis de mettre en évidence de défauts de fonctionnement.



Graph II- 7 : Susceptibilité de la carte avec une pile en contact avec la cellule.

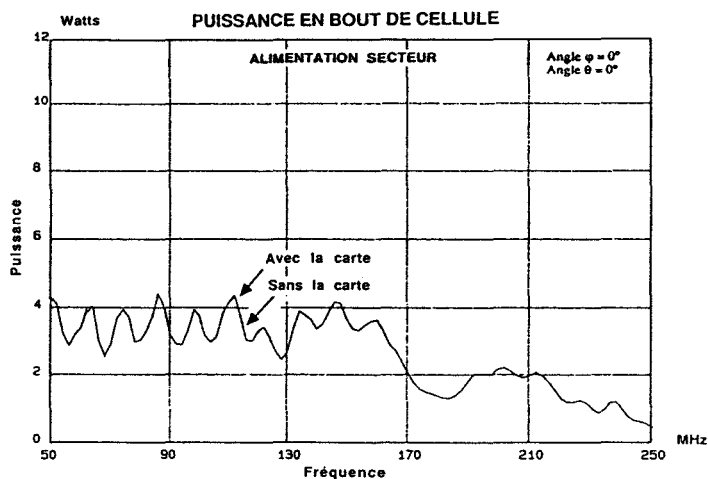
Une alimentation par pile à l'intérieur de la cellule présente de nombreuses différences selon que la pile est flottante ou en contact avec la cellule. Dans le dernier cas, nous observons une très forte résonance en champ électrique entre 100 et 160 MHz, le niveau de puissance minimal pour perturber la carte atteignant 0,13 W (≈ 17 V/m) à 123 MHz.

*** Influence de l'équipement sur l'homogénéité du champ.**

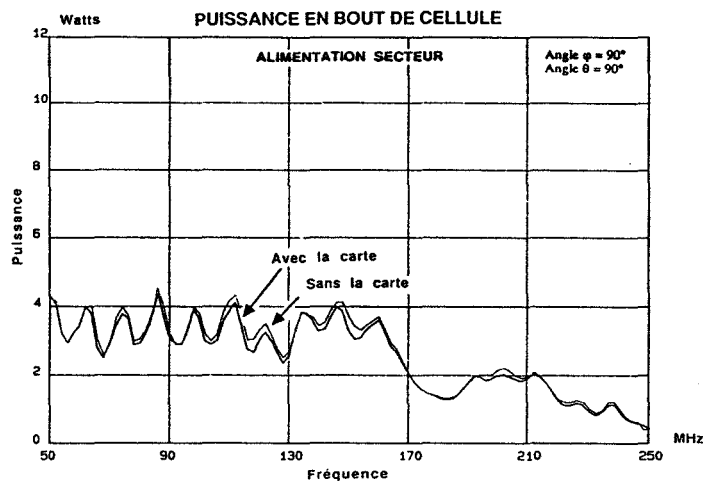
Il est également intéressant de mesurer la puissance recueillie sur la charge de 50Ω à l'extrémité de la cellule. Cette lecture permet de donner une idée de l'uniformité du champ électromagnétique dans la cellule en fonction de la fréquence et de vérifier que, par sa présence, l'équipement sous test n'altère pas l'adaptation d'impédance de la cellule de manière significative [32]. En effet, la présence du circuit électronique sous la cellule peut provoquer une désadaptation de celle-ci surtout visible près des résonances du circuit sous test. Le champ électrique peut être également renforcé lorsque le circuit à tester est connecté au plan de masse de la cellule. Dans ce cas, seules des mesures utilisant des capteurs de champ peuvent évaluer correctement l'amplitude du champ électrique. Ceci est à l'origine du débat acharné entre participants et détracteurs de la cellule TEM et mérite d'être signalé [33].

Les graphes II-8 permettent de comparer la puissance recueillie sur la charge de la cellule en absence puis en présence du circuit sous test pour les différents moyens d'alimentation et configurations de couplage. Les graphes (a) et (b) ont été relevés pour un couplage minimal ($\theta = 0^\circ$ et $\phi = 0^\circ$) et maximal ($\theta = 90^\circ$ et $\phi = 90^\circ$) utilisant un même type d'alimentation (secteur) tandis que les graphes (b) et (d) comparent deux modes d'alimentation différents (secteur et pile en contact) pour un couplage maximal.

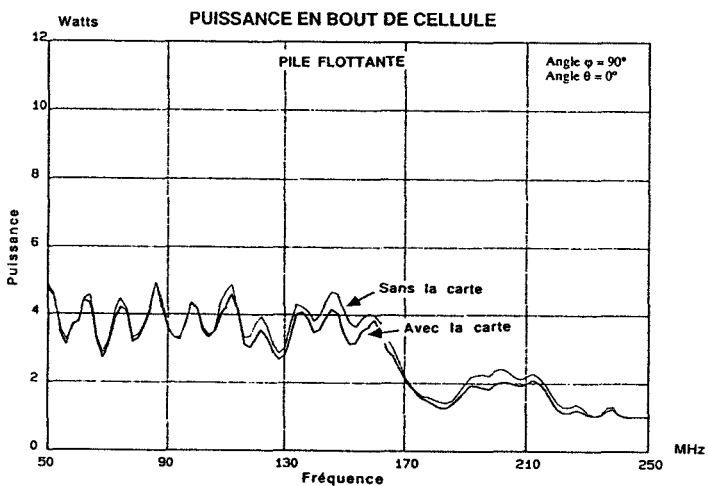
Si la carte est alimentée soit par une pile flottante soit par une source externe, nous pouvons remarquer sur ces graphes que la puissance mesurée en bout de cellule varie très peu entre les différentes configurations. À l'inverse, le cas de la pile en contact avec la cellule montre une nette diminution de la puissance dans la même gamme de fréquences (100 à 160 MHz) que pour les tests de validation en susceptibilité. Il y a donc localement au niveau de la carte une désadaptation de la cellule, la puissance manquante dans la charge se retrouve en partie dans le circuit sous test et en partie réfléchi vers le générateur.



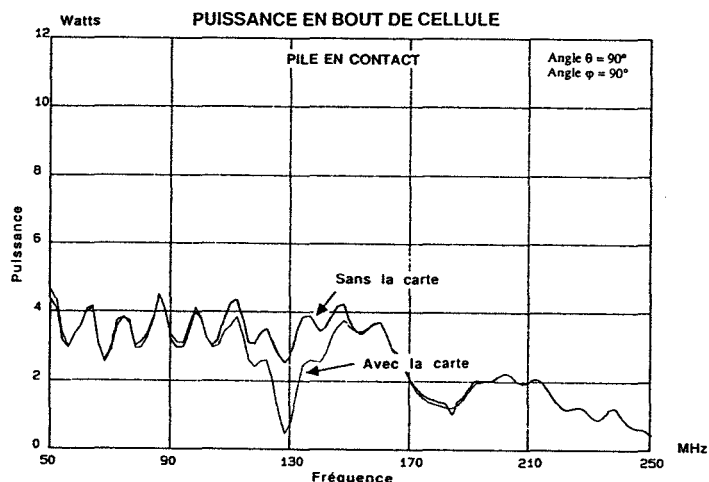
(a) : Couplage minimal.



(b) : Couplage maximal.



(c) : Pile flottante.



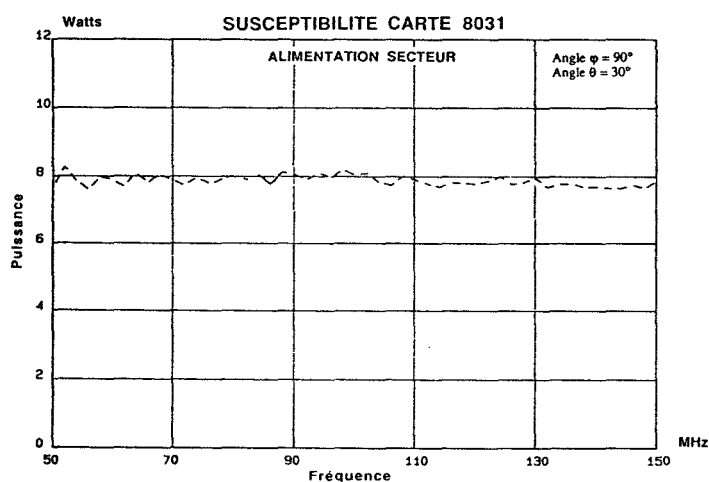
(d) : Pile en contact avec la cellule.

Graphes II-8 : Différence de puissance sur la charge de la cellule.

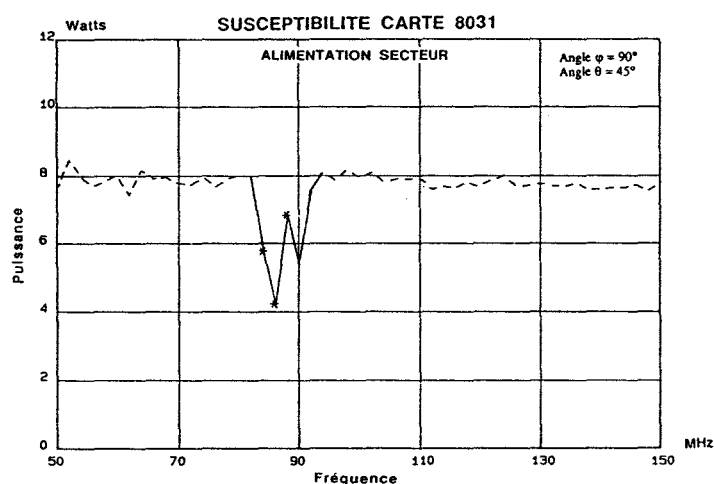
L'emploi d'une alimentation externe judicieusement disposée n'influe que très peu sur la susceptibilité de la carte et préserve le caractère TEM de la cellule. Nous pouvons alors constater que les résultats rejoignent ceux obtenus en utilisant une pile flottante. L'alimentation externe sera retenue pour la suite des essais pour des raisons de stabilité de tension et de reproductibilité des résultats.

II.1.4. Résultats des essais de susceptibilité.

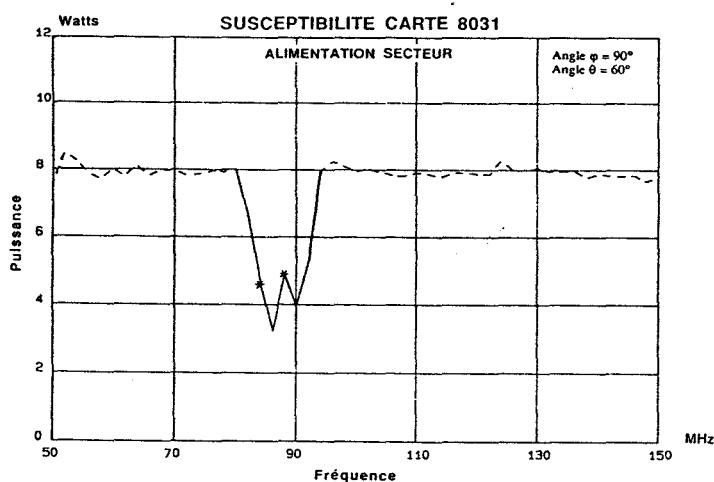
Les résultats obtenus avec une alimentation extérieure à la cellule sont portés sur les graphes II-9. Ils sont obtenus pour une gamme de fréquences de 1 à 200 MHz et par pas de 2 MHz pour des angles d'incidence du champ magnétique θ de 30° , 45° , 60° et 90° . Les fréquences et les niveaux pour lesquels la carte est définitivement perturbée sont indiqués par un astérisque (*). Ces graphes révèlent que la carte est très sensible au champ magnétique entre 80 et 95 MHz pour une puissance disponible maximale de 8 W, c'est à dire pour un champ électrique d'environ 133 V/m.



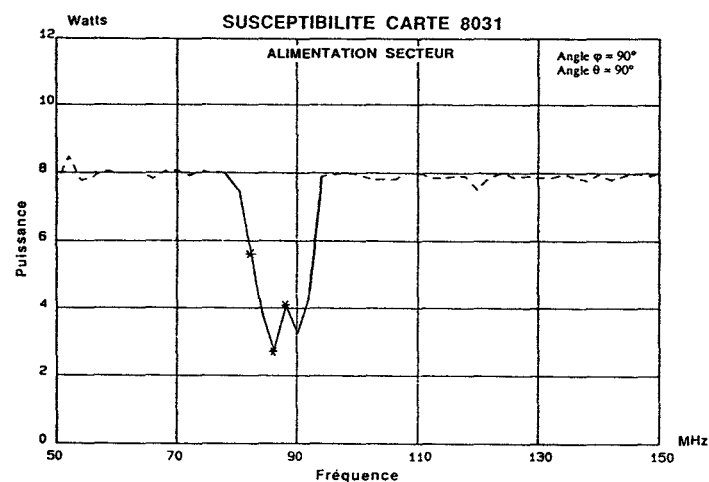
(a) : Incidence de 30°



(b) : Incidence de 45°



(c) : Incidence de 60°

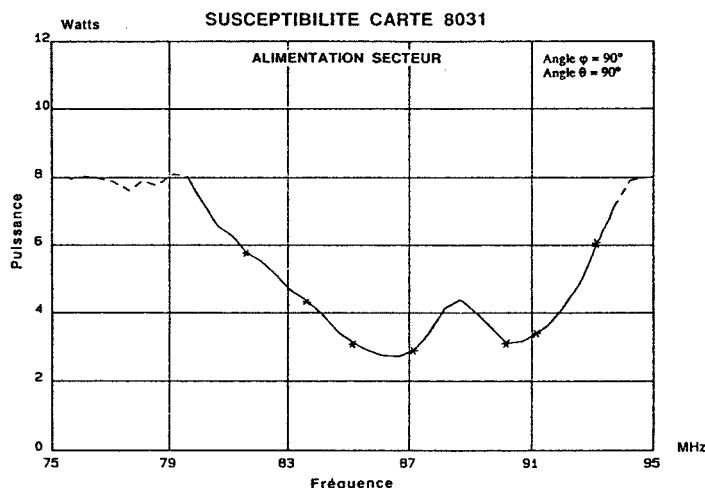


(d) : Incidence de 90°

Graphes II-9 : Susceptibilité du circuit en fonction de l'angle θ .

Le graphe II-10, réalisé avec des pas de fréquence de 500 kHz, permet de mieux apprécier la résonance en susceptibilité de la carte pour un couplage maximal en champ

magnétique et électrique entre les fréquences de 75 et 95 MHz. On peut noter l'existence de deux résonances voisines : la première à 86,7 MHz ($2,7 \text{ W} \approx 77,5 \text{ V/m}$) et la seconde à 90 MHz ($3 \text{ W} \approx 81,5 \text{ V/m}$). Bien qu'aucun défaut n'ait été observé pour un couplage uniquement électrique ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$), la combinaison simultanée des deux composantes du champ électromagnétique incident est à l'origine des résultats obtenus avec une forte dépendance envers le champ magnétique. En effet, l'étude du couplage magnétique seul n'est pas possible dans cette configuration et à ces fréquences à cause du lien existant entre les deux champs.



Graph II-10 : Résonance en susceptibilité de la carte.

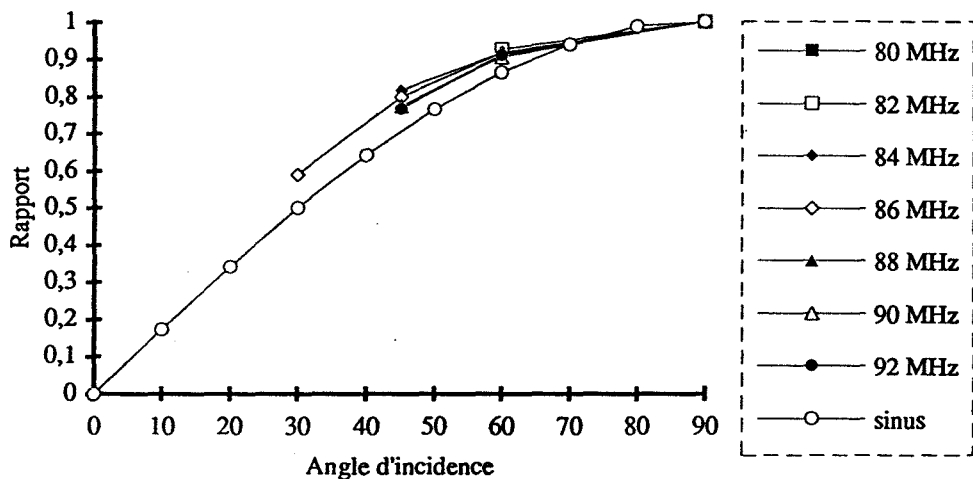
II.1.5. Interprétation des résultats.

En assimilant la carte numérique à un ensemble de boucles magnétiques et d'antennes électriques sensibles respectivement aux champs magnétique et électrique, nous pouvons supposer qu'il existe une partie du circuit plus sensible que le reste. Dans ce cas, si nous émettons l'hypothèse que le premier défaut observé est localisé sur une piste bien particulière du circuit et si nous considérons qu'il existe une relation linéaire entre le courant induit dans cette piste et la composante du champ magnétique incident pour une fréquence donnée, nous pouvons envisager un courant induit de seuil dans cette piste pour lequel il y a apparition d'un défaut de fonctionnement. Pour un angle d'incidence donné θ , il existe alors la même relation entre le niveau de susceptibilité de la carte et le niveau de susceptibilité maximale qu'entre la composante du champ magnétique $B(\theta)$ et le champ magnétique maximal B_m pour $\theta = 90^\circ$:

$$B(\theta) = B_m \sin \theta \quad (\text{II.1})$$

Le rapport entre l'amplitude du champ pour lequel la susceptibilité est maximale B_m (pour $\theta = 90^\circ$) et le niveau de ce même champ magnétique $B(\theta)$ correspondant à l'apparition d'un défaut peut être calculé à partir des résultats expérimentaux pour chacune des fréquences ayant donné un défaut de fonctionnement. L'ensemble des résultats est résumé dans le graphe II-11.

Dans ce graphe nous avons également représenté la fonction $f(\theta) = \sin\theta$ afin de confronter les résultats à la relation établie dans l'équation II.1. Nous remarquons une très bonne corrélation des résultats pour les différentes fréquences indiquées, résultats qui tendent à s'écarter toutefois de la fonction de référence lorsque l'angle de couplage magnétique q diminue. Ceci renforce notre hypothèse précédente selon laquelle le champ électrique contribue pour une faible part à la perturbation du circuit étudié.



Graphe II-11 : Diagramme de susceptibilité de la carte.

II.1.6. Conclusion.

Tout au long de ces essais, nous avons étudié la susceptibilité globale d'un circuit numérique à base d'un microcontrôleur soumis à un champ électromagnétique incident. Par le biais d'une cellule de type "stripline" et pour des ondes entretenues non modulées de fréquences comprises entre 1 et 200 MHz, nous avons mis en évidence la sensibilité électromagnétique de cette carte dans une gamme de fréquences de 80 MHz à 95 MHz. Bien que ces fréquences dépassent largement les cadences d'horloges maximales acceptées par les circuits intégrés logiques mis en jeu, il s'avère que ces circuits restent très sensibles à de telles fréquences et peuvent être sujets à des dysfonctionnements.

La susceptibilité électromagnétique de cette carte est essentiellement liée au couplage magnétique et très peu au couplage électrique, ce qui nous laisse penser que le couplage lié à la surface des boucles créées par les pistes du circuit imprimé prédomine sur le couplage de type antenne lié à la longueur des pistes. Les dimensions de la cellule, la puissance disponible et la faible longueur des pistes du circuit imprimé ne permettent pas d'induire des perturbations assez importantes au niveau du circuit sous test pour pouvoir discerner l'action du champ électrique seul.

Par des essais successifs dans une même configuration de couplage, nous avons pu observer les différents modes de dysfonctionnement et distinguer leur caractère fugitif ou permanent. Néanmoins, vue la complexité du circuit sous test, il s'est avéré impossible de localiser les origines de son dysfonctionnement. Bien que cette étude ne soit pas focalisée sur la caractérisation des défauts de fonctionnement, nous remarquons que les interférences électromagnétiques peuvent affecter le débit d'informations sur la ligne série, les niveaux logiques des données transmises ou se traduire tout simplement par une absence de transmission.

Il s'avère pour l'instant qu'aucun mode de dysfonctionnement ne semble être lié ni au niveau ni à la fréquence du perturbateur mais plutôt au moment d'occurrence de la perturbation. En effet, le fonctionnement d'une carte numérique séquentielle est régi par une succession d'états logiques différents répartis sur l'ensemble des signaux constituant le circuit. À un état du circuit correspond un ensemble de signaux de niveau logique donné. Il est donc clair qu'à chacun de ces états peut correspondre un mode de panne différent dépendant des niveaux logiques présents à cet instant.

Pour permettre une interprétation approfondie des phénomènes de dysfonctionnement il est nécessaire de recourir à un plus grand nombre de points d'observation de l'équipement sous test, par exemple l'ensemble du bus multiplexé et les signaux de contrôle, afin de pouvoir reconstituer le fonctionnement de l'équipement durant les perturbations.

II.2. EFFETS D'UNE DÉCHARGE ORAGEUSE SUR UN ÉQUIPEMENT EMBARQUÉ.

Le nombre sans cesse croissant de fonctions électroniques à bord de véhicules routiers conduit à une augmentation considérable de la longueur du câblage électrique. Cette augmentation a pour effet d'accroître le coût du véhicule et surtout sa susceptibilité aux perturbations extérieures, voire aux perturbations produites par les systèmes déjà existants dans le véhicule.

L'implantation de systèmes de commande numériques et d'aide à la conduite à bord de véhicules requiert nécessairement un échange important d'informations entre les différents systèmes électroniques. Cette transposition technologique ne peut aboutir que par l'emploi de composants spécifiques à haute intégration et par la mise en place d'un support de communication sous forme de réseau local, commun à l'ensemble des modules [35, 36]. À l'heure actuelle, deux protocoles de communication intravéhicule se distinguent en Europe : le CAN⁴ dans le domaine ferroviaire et le VAN⁵ [37] dans le domaine de l'automobile français.

Dans le domaine de l'automobile, les considérations de CEM reviennent souvent à blinder plus ou moins les équipements, à modifier la disposition des faisceaux de câbles puis à vérifier leur efficacité par des essais en chambre semi-anéchoïque dans des configurations de perturbation que le véhicule est susceptible de rencontrer telles que des ondes entretenues modulées ou non dans la gamme 200 MHz à 1 GHz en bande étroite [17].

Néanmoins, il existe des phénomènes naturels, tels que la foudre, difficilement reproductibles en laboratoire par leurs dimensions physiques. Comme nous le verrons par la suite, une décharge orageuse peut générer des impulsions électromagnétiques intenses rayonnées dans la gamme de fréquences 200 Hz à 20 MHz et à plus faible amplitude jusqu'à 200 MHz. Les conditions expérimentales représentatives d'une décharge orageuse sont très difficiles à simuler, ceci est dû notamment au courant de foudre nécessaire (quelques dizaines de kA), à la hauteur du canal ionisé à reproduire (quelques km) ainsi qu'à la vitesse de propagation des impulsions de courant dans le canal (environ 10^8 m/s).

⁴ Car Area Network.

⁵ Vehicle Area Network.

Le CNET⁶, en association avec le CEA-CENG⁷, a organisé durant l'été 1990 une campagne de mesures sur les effets de la foudre sur le site privilégié de Saint-Privat d'Allier en France. L'INRETS-CRESTA⁸, conjointement avec l'UTAC⁹, des industriels de l'automobile tels que RVI¹⁰ et PSA¹¹, et l'ECL¹² ont saisi l'opportunité de cette nouvelle campagne de mesures pour quantifier le niveau de susceptibilité d'un réseau intravéhicule et analyser le comportement de cartes de communication lors d'un impact de la foudre à proximité du véhicule.

La susceptibilité électromagnétique d'un tel équipement dépend d'une part de la sensibilité de chacune des cartes électroniques et d'autre part des niveaux de courant perturbateurs acheminés par le support de communication. Les perturbations de l'électronique peuvent être dues au couplage direct entre le champ électromagnétique et les pistes du circuit imprimé ou dues aux perturbations conduites par les supports de communication ou les câbles d'alimentation. La technologie de câble choisie comme support de communication et notamment son efficacité de blindage joue également un rôle important dans la susceptibilité globale de l'équipement.

De ce fait, interviennent dans notre étude à la fois des mesures analogiques sur le comportement de différents supports de communication soumis aux perturbations et des analyses de comportement de cartes de communication sujettes à des interférences électromagnétiques.

II.2.1. Le phénomène de la foudre.

Le "cumulonimbus" est le nuage qui est à l'origine des décharges orageuses. Il existe plusieurs types de décharges orageuses : les décharges intra-nuages, nuage-sol, et en air libre. Les décharges intra-nuages sont les plus fréquentes mais les études portent en général sur les décharges nuage-sol à cause des champs électromagnétiques importants que ces dernières produisent et les courants intenses qu'elles drainent.

⁶ Centre National d'Études des Télécommunications.

⁷ Commissariat à l'Énergie Atomique - Centre d'Études Nucléaires de Grenoble.

⁸ Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité.

⁹ Union Technique de l'Automobile, du Cycle et du motocycle.

¹⁰ Renault Véhicule Industriel.

¹¹ Peugeot Société Anonyme.

¹² École Centrale de Lyon.

*** *Processus d'une décharge orageuse naturelle.***

Une décharge nuage-sol ou éclair est composée d'une ou plusieurs décharges partielles et dure plusieurs centaines de millisecondes. Chaque décharge partielle est appelée arc en retour et dure quelques centaines de microsecondes. Le nombre moyen d'arc en retour par éclair est de quatre séparés de quelques dizaines de millisecondes. L'éclair débute par un précurseur par pas qui se propage du nuage vers le sol en progressant par bonds de quelques dizaines de mètres [38].

À l'approche du sol, le précurseur par pas engendre un précurseur ascendant du sol. Lorsqu'ils se rencontrent, il se crée un canal qui va permettre le passage d'un courant de forte intensité (quelques dizaines de kiloampères) : c'est le premier arc en retour qui progresse avec une vitesse de l'ordre de 10^8 m/s ; sa température importante (environ 30000° K) est à l'origine de sa forte intensité lumineuse et de l'onde sonore appelée tonnerre.

Lorsque le courant a parcouru la totalité du canal et si le nuage contient encore une quantité suffisante de charges, un précurseur continu va alors traverser le canal de l'arc en retour précédent du nuage vers le sol. Une succession de quelques précurseurs et arcs-en-retour peut ainsi avoir lieu et forme un éclair.

*** *Processus d'une décharge orageuse déclenchée.***

Le déclenchement artificiel de la foudre est provoqué en lançant vers le nuage orageux une fusée qui déroule dans son sillage un fil métallique. Un courant de formation de quelques centaines d'Ampères durant quelques centaines de millisecondes fait alors fondre le fil métallique. Après extinction de ce courant, on constate un certain nombre de précurseurs continus descendant jusqu'à l'extrémité du fil et suivi d'arcs-en-retour. Ils empruntent le canal créé auparavant par le fil métallique, et il est alors possible de contrôler leur point d'impact. La figure II-12 montre l'évolution caractéristique d'une décharge déclenchée artificiellement. L'ordonnée, représentant l'amplitude du courant, est portée sur une échelle logarithmique.

Il faut remarquer les différences essentielles entre les décharges naturelles et les décharges déclenchées : en premier lieu, le précurseur ascendant de la fusée et le courant continu créé dans le canal par le fil métallique sont caractéristiques des décharges déclenchées et en second lieu l'ensemble précurseur par pas et premier arc en retour n'existe pas quand l'éclair est déclenché artificiellement.

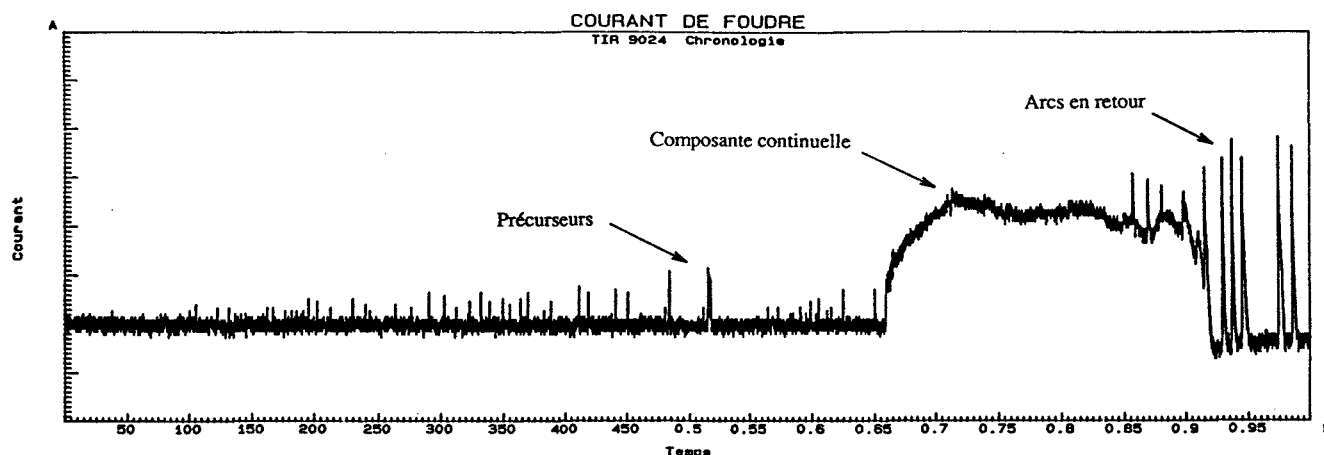


Figure II-12 : Signature d'une décharge artificielle.

II.2.2. Le site expérimental.

Le site de Saint-Privat d'Allier, créé en 1973 par EDF¹³ et le CEA, géré par le CNET depuis 1979, a été choisi pour son niveau isokéraunique important (supérieur à 30) ; il s'agit de l'une des régions les plus foudroyées de France [39].

Le site comprend une station principale et six stations périphériques. L'objectif de la station principale est de permettre le déclenchement artificiel de la foudre en définissant avec précision le point et l'instant d'impact de la foudre. Les stations satellites situées à différentes distances du site principal ont pour rôle de mesurer le champ électromagnétique en ces différents lieux.

L'aire de tir au sol est composée de 12 rampes contenant chacune une fusée-fil commandée par un système pneumatique activé à partir de la salle de commande. Celle-ci, située à environ 65 mètres de l'aire de tir et protégée par une double cage de Faraday, abrite le personnel et l'ensemble des équipements électroniques lors des périodes d'alerte. Accolé à cette cage, un groupe électrogène génère l'alimentation secteur nécessaire durant une alerte.

Des capteurs de champs électrique et magnétique sont également disposés sur le site. Un moulin à champ donne la mesure du champ électrique statique au niveau du sol. L'instant propice pour le tir d'une fusée est déterminé par la valeur du champ électrique statique au sol. Bien souvent, des niveaux inférieurs à -6 kV/m ou supérieurs à +10 kV/m permettent d'aboutir à un tir réussi.

¹³ Électricité de France

Le site automobile, situé à environ 50 mètres du pas de tir et à 70 mètres de la cage de commande, regroupe un poids lourd RVI et un véhicule de tourisme Peugeot 405 MI 16. Quatre caissons blindés sont disposés auprès des véhicules et renferment l'ensemble des équipements nécessaires aux mesures. Trois groupes électrogènes de moyenne puissance fournissent l'alimentation de ces caissons.

Pour des raisons de confidentialité, nous ne décrivons dans ce chapitre que les mesures effectuées et les résultats obtenus par l'INRETS-CRESTA et l'UTAC sur le véhicule de tourisme.

II.2.3. Description de l'ensemble de l'équipement sous test.

L'équipement installé dans le véhicule de tourisme est composé de deux modules expérimentaux de communication développés par l'INRETS-CRESTA, l'un sous l'aile avant droite, l'autre dans la malle arrière, et d'un ensemble de câbles différents dont l'un d'eux est utilisé comme support de communication. La figure II-13 schématise la disposition des faisceaux et cartes de communication à l'intérieur du véhicule. Pour des raisons de mesures, chaque support de communication est redondant, le premier dédié à la communication entre les modules, le second aux mesures de couplage.

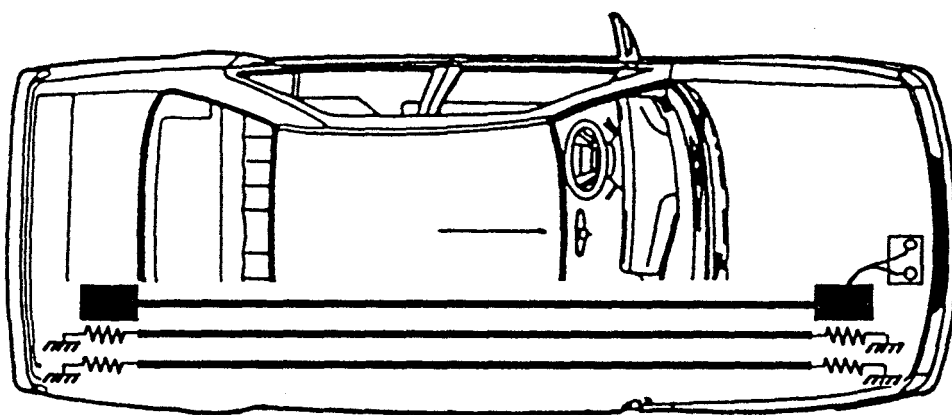


Figure II-13 : Disposition des faisceaux et cartes de communication à l'intérieur du véhicule de tourisme.

** Les mesures de couplage.*

L'ensemble des câbles de technologie différente (Figure II-14) est disposé dans le véhicule suivant son axe longitudinal, de la façon la plus rectiligne possible en épousant toutefois les formes du bas de caisse. Il s'agit d'un câble plat à 4 conducteurs (2 fils

d'alimentation, 2 fils de communication) préconisé par les constructeurs automobiles pour sa facilité d'emploi (a), d'un bifilaire torsadé blindé (b), d'un câble simple relié à ses extrémités au châssis du véhicule (c) et d'un câble simple terminé à une extrémité par un court-circuit et à l'autre extrémité par une charge de 50Ω (d).

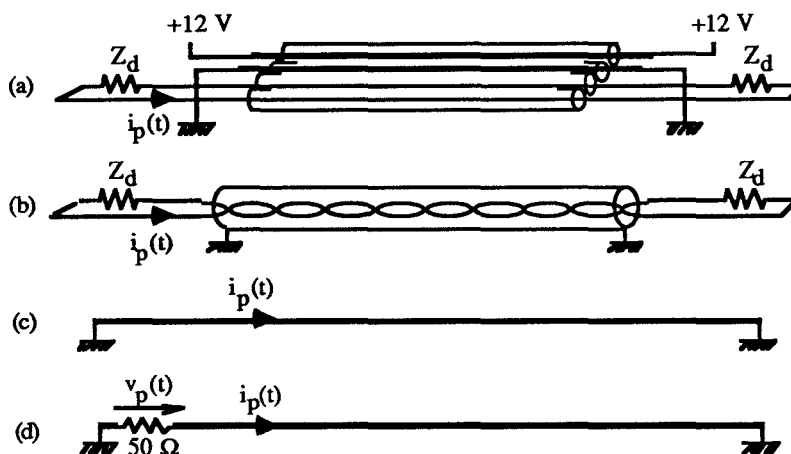


Figure II-14 : Configuration de mesure.

*** Les relevés de fonctionnement.**

Le but de notre étude est de comprendre les phénomènes engendrés par les perturbations causées par la foudre sur des cartes électroniques. Nous avons fait le choix de deux cartes s'échangeant des informations par l'intermédiaire d'un câble selon le protocole de transmission suivant : un débit de 125 kbps, un codage biphase de type Manchester et une transmission en mode différentiel [40].

Dans la perspective de faciliter la compréhension des phénomènes impliqués dans le couplage et de déterminer l'origine d'éventuels dysfonctionnements, nous nous sommes efforcés de réaliser des prototypes simples basés sur des composants du commerce (Figure II-15).

Nous avons choisi pour cette tâche un microcontrôleur Intel 8344 intégrant à la fois un CPU¹⁴ et un SIU¹⁵. Il est cadencé par un quartz à 8 MHz, fréquence permettant un débit de la transmission série de 125 kbps. Une mémoire externe 2732A a été choisie pour contenir à la fois le programme à exécuter et les données à émettre.

L'échange d'information se fait à partir de la partie SIU du 8344. Un amplificateur de ligne suivi d'un transformateur d'isolement interfacent le microcontrôleur

¹⁴ Central Processing Unit.

¹⁵ Serial Interface Unit.

et la ligne de transmission. L'alimentation des cartes s'effectue à partir de la batterie du véhicule dont la tension est ramenée à +5 Volts par un convertisseur continu-continu. La remise à zéro de la carte s'effectue par l'intermédiaire d'une interface optique.

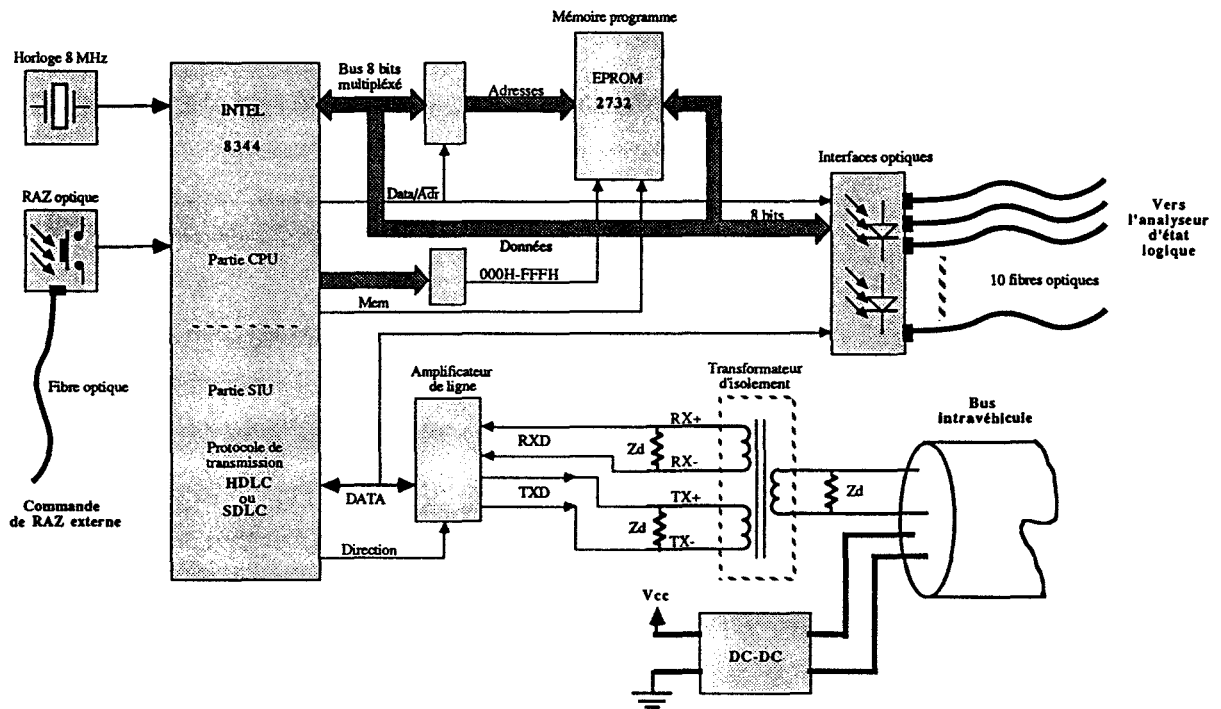


Figure II-15 : Schéma synoptique d'une carte de communication.

Afin d'observer le comportement des cartes lors de l'impact de la foudre, il nous faut établir les points reflétant au mieux leur fonctionnement. Notre choix se porte sur le bus multiplexé d'adresses et de données AD7-AD0 ainsi que les broches ALE¹⁶ et l'entrée-sortie série DATA du microcontrôleur. Pour transmettre ces différents signaux en permanence à un analyseur d'états logiques, nous disposons sur la carte d'interfaces optiques que nous pouvons supposer peu susceptibles aux perturbations électromagnétiques.

La broche ALE est choisie comme signal d'échantillonnage du bus multiplexé AD7-AD0 et du signal de communication DATA comme le décrit la figure II-16. L'intervalle de temps entre deux accès mémoire (entre deux fronts descendants de ALE)

¹⁶ Address Latch Enable.

est fixe et est de 750 ns. Les enregistrements numériques de la carte de communication ont été effectués sur 1024 accès mémoire soit pendant 768 μ s.

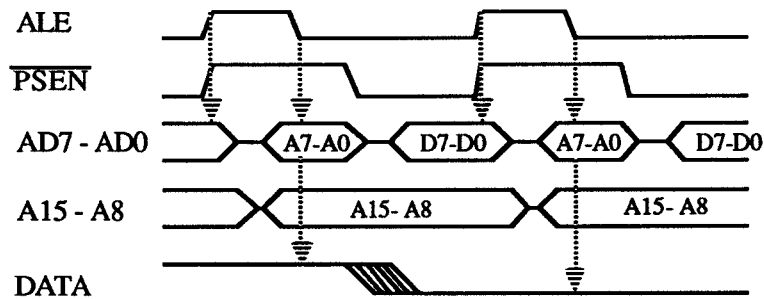


Figure II-16 : Échantillonnage des données numériques.

Les données échangées entre les modules se présentent sous forme de trames de 512 bits sous forme d'une séquence binaire pseudo-aléatoire afin de couvrir la majorité du spectre Manchester et être représentatives de n'importe quel type de dialogue sur ce réseau.

Les deux cartes de communication sont strictement identiques, mais les relevés de mesures ne sont effectués que sur le module se trouvant sous l'aile avant droite, ce dernier étant supposé être le plus exposé aux perturbations créés par la foudre.

II.2.4. Description du système d'acquisition.

La surveillance de fonctionnement des cartes de communication (Figure II-17) se fait au moyen d'un oscilloscope numérique chargé de l'acquisition des données analogiques véhiculées sur la ligne de transmission et d'un analyseur d'états logiques dont la fonction consiste à enregistrer les différents signaux numériques relevés sur la carte de communication.

Les mesures de couplage sont effectuées grâce à deux oscilloscopes numériques possédant respectivement 2 et 4 voies, de vitesse d'acquisition égale à 100 méga-échantillons par seconde.

Les systèmes d'acquisition mentionnés ci-dessus sont déclenchés par un signal commun à toutes les équipes sur le site permettant ainsi une acquisition synchronisée et permettent d'éviter les erreurs de déclenchements intempestifs.

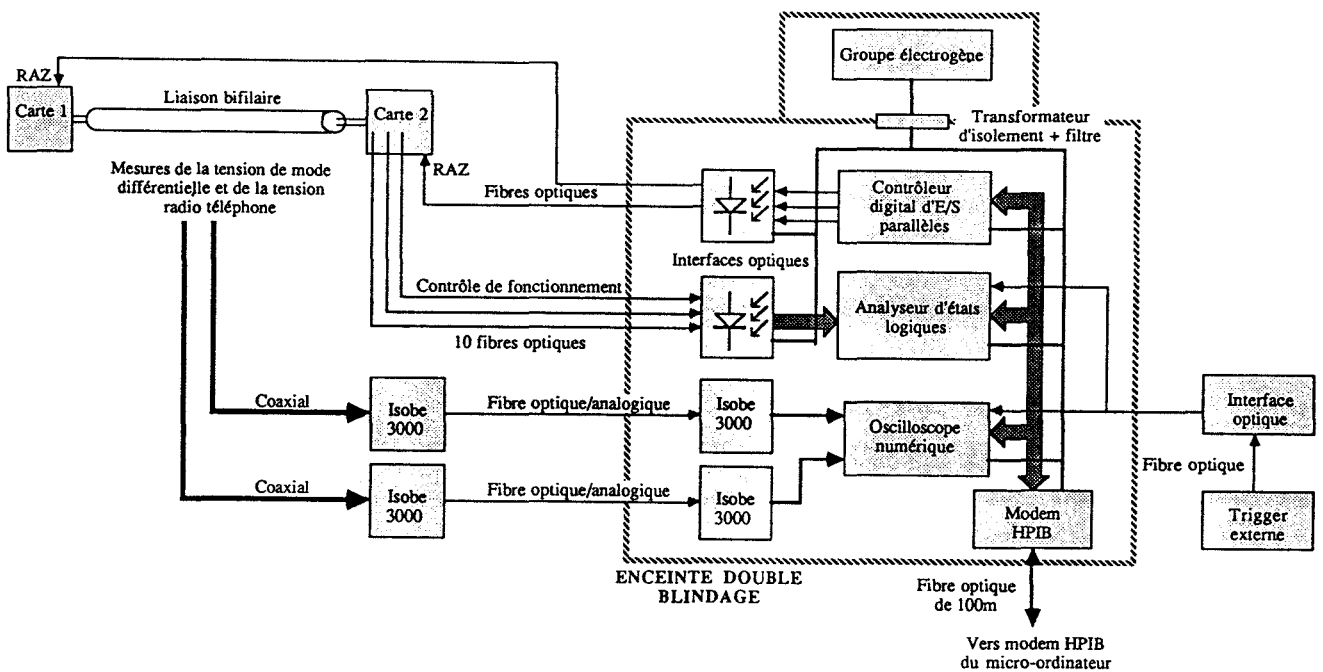


Figure II-17 : Schéma global du système d'acquisition.

Il s'est avéré important que les appareils de mesure ne soient ni perturbés ni détruits par le champ électromagnétique créé par la décharge orageuse. Il est donc nécessaire de prendre d'importantes précautions concernant les mesures. De nombreuses dispositions sont prises à cet égard, notamment :

- l'ensemble des appareils de mesure est placé dans des enceintes à double blindage isolées du sol et placées derrière le véhicule,
- un groupe électrogène de 2 kVA dont l'autonomie est d'environ 3 heures, alimente les différents appareils puisque le réseau EDF est coupé lors de l'orage,
- les mesures de courant relevées sur les divers câbles au niveau du véhicule sont effectuées par l'intermédiaire de câbles coaxiaux semi-rigides et de petites sondes de courant reliées à l'instrumentation à l'intérieur du caisson par des connecteurs de traversée. Nous prenons également soin d'isoler ces câbles semi-rigides de la masse métallique du véhicule afin d'éviter de créer des boucles de couplage supplémentaires,
- des convertisseurs électriques-optiques de type analogique nous permettent de mesurer les tensions différentielles à l'une des extrémités du support de communication. Ces interfaces sont également placées dans des enceintes métalliques,
- enfin, les relevés numériques au niveau de la carte de communication sont réalisés par l'intermédiaire de liaisons optiques tout ou rien.

Des micro-ordinateurs, installés dans la cage de commande, sont destinés au pilotage des différents appareils de mesure et au rapatriement des données acquises via des bus GPIB¹⁷. La liaison entre les micro-ordinateurs et les bus GPIB à l'intérieur des caissons blindés s'effectue par des modems optiques.

II.2.5. Résultats obtenus sur les mesures de couplage.

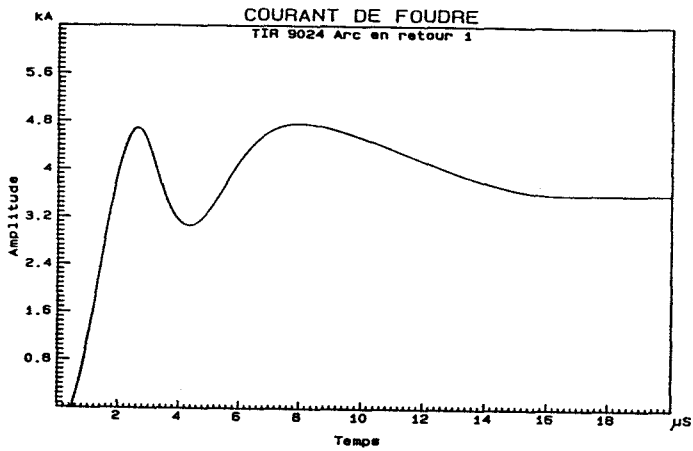
Nous nous limiterons dans ce chapitre à la présentation des résultats obtenus sur le premier des trois arcs en retour du tir 9024 pour lequel la configuration de mesure est la suivante :

- le support utilisé pour la voie de communication est le bifilaire torsadé blindé dont la tresse est reliée à l'avant et à l'arrière du châssis du véhicule,
- l'alimentation du module situé à l'arrière du véhicule est acheminée par deux des quatre conducteurs du câble plat,
- le courant différentiel est mesuré sur le bifilaire blindé et le câble plat à travers une charge ohmique de 150Ω ,
- le courant induit est mesuré sur l'extrémité arrière du câble en court-circuit,
- la tension différentielle est relevée sur le support de communication au niveau du module situé sous l'aile avant droite du véhicule.

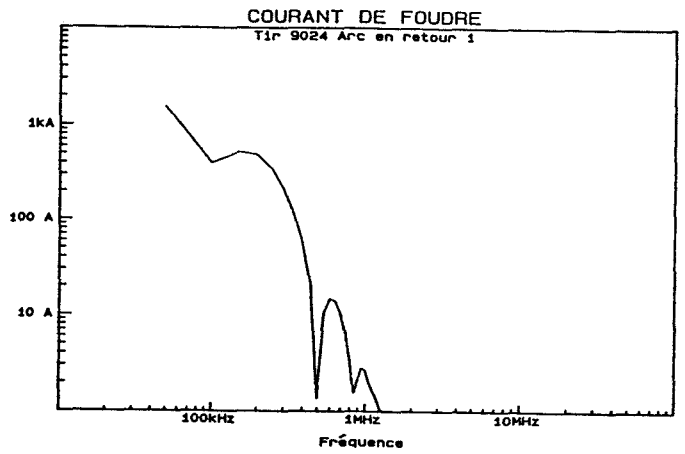
Dans la suite de cette étude, certains traitements numériques tels que la dérivée ou la déconvolution de signaux échantillonnés ne donnent de résultats exploitables que lorsque le bruit de mesure est très faible. Un tour d'horizon sur les différentes méthodes de filtrage usuelles montre qu'il est très difficile de supprimer totalement ce type de bruit à moins de déformer fortement le signal. Un traitement de lissage est alors effectué sur l'ensemble des résultats par une méthode reposant sur l'extrapolation des signaux par une série de fonctions "spline" du second ordre (Annexe A-II.1).

Les graphes II-18 à II-21 concernent les relevés temporels (a) et la densité spectrale (b) du courant de foudre, du courant induit dans le câble en court-circuit, dans le bifilaire torsadé blindé ainsi que la tension différentielle relevée sur la charge de 50Ω . Pour ce tir on peut remarquer que l'énergie associée se situe essentiellement en dessous de 1 MHz.

¹⁷ General Purpose Interface Bus.

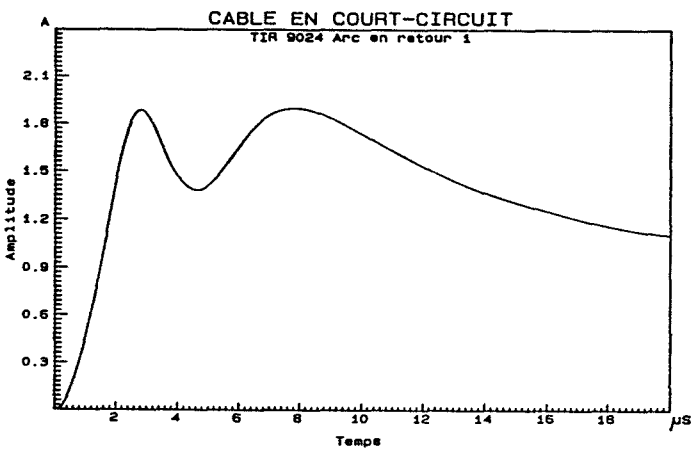


(a)

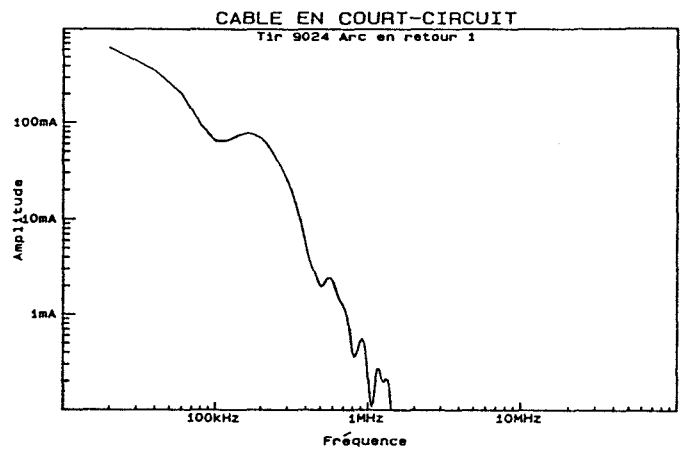


(b)

Graphes II-18 : Relevé du courant de foudre.

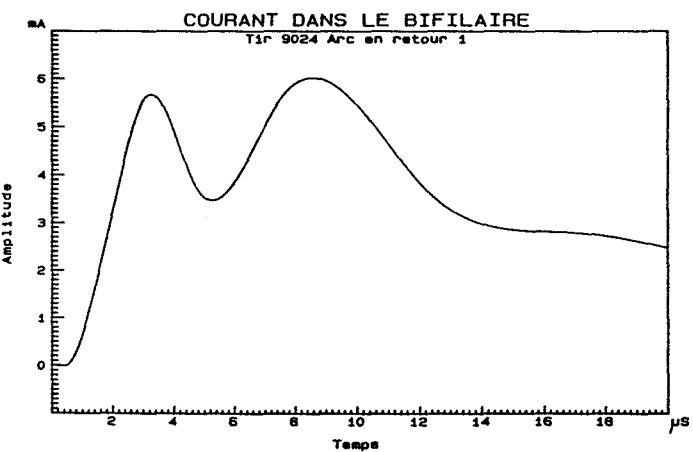


(a)

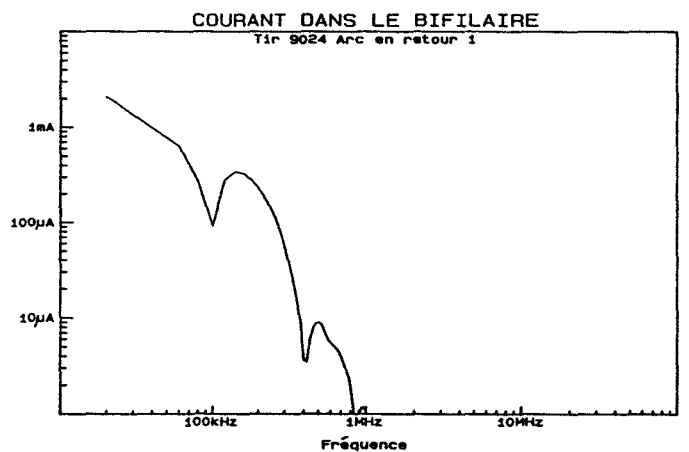


(b)

Graphes II-19 : Courant dans le câble en court circuit.

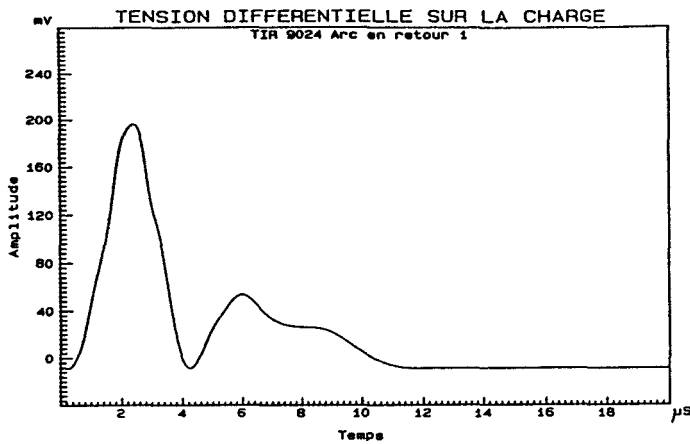


(a)

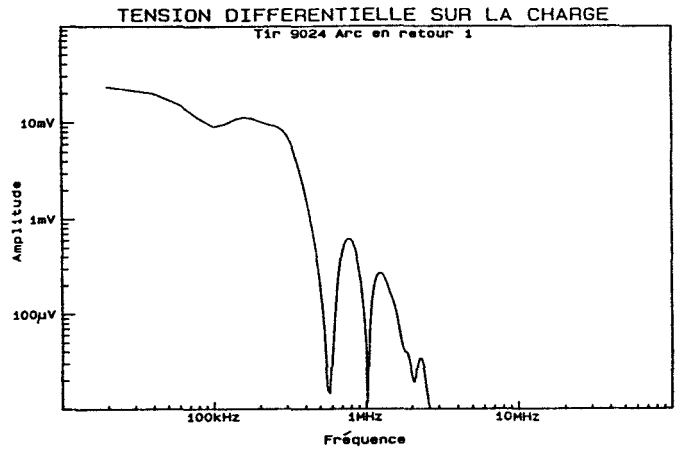


(b)

Graphes II-20 : Courant dans le bifilaire blindé.



(a)



(b)

Graphes II-21 : Tension sur la charge de 50 Ω .

** Simulation numérique du champ magnétique rayonné par l'éclair.*

Nous avons cherché à modéliser le couplage entre l'onde électromagnétique et les différents câbles. Pour cela, nous avons simulé le champ magnétique produit par l'éclair à partir de la connaissance du courant de foudre mesuré expérimentalement.

Un modèle couramment employé du canal de la foudre est celui de Uman et Mc Lain (1969), appelé Modèle Ligne de Transmission [89]. Ce modèle, schématisé par la figure II-22, considère un canal vertical entre le sol parfaitement conducteur et le nuage par lequel circule une impulsion de courant à une vitesse V . Ce modèle permet d'assimiler le canal foudre à une gigantesque antenne électrique de hauteur H et permet ainsi d'appliquer les lois de l'électromagnétisme classique.

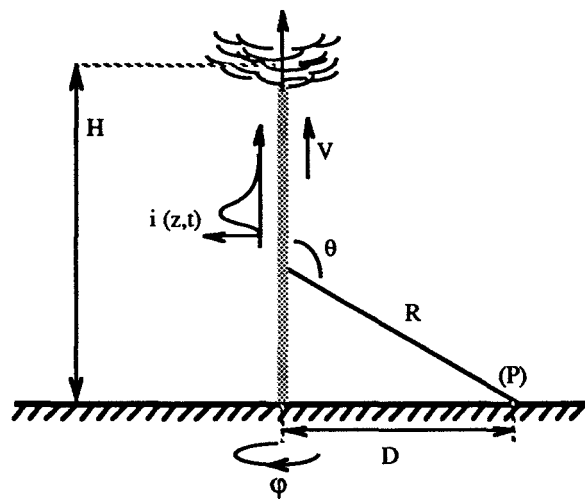
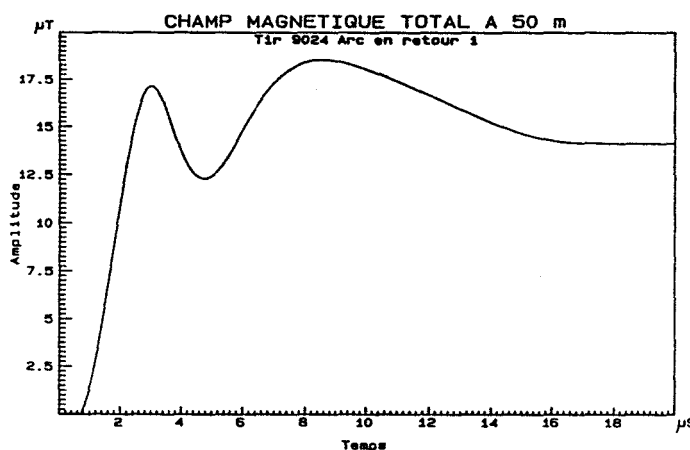


Figure II-22 : Modèle Ligne de Transmission de Uman et Mc Lain.

La simulation a été réalisée en supposant que l'onde de courant se déplace à une vitesse constante V de 10^8 m/s du sol vers le nuage, et en prenant comme distance nuage-sol H une valeur de 7 km. L'expression temporelle du champ magnétique $B_\varphi(D,t)$ en fonction de la distance D du point d'impact est donnée par l'équation (II.2) où $i(z,t)$ est le courant de foudre (Annexe A-II.2).

$$B_\varphi(D,t) = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_0^H \frac{\sin \theta}{R^2} i(z,t - R/c) dz + \frac{\mu_0}{2\pi} \int_0^H \frac{\sin \theta}{c R} \frac{\partial i(z,t - R/c)}{\partial t} dz \quad (\text{II.2})$$

À 50 mètres du point d'impact de l'éclair, la forme d'onde du champ magnétique (Graphe II-23), calculé à partir du relevé du courant de foudre (Graphe II-18 a) par l'intégration numérique de l'équation (II.2), est très similaire à ce dernier.



Graphe II-23 : Simulation du champ magnétique.

Cette simulation permet de fixer un ordre de grandeur approximatif du champ magnétique au voisinage des véhicules et va nous permettre d'étudier qualitativement les phénomènes de couplage entre le champ électromagnétique rayonné par la décharge orageuse et les câbles installés dans le véhicule.

** Étude du couplage électromagnétique.*

L'étendue spectrale limitée des signaux permet de considérer que les lignes de communication installées à bord du véhicule, d'une longueur inférieure à 3 mètres sont très petites devant les longueurs d'ondes des signaux perturbateurs considérés. De plus, en assimilant le canal foudre à une antenne électrique verticale et en considérant que les câbles sont placés dans un plan parallèle au sol et suivant l'axe de propagation, nous pouvons supposer que le couplage est essentiellement magnétique. La force

électromotrice d'induction $e_p(t)$ et sa transformée de Laplace $e_p(p)$ peuvent donc s'exprimer simplement par :

$$e_p(t) = \int_{(C)} \vec{E}(t) \cdot d\vec{l} = - \int_{(S)} \frac{\partial \vec{B}(t)}{\partial t} \cdot \vec{n} = \frac{\partial B(t)}{\partial t} S$$

$$e_p(p) = p B(p) S \quad (\text{II.3})$$

où $B(t)$ est le champ magnétique et S la surface formée par le contour (C) .

*** Couplage avec le câble court-circuité à ses extrémités.**

Au regard de la figure II-24 nous supposons que le câble en court-circuit se comporte comme une ligne sur un plan de masse d'une inductance totale L et de surface S dont la normale est parallèle au champ magnétique.

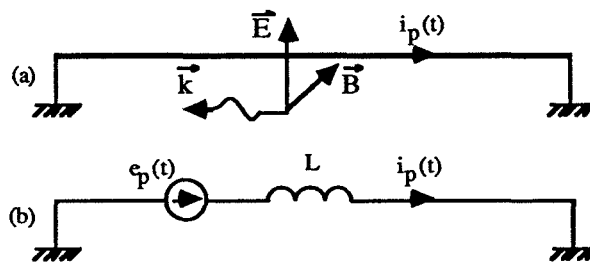
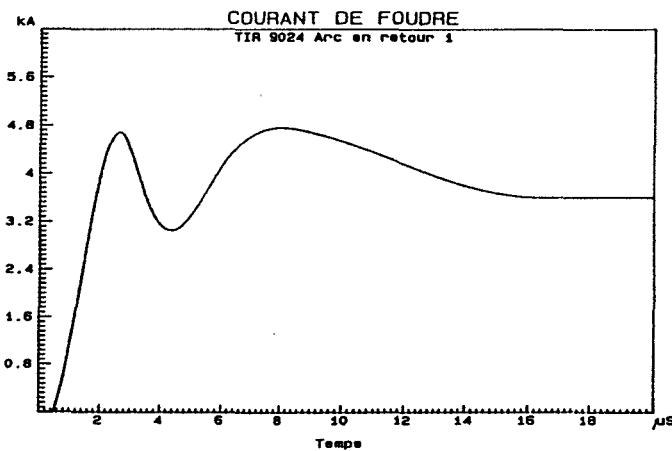
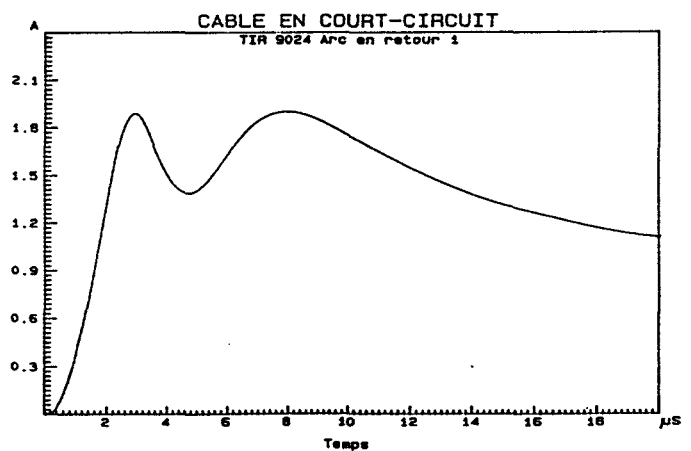


Figure II-24 : Couplage entre le champ magnétique et le câble en court-circuit.

$$i_p(p) = \frac{B(p) S}{L} = i_{cc}(p) \quad (\text{II.4})$$



Graphe II-25 : Courant de foudre.



Graphe II-26 : Courant dans le câble.

Le courant induit, que nous noterons $i_{cc}(p)$, est donc proportionnel au champ magnétique et donc dans notre cas, proportionnel au courant de foudre. La confrontation de la mesure du courant de foudre (Graphe II-25) et de celle du courant dans le câble en court-circuit (Graphe II-26) permet de confirmer cette hypothèse.

*** Couplage avec le câble chargé sur 50 Ω .**

La figure II-27 permet de calculer le courant induit et la tension aux bornes de la charge R en posant les mêmes conditions que précédemment.

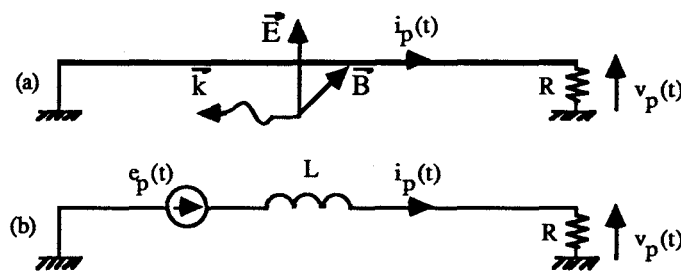


Figure II-27 : Couplage entre le champ magnétique et le câble pourvu d'une résistance.

Le courant induit dans le câble devient dans ce cas :

$$i_p(p) = \frac{e_p(p)}{R + L p} \quad (\text{II.5})$$

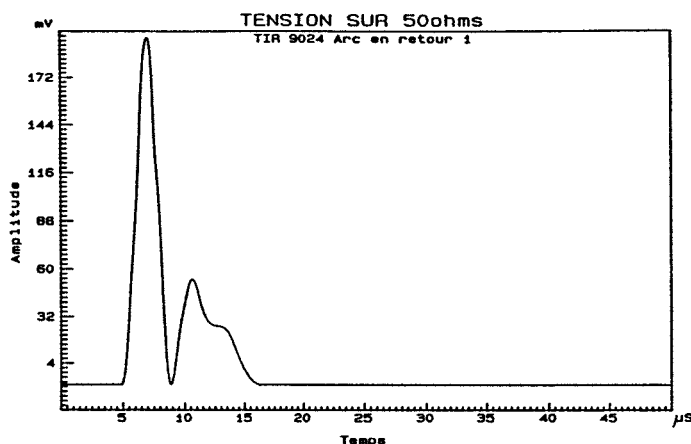
À partir des équations (II.3), (II.4) et (II.5), la tension aux bornes de la charge R peut s'exprimer alors en fonction du courant de court circuit $i_{cc}(p)$:

$$v_p(p) = R i_p(p) = \frac{R p B(p) S}{R + L p} = \frac{R L p}{R + L p} i_{cc}(p) \quad (\text{II.6})$$

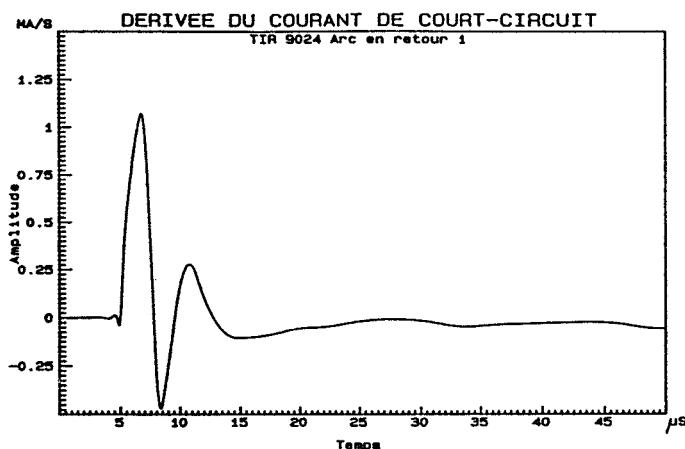
En faisant l'hypothèse que $|L p| \ll |R|$ on obtient :

$$v_p(p) \approx L p i_{cc}(p) \quad (\text{II.7})$$

Dans ces conditions la tension aux bornes de la charge R est proportionnelle à la dérivée du courant de court-circuit. Les graphes II-28 et II-29 permettent de comparer la tension mesurée sur 50 Ω et la dérivée calculée du courant sur le câble en court-circuit.



Graphe II-28 : Tension sur la charge 50 Ω.



Graphe II-29 : Dérivée du courant de court-circuit.

*** Couplage avec le bifilaire blindé.**

En s'appuyant sur la figure II-30, nous pouvons également assimiler la tresse du câble bifilaire blindé (reliée par ses deux extrémités au châssis du véhicule) à un câble en court-circuit.

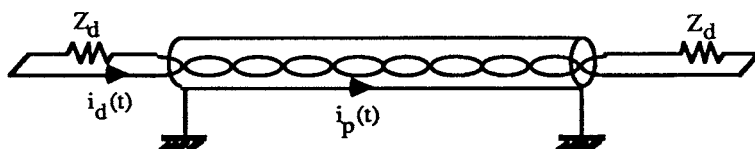


Figure II-30 : Mesure du courant différentiel sur le bifilaire blindé.

D'après les résultats recueillis sur le câble en court-circuit (Graphe II-23), nous pouvons considérer qu'un courant de l'ordre de l'ampère et ayant la forme d'onde du courant de foudre circule dans cette tresse.

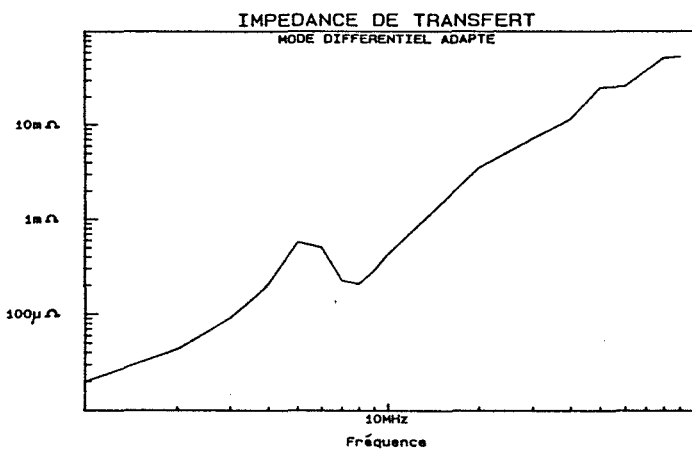
Ce courant induit, par l'intermédiaire de l'impédance de transfert du bifilaire, perturbe les câbles intérieurs à la tresse et donne naissance au courant différentiel (équation II-8) qui sera présent aux bornes internes des équipements connectés [23].

$$i_d(t) = \frac{Z_{td}}{2 Z_d} d i_p(t) \quad (II.8)$$

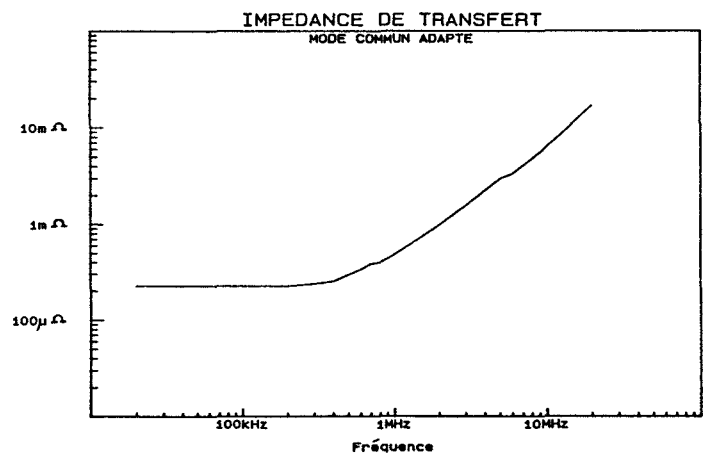
Dans cette expression, Z_{td} est l'impédance de transfert de mode différentiel, $i_p(t)$ le courant qui circule sur la tresse (ou blindage du bifilaire blindé), $i_d(t)$ le courant différentiel sur la ligne bifilaire interne, Z_d l'impédance de charge et d la longueur du câble. En multipliant, l'impédance de transfert en mode différentiel mesurée (Graphes

II-31) par le courant sur le câble en court-circuit, nous obtenons un courant proportionnel à la dérivée seconde du courant sur le câble en court-circuit. Or, lors de la campagne, nous avons relevé un courant différentiel proportionnel au courant sur le câble en court-circuit (Graphes II-19 et II-20), ce qui est contraire à notre hypothèse.

Le courant effectivement mesuré est en fait celui de mode commun. En effet, l'impédance de transfert de mode commun mesurée est constante en basse fréquence où se situe la majeure partie de l'énergie des signaux enregistrés. On obtient bien dans ce cas un courant dans la charge proportionnel au courant dans le blindage pour tout le spectre basse fréquence.



(a) Mode différentiel.



(b) Mode commun.

Graphes II-31 : Impédances de transfert du bifilaire blindé.

* Modélisation du courant de foudre.

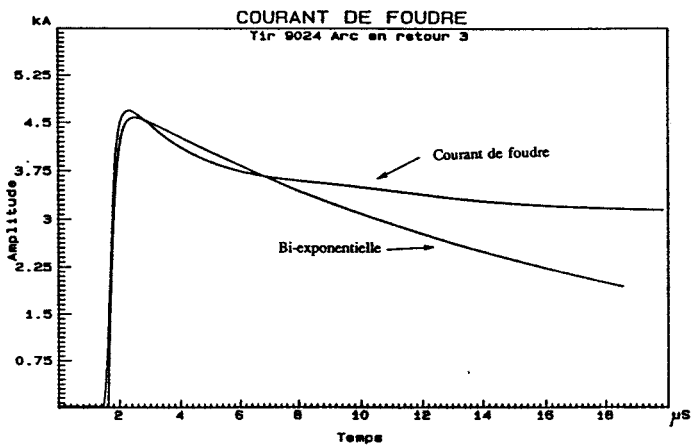
Pour modéliser le courant de foudre, nous avons choisi le troisième arc en retour dont la forme en bi-exponentielle est classique.

En appliquant le modèle adapté par Pierce et repris dans [38], nous avons modélisé le courant de foudre du troisième arc en retour par une bi-exponentielle de la forme :

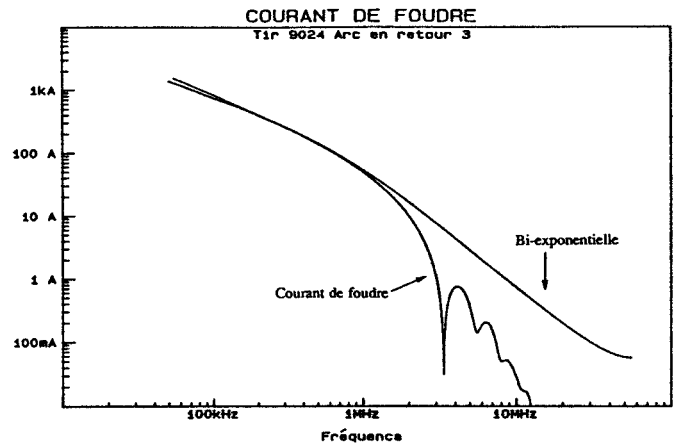
$$i(t) = I_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (\text{II.9})$$

$$I_0 = 4,84 \text{ kA} \quad \alpha = 5,259 \cdot 10^4 \text{ s}^{-1} \quad \text{et} \quad \beta = 100\alpha$$

Les graphes II-32 permettent de comparer les résultats obtenus avec ceux du signal lissé par les fonctions spline dans le domaine temporel (a). Nous constatons que le signal interpolé atténue les hautes fréquences par rapport à la bi-exponentielle (b).



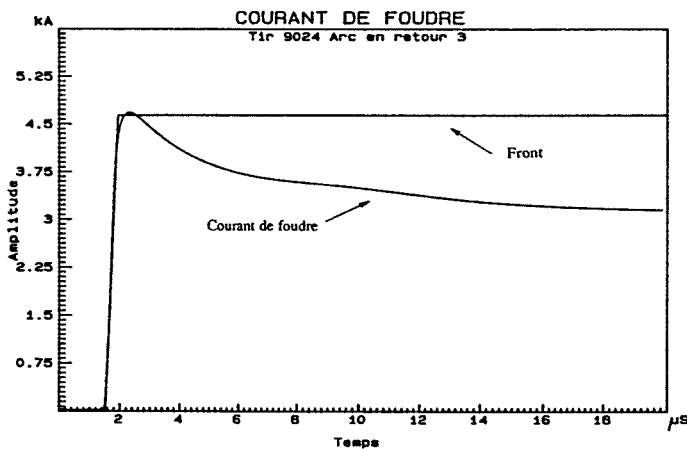
(a) Domaine temporel.



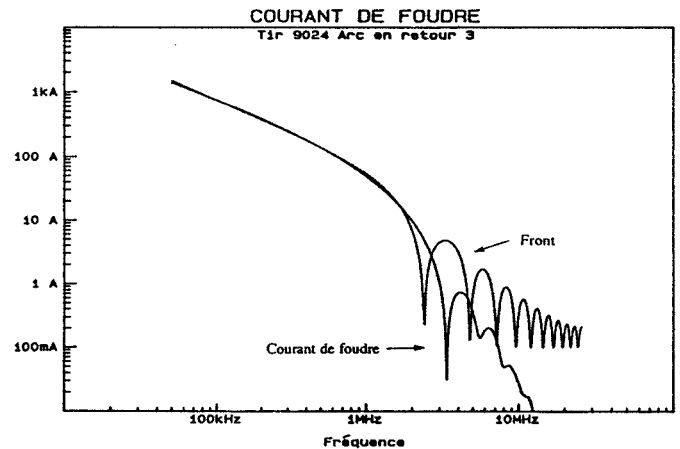
(b) Domaine spectral.

Graphes II-32 : Modélisation par une bi-exponentielle.

Puisque l'énergie en hautes fréquences associée au front descendant est négligeable devant celle associée au front de montée, nous avons également calculé le spectre du front de montée et l'avons comparé à ceux du signal interpolé et de la bi-exponentielle. Jusqu'à une fréquence de 2 MHz, le spectre du signal interpolé et celui du front coïncident, le signal interpolé atténuant également les hautes fréquences par rapport au front (Graphes II-33). Jusqu'à 20 MHz, le spectre de la bi-exponentielle correspond à l'enveloppe du spectre du front.



(a) Domaine temporel.



(b) Domaine spectral.

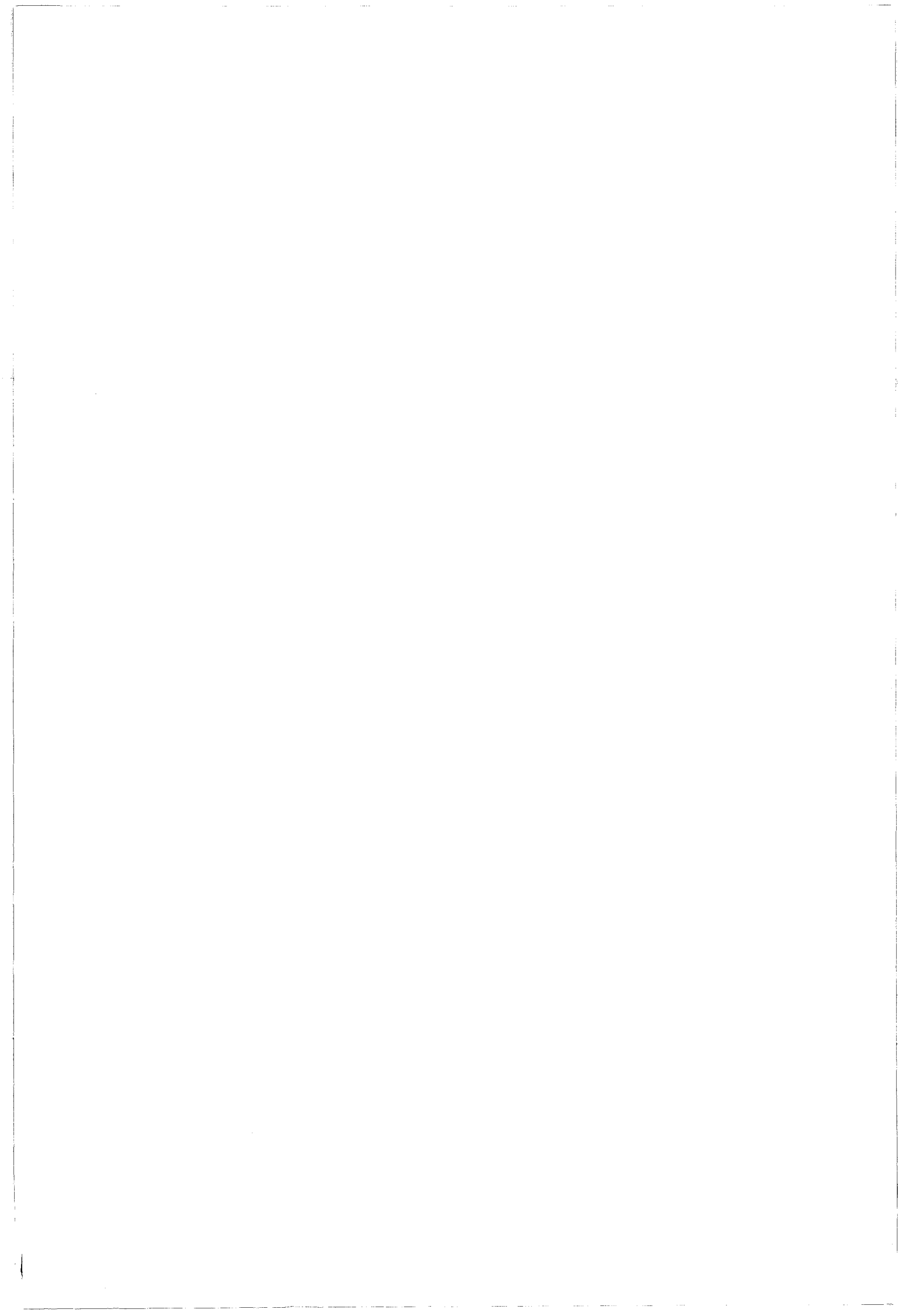
Graphes II-33 : Modélisation par un front de montée.

Pour ne pas sous-estimer le spectre en haute fréquence, il est donc préférable, d'utiliser une modélisation du courant de foudre par une bi-exponentielle, ou de l'assimiler à son front. L'avantage de la dernière solution est qu'elle ne nécessite aucun calcul complexe.

En effet, connaissant l'amplitude A du signal et la durée T du front du courant de foudre, on peut aisément estimer les risques de perturbation par la relation :

$$|S(\vartheta)| = \frac{A}{\pi \vartheta} \frac{|\sin(\pi \vartheta T)|}{\pi \vartheta T} \quad (\text{II.10})$$

où $S(\vartheta)$ est le spectre du front modélisant le courant de foudre.



II.2.6. Comportement des cartes de communication.

* Résultats obtenus sur site.

Des modifications de fonctionnement ont été observées sur le système de communication intravéhicule lors de chaque tir déclenché. Les relevés analogiques et numériques ont permis de conclure que les dysfonctionnements interviennent au niveau de l'interface série (SIU) du microcontrôleur 8344, tandis que sa partie processeur (CPU) continue à fonctionner correctement.

La perturbation se caractérise pour chacune des décharges orageuses par un collage soit à l'état haut soit à l'état bas de la sortie DATA de l'interface série du microcontrôleur, interrompant définitivement les transmissions sur le réseau de communication et nécessitant une remise à zéro de l'ensemble du système. L'interface série se trouvant dans les deux cas dans un état de réception, ce niveau n'a pu être observé sur le support de communication et seule l'apparition d'une impulsion très brève a été relevée, correspondant au couplage électromagnétique entre le champ magnétique créé par la décharge orageuse et le support de communication.

La reconstitution du fonctionnement de la carte de communication suite aux tirs 9014 et 9024 donne respectivement les résultats des encadrés II-34 et II-35.

Temps	Adresse	Donnée	Trigger	DATA	Instruction	Événement
0000	0127	20	0	0	JB RBE, \$	Attente de réception
0001	0128	CE	0	0		
0002	0129	FD	0	0		
0003	012A	78	0	0		
0004	0127	20	0	0	JB RBE, \$	
0005	0128	CE	0	0		
..		
0015	0129	FD	0	0		
0016	012A	78	0	0		
0017	0127	20	0	1	JB RBE, \$	<-- Perturbation
0018	0128	CE	0	1		
0019	0129	FD	0	1		
0020	012A	78	0	1		
0021	0127	20	0	0	JB RBE, \$	
0022	0128	CE	0	0		
0023	0129	FD	0	0		
0024	012A	78	1	0		<-- Déclenchement
0025	0127	20	1	0	JB RBE, \$	
0026	0128	CE	1	0		
..		
1022	0129	FD	0	0		
1023	012A	78	0	0		

Encadré II-34 : Exécution de la carte de communication au tir 9014.

Temps	Adresse	Donnée	Trigger	DATA	Instruction	Événement
0000	012A	78	0	0		
0001	0127	20	0	0	JB RBE, \$	Attente de réception
0002	0128	CE	0	0		
0003	0129	FD	0	0		
0004	012A	78	0	0		
0005	0127	20	0	0	JB RBE, \$	
..		
0015	0128	CE	0	0		
0016	0129	FD	0	0		
0017	012A	78	0	1		<-- Perturbation
0018	0127	20	0	1	JB RBE, \$	
0019	0128	CE	0	1		
0020	0129	FD	0	1		
0021	012A	78	0	1		
0022	0127	20	0	1	JB RBE, \$	
0023	0128	CE	0	1		
0024	0129	FD	1	1		<-- Déclenchement
0025	012A	78	1	1		
0026	0127	20	1	1	JB RBE, \$	
..		
1022	0128	CE	0	1		
1023	0129	FD	0	1		

Encadré II-35 : Exécution de la carte de communication au tir 9024.

Les codes **20**, **CE** et **FD** correspondent à l'instruction [**JB RBE, \$**], instruction de saut bouclée sur elle-même jusqu'à la fin d'une réception de trame. Le code **78** correspond à la lecture anticipée de l'instruction suivante qui ne sera réellement exécutée que lorsque le microcontrôleur sera sorti de cette boucle d'attente.

Ces deux relevés permettent de vérifier le bon fonctionnement de la partie CPU du microcontrôleur et font apparaître le défaut de niveau sur la broche DATA du SIU.

** Caractérisation en cellule TEM.*

Des essais de susceptibilité ont également été effectués à l'USTL-LRPE au moyen d'une cellule TEM rectangulaire (§ I.5.2) afin d'essayer de retrouver le même type de comportement du système de communication rencontré lors de la campagne foudre. Ces essais permettent dans ce cas d'analyser avec plus de précision l'origine du dysfonctionnement.

La cellule TEM est alimentée par un générateur d'impulsions suivi d'un amplificateur de 200 W et de bande passante 10 kHz à 220 MHz. Le banc de mesures complet permet de générer des champs électriques de l'ordre de 160 V/m en mode

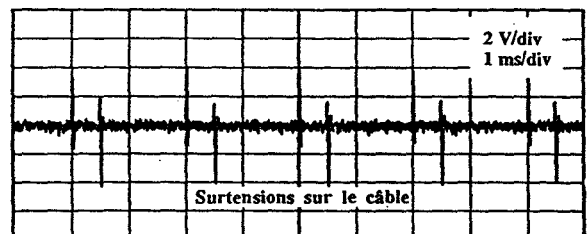
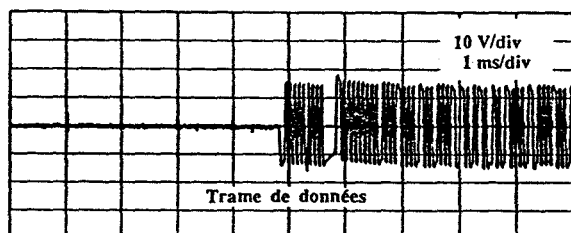
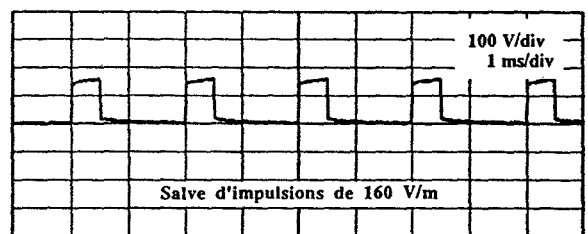
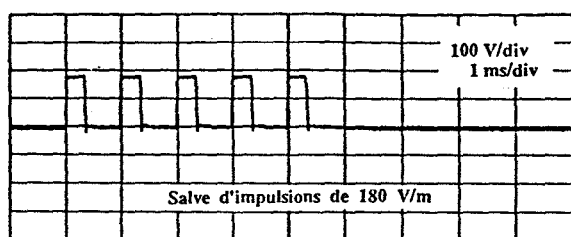
impulsionnel ou entretenu, modulé ou non, dans la gamme de fréquences de 10 kHz à 100 MHz.

Les modules sous tests sont placés de part et d'autre de la cellule et interconnectés entre eux par le ruban plat à 4 conducteurs. Deux convertisseurs analogiques-optiques sont utilisés dans la mesure du courant induit sur le fil alimentation du ruban et la tension différentielle sur le support de communication.

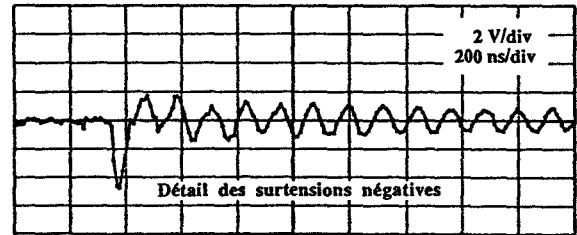
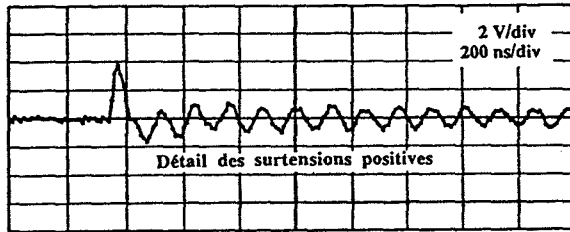
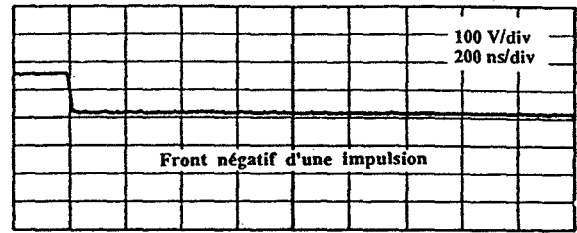
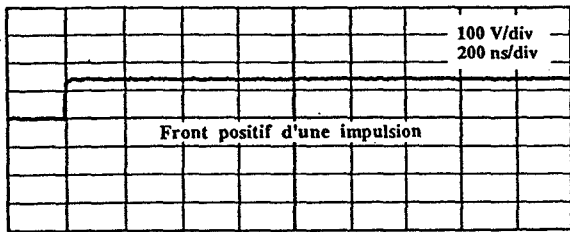
Une combinaison de différents types de configuration est envisagée afin de permettre de discerner l'origine ou la cause de la perturbation :

- des mesures sont effectuées en absence d'éléments sous test afin de s'assurer que les instruments dans la cellule ne contribuent pas aux phénomènes de perturbation,
- les modules sont orientés dans une position de couplage maximal et minimal du champ électrique et/ou magnétique,
- le support de communication est déconnecté entre les modules,
- la période, la largeur et le nombre d'impulsions par train d'impulsions sont pris en compte,
- les temps de montée et de descente sont modifiés indépendamment, entre 3 ns et 500 ns, à puissance maximale.

Les graphes II-36 et II-37 donnent quelques résultats obtenus sur les mesures effectuées sur la ligne de transmission.



Graphes II-36 : Transitoires créés par les fronts montants et descendants des impulsions.



(a) Front positif de l'impulsion.

(b) Front négatif de l'impulsion.

Graphes II-37 : Perturbations induites sur le support de communication.

Les essais menés dans ces différentes configurations conduisent aux remarques suivantes :

- les trains d'impulsions créent des phénomènes transitoires sur les lignes de transmission et d'alimentation du câble plat,
- les modules déconnectés du support de communication n'ont pu être mis en défaut en régime impulsionnel mais seulement en régime continu modulé,
- les perturbations observées n'ont été que temporaires, produisant des niveaux aléatoires sur le support de communication et coïncidant avec les fronts positifs ou/négatifs des impulsions comme le montre la figure II-38,
- en changeant indépendamment les temps de montée et de descente des impulsions, on constate qu'au delà de 200 ns les fronts n'ont aucun effet sur la ligne de transmission et l'hypothèse selon laquelle les perturbations sont dépendantes des fronts des impulsions semble se confirmer.

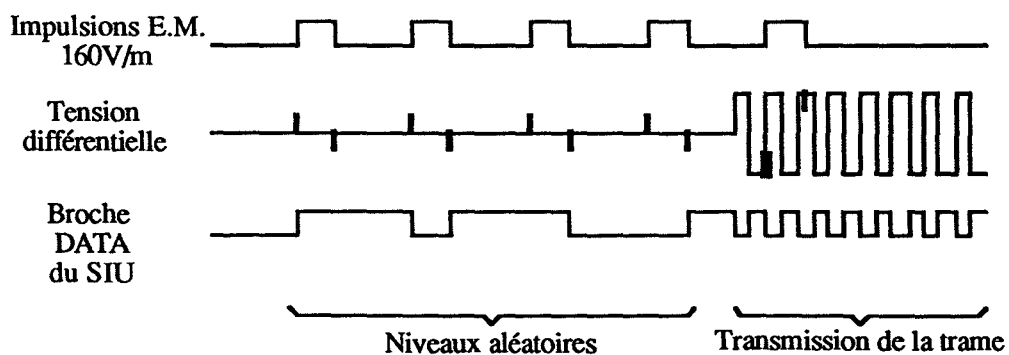


Figure II-38 : Exemple de dysfonctionnement aléatoire du SIU.

II.2.7. Conclusion.

La campagne 1990 de tirs déclenchés de la foudre nous a permis de bénéficier d'un site réel pour étudier l'impact de l'onde de foudre sur différents câbles et sur des cartes électroniques de communication installés à bord d'un véhicule routier, aussi bien d'un point de vue électromagnétique qu'électronique.

Bien que la probabilité que la foudre tombe à proximité d'un véhicule soit faible, on peut considérer que c'est un phénomène très particulier dont les conditions sont très difficiles à modéliser ou à reproduire en laboratoire. Les mesures sur site permettent d'obtenir les ordres de grandeur corrects des niveaux perturbateurs générés lors de l'impact de la foudre.

Nous avons pu ainsi mesurer des signaux perturbateurs d'amplitude non négligeable sur les faisceaux électriques installés dans le véhicule et ce pour un courant de foudre de 5 kA, valeur faible comparée aux décharges naturelles qui peuvent donner des courants de foudre atteignant 100 kA. Des courants différentiels d'environ 6 mA crête ont été relevés sur le câble plat et sur le bifilaire torsadé blindé. Ces courants ont une majeure partie de leur énergie spectrale répartie avant 1 MHz. De plus, des courants de l'ordre de quelques ampères ont été observés sur le câble en court-circuit.

Les câbles se trouvant placés dans un plan parallèle au sol, et le canal de foudre pouvant être considéré comme une gigantesque antenne électrique verticale le long de laquelle se propagent les décharges, nous pouvons supposer que le couplage se fait essentiellement avec le champ magnétique incident. Ceci semble se vérifier puisque nous avons pu effectuer, à partir des signaux enregistrés, une simulation du champ magnétique à 50 mètres du point d'impact de la foudre qui montre une bonne corrélation avec le champ magnétique effectivement mesuré.

D'un point de vue fonctionnel, aucune destruction de l'électronique embarquée n'a été constatée pour des courants de foudre maximaux de 20 kA et pour des fronts supérieurs à 40 kA/ μ s. Néanmoins, nous avons pu constater que le fonctionnement des cartes peut être altéré suite à un impact de la foudre. En effet, des dysfonctionnements permanents apparaissent au niveau de la partie transmission du microcontrôleur alors que la partie processeur continue à fonctionner correctement. La perturbation se caractérise par un collage soit à l'état haut soit à l'état bas de la sortie de la transmission série du

microcontrôleur qui se traduit par une absence de dialogue sur le support de communication.

Dans le but de mettre en évidence les mêmes types de défauts sur le système de communication, des essais de susceptibilité ont été effectués au moyen d'une cellule TEM rectangulaire. Les mêmes types de dysfonctionnement ont été enregistrés, mais les défauts rencontrés lors des essais en cellule TEM sont fugitifs tandis qu'ils sont permanents lors d'un impact de foudre. Dans les deux cas, la perturbation semble être ramenée par la ligne de communication et est en relation avec les fronts du signal perturbateur. Toutefois, les résultats doivent être relativisés puisque l'on constate que les énergies associées aux perturbations générées en cellule TEM sont inférieures d'un facteur 10 à celles produites lors d'un impact de foudre. Pour engendrer des dysfonctionnements permanents en cellule TEM, il a été nécessaire de recourir à des perturbations en régime d'ondes entretenues. Dans ce cas, les défauts ne correspondent plus à une défaillance de la partie transmission du microcontrôleur mais à l'apparition de données erronées au niveau du processeur.

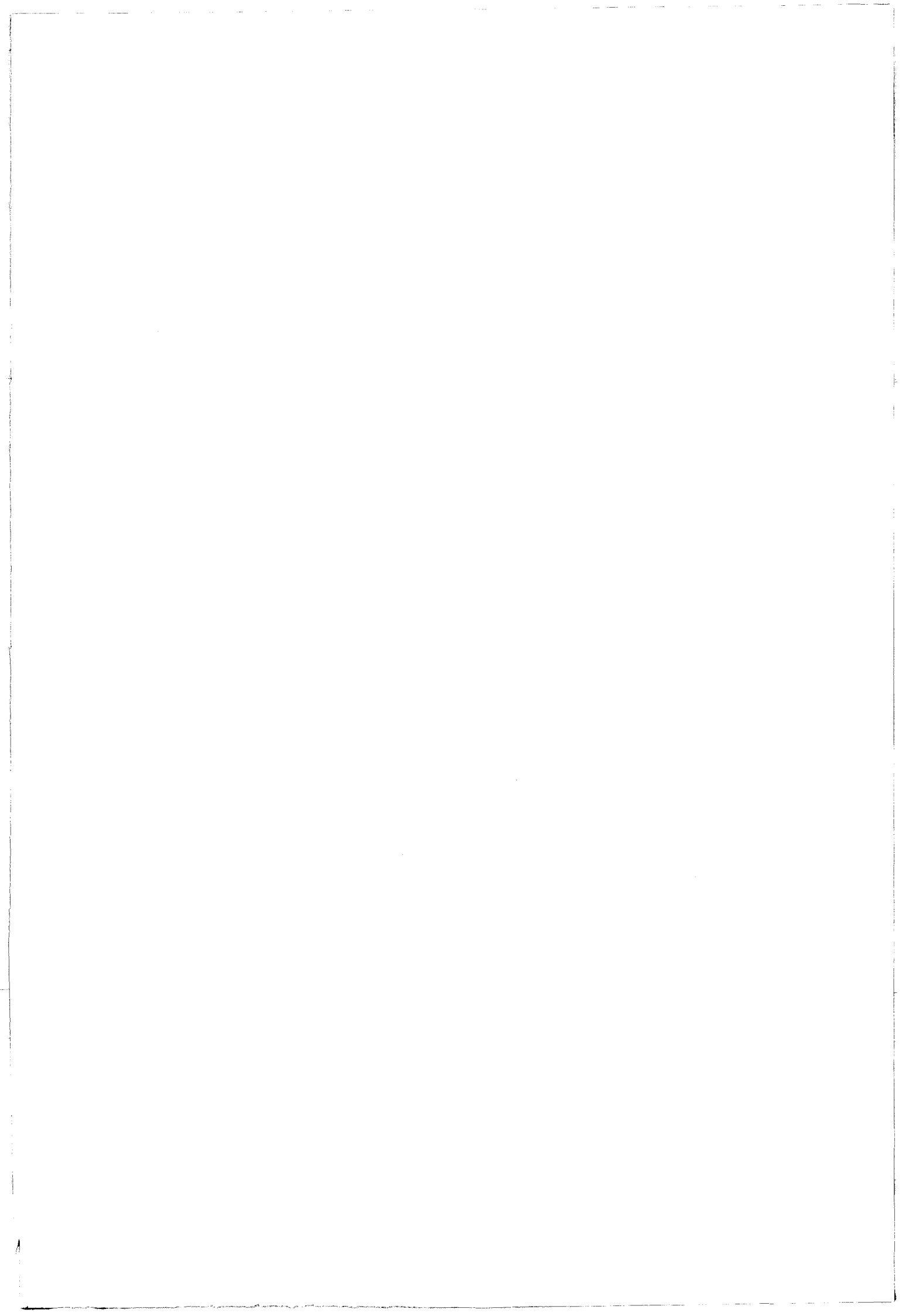
L'ensemble des résultats obtenus montrent que pour assurer une meilleure sécurité et une bonne fiabilité des systèmes électroniques embarqués, il est nécessaire de les protéger contre les champs électromagnétiques générés par la foudre ou toute autre perturbation électromagnétique. Au vu des résultats obtenus, il paraît intéressant de mener d'autres campagnes de mesures similaires afin de mieux caractériser ces phénomènes, de permettre une étude statistique approfondie sur les types d'erreurs possibles au niveau de l'électronique analogique et digitale et de trouver des solutions quant aux types de protection à mettre en œuvre. De tels essais, dans la perspective d'une normalisation Européenne prochaine de la Compatibilité Électromagnétique, s'avèrent en effet tout à fait nécessaires.

CONCLUSION DU CHAPITRE.

Dans ce chapitre nous avons étudié la susceptibilité électromagnétique de deux circuits numériques à base d'un microcontrôleur en laboratoire et sur site réel. Ces mesures de susceptibilité mettent en avant la mise en œuvre délicate d'une telle méthode de caractérisation, les difficultés de mesure et d'interprétation des phénomènes impliqués dans la perturbation de ces circuits. Cette approche permet difficilement de localiser la partie sensible de l'équipement testé et les résultats obtenus par les mesures de la susceptibilité en cellule TEM n'offrent pas la possibilité de déterminer les relations qui existent entre la courbe de susceptibilité et les phénomènes de couplage sur les nombreuses pistes du circuit imprimé. Ce dernier aspect ne semble pouvoir être résolu que par une meilleure connaissance du fonctionnement de base des circuits logiques en présence d'un champ électromagnétique.

En revanche, une étude phénoménologique au niveau électronique en étudiant le comportement d'un circuit élémentaire permettra de vérifier physiquement si certains signaux sont plus sensibles que d'autres et si ils ont une grande influence sur le fonctionnement global de l'équipement. En effet, dans une première approximation, la susceptibilité d'un système revient à celle de la partie la plus sensible.

Cette seconde démarche constituera le thème de recherche de la suite de ce mémoire. Il ne s'agira plus de faire des mesures sur un équipement complet, bien souvent trop complexe, pour aborder globalement la susceptibilité d'un circuit électronique. Au contraire, puisque seules certaines parties sont à l'origine des défauts de fonctionnement, nous limiterons notre étude à quelques circuits élémentaires intervenant localement dans le mécanisme d'interférence. La difficulté consistera cependant à isoler ces circuits élémentaires.



CHAPITRE III
MODIFICATION DE LA FONCTION
D'ENTRÉE-SORTIE DE COMPOSANTS
LOGIQUES PERTURBÉS PAR
LEURS ENTRÉES.

INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent nous avons mis en évidence la susceptibilité d'équipements électroniques soumis à des champs électromagnétiques incidents. Notre étude, menée de manière qualitative sur des équipements relativement complexes, s'est limitée à observer la dégradation de fonctionnement selon l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique et à expliquer le phénomène observé de façon macroscopique. Ce chapitre est consacré aux mécanismes de perturbations et plus particulièrement à l'étude phénoménologique de dysfonctionnements de circuits logiques.

La première cause de perturbation d'un circuit électronique est relative au mode de transfert de l'énergie entre la source de perturbation et le circuit. Les interférences électromagnétiques créées sur le circuit électronique peuvent provenir d'un couplage par rayonnement entre une onde électromagnétique incidente et le circuit imprimé ou encore par conduction lorsque le couplage s'effectue sur les câbles reliés au circuit électronique. Le couplage par rayonnement réunit les couplages inductifs entre le champ magnétique incident et les boucles formées par les pistes du circuit imprimé, ainsi que les couplages capacitifs entre le champ électrique et deux pistes séparées. Dans les deux cas, ces interférences se traduisent sous la forme de courants et de tensions supplémentaires rapportées aux bornes des composants du circuit électronique.

La seconde cause est liée à la sensibilité des composants face à ces interférences. Cette sensibilité est étroitement liée aux niveaux de courant et de tension normalement nécessaires à leur fonctionnement. Un circuit logique peut être considéré comme un ensemble de charges passives et actives. À ce titre, nous pouvons l'assimiler en premier lieu à une boîte noire reliant diverses pistes d'un circuit imprimé (Figure III-1) sur lequel peuvent être appliquées les lois de Kirchhoff et les relations de Maxwell.

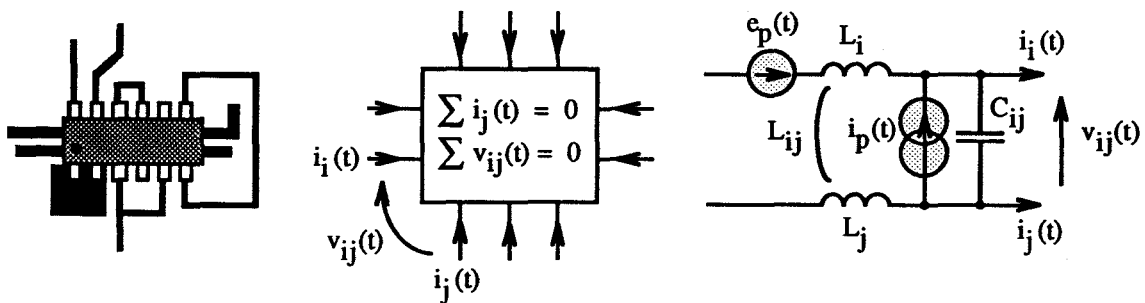


Figure III-1 : Modèle de la boîte noire.

Placés en différents points d'un circuit imprimé, ces composants seront soumis à des courants perturbateurs et subiront entre leurs broches des tensions perturbatrices. Ces interférences, véhiculées sur les pistes du circuit électronique au même titre que les signaux initiaux, donnent naissance aux phénomènes de dysfonctionnements observés.

En toute rigueur nous sommes contraints d'envisager tous les phénomènes de couplage intervenant sur l'ensemble des pistes connectées aux bornes de cette boîte noire. Soumis à des interférences électromagnétiques ces composants ne fonctionnent plus dans leurs conditions normales d'utilisation et il est nécessaire de tenir compte des caractéristiques complètes entre leurs bornes d'entrées, de sorties et d'alimentation au delà des spécifications fournies par le constructeur [46]. Ceci est dû notamment aux procédés de fabrication de tels composants, formés de dépôts semi-conducteurs sur un substrat. Dans certains cas de polarisation externe hors spécification, des effets indésirés peuvent se produire entre ces différents dépôts et conduire à un comportement inattendu et involontaire du composant. Ces effets indésirés sont notamment créés par des jonctions parasites et le substrat, tels que l'effet thyristor dans les portes logiques de technologie CMOS ou encore l'effet transistor dans les portes de technologie TTL.

Par les fonctions logiques que ces circuits réalisent (combinatoires, séquentielles, de mémorisation) et par les charges passives non linéaires qu'ils présentent entre leurs broches, les équations qui régissent les mécanismes de perturbation deviennent fortement non linéaires.

Ainsi, avant de poursuivre l'étude proprement dite du comportement des portes logiques, il convient de décrire les caractéristiques techniques des différentes technologies de circuits logiques fournies par les constructeurs en nous focalisant sur leurs configurations d'entrée et de sortie. Pour ce faire, nous ferons référence à la fonction logique "NAND" qui peut être considérée comme l'une des fonctions de base les plus répandues dans les circuits intégrés logiques combinatoires et séquentiels. Cette description détaillée du point de vue électronique permettra également de fixer l'orientation de notre étude et d'introduire les termes et notions auxquels nous ferons référence dans la suite de ce mémoire.

III.1. LES TECHNOLOGIES DE CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES.

Nous pouvons définir une technologie de circuits intégrés logiques comme une catégorie de circuits ayant les mêmes technologies de construction [1]. Il existe à l'heure actuelle trois grandes technologies de circuits intégrés logiques :

- la technologie TTL (Transistor Transistor Logic) fondée sur l'utilisation de transistors bipolaires NPN et PNP,
- la technologie CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) constituée de transistors à effet de champ complémentaires NMOS et PMOS,
- la technologie ECL (Emitter Coupled Logic) à base de transistors bipolaires NPN montés en amplificateur différentiel.

Nous nous limiterons dans la suite de chapitre à la description des deux technologies TTL et CMOS pour la part importante qu'elles occupent dans les circuits digitaux d'aujourd'hui.

III.1.1. Caractéristiques statiques et dynamiques communes.

Les spécifications de fonctionnement communes aux deux technologies de portes logiques concernent l'alimentation, les caractéristiques des entrées et des sorties ainsi que les temps de transition et de propagation des signaux. Nous conserverons dans ce mémoire la notation et la définition des caractéristiques utilisées par les constructeurs dont les principales sont rappelées ci-dessous et illustrées par les figures III-2.

V_{cc}	Tension d'alimentation du circuit intégré logique.
V_{IH}	Tension minimale d'entrée reconnue comme un état logique haut.
V_{IL}	Tension maximale d'entrée considérée comme un état logique bas.
I_{IH}	Courant d'entrée pour un niveau d'entrée haut.
I_{IL}	Courant d'entrée pour un niveau d'entrée bas.
V_{OH}	Tension de sortie minimale à l'état haut.
V_{OL}	Tension de sortie maximale à l'état bas.
I_{OH}	Courant de sortie pour un niveau de sortie haut.
I_{OL}	Courant de sortie pour un niveau de sortie bas.
t_{PLH}	Temps de propagation pour un front montant en entrée.

- t_{PHL} Temps de propagation pour un front descendant en entrée.
- t_{TLH} Temps de transition d'un front montant en sortie.
- t_{THL} Temps de transition d'un front descendant en sortie.

La technologie CMOS possède en outre des caractéristiques qui lui sont propres :

- t_r Temps de montée maximal du signal d'entrée.
- t_f Temps de descente maximal du signal d'entrée.
- C_{IN} Capacité d'entrée des composants.
- C_{PD} Capacité équivalente de consommation.

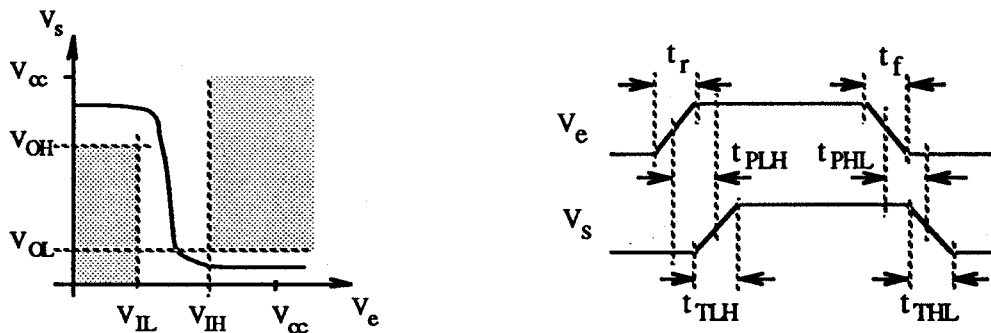


Figure III-2 : Caractéristiques statiques et dynamiques.

III.1.2. La technologie TTL.

La technologie TTL est une catégorie de circuits intégrés logiques à base de transistors bipolaires (généralement NPN) et de jonctions PN. Il existe plusieurs séries différentes dans la technologie TTL apparues au cours des développements technologiques [55, 56, 57, 58].

* La série TTL standard.

La série TTL standard fut la première série de composants à logique intégrée de saturation. Elle associe vitesse, consommation et courants de sortie acceptables pour la plupart des applications. La porte de base possède comme configuration d'entrée un transistor multi-émetteurs Q1 pour des vitesses de commutation rapides et un transistor de "pull-up" Q3 en sortie. La puissance dissipée est typiquement de 10 mW par porte et le temps de propagation de l'ordre de 10 ns.

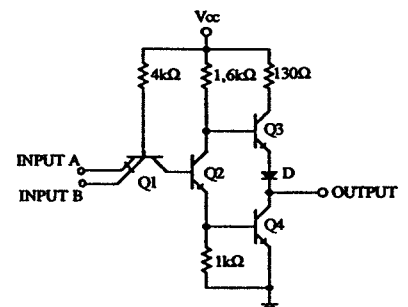


Figure III-3 : 7400 (NS)

*** La série TTL L.**

Les composants TTL L (Low-power) sont dotés de la même configuration interne que ceux de la série TTL standard avec des valeurs de résistance multipliées par un facteur 10. Cette modification a pour effet de diminuer la consommation dans une même proportion (1 mW) au détriment du temps de propagation qui s'accroît d'un facteur 3 (typiquement 33 ns).

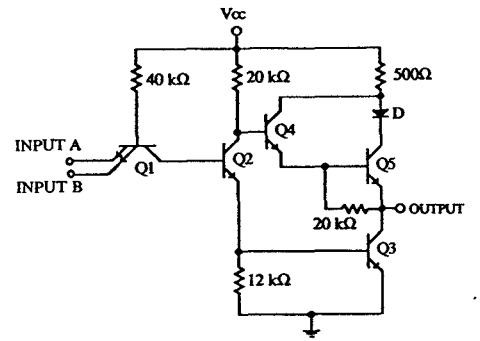


Figure III-4 : 74L00 (NS)

*** La série TTL S.**

La série S (Schottky) reprend la configuration de circuit interne de la série TTL standard avec des valeurs de résistances d'environ moitié. Le dopage à base d'or utilisé dans la série TTL standard, offrant des meilleurs temps de propagation au prix d'un accroissement des courants, est remplacé par l'emploi d'une diode à barrière de surface (diode Schottky) mise en parallèle sur la jonction base-collecteur des transistors (Baker clamp). Le seuil de conduction de ces diodes est fixé par leur degré de dopage. Par ce biais, le transistor n'est jamais totalement saturé et commute rapidement lorsque sa base n'est plus alimentée. La sortie est également modifiée par un montage de type Darlington à deux transistors pour accroître la vitesse de commutation et le courant de sortie. Un montage de type "pull-down" actif est incorporé pour rendre la caractéristique de la fonction de transfert plus abrupte et améliorer les temps de propagation. La puissance absorbée est d'environ 20 mW et le temps de propagation de l'ordre de 3 ns.

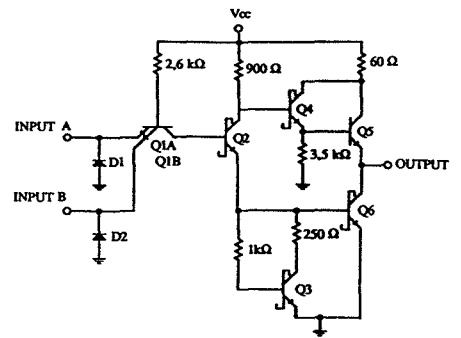


Figure III-5 : 74S00 (NS).

*** La série TTL LS.**

La série LS (Low-power Schottky) réduit la consommation de puissance des portes par 5 par rapport à la série TTL standard. Contrairement aux composants de la série S les circuits LS n'utilisent pas la configuration multi-émetteurs en entrée mais une structure diode-transistor plus rapide.

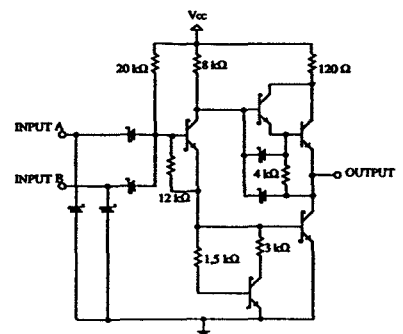


Figure III-6 : 74LS00 (TI).

La sortie comprend un montage de type Darlington et un montage de type "pull-down" actif pour réduire la zone de commutation. La consommation est de l'ordre de 2 mW et le temps de propagation aux alentours de 10 ns.

** La série TTL ALS.*

La série TTL ALS (Advanced Low-power Schottky) est l'une des séries TTL les plus récentes. Elle est issue d'un nouveau procédé de fabrication où les composants sont isolés par une épaisseur d'oxyde. Ce procédé, accompagné d'une technique de conception améliorée permet de créer des géométries plus fines aux capacités de jonctions plus faibles. Ceci se traduit globalement par une amélioration d'un facteur 2 des temps de commutation (4 ns) tout en offrant une puissance de consommation plus faible (1 mW) par rapport à la série LS. Le schéma de base d'une porte ALS est similaire à celui d'une porte LS. Il consiste en une entrée diode-transistor ou transistor PNP, un montage de type Darlington et un montage de type "pull-down" actif. Ce nouveau procédé est néanmoins plus sensible aux décharges électrostatiques et des protections supplémentaires, tels qu'un transistor à base-émetteur court-circuité en entrée et des diodes Schottky en entrée et sortie, sont ajoutées. Un anneau de garde dopé N⁺ autour des entrées et des sorties évite les phénomènes de diaphonie.

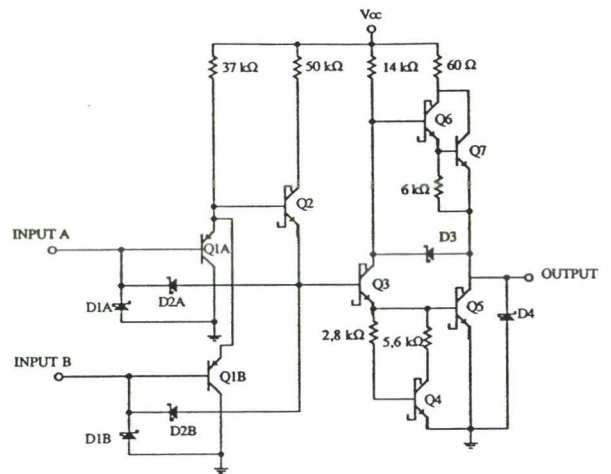


Figure III-7 : 74ALS00 (TI).

** La série TTL F.*

La série F (Fast) utilise une configuration d'entrée à diode plutôt qu'un transistor PNP comme la série ALS, nécessaire pour obtenir des vitesses plus élevées. Le transistor PNP a une capacité associée relativement élevée qui rend la porte sensible aux perturbations. L'emploi des diodes PN se traduit par une meilleure immunité au bruit au prix d'un accroissement du courant d'entrée.

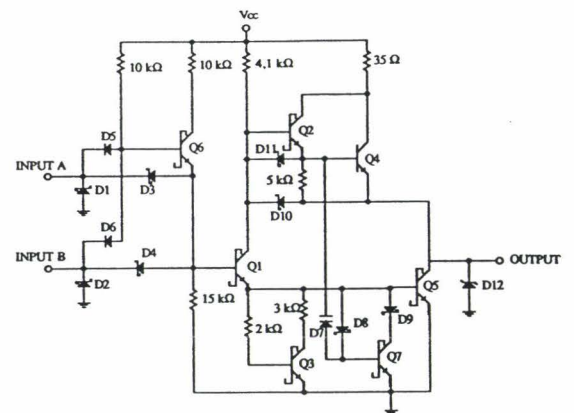


Figure III-8 : 74F00 (M).

*** La série TTL AS.**

La série AS (Advanced Schottky) a été conçue pour offrir les meilleures performances en vitesse. Employant des transistors Schottky à faible diffusion et une technique de fabrication identique à celle de la série ALS, le schéma interne d'une porte AS a virtuellement la même configuration de circuit que celui d'une porte ALS mais incorpore en plus un montage sur la section de sortie pour améliorer les temps de montées et réduire la consommation durant les commutations à fréquences élevées (montage "Miller killer"). La puissance dissipée est typiquement de 7 mW et les temps de propagation d'environ 1,5 ns par porte.

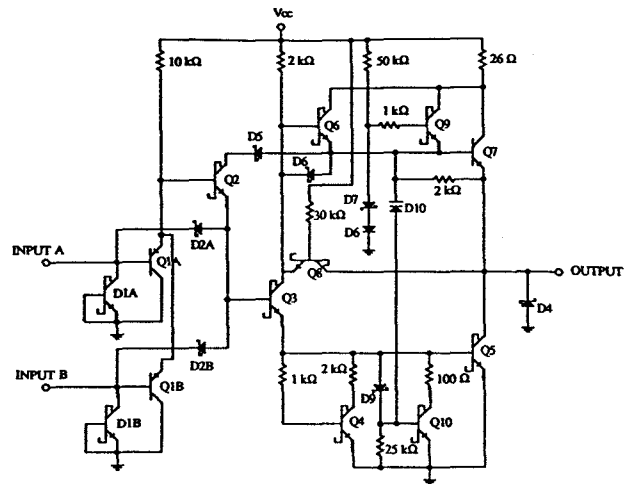
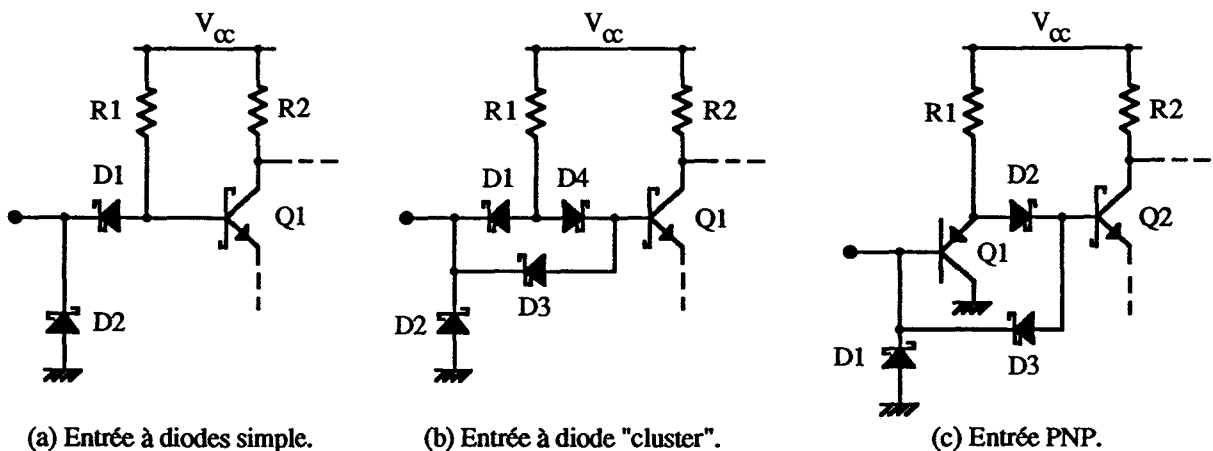


Figure III-9 : 74AS00 (TTL).

*** Les différentes configurations d'entrée de la technologie TTL.**

Hormis les séries TTL standard et L toutes les entrées sont pourvues de diodes connectées entre les bornes d'entrée et la masse des composants (diodes "clamp"). Celles-ci deviennent passantes lorsque le signal d'entrée excède un seuil légèrement négatif (-0,6 V) et sont destinées à limiter les courants créés par les transitions négatives (Figures III-10). Un courant supérieur à 2 mA durant un temps supérieur à 500 ns peut activer un transistor NPN parasite latéral, qui à son tour peut dérouter du courant d'une des connections internes et ainsi créer de faux états logiques en sortie [57].

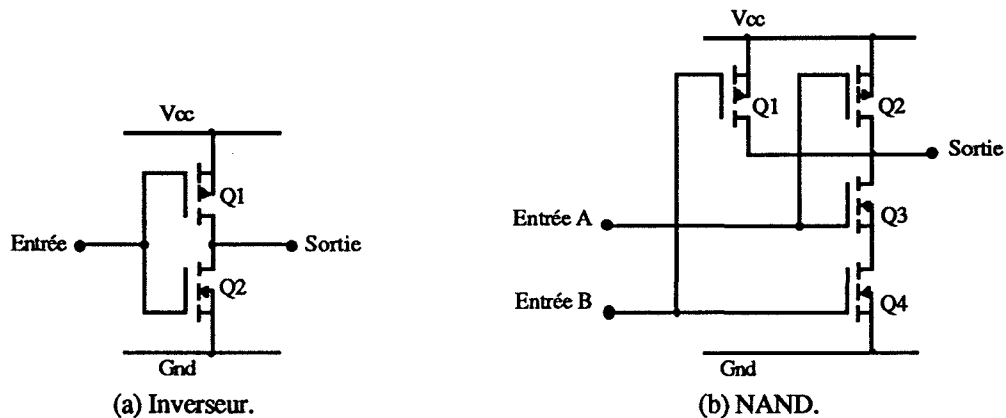


Figures III-10 : Différentes configurations d'entrée de TTL.

Une configuration d'entrée souvent utilisée pour les séries LS est constituée de 3 diodes connectées comme dans le cas (b). Cette configuration donne une légère augmentation du seuil de commutation par rapport à la configuration à diode classique (a). Une troisième configuration parfois utilisée est un transistor vertical PNP (c). Cette configuration produit également un seuil plus élevé et présente l'avantage de réduire le courant d'entrée de niveau bas I_{L} .

III.1.3. La technologie CMOS.

Les circuits logiques de technologie CMOS sont à base de transistors MOS complémentaires PMOS et NMOS (Figures III-11) et offrent une très faible consommation en régime de fonctionnement statique [59, 60, 61, 62]. En dynamique, la consommation de ces circuits dépend de la fréquence des changements d'état et d'une capacité équivalente C_{PD} donnée par le constructeur. Contrairement à la technologie TTL les portes de technologie CMOS possèdent une structure interne symétrique.



Figures III-11 : Logique interne aux CMOS et HSCMOS.

Il existe deux technologies différentes de CMOS : la technologie CMOS classique à base de métal dont les largeurs de grille vont de 6 à 9 μm . Elle est relativement lente par rapport à la technologie bipolaire et la technologie rapide HSCMOS (High Speed CMOS) à base de silicium (largeur de grille inférieure à 3,5 μm).

* Les CMOS classiques.

Les séries 4000A, 4000B et 74C sont de technologie CMOS classique. La série 4000B est une version avec tampon de sortie du 4000A tandis que la série 74C est

compatible broche à broche avec les composants de la technologie TTL. L'étage tampon est constitué de deux inverseurs en série, placés en sortie (et parfois en entrée) de la fonction CMOS de base et permet d'augmenter considérablement le gain d'entrée-sortie des portes sans trop altérer le temps de propagation. Le second rôle de cet étage tampon est de rendre les impédances de sortie à l'état haut et à l'état bas symétrique. Ceci est bien mis en évidence dans les figures III-11 : la résistance équivalente en conduction des transistors complémentaires PMOS et NMOS ayant sensiblement la même valeur ($\approx 50 \Omega$), la porte inverseuse (a) sera très symétrique alors que la porte NAND de base sera dissymétrique. En effet, pour cette dernière, la mise en parallèle des transistors Q1 et Q2 et la mise en série de Q3 et Q4 donnent à la porte NAND plusieurs impédances de sortie différentes selon les niveaux logiques d'entrée.

*** Les CMOS rapides.**

Les séries 74HC et 74HCT sont les versions HSCMOS (rapides) de la version 74C. Hormis l'inverseur 74HCU04, ces composants possèdent tous un tampon d'amplification. La série 74HCT offre des seuils d'entrée et des niveaux de sortie compatibles TTL.

Les composants 74AC et 74ACT (Advanced CMOS) qui forment la série FACT sont les versions HSCMOS à base de silicium les plus récentes (largeur de grille de $1,3 \mu\text{m}$). Ils intègrent tous un étage tampon en sortie, les 74ACT possédant en entrée un étage de conversion TTL-CMOS.

*** Les entrées et sorties des circuits CMOS et HSCMOS.**

Tous les circuits CMOS comportent, en entrée comme en sortie, des protections contre les décharges électrostatiques. Ces protections sont constituées de diodes connectées entre les bornes d'alimentation et les bornes d'entrée et de sortie des portes. Le réseau de protection en sortie, illustré dans la figure III-12, est généralement le même pour les technologies CMOS classiques et HSCMOS. En revanche, les réseaux de diodes protectrices en entrée diffèrent entre les technologies CMOS classiques et HSCMOS et sont regroupés dans les figures III-13.

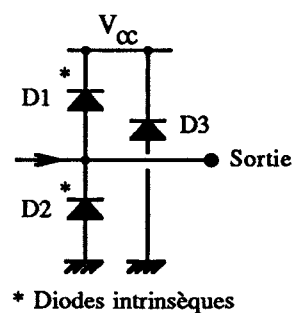
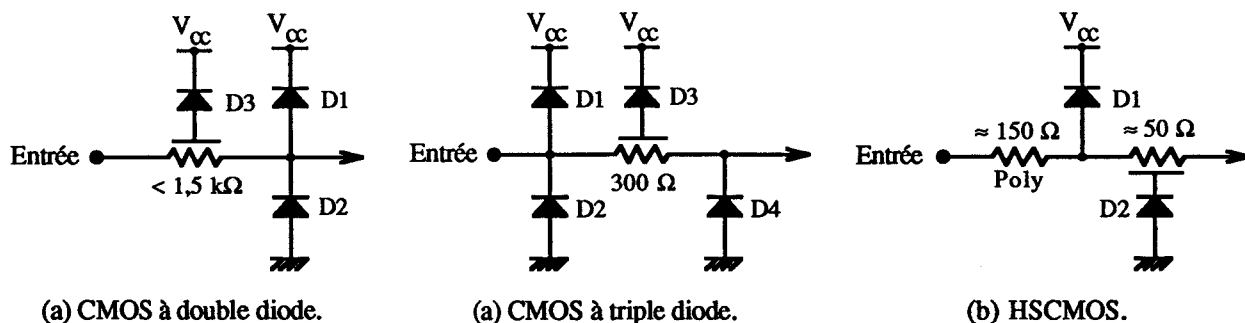
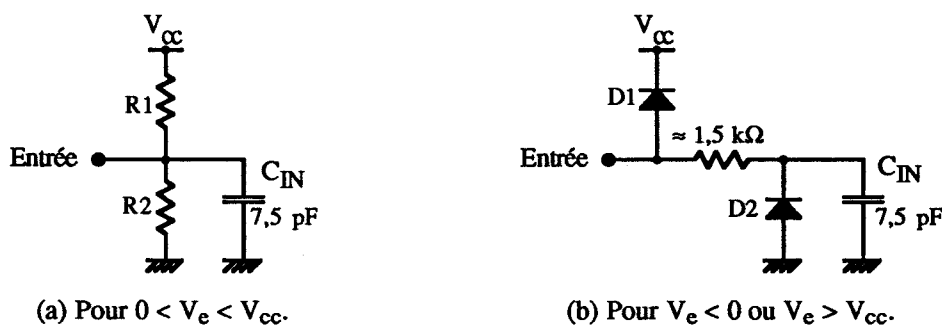


Figure III-12 : Protections des sorties.

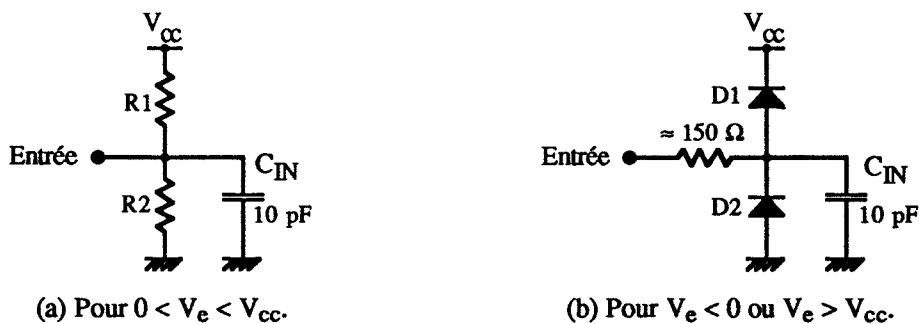


Figures III-13 : Réseaux de protections des CMOS et HSCMOS.

Une résistance est associée à une jonction distribuée pour se prémunir contre les décharges électrostatiques. Lorsque le signal d'entrée V_e est compris entre les tensions V_{cc} et la référence (Gnd), les protections d'entrée peuvent être modélisées par un pont résistif de très haute impédance R1-R2 et une capacité d'entrée C_{IN} . Les transistors PMOS et NMOS des 4000A, 4000B et 74C ont une capacité d'entrée d'environ 5 pF et une résistance de l'ordre de $10^{12} \Omega$. Au delà ou en deçà des bornes d'alimentation, le réseau de protection peut être modélisé par les diodes D1 et D2, la résistance de diffusion et la capacité d'entrée C_{IN} . Les figures III-14 et III-15 donnent respectivement les modèles proposés par les fabricants des technologies CMOS classiques et HSCMOS.



Figures III-14 : Modèles d'entrée à double diode des composants CMOS .



Figures III-15 : Modèles d'entrée pour les composants HSCMOS.

*** Effet thyristor des circuits CMOS et HSCMOS.**

L'effet thyristor (SCR Latch-up) est un phénomène commun à la plupart des composants de la technologie CMOS [59]. Cet effet consiste à activer un thyristor parasite (P-N-P-N) interne situé entre l'alimentation (V_{cc}) et la référence (Gnd). Cette structure P-N-P-N est formée par des interconnexions parasites entre les zones actives par le biais du substrat. Ce phénomène peut être facilement déclenché en appliquant une tension d'entrée négative ou supérieure à la tension d'alimentation de manière à polariser les diodes de protection en direct.

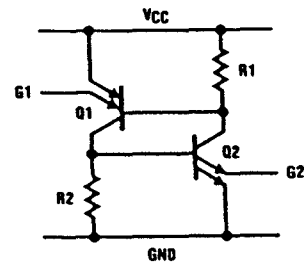
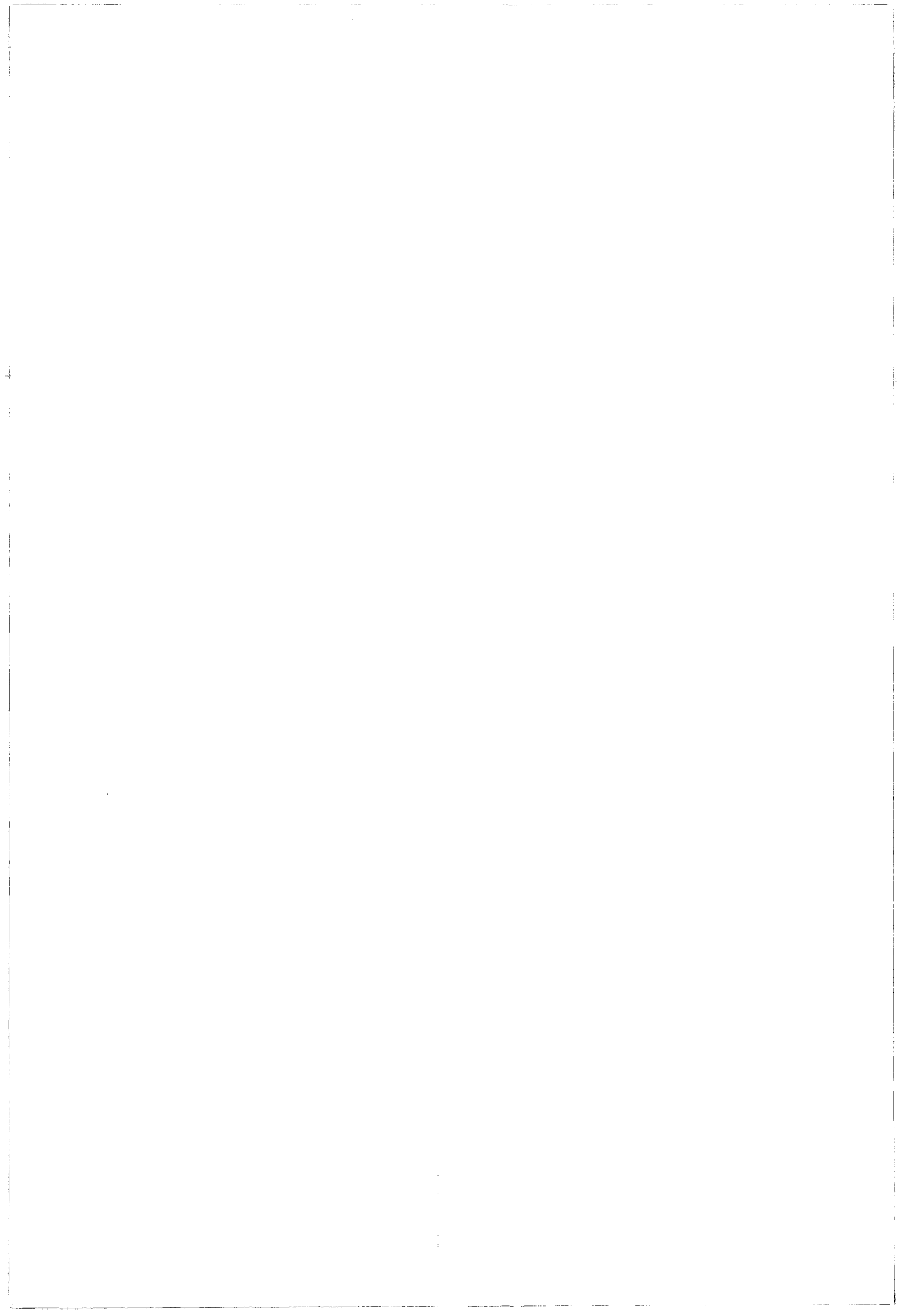


Figure III-16 : L'effet thyristor.

Ces diodes peuvent alors agir comme la gâchette du thyristor parasite si le courant direct est suffisamment élevé (20 mA efficace ou 100 mA crête). Le thyristor parasite, une fois activé, se comporte comme un court-circuit entre l'alimentation et la référence du composant. Ceci provoque généralement des défauts de fonctionnement et peut aller jusqu'à la destruction du circuit CMOS.



III.2. MODIFICATION DES CARACTÉRISTIQUES DES COMPOSANTS LOGIQUES.

La description précédente montre qu'il existe une grande variété de portes logiques NAND qui diffèrent selon la technologie et selon le constructeur. Les différentes structures et valeurs internes ainsi que la dispersion des caractéristiques techniques données par les fabricants (Annexe A-II.1) permettent de penser que des comportements différents peuvent être attendus lorsque ces portes seront soumises à des tensions ou des courants perturbateurs.

Un tour d'horizon sur l'ensemble des fonctions logiques combinatoires et séquentielles existant dans les diverses séries des deux technologies TTL et CMOS montre que les structures internes d'entrées de ces fonctions sont en majorité identiques à celle de la porte NAND. Il en est de même en ce qui concerne les configurations de sortie à l'exception de la logique à trois états et des portes à collecteur ouvert.

Le gain d'entrée-sortie important des portes logiques autour de leur seuil de commutation et l'impédance relativement élevée qu'elles présentent à leurs entrées font de ces portes des composants très sensibles aux perturbations injectées à leurs entrées. Par conséquent, nous focaliserons notre étude sur le comportement de portes logiques NAND soumises à des interférences appliquées à leurs entrées. Ces portes seront choisies parmi les différentes séries des deux principales technologies TTL et CMOS dont nous disposons.

Pour sa facilité de mise en œuvre, nous avons retenu la méthode de perturbation par injection (§ I.5.1) : les sources de courant et de tension normalement induites sur les pistes du circuit imprimé seront remplacées par une source de perturbation délivrée par un générateur HF.

Les évolutions fréquentielles et temporelles des interférences électromagnétiques sont de formes et d'amplitudes multiples en fonction de leur origine. Le comportement de portes logiques soumises à des perturbations à caractère impulsionnel a été largement exploré dans [1]. Le perturbateur que nous choisirons sera de nature sinusoïdale entretenue afin d'appliquer au composant des polarisations perturbatrices positives et négatives en régime établi. En effet, des comportements singuliers, tels que l'effet thyristor dans le cas de la technologie CMOS ou l'effet transistor pour la technologie

TTL, requièrent un certain laps de temps avant leur apparition. Une perturbation de nature sinusoïdale entretenue permet d'établir un régime permanent et peut alors s'avérer plus agressive qu'une perturbation de type impulsionnel de même amplitude.

En contrepartie, une perturbation de forme sinusoïdale peut engendrer des courants de redressement qui, parcourant les charges connectées aux entrées d'une porte logique, produisent une tension supplémentaire de polarisation venant masquer le comportement intrinsèque de la porte. Pour pallier cette éventualité, nous nous écarterons du cas réel où la porte logique se trouve dans un circuit électronique complet afin d'éliminer le plus grand nombre de paramètres externes intervenant dans le processus de perturbation habituel. Il s'agit notamment de l'impédance de sortie de la porte en amont, des entrées de portes logiques adjacentes ainsi que des inductances et des capacités formées par les pistes.

III.2.1. Description de la méthode de mesure.

Le schéma de la figure III-17 illustre le principe du dispositif de perturbation et de mesure que nous avons adopté [63]. Le circuit sous test est une porte logique NAND alimentée par une tension continue V_{cc} . En raison des caractéristiques restrictives de l'alimentation des portes de technologie TTL et pour permettre d'effectuer une étude comparative des différentes portes, l'alimentation V_{cc} est fixée à 5 Volts pour l'ensemble des composants testés. Les deux entrées de la porte sont regroupées entre elles transformant la porte en une fonction inverseuse.

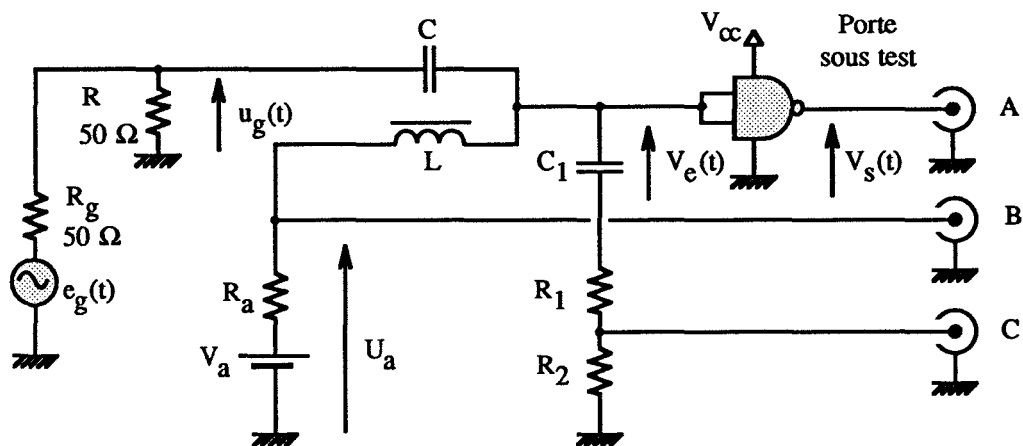


Figure III-17 : Injection d'un perturbation à l'entrée d'une porte logique.

La source de perturbation, schématisée par un générateur de tension idéal $e_g(t)$ d'impédance interne R_g , est appliqué aux entrées de la porte via une capacité d'isolement C. La charge R permet à la fois d'adapter le générateur à la charge que constitue l'entrée

de la porte sous test et ramène également l'impédance vue du circuit à une valeur de 25Ω . Une source de tension continue V_a d'impédance de sortie R_a symbolise la sortie d'une porte en amont et polarise les entrées de la porte NAND par le biais d'une self de choc L.

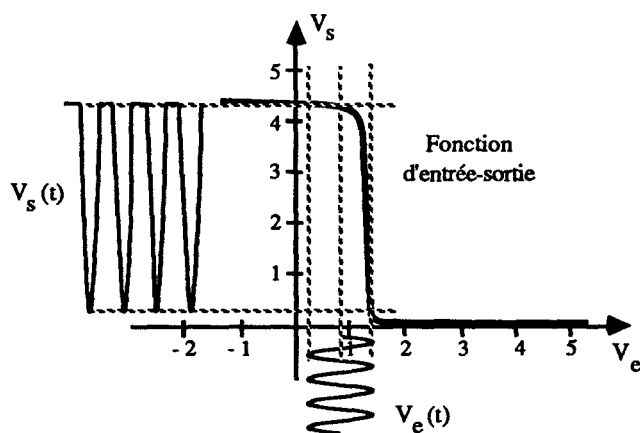


Figure III-18 : Perturbation d'une porte en basses fréquences.

Comme illustrée par la figure II-18, la tension $V_e(t)$ appliquée à l'entrée de la porte est donc composée d'une tension continue U_a sur laquelle est superposée une tension alternative $u_g(t)$. La tension en sortie de la porte, notée $V_s(t)$, est considérée comme la somme de deux tensions, une tension moyenne U_s et une tension alternative résiduelle $u_s(t)$.

$$\begin{cases} V_e(t) = U_a + u_g(t) \\ V_s(t) = U_s + u_s(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La figure II-19 présente l'ensemble du banc de perturbation et de mesure. Le signal de perturbation est appliqué grâce à un générateur HF en régime harmonique continu fonctionnant de 100 kHz à 400 MHz suivi d'un amplificateur. Le niveau de perturbation en sortie est relevé grâce à un analyseur de spectre et une des voies d'un oscilloscope analogique.

Le support de mesure est réalisé sur circuit imprimé comprenant un plan de masse et des connections rapprochées pour éviter toute diaphonie entre le circuit d'entrée et les pistes de sortie de la porte sous test.

Les deux composantes de la tension $V_e(t)$ sont lues sur les deux connecteurs (B) et (C) de la carte ainsi que la tension de sortie $V_s(t)$ sur le connecteur (A). La sortie (C) permet de relever le niveau du perturbateur à l'entrée de la porte pour ne retenir que les résultats conservant le caractère quasi-sinusoïdal du perturbateur. Les sorties (A) et (B)

sont utilisées pour établir la relation d'entrée-sortie de la porte sous test en fonction du niveau et de la fréquence du perturbateur.

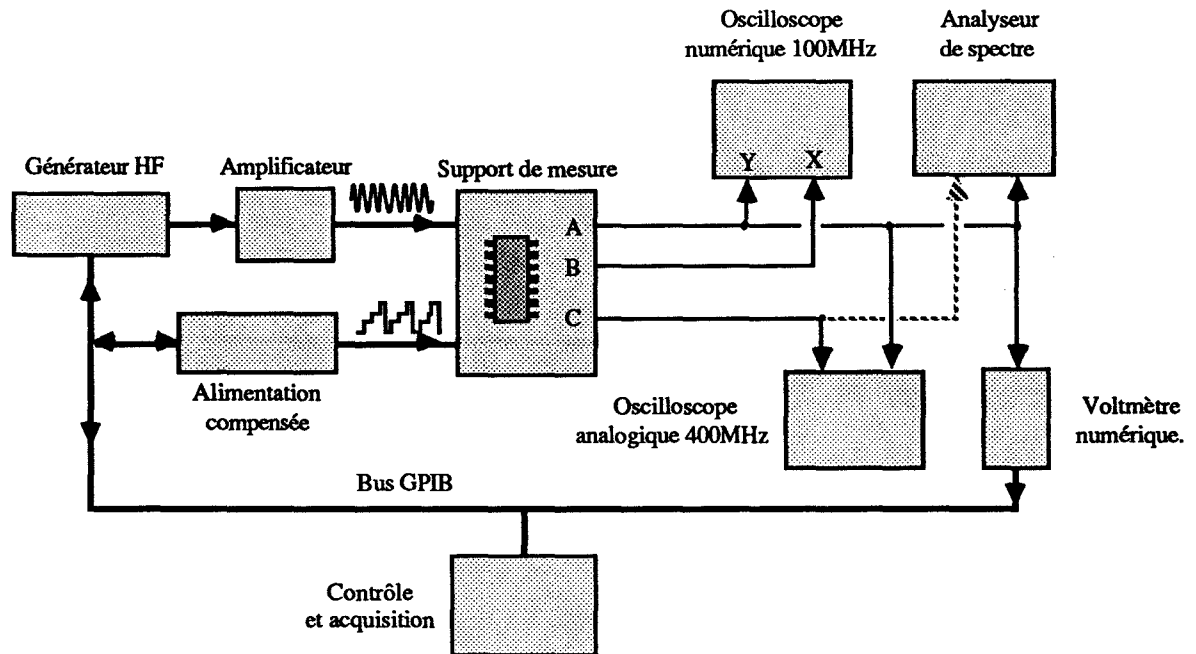


Figure III-19 : Description de la méthode de mesure.

Pour polariser la porte, nous utilisons dans une première étape une alimentation programmable compensée en tension, de manière à imposer aux entrées de la porte la tension effectivement recherchée. Par ce biais et en régime établi, nous pouvons compenser une différence de potentiel supplémentaire introduite par les effets de non linéarité créés par les entrées de la porte logique. Cet instrument permet également d'acquérir les valeurs moyennes effectives de la tension et du courant à sa sortie. Dans cette première expérience, les relevés sont effectués point par point grâce à un micro-ordinateur pilotant l'ensemble des instruments via un bus inter-instrument.

Dans un second temps, nous remplaçons la source de tension continue programmable par un générateur de signaux en dents de scie de faible récurrence en guise de polarisation d'entrée de la porte logique (Figure III-20). Nous effectuons ainsi une scrutation continue de la sortie de la porte ce qui permet une lecture directe de la fonction d'entrée-sortie au moyen d'un oscilloscope numérique en mode XY (la tension de sortie V_s en fonction de la tension de polarisation d'entrée U_a).

Les deux approches de mesure donnant des résultats très similaires, nous proposons d'exposer ici ceux obtenus par lecture directe en mode XY.

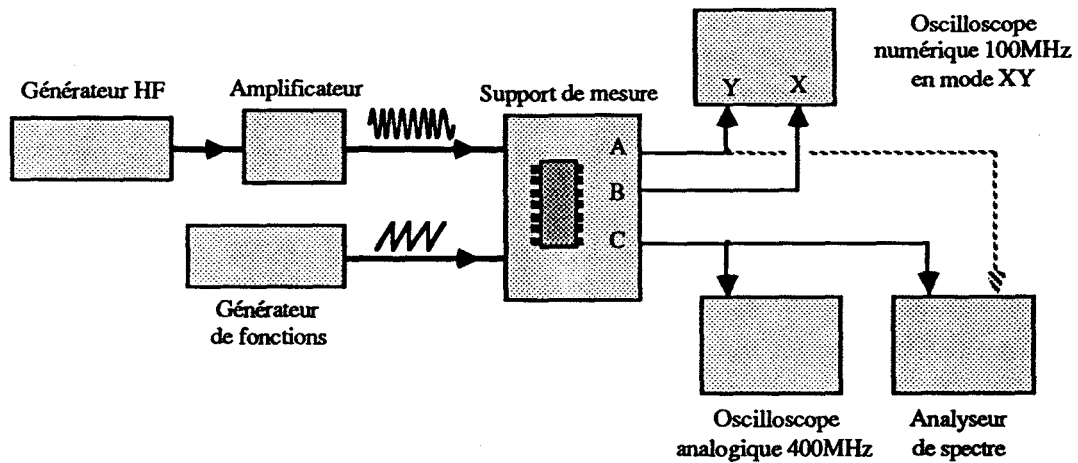
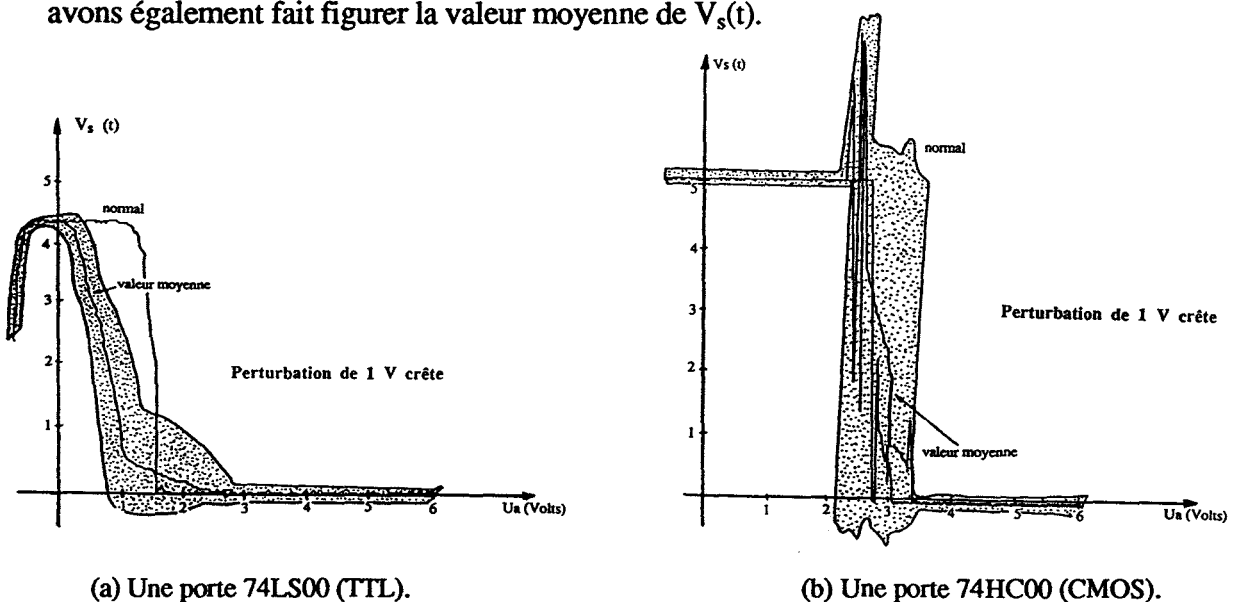


Figure III-20 : Lecture directe de la fonction d'entrée-sortie.

III.2.2. Perturbation des portes par des signaux basses fréquences.

Les caractéristiques en fonction de la fréquence et de l'amplitude du perturbateur sont relevées en régime quasi statique pour une variation de la tension continue U_a en forme de rampe de faible récurrence. Nous obtenons ainsi la tension de sortie $V_s(t)$ en fonction de la tension de polarisation.

Les graphes III-21 donnent un exemple de relevé obtenu pour une perturbation sinusoïdale de fréquence 100 MHz et d'amplitude 1 V crête dans le cas d'une porte NAND de technologie TTL LS (a) puis de technologie CMOS HC (b). Sur ces graphes figurent la fonction normale d'entrée-sortie de la porte en absence de la perturbation ainsi que l'enveloppe de la tension de sortie $V_s(t)$ une fois la perturbation appliquée. Nous avons également fait figurer la valeur moyenne de $V_s(t)$.



(a) Une porte 74LS00 (TTL).

(b) Une porte 74HC00 (CMOS).

Graphes III-21 : Fonction $V_s(t) = f(U_a)$.

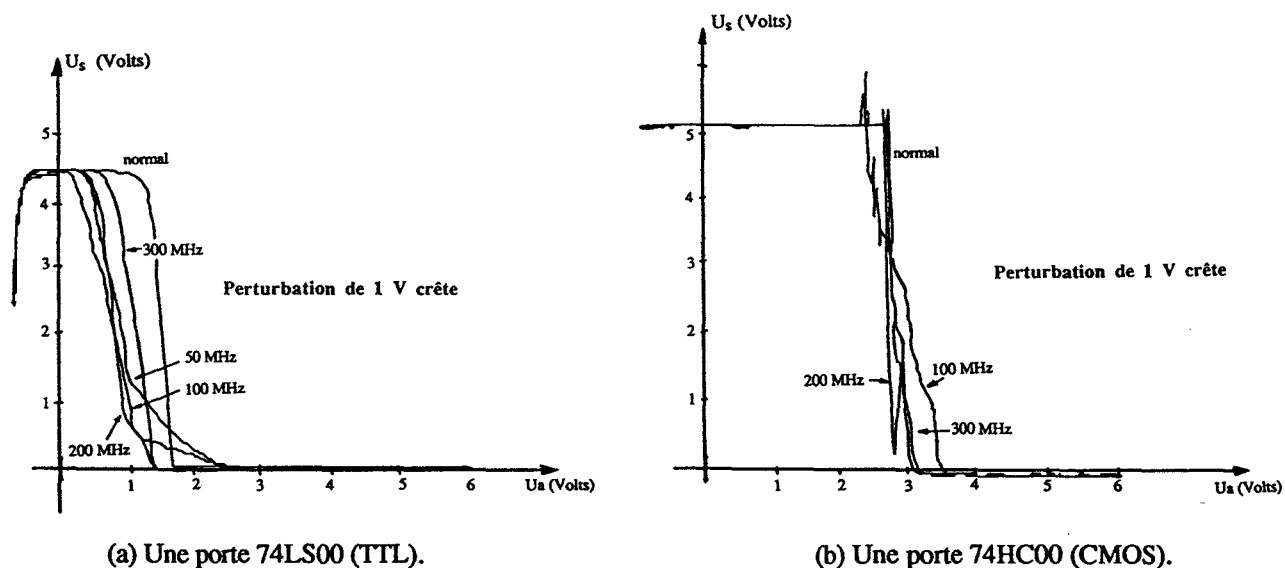
Pour une tension de polarisation donnée U_a , la différence de tension entre le contour supérieur et inférieur de l'enveloppe donne l'amplitude crête à crête de la tension de sortie $V_s(t)$.

Dans les deux cas, on peut constater qu'à cette fréquence et pour cette amplitude de perturbation, les deux technologies sont très sensibles autour de leur seuil de commutation et la perturbation est propagée quasi intégralement en sortie par le biais de la fonction d'entrée-sortie. Néanmoins dans le cas de la technologie TTL (a) la valeur moyenne du signal de sortie est décalée par rapport au seuil de commutation initial contrairement au cas de la technologie CMOS (b) où le niveau moyen de sortie est conservé.

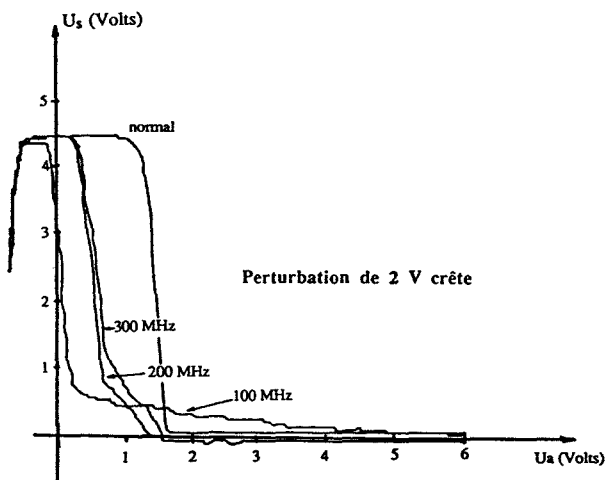
En première approximation nous pouvons considérer que la superposition de la perturbation sinusoïdale sur l'entrée de la porte NAND se comporte comme un signal logique au même titre que le niveau logique initial et est interprété en tant que tel.

III.2.3. Étude de l'évolution de la valeur moyenne.

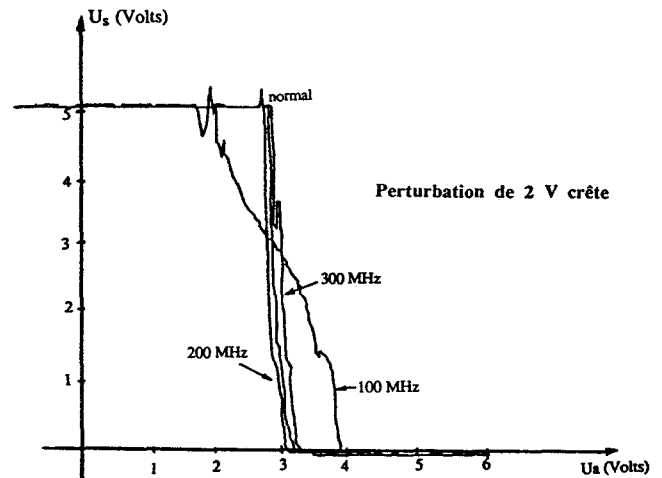
Les graphes III-22 et III-23 expriment la relation entre la tension continue U_a appliquée à l'entrée de la porte et la tension moyenne de sortie U_s en fonction de la fréquence et de l'amplitude de la perturbation dans le cas d'une porte 74LS00 (a) et d'une porte 74HC00 (b).



Graphes III-22 : Fonction $U_s = f(U_a)$ pour une amplitude 1 V.



(a) Une porte 74LS00 (TTL).



(b) Une porte 74HC00 (CMOS).

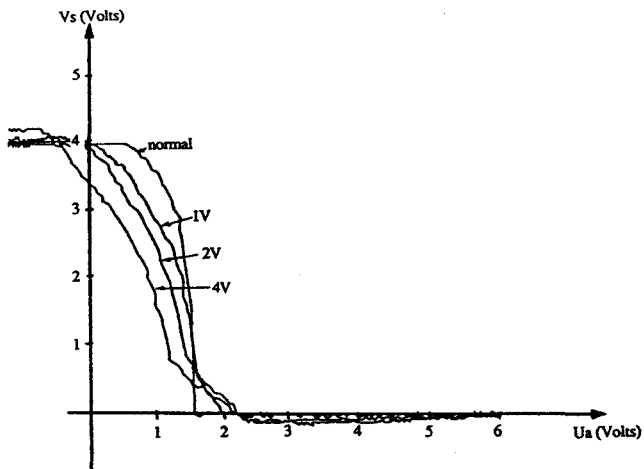
Graphes III-23 : Fonction $U_s = f(U_a)$ pour une amplitude 2 V.

Pour des fréquences supérieures à 200 MHz, la perturbation transmise en sortie des portes est quasi inexistante et la tension totale $V_S(t)$ peut être alors assimilée à sa valeur moyenne U_S . Soumise à une perturbation sinusoïdale entretenue de fréquence supérieure à sa fréquence maximale de travail, une porte logique fonctionne comme un amplificateur comportant un gain et une bande passante. Il y a donc lieu de distinguer, d'une part la fréquence de fonctionnement maximale acceptée par le composant et d'autre part la fréquence maximale pour laquelle la perturbation n'est plus transmise en sortie.

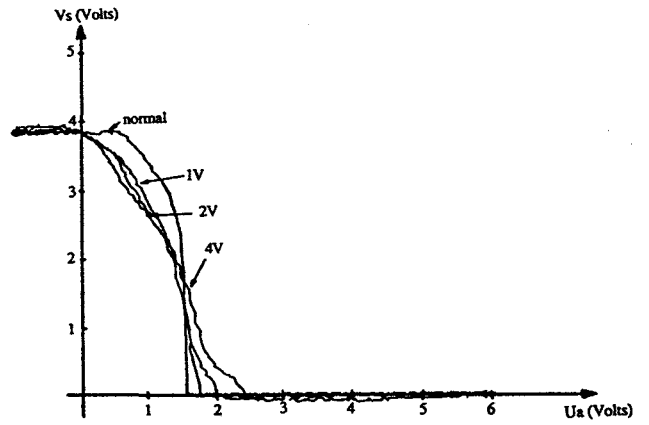
Ces graphes permettent également de constater que la fréquence de perturbation joue également un rôle important dans la modification de la fonction d'entrée-sortie des portes de technologie TTL tandis que la fonction d'entrée-sortie des portes de technologie CMOS reste relativement stable.

III.2.4. Perturbation des portes hors de leur bande passante.

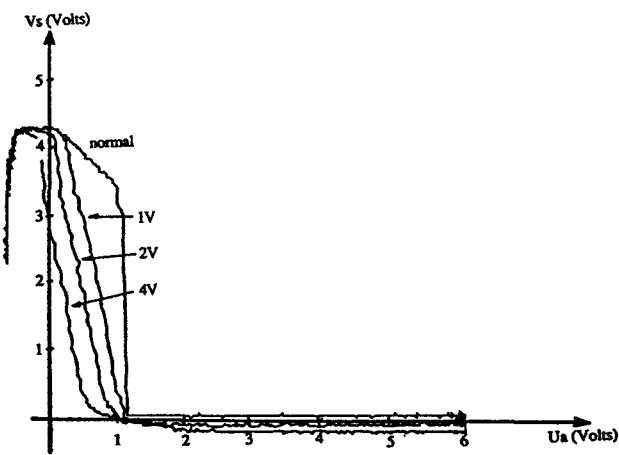
Les graphes III-24 décrivent les fonctions d'entrée-sortie $V_S(t) = f(U_a)$ pour différentes technologies et pour 3 niveaux de perturbation de 1, 2 et 4 Volts crête de fréquence 300 MHz. Cette fréquence se situe bien au delà des fréquences d'horloge utilisables avec ces circuits. Les graphes (a) à (i) décrivent les comportements des composants de la technologie TTL tandis que les graphes (j) à (l) correspondent à quelques composants de la technologie CMOS.



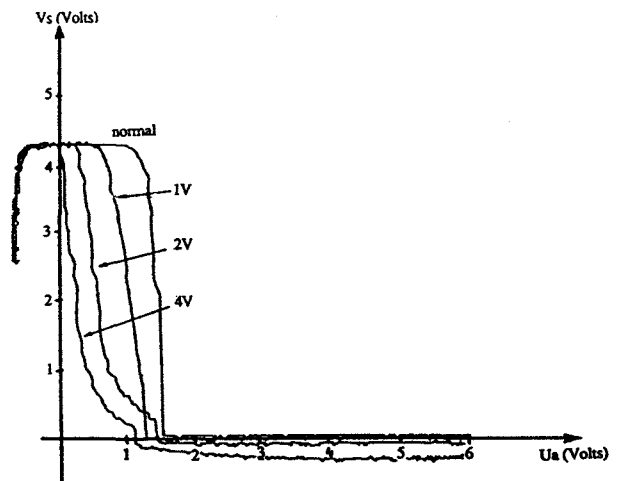
(a) Une porte 7400 (TTL).



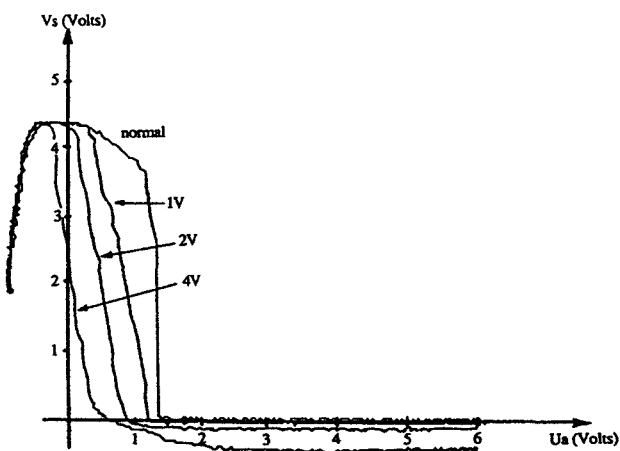
(b) Une porte 7400 (TTL).



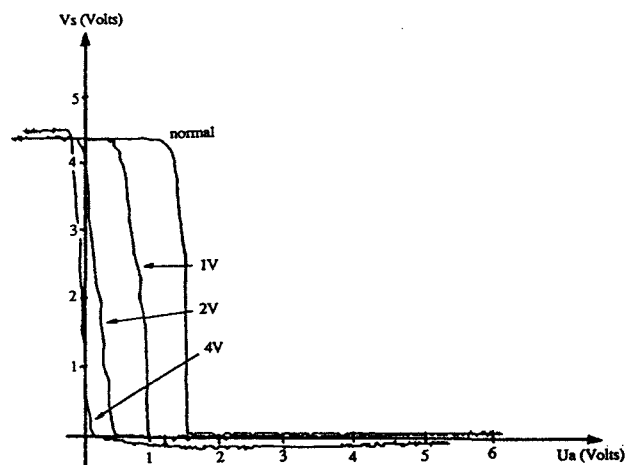
(c) Une porte 74LS00 (TTL).



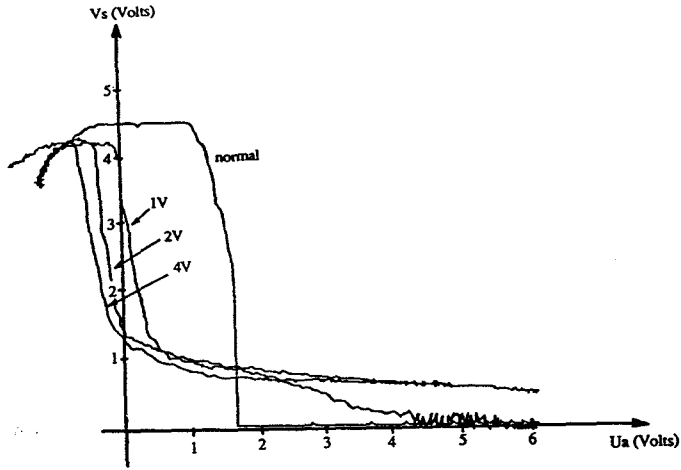
(d) Une porte 74LS00 (TTL).



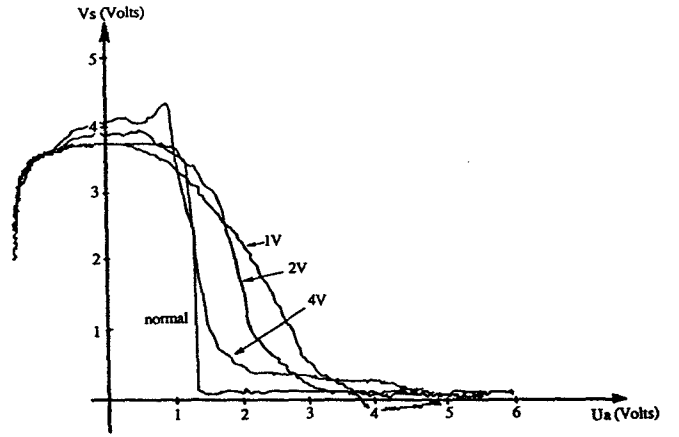
(e) Une porte 54LS00 (TTL).



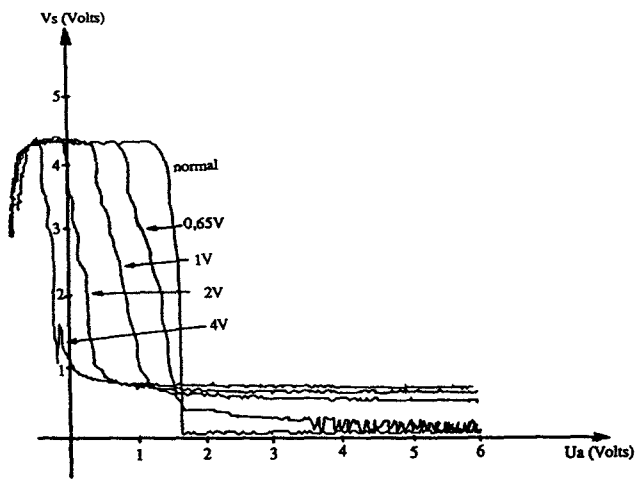
(f) Une porte 74ALS00 (TTL).



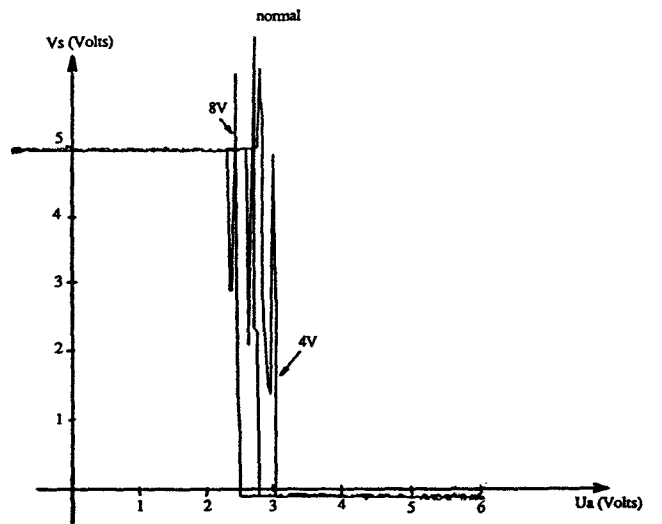
(g) Une porte 74AS00 (TTL).



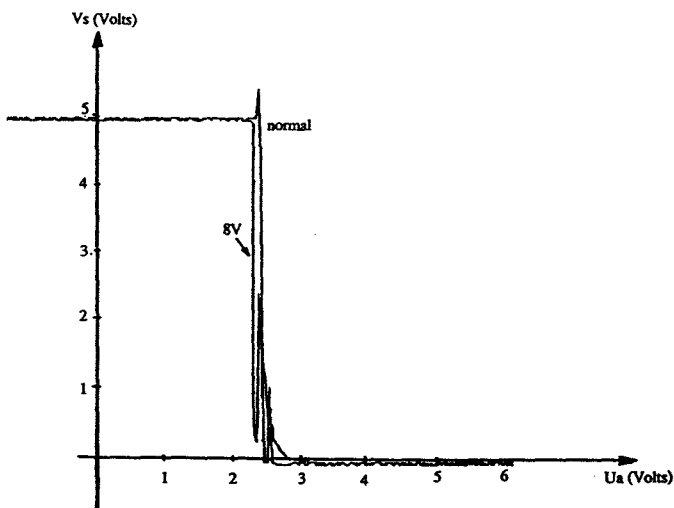
(h) Une porte 74S00 (TTL).



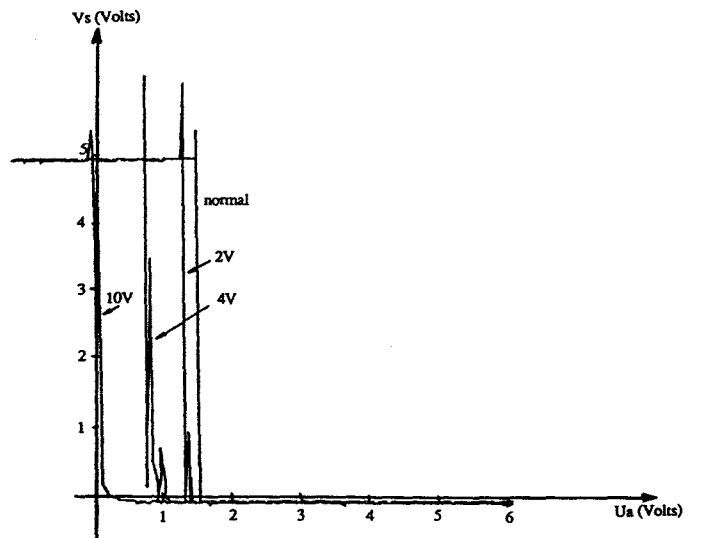
(i) Une porte 74F00 (TTL).



(j) Une porte 74HC00 (CMOS).



(k) Une porte 74HC00 (CMOS).



(l) Une porte 74HCT00 (CMOS).

Graphes III-24 : Fonctions $V_S(t) = U_S = f(U_A)$.

*** Analyse des résultats obtenus au sein de la technologie TTL.**

Les graphes (a) à (i), relatifs aux portes de technologie TTL, font apparaître une grande sensibilité de la fonction d'entrée-sortie de ces portes en fonction du niveau du perturbateur. Bien qu'aucune perturbation ne soit transmise en sortie de la porte à cette fréquence de 300 MHz, la technologie TTL se caractérise par une modification importante de sa fonction logique. Le seuil de commutation est abaissé au fur et à mesure de l'importance de la perturbation. En outre, ce déplacement du seuil diffère selon la technologie TTL testée.

Une seconde constatation concerne le comportement de certaines séries de portes TTL lorsque la tension d'entrée devient négative. Dans le cas des portes 7400 et de la porte 74ALS00 (a, b et f), la tension de sortie garde son état logique haut. Dans les autres cas cette tension chute rapidement à zéro.

Dans le cas des technologies TTL rapides des séries AS, S et F, on remarque également une surélévation du niveau logique bas V_{OL} en sortie de la porte accompagnée, dans le cas des séries F et AS, d'une diminution du niveau de seuil. Il semble que ces réactions proviennent de la modification des caractéristiques d'un ou de plusieurs éléments au niveau de la structure interne du composant.

L'observation de ces graphes permet en outre de remarquer que pour une même série TTL LS (c, d et e), la fonction d'entrée-sortie et le comportement de la porte diffèrent de manière significative selon le constructeur.

*** Analyse des résultats obtenus au sein de la technologie CMOS.**

L'étude de cette technologie s'est limitée à deux séries de technologie CMOS, les HC et les HCT. Les graphes (j) et (k) donnent la fonction d'entrée-sortie d'une même série CMOS mais de constructeurs différents. Nous pouvons remarquer que contrairement à la technologie TTL il n'y a que très peu de variation du seuil de commutation. La structure interne de la technologie CMOS étant symétrique, nous pouvons émettre l'hypothèse qu'il se produit un effet de compensation entre les transistors NMOS et PMOS.

On constate également un phénomène d'instabilité aux alentours du seuil de commutation, dont l'explication a été proposée dans [1]. À l'instant de commutation, les deux transistors de sortie Q1 et Q2 du composant de technologie CMOS conduisent

simultanément (Figure III-25). Il en résulte un appel de courant important sur l'alimentation du composant. Cette variation rapide de courant, parcourant la piste d'alimentation, donne naissance à une différence de potentiel entre la tension d'alimentation fixe V_{alim} et la borne d'alimentation V_{cc} du composant. Ceci a pour effet de diminuer la tension V_{cc} ainsi que la tension de sortie V_s . La tension d'entrée V_e est alors considérée comme un niveau logique haut mettant fin à cet appel de courant.

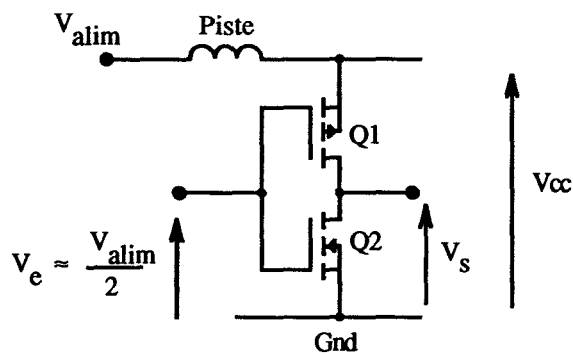


Figure III-25 : Porte CMOS en commutation.

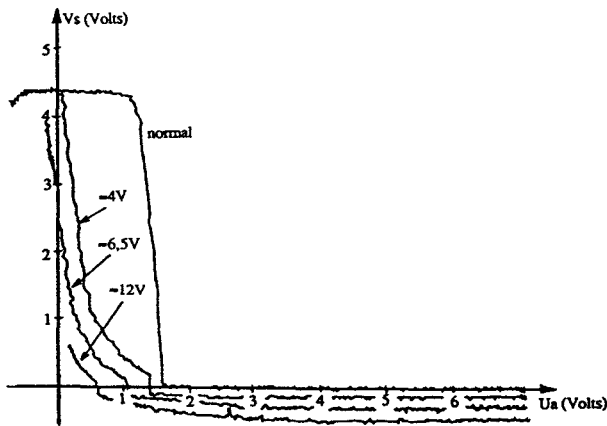
Cette nouvelle variation brutale crée à nouveau une différence de potentiel, inverse de la précédente, qui a pour effet d'augmenter la tension V_{cc} ainsi que la tension de sortie V_s . La tension d'entrée V_e est alors vue comme un niveau logique bas arrêtant à nouveau le processus. Il en découle le régime oscillant observé expérimentalement.

Le dernier graphe (1) concerne une porte de technologie CMOS compatible TTL. On remarque le même caractère instable de la porte dans sa région de commutation suivi d'une diminution de la valeur de seuil propre à la technologie TTL.

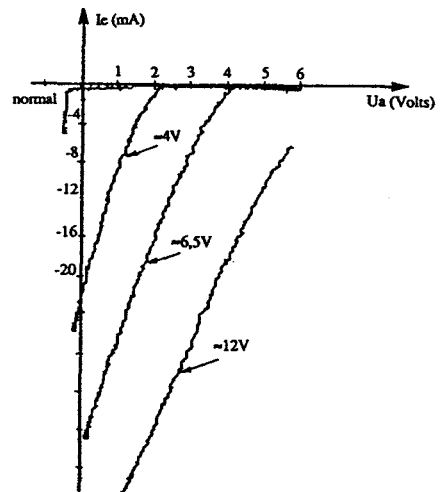
Enfin, ces mesures appliquées à quelques portes de même technologie, de même série et provenant d'un même fabricant n'ont pas donné des différences de comportement appréciables entre eux. Ces résultats sont donc caractéristiques de chaque type de porte logique et peuvent être considérés comme les signatures de leurs fonctions d'entrée-sortie face à une perturbation sinusoïdale de haute fréquence.

III.2.5. Courants moyens produits par les diodes d'entrées.

Les graphes III-26 (a) et (b) donnent respectivement la fonction d'entrée-sortie $V_s(t) = f(U_a)$ et la fonction courant-tension d'entrée $I_e(t) = f(U_a)$ d'une porte de technologie TTL 74LS00 pour une perturbation de fréquence 300 MHz.



(a) Fonction $V_S(t) = f(U_A)$.



(b) Fonction $I_e(t) = f(U_A)$.

Graphes III-26 : Porte TTL 74LS00.

Le graphe (b) permet de constater que la perturbation appliquée à l'entrée de la porte logique crée un courant moyen d'entrée négatif (sortant) fonction de la polarisation de l'entrée et de l'amplitude de la perturbation. Ce courant est dû à la présence de la diode de protection en entrée des portes qui normalement polarisée en inverse se met à conduire lorsque la tension $V_e(t)$ devient inférieure à environ $-0,6$ Volts. Cette jonction a alors pour effet de redresser la tension d'entrée de la porte, créant ainsi un courant moyen. Le schéma de la figure III-27 résume les différents éléments intervenant dans ce processus.

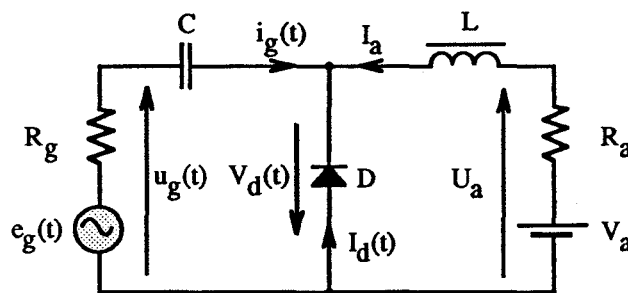


Figure III-27 : Injection de courant sur une diode.

Aux fréquences considérées et en régime établi, les valeurs de la capacité C et de l'inductance L sont telles que le courant $i_g(t)$ dans la branche de gauche est de valeur moyenne nulle et le courant I_a constant dans la branche de droite. La tension U_C aux bornes de la capacité C et la tension $u_L(t)$ aux bornes de l'inductance L sont données par :

$$\begin{cases} U_C = -V_a + R_a I_a \\ u_L(t) = -e_g(t) + R_g i_g(t) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Le courant $I_d(t)$ parcourant la diode et la tension $V_d(t)$ à ses bornes sont reliés d'une part aux équations du circuit électrique par

$$\begin{cases} I_d(t) = -I_a - i_g(t) \\ V_d(t) = -V_a + R_a I_a - e_g(t) + R_g i_g(t) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

et d'autre part à l'équation reliant $I_d(t)$ à $V_d(t)$ dans le cas de la diode parfaite (§ IV.4.1) :

$$I_d(t) = I_s \left(e^{\frac{V_d(t)}{V_t}} - 1 \right) \quad (\text{III.4})$$

En décomposant la tension $V_d(t)$ en une tension continue $\overline{V_d}$ et une tension alternative \tilde{v}_d , le courant $I_d(t)$ parcourant la diode devient :

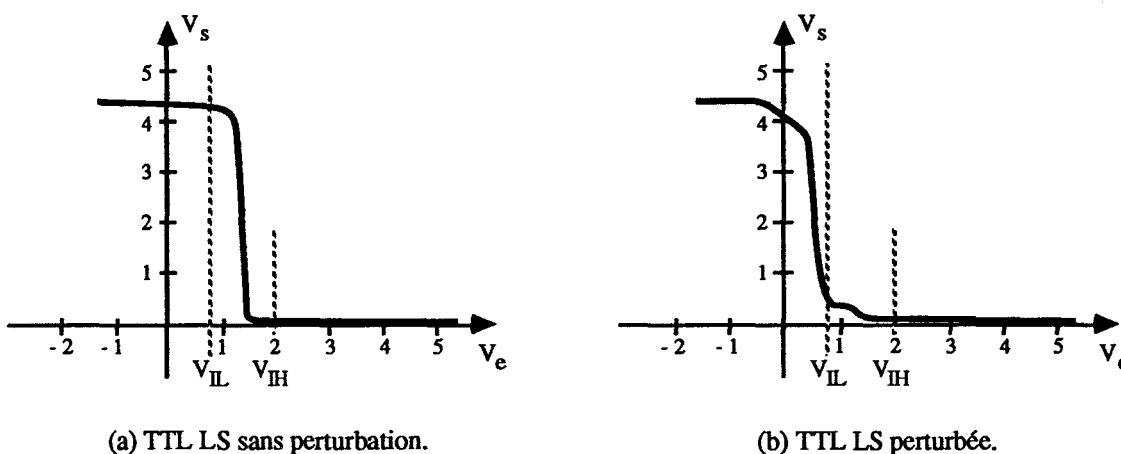
$$\begin{cases} V_d(t) = \overline{V_d} + \tilde{v}_d(t) \\ I_d(t) = -\frac{V_a}{R_a} - \frac{e_g(t)}{R_g} - \left(\frac{\overline{V_d}}{R_a} + \frac{\tilde{v}_d(t)}{R_g} \right) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Le courant $I_d(t)$ traversant la diode peut donc se décomposer en trois termes, les deux premiers termes correspondant respectivement au courant produit par le générateur $e_g(t)$ et la tension continue V_a seuls, le dernier terme fonction de la tension continue et alternative de $V_d(t)$ est un terme supplémentaire provenant de l'effet de redressement de la diode. Le courant $I_d(t)$ peut alors perdre son caractère purement sinusoïdal. La résolution du système d'équations transcendantes (III.3) et (III.4) est proposée dans [19] dans le cas d'une source $e_g(t)$ purement sinusoïdale.

En présence d'une charge externe, ce courant produit une différence de potentiel venant s'ajouter au signal initialement appliqué à l'entrée de la porte. Cette charge est dans la majorité des cas l'impédance de sortie d'une porte logique à l'état bas située en amont. Les relevés de la fonction d'entrée-sortie $V_s(t) = f(U_a)$ du graphe (a) ayant été réalisés indépendamment de la charge connectée en entrée, la présence d'une telle charge se traduira globalement par un décalage supplémentaire des caractéristiques d'entrée-sortie intrinsèques de la porte. Il y a donc lieu de tenir compte de deux phénomènes, d'une part le décalage supplémentaire de la tension d'entrée introduit par l'association d'une charge et des phénomènes de redressement, et d'autre part l'abaissement du seuil de commutation intrinsèque au composant de technologie TTL.

III.2.6. Abaissement du seuil de commutation.

Il s'agit vraisemblablement d'une modification des caractéristiques de l'étage d'entrée des portes logiques de technologie TTL qui a pour effet d'abaisser le seuil de commutation (Figures III-28). Au niveau des divers éléments internes plusieurs phénomènes peuvent être à l'origine de ce déplacement de seuil.

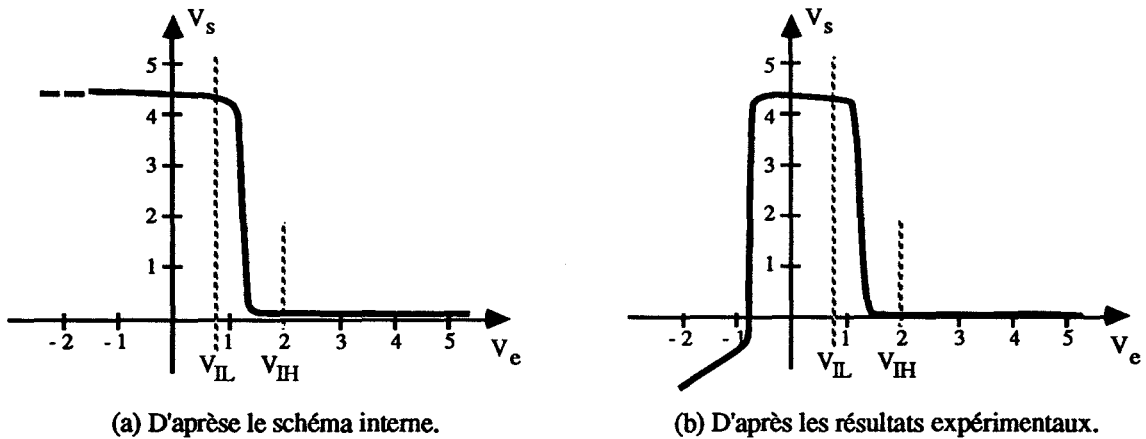


Figures III-28 : Modification du seuil de commutation.

Une première solution considère un effet de redressement au niveau d'une diode interne créant un courant moyen qui, associé à une résistance interne, produit une tension continue venant s'ajouter à la tension de commande. Une seconde hypothèse situe ce phénomène au niveau d'une jonction base-émetteur de transistor d'entrée décalant ainsi les caractéristiques. Associé à la structure interne dissymétrique de la technologie TTL, ce décalage est assimilé à un abaissement du seuil de commutation.

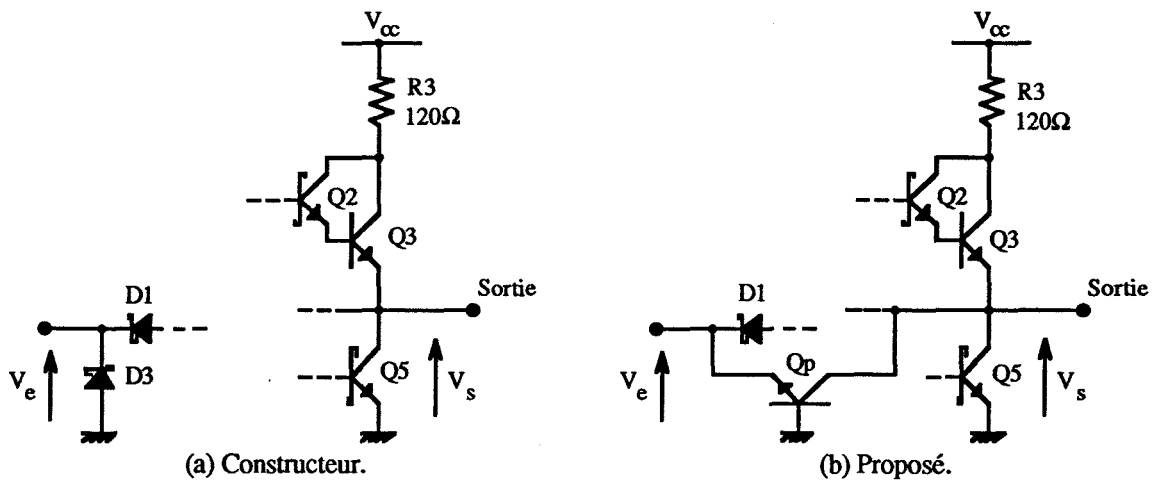
III.2.7. Effets des transistors parasites.

Ces résultats nous permettent de constater également que pour des tensions d'entrée négatives des portes TTL, la tension de sortie chute rapidement à zéro (Figures III-29) et peut, si l'amplitude de la tension inverse est suffisamment élevée, devenir négative. En augmentant la polarisation négative, on remarque que la tension de sortie accuse un coude et devient proportionnelle à la tension d'entrée. Cette constatation laisse penser qu'il se crée alors un chemin direct de basse impédance entre l'entrée et la sortie de la porte. Un niveau bas en sortie peut donc très bien correspondre à un niveau d'entrée supérieur à V_{IH} ou inférieur à -0,6 Volts.



Figures III-29 : Tension de sortie pour des tensions d'entrée négatives.

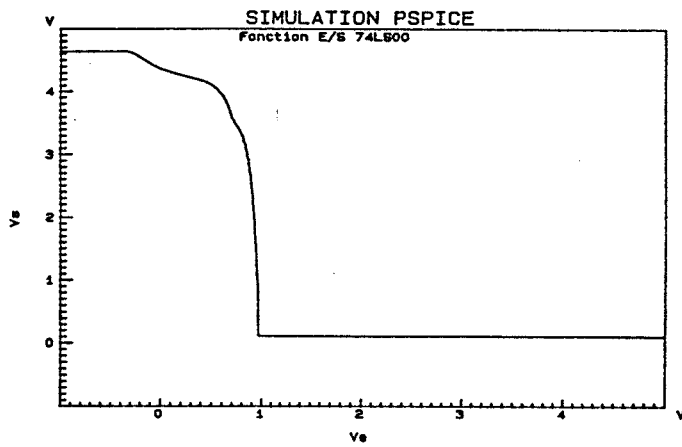
Nous avons trouvé une interprétation possible de ce comportement en substituant la jonction PN de la diode de "protection" à l'entrée de la porte par une jonction base-émetteur d'un transistor Q_p dont le collecteur est relié directement à la sortie du circuit. Les figures III-30 (a) et (b) donnent respectivement le schéma interne du constructeur et le schéma proposé.



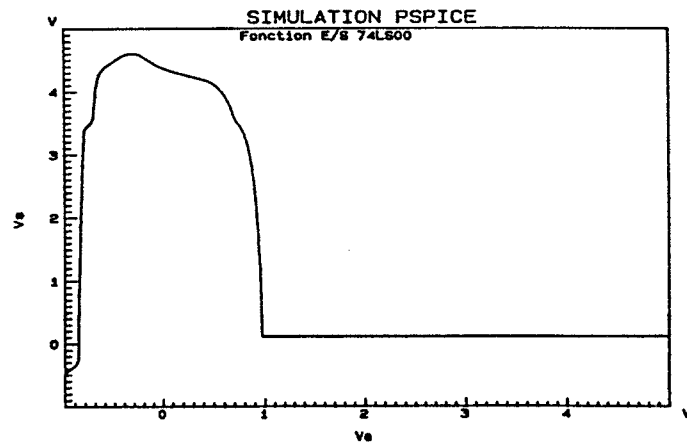
Figures III-30 : Schémas internes d'une porte NAND.

Afin de valider cette hypothèse, nous avons étudié avec le simulateur analogique PSPICE le comportement des portes 74LS00 d'un fabricant X puis Y dans les deux cas de figure. N'ayant pas accès aux caractéristiques exactes des diodes et transistors internes de ces portes, les jonctions PN ont été remplacées dans un premier temps par des diodes 1N4148 et les transistors par des 2N2222A. La simulation se faisant en régime statique, un grand nombre de paramètres dynamiques de ces éléments n'entrent pas en ligne de compte. Les graphes III-31 (a) et (b) donnent respectivement la fonction d'entrée-sortie d'une porte 74LS00 du constructeur X en appliquant le schéma constructeur et celle obtenue en remplaçant la diode D3 par le transistor parasite Q_p . Les graphes III-32

illustrent les résultats obtenus avec le schéma interne de la porte 74LS00 du constructeur Y.

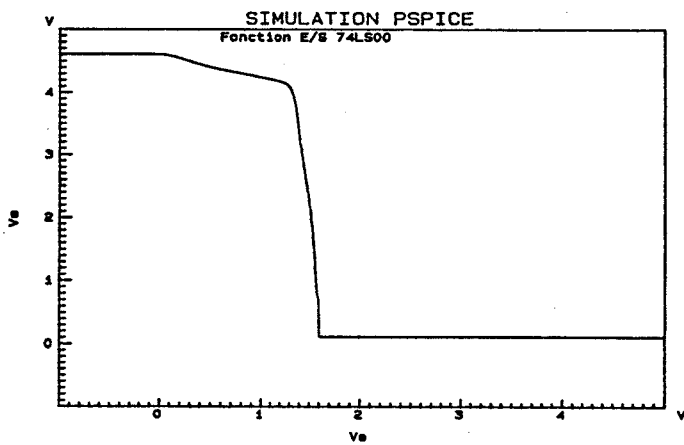


(a) D'après le schéma constructeur X.

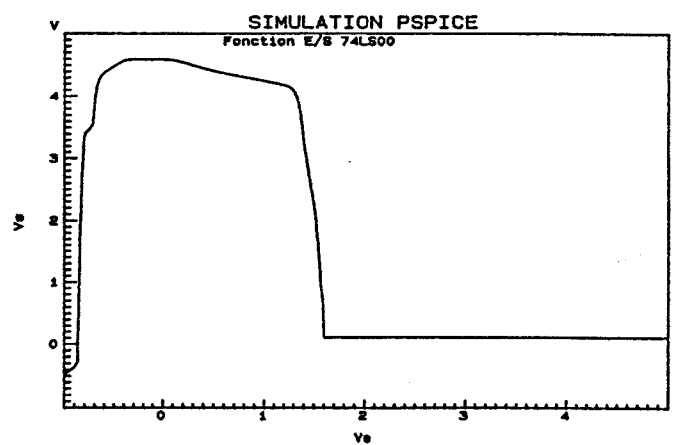


(b) Après modification.

Graphes III-31 : Fonction $V_s = f(V_e)$ d'une 74LS00 (TTL).



(a) D'après le schéma constructeur Y.



(b) Après modification.

Graphes III-32 : Fonction $V_s = f(V_e)$ d'une 74LS00 (TTL).

Nous pouvons remarquer que les graphes (b) donnent effectivement une fonction d'entrée-sortie très similaire à celle obtenue expérimentalement dans les graphes III-24 (e) et (d) de ce chapitre. Le premier coude situé entre -0.6 Volts et 0 Volt correspond à la conduction du transistor Q_p jusqu'à sa saturation.

CONCLUSION

Après avoir introduit les différentes technologies de circuits intégrés logiques, nous avons abordé dans ce chapitre l'étude des comportements de portes logiques de technologie TTL et CMOS. Les expériences menées sur diverses portes NAND issues des deux technologies ont été effectuées en appliquant une perturbation sinusoïdale de fréquence bien supérieure à la fréquence maximale permise. En observant directement la tension de sortie des composants logiques en fonction de la tension de polarisation d'entrée, nous avons étudié leur fonction logique sans tenir compte de l'influence d'éléments extérieurs telles que les pistes du circuit imprimé et les charges correspondant aux portes adjacentes et à la porte en amont.

Cette approche nous permet de constater que, contrairement aux portes de technologie CMOS, les portes TTL subissent des modifications importantes de leur fonction d'entrée-sortie et ceci bien au delà de leur fréquence maximale d'utilisation. Alors que les portes CMOS conservent leur valeur de seuil de commutation en présence d'un perturbateur sinusoïdal, la technologie TTL est beaucoup plus sensible et l'injection d'une perturbation se manifeste en premier lieu par une diminution de ce seuil lorsque la perturbation croît en amplitude. Ce décalage peut provenir à la fois de la création d'un courant moyen en entrée de la porte lorsque celle-ci est connectée à une porte en amont mais également de modifications plus profondes au sein même du circuit intégré lorsqu'une perturbation de caractère sinusoïdal est appliquée à son entrée.

Par ce moyen il a été possible de mettre en évidence un phénomène annexe que nous pouvons interpréter comme un effet transistor entre deux jonctions PN reliant directement l'entrée et la sortie de la plupart des portes de technologie TTL. Ce mécanisme est également une donnée importante à considérer car à certaines fréquences, les capacités des jonctions base-émetteur et base-collecteur de ce transistor parasite peuvent conduire librement la perturbation au travers de la porte, dans un sens comme dans l'autre.

Les simulations réalisées grâce à la description interne fournie par le constructeur donnent des résultats très proches du cas expérimental lorsque celles-ci sont menées en régime statique et pour des grandeurs respectant les spécifications techniques. En dehors

de ces limites et en régime dynamique (typiquement du domaine de la CEM) il n'est plus possible de se référer à de telles données et les modèles semblent devoir être complétés directement par l'observation de la réalisation technologique microscopique de ces circuits intégrés.

CHAPITRE IV
COUPLAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE
SUR UNE PISTE DE CIRCUIT IMPRIMÉ
RELIÉE À DES CHARGES NON LINÉAIRES

INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent nous avons pu mettre en évidence le comportement d'une porte logique soumise à une interférence sinusoïdale entretenue appliquée à ses entrées. Pour ce faire, nous avons employé la méthode par injection en nous plaçant dans le cas le plus favorable, c'est à dire en considérant que la porte logique est disposée dans un circuit électronique supposé parfait. Il s'agit à présent d'étudier les phénomènes de perturbation liés à l'interface entre les pistes du circuit imprimé et les charges que constituent les portes logiques.

La description des structures d'entrées et de sorties des deux technologies TTL et CMOS étudiées montre que les pistes sont généralement chargées par un ou plusieurs éléments sous forme de jonctions PN. De plus, les travaux précédents ont permis de souligner la complexité interne d'une simple porte logique et de conclure qu'une simulation satisfaisante ne pourra être obtenue que par une description analogique des composants soit sous forme de macro-modèles soit sous une forme littérale. Ceci aura pour conséquence d'augmenter considérablement les temps de simulation déjà alourdis par le temps de calcul des phénomènes de couplages électromagnétiques. Il ne s'agit donc pas ici d'établir des modèles exacts en tous points des différents éléments constituant une porte logique mais de réduire ces modèles au nombre de paramètres nécessaires et suffisants en préservant une marge d'erreur acceptable.

C'est dans cette optique que nous consacrons ce chapitre à l'investigation plus fine des courants et tensions induits aux bornes de jonctions PN, éléments prépondérants dans les circuits intégrés en général. Nous étudierons ainsi les effets de non linéarité surgissant de diverses associations de composants linéaires ou non et notamment celle d'une piste et d'une jonction PN.

La non-linéarité en CEM est souvent abordée, dans le cas de circuits analogiques, par une extrapolation linéaire autour d'un point de fonctionnement lorsqu'il s'agit de perturbateurs de faible amplitude, ou par des modèles du second ordre dans le cas contraire [31, 64]. Pour des circuits de type logique, les phénomènes de dysfonctionnement dus à la forte non-linéarité des composants présents sont interprétés en termes de courants moyens modifiant les niveaux de sortie et les seuils de décision des fonctions logiques concernées [19]. Dans les deux cas, l'étude de la non-linéarité est généralement limitée à des fonctions courant-tension de type réel en faisant abstraction

des termes imaginaires provenant par exemple des capacités non linéaires associées aux inductances des pistes du circuit.



La non-linéarité aboutit généralement à la formulation d'équations transcendantes et impose une résolution dans le domaine temporel par l'application de calculs itératifs convergeant vers une solution d'équilibre. Notre étude quant à elle, est axée sur l'aspect qualitatif des phénomènes de couplage dans le domaine temporel et suivie d'une interprétation dans le domaine spectral. Étant donné que les phénomènes auxquels nous allons être confrontés sont régis par des lois non linéaires, chaque type d'interférence (harmonique ou impulsionnel) engendrera un comportement singulier du composant. Aucune forme particulière de perturbation ne permettra donc de caractériser totalement le comportement de tels composants et nous choisirons une perturbation sinusoïdale entretenue afin de se rapprocher des résultats obtenus dans le chapitre précédent.

Afin de mieux cerner le mécanisme de couplage et les phénomènes engendrés par la non-linéarité des composants, nous avons procédé à des mesures plus précises sur des circuits très simples comprenant une piste et une charge. Nous nous sommes volontairement écartés du cas théorique permettant d'assimiler les liaisons entre composants à des lignes de transmission. De plus, pour permettre un couplage plus conséquent, nous avons délibérément augmenté le chemin emprunté par la piste. Cette approche n'est pas destinée à déterminer la susceptibilité d'une carte plus complexe mais à caractériser les phénomènes engendrés et de ce fait présente l'intérêt de ne faire intervenir qu'un nombre réduit de facteurs.

IV.1. CONDITION DE MESURES.

IV.1.1. Le circuit sous test.

Le circuit élémentaire, présenté dans la figure IV-1, est constitué d'une boucle rectangulaire gravée sur un circuit imprimé sans plan de masse, de dimension $h = 75 \text{ mm}$ et $d = 150 \text{ mm}$. Une ouverture au centre de la piste la plus longue permet d'insérer un dipôle électronique dans la boucle. Au centre de la piste la plus courte est prévue une ouverture apte à recevoir une sonde de courant. La longueur totale de la piste est de 450 mm.

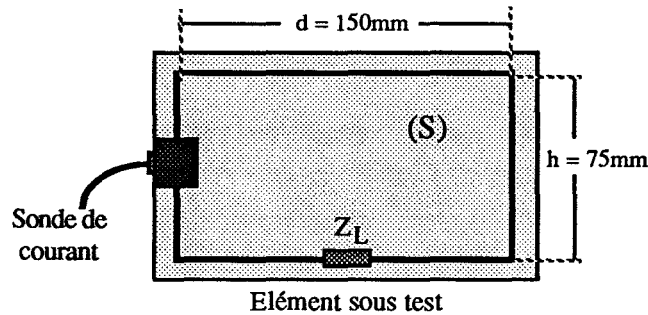


Figure IV-1 : Circuit élémentaire.

IV.1.2. Les mesures en cellule TEM.

Les expériences de couplage sont menées en régime harmonique dans deux cellules TEM différentes, une cellule de type "stripline" et une cellule rectangulaire blindée (de hauteurs utiles respectives 15 et 60 cm). Il s'agit de mesurer le courant induit dans la boucle pour des amplitudes de champ électrique perturbateur constantes et pour une gamme de fréquences comprises entre 1 et 200 MHz (100 MHz pour la cellule rectangulaire).

Les mesures de courant se font au moyen d'une petite sonde de courant, connectée à un analyseur de spectre ou un oscilloscope numérique rapide par un câble coaxial semi-rigide d'environ un mètre. Pour minimiser les couplages électromagnétiques sur le moyen de mesure, le câble semi-rigide est placé contre la masse de la cellule et un contact galvanique est réalisé au moyen d'un ruban conducteur. Les figures IV-2 et IV-3 illustrent respectivement la configuration adoptée dans la cellule "stripline" et dans la cellule TEM rectangulaire.

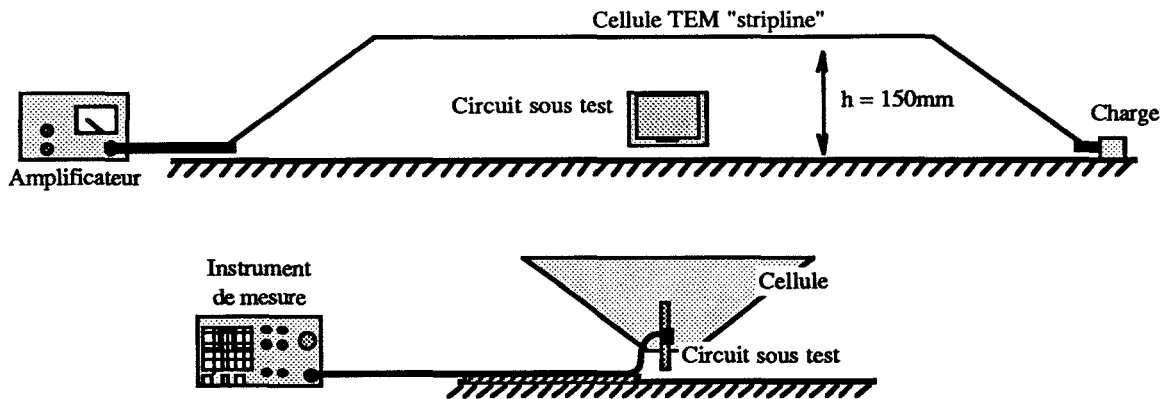


Figure IV-2 : Mesure sous la cellule TEM de type "stripline".

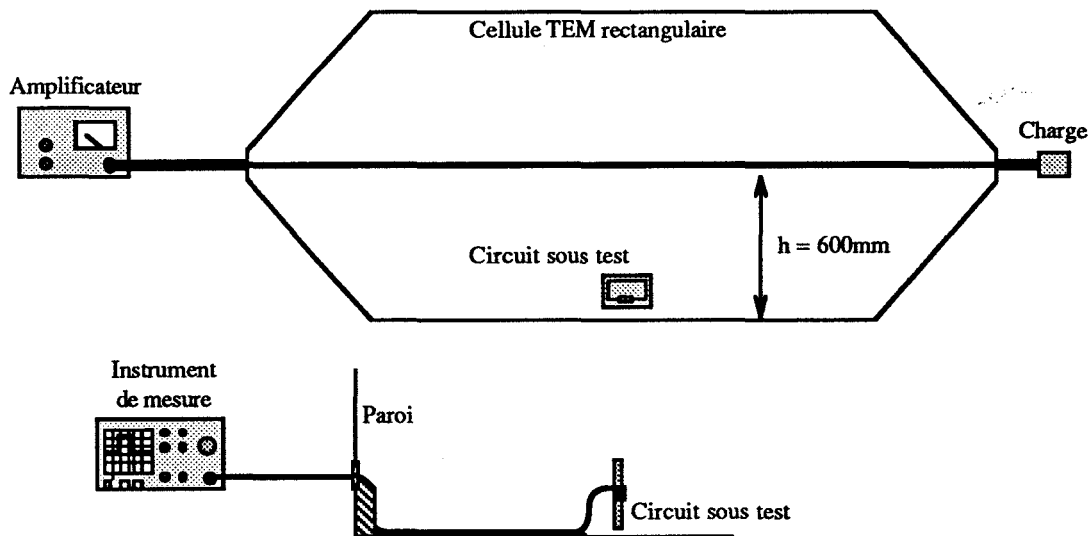
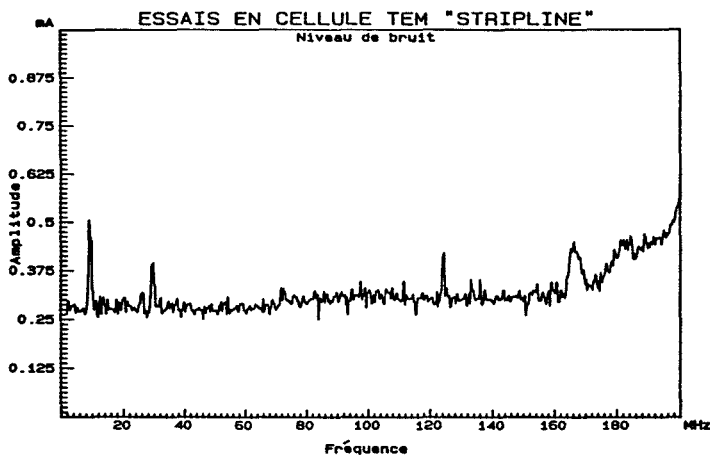


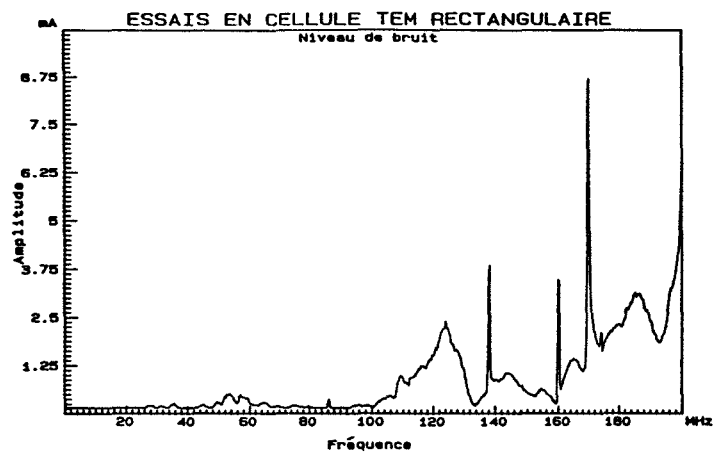
Figure IV-3 : Mesure à l'intérieur de la cellule TEM rectangulaire.

Des mesures sans l'élément sous test ont été effectuées afin de déterminer les amplitudes de courants parasites recueillies par ce système de mesure en présence du champ perturbateur. Les graphes IV-4 donnent les relevés effectués avec la sonde de courant à vide dans la cellule stripline (a) puis dans la cellule rectangulaire (b).

L'axe des ordonnées du graphe (b) a été augmenté d'un facteur 10 par rapport à celui du graphe (a) afin de pouvoir visualiser la résonance apparaissant à environ 170 MHz. On remarque que la cellule de type "stripline" de petite taille permet de travailler jusqu'à 200 MHz sans problème de mesure tandis que la cellule rectangulaire de taille beaucoup plus grande ne permet de travailler que jusqu'à 100 MHz. Hormis la présence de la résonance, cette limitation est due essentiellement au passage du câble semi-rigide à travers la paroi latérale de la cellule rectangulaire.



(a) Cellule "stripline".



(b) Cellule rectangulaire.

Graphes IV-4 : Niveau de bruit de mesure.

Dans la gamme de fréquences utile des deux cellules nous avons pu estimer le niveau de bruit de mesure entre -20 et -40 dB sous le signal utile. Les mesures dans les deux cellules TEM ayant donné des résultats tout à fait similaires, nous ne traiterons dans ce chapitre que des relevés effectués dans la cellule de type "stripline".

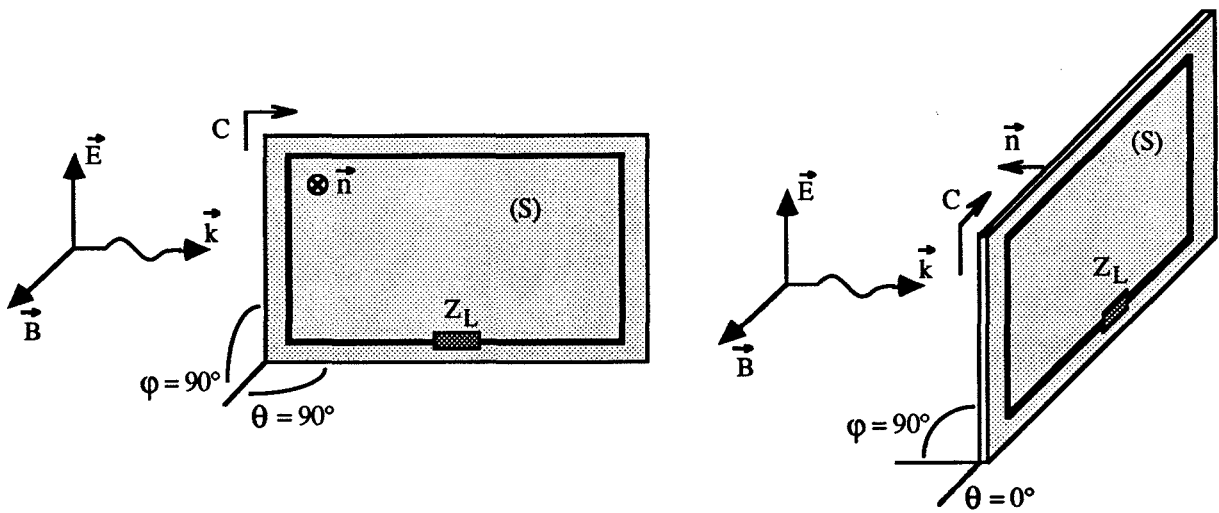
IV.1.3. Caractérisation du milieu.

Le circuit, constitué d'une piste sur circuit imprimé, se trouve placé dans la cellule à la frontière de deux milieux que l'on peut considérer comme homogènes, d'une part l'air de permittivité ϵ_0 et d'autre part l'époxy de permittivité relative $\epsilon_r \approx 4,9$.

Dans le cas d'une onde sinusoïdale pure, nous pouvons exprimer les amplitudes du champ électrique $\vec{E}(t)$ et du champ magnétique $\vec{B}(t)$ incident par :

$$\begin{cases} E(t) = E_0 e^{j\omega t} \\ B(t) = B_0 e^{j\omega t} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Nous avons choisi deux angles θ et φ permettant de définir l'orientation de la carte dans l'espace. Le couplage étant fonction de l'orientation des pistes, ces deux angles ont été choisis arbitrairement et sont illustrés dans les figures IV-5. Nous allons nous intéresser ici à deux orientations différentes de la carte, la première en favorisant le couplage avec le champ magnétique et le champ électrique, la seconde ne faisant intervenir que le champ électrique.



Figures IV-5 : Couplages magnétique et électrique.

La circulation du champ électrique le long du contour fermé C formé par la piste et délimitant la surface S du circuit permet d'écrire

$$\int_{(c)} \vec{E}(t) \, dl = - \int_{(s)} \frac{\partial \vec{B}(t)}{\partial t} \cdot \vec{n} \, ds \quad (\text{IV.2})$$

Pour des fréquences inférieures à 200 MHz la longueur d et la hauteur h de la boucle sont encore petites devant la longueur d'onde du perturbateur. Nous pouvons nous ramener à des équations simples dans le domaine quasi-statique en exprimant la force électromotrice d'induction $e_p(t)$ en fonction de l'amplitude du champ magnétique ou du champ électrique :

$$\begin{aligned} e_p(t) &= \frac{\partial B(t)}{\partial t} S \sin \theta \\ e_p(t) &= \frac{1}{c} \frac{\partial E(t)}{\partial t} S \sin \theta \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

où c est la vitesse de propagation, S la surface de la boucle formée par la piste et θ l'angle défini par le vecteur champ magnétique et le plan de la boucle.

La charge Z_L à étudier étant placée au centre de la boucle, le schéma équivalent peut être ramené à celui d'un couplage essentiellement magnétique (Figure IV-6) et se résume à une source de tension $e_p(t)$, une inductance totale L et une charge Z_L .

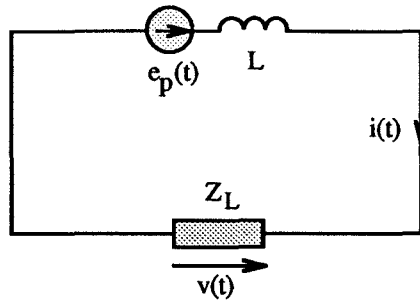


Figure IV-6 : Générateur de tension associé au couplage magnétique.

La mesure se faisant sur la branche verticale du circuit, le courant relevé est la composition des deux modes de couplage. Néanmoins, lorsque la longueur d du circuit est très faible devant la longueur d'onde λ du rayonnement électromagnétique et pour des impédances Z_L de faibles valeurs, nous pouvons admettre que l'amplitude du courant mesuré est très proche de celle traversant la charge Z_L .

Dans le cas de composants linéaires et d'une onde purement sinusoïdale, l'équation (IV.3) et la figure IV-6 permettent d'exprimer le courant $i(t)$ et la tension $v(t)$ aux bornes de la charge Z_L par :

$$\begin{cases} i(t) = \frac{j\omega L}{Z_L + j\omega L} \left(\frac{E_o e^{j\omega t} S \sin \theta}{c L} \right) \\ v(t) = Z_L i(t) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Le terme du courant induit $i(t)$ entre parenthèses, correspondant à l'expression de $i(t)$ lorsque la charge Z_L est nulle (court-circuit), est le générateur de courant équivalent à la source $e_p(t)$. Cette forme d'expression est intéressante dans le cadre de la simulation puisqu'elle dépend directement de la forme d'onde du champ électrique (ou magnétique) et non de sa dérivée.

$$i_{cc}(t) = \frac{E_o e^{j\omega t} S \sin \theta}{c L} \quad (\text{IV.5})$$



IV.2. MESURES DE COURANTS INDUITS.

Les mesures de courant induit sont effectuées à l'aide d'un analyseur de spectre et sont proposées sous forme de graphes représentant l'amplitude du courant en fonction de la fréquence. Les graphes adjacents correspondent à la tension aux bornes de la charge de la cellule et donnent une valeur approchée (légèrement inférieure) de l'amplitude du champ électrique appliqué au circuit sous test. Cette différence minime est due aux pertes par rayonnement vers l'extérieur de la cellule "stripline". Le circuit est effet disposé au centre de la cellule tandis que la mesure de la puissance servant à établir l'amplitude du champ électrique perturbateur est effectuée en extrémité de la cellule.

IV.2.1. Les charges linéaires.

Quelques expériences préliminaires portant sur des charges linéaires (court-circuit, résistances et capacités) ont permis non seulement de valider la méthode de mesure mais également de déterminer expérimentalement l'inductance propre L de la boucle formée par la piste.

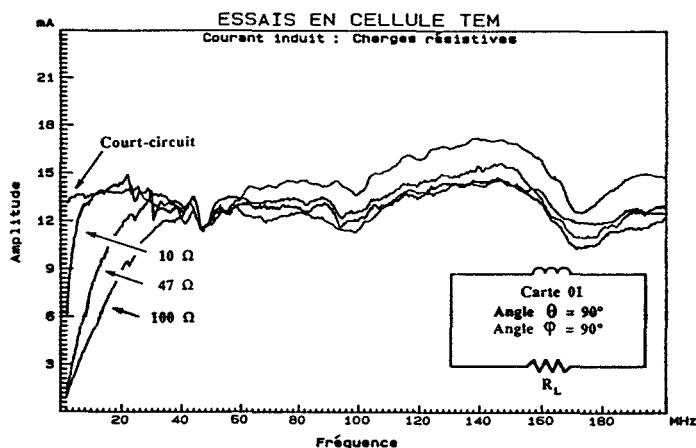
** Le court-circuit.*

L'équation (IV.5) établie précédemment montre que l'amplitude du courant de court-circuit est constante dans le domaine quasi-statique ($d \ll \lambda$) et dépend de la surface, de l'angle θ et de l'inductance propre L de la piste. Les relevés expérimentaux reportés dans les graphes IV-7 donnent une valeur du courant induit d'environ 12,5 mA pour un champ électrique de l'ordre de 155 V/m et ceci effectivement jusqu'à la fréquence limite considérée de 200 MHz. Par ce premier moyen expérimental, nous avons donc obtenu une valeur approchée de l'inductance propre de la piste voisine $L = 500$ nH.

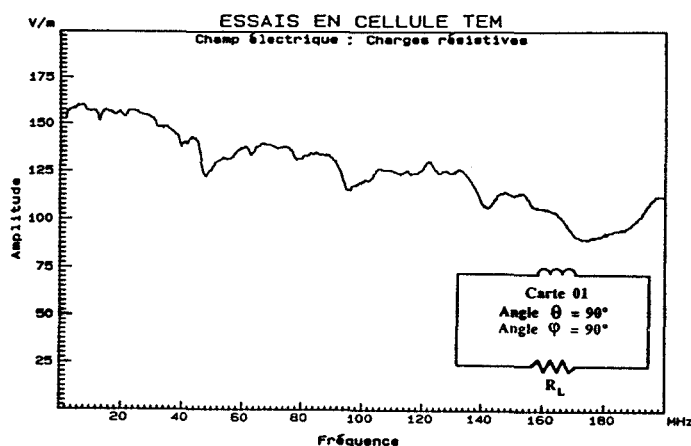
** Les charges résistives.*

Les graphes IV-7 montrent également l'évolution du courant induit pour des charges de 10 Ω , 47 Ω et 100 Ω . La loi de variation de ce courant peut être liée à l'expression du courant de court-circuit par :

$$i(t) = \frac{j\omega}{(j\omega + \omega_0)} i_{cc}(t) \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{R_L}{L} \quad (IV.6)$$



(a) Courant induit.



(b) Champ électrique.

Graphes IV-7 : Cas de charges résistives.

La fréquence de coupure F_0 à -3 dB correspondant à la pulsation ω_0 permet de retrouver approximativement l'inductance de la boucle. On constate des valeurs de courant légèrement plus importantes aux fréquences élevées, en fonction de l'importance de la charge. Elles sont dues notamment au courant supplémentaire introduit par le couplage électrique au niveau de la piste où s'effectue la mesure.

*** Les charges capacitives.**

Le courant induit dans le circuit muni d'une charge capacitive est lié au courant de court-circuit par l'équation (IV.7) où r symbolise la résistance équivalente du circuit.

$$i(t) = \frac{j\omega L}{\left(\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + r\right)} i_{cc}(t) \quad (IV.7)$$

Cette expression peut se mettre sous une forme permettant de faire apparaître une résonance à ω_0 et un facteur de qualité Q :

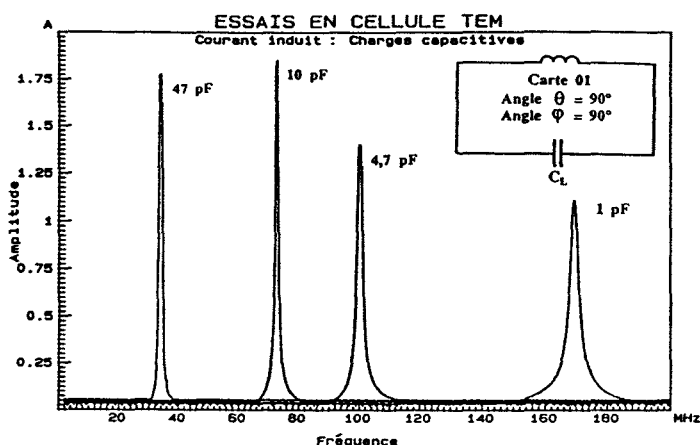
$$i(t) = \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + j\omega \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (IV.8)$$

avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$ et $Q = \frac{L \omega_0}{r}$

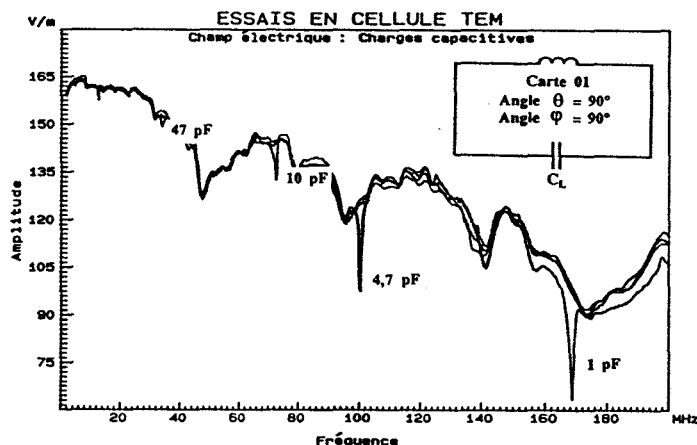
L'amplitude maximale $|i_{\max}(t)|$ du courant induit dans la charge est atteinte pour une pulsation ω_{\max} et est reliée à l'amplitude du courant de court-circuit par le facteur de qualité Q :

$$\omega_{\max} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}} \quad |i_{\max}(t)| = \frac{Q}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} |i_{cc}(t)| \quad (\text{IV.9})$$

Ces expressions montrent que si la conductivité de la piste était infinie le courant le serait également. Ceci est dû au fait que nous avons négligé la résistance de rayonnement. Dans ce cas, l'approximation faite en prenant le champ électrique comme celui existant en absence de circuit n'est plus valable. Aux fréquences de résonance de tels circuits, il existe des transferts de puissance qui détruisent l'adaptation d'impédance de la cellule TEM et le champ électromagnétique doit alors être considéré comme celui existant en présence du circuit. Les graphes IV-8 présentent le courant dans la boucle en fonction de la fréquence. On y remarque une résonance importante créant des courants de l'ordre de l'ampère.



(a) Courant induit.



(b) Champ électrique.

Graphes IV-8 : Cas de charges capacitives.

L'échelle de l'axe des ordonnées du graphe (b) a été focalisée entre 60 V/m et 180 V/m. Ceci permet de visualiser le phénomène d'interaction entre la cellule TEM et le circuit sous test. Aux fréquences de résonance de chacune des charges capacitives étudiées on constate que la puissance dissipée dans la charge d'adaptation située en sortie de la cellule décroît de manière significative. Le circuit sous test se comporte alors comme une charge résistive localisée au centre de la cellule. Au niveau de la carte, on assiste à une légère désadaptation de la cellule surtout visible à la fréquence de résonance : la

puissance manquante dans la charge de la cellule se retrouve en partie dans le circuit sous test et en partie réfléchi vers le générateur.

IV.2.2. Les charges non linéaires.

Dans le cas d'éléments non linéaires, nous nous trouvons face à des équations transcendantes que l'on peut exprimer de la manière suivante :

$$\begin{cases} e_p(t) = L \frac{\partial i(t)}{\partial t} + v(t) \\ i(t) = F[v(t), \dot{v}(t)] \end{cases} \quad (IV.10)$$

où $e_p(t)$ est la force électromotrice d'induction dans la boucle, $i(t)$ et $v(t)$ sont respectivement le courant et la tension associés à la charge et reliés entre eux par une fonction non linéaire $F[x]$. Dans le cas de semi-conducteurs, cette fonction comporte généralement des termes en exponentielle associés à $v(t)$ et à sa dérivée $\dot{v}(t)$.

Dans les paragraphes précédents, nous avons représenté les niveaux de courants induits dans le circuit élémentaire par l'enveloppe de leur amplitude dans le domaine spectral. Alors que cette représentation peut être justifiée dans le cas d'éléments linéaires, elle peut, dans le cas contraire, prêter à confusion puisque cette approche a pour effet de masquer tous les phénomènes d'apparition de raies secondaires liées au caractère non linéaire de la charge. Dans de telles conditions, il est impossible de dresser une réponse en fréquence du circuit puisque, pour une onde sinusoïdale pure, le courant induit dans le circuit est composé d'une multiplicité de raies.

Afin de mettre en évidence les phénomènes de non-linéarité dans les semi-conducteurs, nous avons étudié plus particulièrement le comportement d'une jonction PN réelle, en choisissant comme élément la jonction base-collecteur d'un transistor 2N2222A.

Les expériences sont menées dans la cellule "stripline" en adoptant la même méthodologie de mesure que dans le cas des charges linéaires et pour un couplage électrique et magnétique maximal (Figures IV-9). Toutefois, les relevés sont effectués pour chaque fréquence étudiée par deux moyens de mesure différents : la première sous forme temporelle à l'aide d'un oscilloscope numérique à 1 Géch/s, la seconde sous forme d'une représentation spectrale grâce à un analyseur de spectre analogique. Il n'y a donc aucun traitement numérique entre ces deux ensembles de résultats expérimentaux.

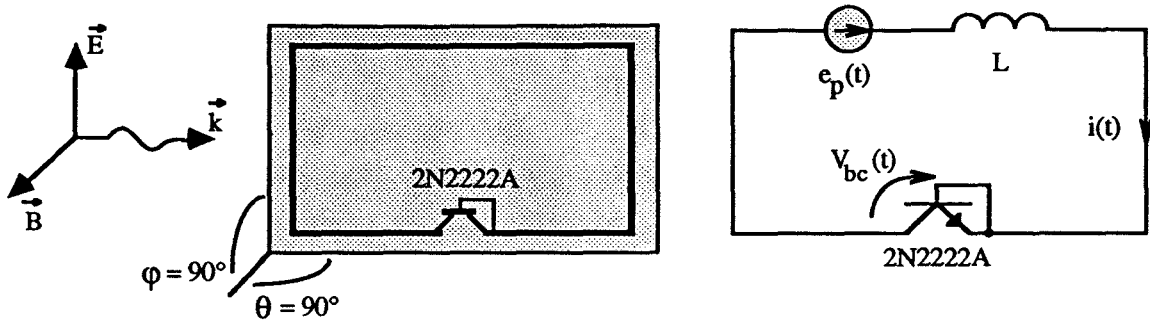
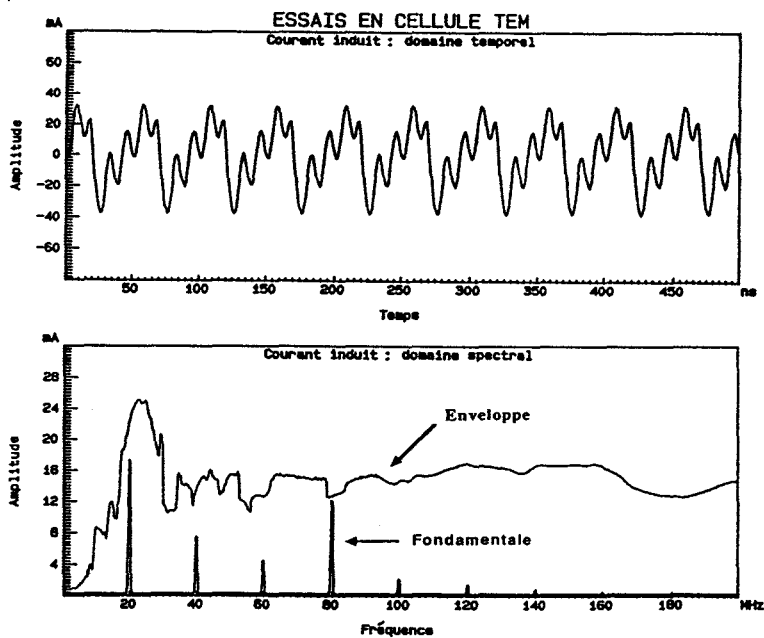


Figure IV-9 : Couplage magnétique et électrique maximal.

Les graphes IV-10 correspondent aux relevés du courant mesuré pour une perturbation de fréquence 80 MHz dans le domaine temporel (a) et dans le domaine des fréquences (b). Superposé au relevé (b), l'enregistrement de l'enveloppe spectrale du courant induit illustre l'évolution de l'amplitude la raie fondamentale et de ses harmoniques dans toute la gamme de fréquences de 1 à 200 MHz. Ces deux représentations mettent en évidence la création de fréquences inférieures à la fréquence fondamentale dans un rapport $1/4$, $1/2$ et $3/4$ ainsi que des fréquences supérieures d'ordre $1/4$, avec $i > 4$. Ces mesures, étendues à la gamme de fréquences 1 à 200 MHz permettent de remarquer que les raies sont soit à bande étroite (auquel cas elles préservent leur rang) soit présentent un spectre de fréquences étalé faisant penser à une excitation désordonnée du composant et à une synchronisation sur certaines fréquences privilégiées.



Graphes IV-10 : Courant induit dans une jonction à 80 MHz.

La forme de l'enveloppe permet de remarquer que les courants induits n'apparaissent qu'à partir de 10 MHz vraisemblablement liés à la valeur de l'inductance propre de la piste et le seuil de conduction de la jonction base-collecteur du transistor. Au delà de 140 MHz, ce courant peut être considéré comme n'étant composé que de la raie fondamentale dont l'amplitude se rapproche de celle du courant de court-circuit. Entre ces deux fréquences, le circuit présente un fonctionnement fortement non linéaire notablement renforcé entre 10MHz et 30 MHz.

L'évolution en fréquence du courant induit (Annexe A-IV.1) est illustrée par les relevés temporels (a) et fréquentiels (b) pour une amplitude de champ électrique de 150 V/m et pour des fréquences allant de 10 MHz à 150 MHz par pas de 10 MHz. En prenant pour chaque fréquence la valeur maximale correspondante parmi l'ensemble de ces relevés nous obtenons l'enveloppe spectrale présentée dans le graphe IV-10.

Les graphes portées en annexe A-IV.2 correspondent à l'évolution en amplitude. Les relevés fréquentiels sont effectués à une fréquence de perturbation de 60 MHz pour des amplitudes de champ électrique de 10V/m à 150 V/m par pas de 10 V/m.

L'ensemble de ces résultats nous permet d'établir plusieurs remarques importantes :

- la non-linéarité usuelle (à termes réels) se traduit par la présence de raies dont les fréquences sont multiples de la fondamentale,
- les termes complexes provenant des capacités non linéaires de ces éléments semblent générer des raies à des fréquences sous-multiples de la fondamentale d'ordre $i/2$, $i/3$, $i/4$...
- il n'y a pas à proprement parler de régime oscillatoire propre à la jonction PN puisque les harmoniques ont des fréquences sous-multiples de la fondamentale.

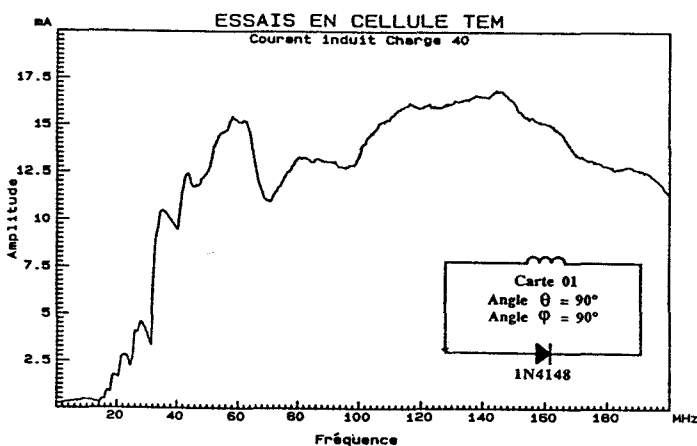
Hormis le caractère particulier de ce phénomène, un tel comportement peut avoir une retombée directe sur la susceptibilité de circuits électroniques en hautes fréquences. En effet, une hypothèse généralement admise dans le cas de charges non linéaires consiste à supposer que les harmoniques produites par la non-linéarité des composants sont toutes d'ordre supérieur à la fréquence fondamentale. Cette supposition permet alors de négliger l'influence des harmoniques lorsque celles-ci se situent au delà de la bande passante (ou de la fréquence maximale de travail) du circuit perturbé. Les résultats que nous venons de présenter viennent à l'encontre de cette hypothèse puisque même pour

des perturbations de fréquences supérieures à cette limite il est possible d'obtenir des fréquences inférieures. De ce phénomène résulte alors une susceptibilité de l'électronique en hautes fréquences.

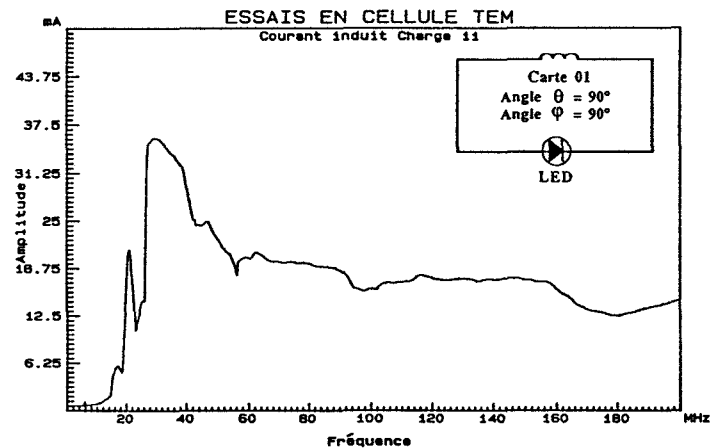
À titre d'exemple, les graphes IV-11 donnent quelques enregistrements d'enveloppes spectrales non exhaustifs des courants mesurés sur différentes associations d'éléments linéaires et/ou non linéaires représentatives de configurations intervenant fréquemment dans la constitution des portes logiques ou entre portes logiques.

L'ensemble des graphes IV-11 montre à nouveau que le courant induit n'apparaît qu'à partir de 10 MHz environ, évolue rapidement entre 10 et 100 MHz pour atteindre en hautes fréquences une amplitude correspondant à celle du courant de court-circuit. Entre 10 et 100 MHz peut apparaître une "résonance" avec un "facteur de qualité" plus ou moins important en fonction du type de jonction et des composants mis en association dans le circuit. Le terme de fréquence de "résonance", qui peut sembler improprement employé dans le cas de circuits non linéaires, est défini ici par abus de langage comme étant la fréquence pour laquelle l'amplitude du courant induit est maximale. De même, le "facteur de qualité" correspond à la surintensité à cette fréquence de résonance. Nous reviendrons sur une explication de ces phénomènes en fin de chapitre.

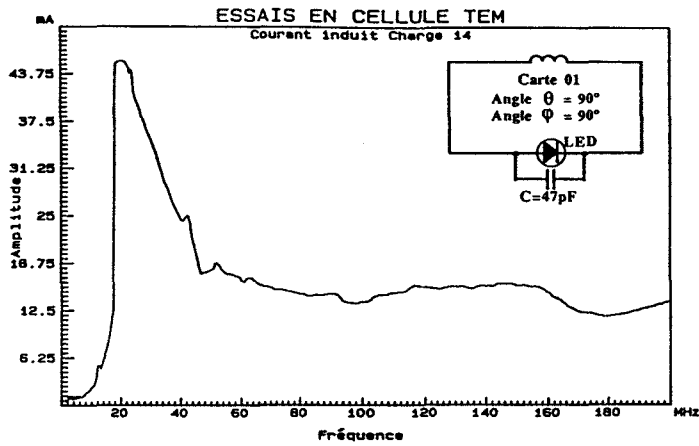
Les jonctions de semi-conducteurs semblent se comporter différemment selon leurs caractéristiques intrinsèques comme le montrent les graphes (a), (b), (f) et (g). L'ajout d'une capacité en parallèle sur une jonction diminue la fréquence de résonance du circuit tout en augmentant son facteur de qualité (c), tandis que la mise en série d'une résistance diminue son facteur de qualité tout en conservant apparemment la même fréquence de résonance (d).



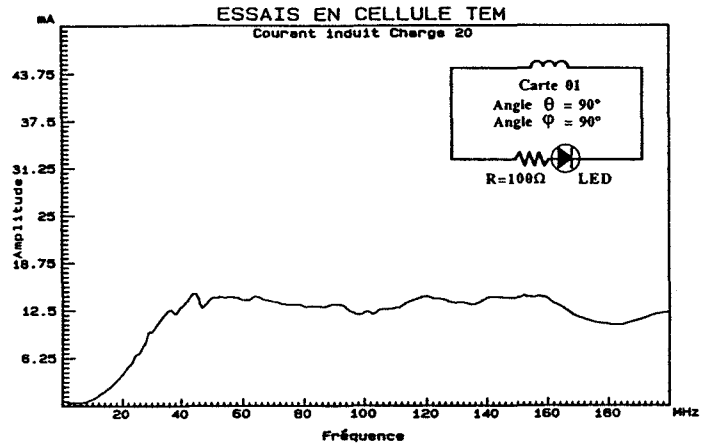
(a) Une diode 1N4148.



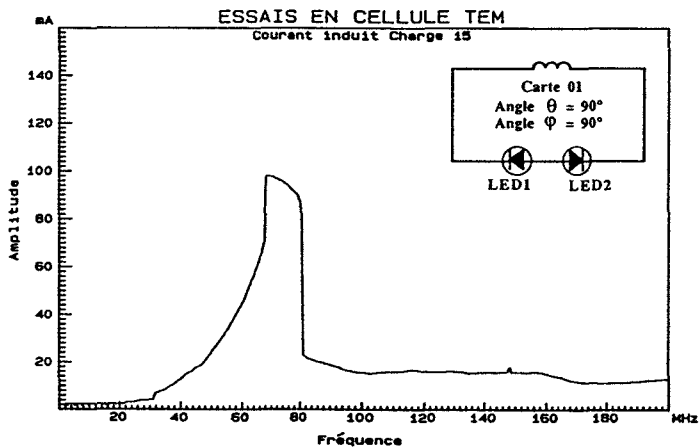
(b) Une LED.



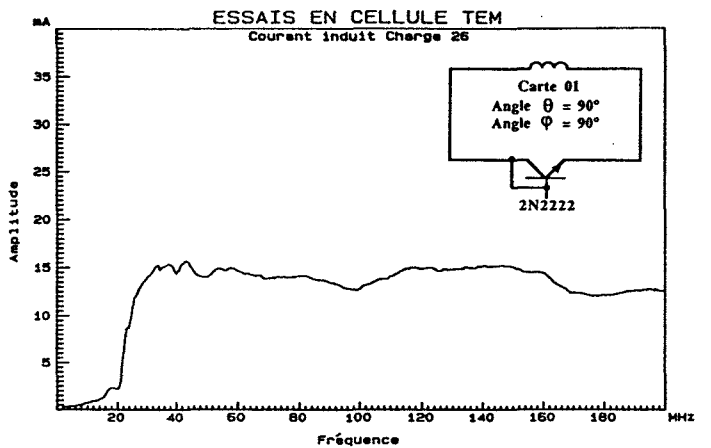
(c) Une LED et une capacité en parallèle.



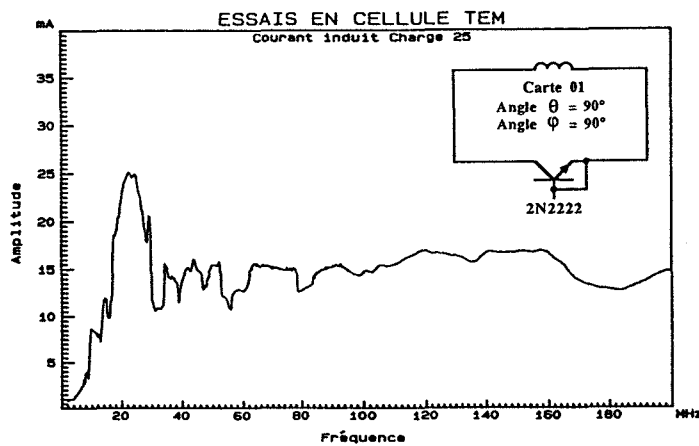
(d) Une LED et d'une résistance en série.



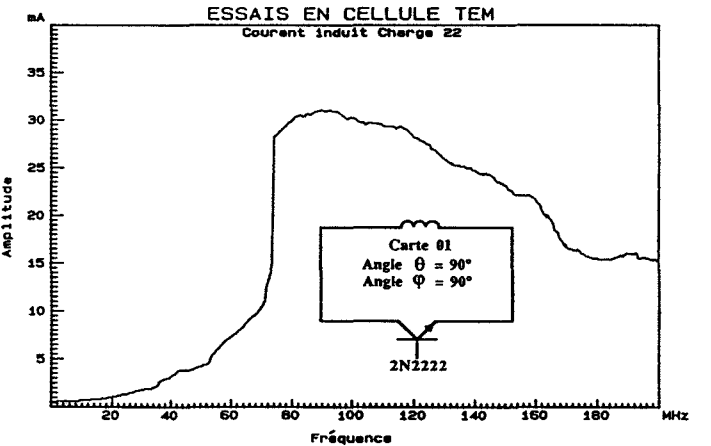
(e) Deux LED de sens opposé.



(f) Une jonction base-émetteur d'un transistor 2N2222A.



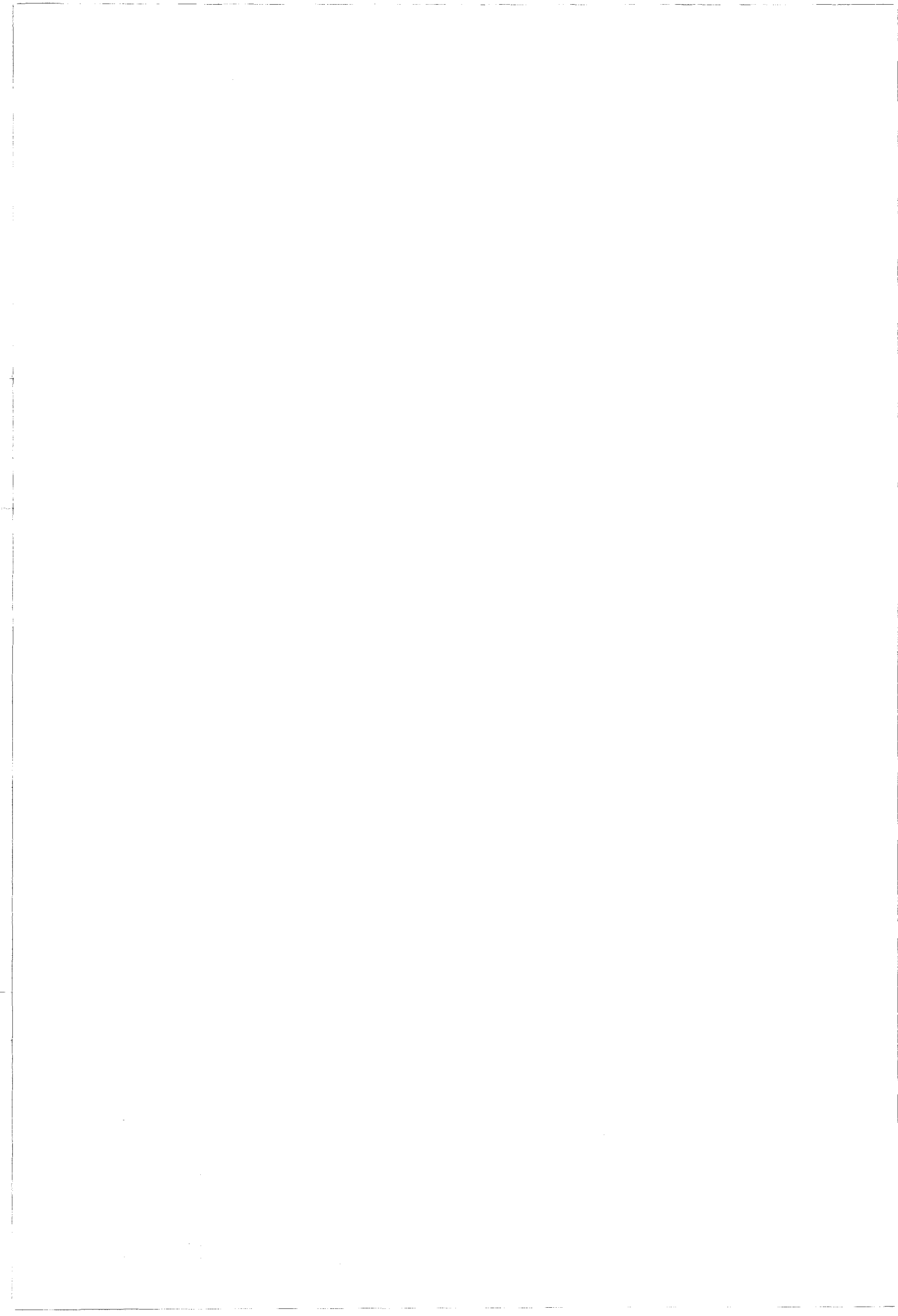
(g) Une jonction base-collecteur d'un transistor 2N2222A.



(h) Une jonction collecteur-émetteur d'un transistor 2N2222A.

Graphes IV-11 : Enveloppe de courants pour quelques configurations d'éléments non linéaire.

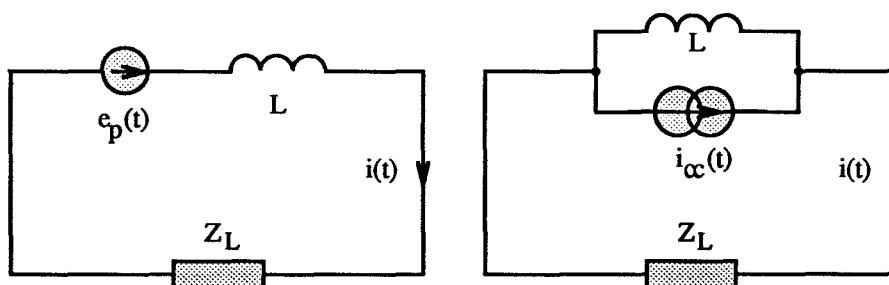
Les associations de deux jonctions de sens opposé, cas illustrés par deux LED (e) ou par les jonctions entre émetteur et collecteur d'un transistor 2N2222A non alimenté par la base (h), forment un circuit sélectif. Ce dernier cas de figure est typiquement celui du transistor parasite Q_p (§ III.2.7) reliant l'entrée et la sortie de certaines portes de technologie TTL par son émetteur et son collecteur. Pour des courants perturbateurs de fréquences relativement élevées (autour d'une centaine de MHz) un chemin privilégié peut être créé entre les entrées et les sorties de composants logiques TTL. Ce phénomène peut être également une des explications possibles des mesures de susceptibilité obtenues sur une carte numérique (§II.1.4) donnant une sensibilité maximale du circuit dans cette même gamme de fréquence (85 MHz à 95 MHz).



IV.3. SIMULATION DU COURANT INDUIT DANS UNE CHARGE.

Dans la perspective de cerner les mécanismes à l'origine de l'apparition d'harmoniques de fréquence sous-multiple de la fréquence fondamentale du champ électromagnétique incident, nous avons eu recours, dans un premier temps, à une méthode de simulation numérique du courant induit dans le circuit en utilisant le simulateur analogique PSPICE.

Le modèle de couplage magnétique habituel faisant intervenir une source de tension induite et une inductance L (Figures IV-12) peut être remplacé par un modèle de générateur de courant équivalent associé à la même inductance en se basant sur l'équation (IV.5).



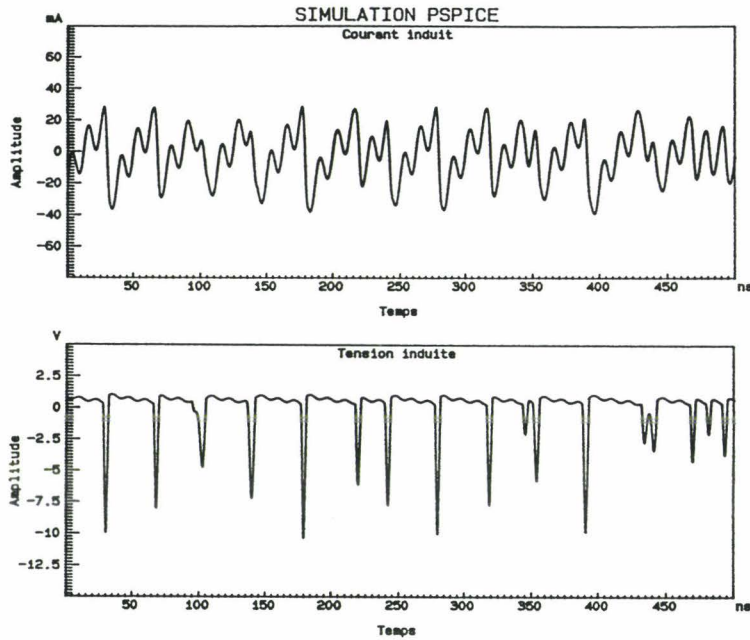
Figures IV-12 : Modèles de couplage magnétique.

Le générateur de courant $i_{cc}(t)$ est décrit en fonction de la forme d'onde du champ magnétique $B(t)$, de la surface S de la boucle et de la valeur de l'inductance L de la piste.

$$i_{cc}(t) = \frac{B(t) S}{L} \quad \text{avec} \quad B(t) = B_0 \sin \omega t \quad (\text{IV.11})$$

Après avoir vérifié la conformité entre les résultats expérimentaux et les résultats des simulations dans le cas des charges linéaires, nous avons procédé aux simulations portant sur des charges non linéaires. Nous nous proposons d'étudier plus particulièrement les résultats obtenus avec une jonction base-collecteur d'un transistor 2N2222A. Le modèle complet du transistor est celui proposé dans la bibliothèque du logiciel PSPICE et permet grâce à de nombreux paramètres, de comparer les résultats expérimentaux précédents à ceux obtenus par simulation.

Nous avons porté en annexe A-IV.1 les résultats de simulation du courant induit (c) et de la tension aux bornes de jonctions (d) pour des fréquences de 10 MHz à 150 MHz par pas de fréquence de 10 MHz.



Graphes IV-13 : Courant et tension induits à 80 MHz.

À titre d'exemple, la simulation du courant induit dans la jonction base-collecteur (a) et celle de la tension à ses bornes (b) pour une fréquence de 80 MHz et une amplitude de champ électrique de 150 V/m sont données par les graphes IV-13. La représentation temporelle du courant induit dans la jonction PN est à comparer à celle obtenue expérimentalement graphes IV-10. Bien que l'amplitude du champ magnétique simulé soit constante quelle que soit la fréquence, et étant donné que les paramètres intrinsèques du composant testé sont, sans aucun doute, légèrement différents de ceux proposés par le modèle (basés sur des données statistiques), nous pouvons constater néanmoins que le comportement issu de la simulation est identique au cas expérimental et se caractérise par l'apparition d'harmoniques sous-multiples de la fréquence de perturbation.

La simulation permet également d'observer la tension $V_{bc}(t)$ aux bornes de la jonction base-collecteur du transistor. On peut remarquer que la tension est composée de phénomènes transitoires très rapides de durée 5 à 10 ns, d'amplitude sensiblement constante et de périodicité relativement stable quelle que soit la fréquence de la perturbation. Ces phénomènes transitoires sont directement liés aux fortes variations du courant induit par :

$$V_{bc}(t) = e_p(t) - L \frac{\partial i(t)}{\partial t} \quad (\text{IV.12})$$

IV.4. ÉTUDE PHÉNOMÉNOLOGIQUE DES EFFETS DE NON LINÉARITÉ DE JONCTIONS PN.

IV.4.1. La jonction PN.

En régime statique le courant $I_j(t)$ dans une jonction PN intrinsèque peut être relié à la tension à ses bornes par la relation [87,88] :

$$I_j(t) = I_s \left(e^{\frac{V_j(t)}{V_t}} - 1 \right) \quad \text{avec} \quad V_t = \frac{kT}{q} \quad (\text{IV.13})$$

où

- $V_j(t)$ est la tension appliquée aux bornes de la jonction intrinsèque,
- I_s est le courant de saturation et représente le courant inverse idéal,
- k est la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$),
- T est la température ($^\circ\text{K}$),
- q est la charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$).

Pour une tension de polarisation directe $V_j(t)$, le courant direct dépend de la température par l'intermédiaire de l'expression de V_t et de celle du courant de saturation I_s , fonction de T^3 . Pour de faibles valeurs du courant direct le phénomène de génération-recombinaison des porteurs positifs et négatifs change la caractéristique du courant direct en $V_t' = 2kT/q$. De plus, au courant de saturation inverse s'ajoutent un courant de fuite, le courant de génération-recombinaison ainsi que l'effet d'avalanche (multiplication de porteurs libres) et l'effet "Zener" (rupture des liaisons de covalence des atomes).

Lorsque le courant direct est relativement important, la tension appliquée à la jonction intrinsèque n'est plus la tension aux bornes de la diode mais la tension diminuée de la différence de potentiel due aux résistances électriques des connexions de part et d'autre de la jonction PN. La somme de ces deux résistances forme la résistance série de la diode notée R_s , dont la valeur est de l'ordre de 15Ω pour une diode 1N4148 et d'environ 10Ω pour une jonction base-collecteur d'un transistor 2N2222A.

En régime dynamique, nous pouvons définir une résistance dynamique r_j de la jonction polarisée autour d'un point de fonctionnement V_j :

$$r_j = \frac{1}{G_j} = \left. \frac{\Delta V_j}{\Delta I_j} \right|_{V_j} = \frac{V_t}{I_j} \quad (\text{IV.14})$$

et une capacité dynamique C_t liée à la charge stockée lorsque la jonction est polarisée en direct :

$$Q_t = T_t I_j \quad \text{et} \quad C_t = \left. \frac{\Delta Q_t}{\Delta V_j} \right|_{V_j} \quad (\text{IV.15})$$

$$C_t = T_t G_j = T_t \frac{dI_j}{dV_j} = \frac{T_t I_s}{V_t} e^{\frac{V_j(t)}{V_t}} \quad (\text{IV.16})$$

où Q_t est la charge stockée et T_t la durée de vie des porteurs minoritaires en excès dans la région de diffusion. Dans le cas d'une diode 1N4148 la valeur de T_t avoisine 12 ns tandis que pour un transistor 2N2222A cette valeur est aux alentours de 400 ps pour la jonction base-émetteur et de 45 ns en ce qui concerne la jonction base-collecteur .

La capacité de la jonction polarisée en inverse notée C_j , exprimée par la relation (IV.17), est due à la zone de charge d'espace et diminue lorsque la tension inverse croît :

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left[1 - \frac{V_j}{V_{j0}}\right]^M} \quad (\text{IV.17})$$

où

- C_{j0} est la capacité inverse à polarisation nulle,
- V_j est la tension inverse appliquée sur la jonction intrinsèque,
- V_{j0} est la tension de barrière de la jonction sans polarisation,
- M est le coefficient lié au modèle de profil d'impuretés.

Pour une jonction abrupte $M \approx 1/2$, graduelle $M \approx 1/3$ et pour une diode "varicap" $M \approx 2$. À titre indicatif, la valeur de C_{j0} est d'environ 2 pF pour une diode 1N4148, de l'ordre de 7 pF pour une jonction base-collecteur d'un transistor 2N2222A et 22 pF pour sa jonction base-émetteur.

IV.4.2. Modèle d'une jonction PN.

Une jonction PN est donc généralement modélisée par l'association d'une source de courant I_j représentant sa fonction non linéaire en régime statique, d'une résistance série R_s , de la capacité de jonction C_j et d'une capacité de diffusion C_t pour le régime dynamique (Figure IV-14).

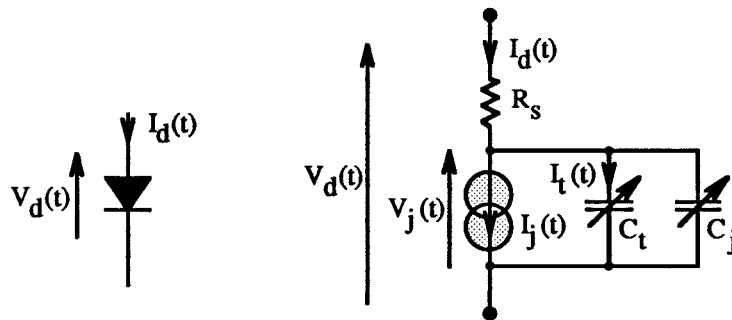


Figure IV-14 : Modélisation d'une jonction PN.

Un tel modèle est utilisé en particulier par le simulateur analogique PSPICE pour tous les composants semi-conducteurs à base de jonction PN. Ce modèle décrit par un grand nombre de paramètres tient compte de tous les phénomènes évoqués ci-dessus et permet ainsi de reproduire au mieux le composant désiré [65].

En affectant aux paramètres R_s , I_s , V_t , et T_t d'une diode les mêmes valeurs que celles de la jonction base-collecteur du transistor 2N2222A de SPICE, nous obtenons par simulation des relevés temporels tout à fait similaires. Par contre, la simulation d'un circuit basé uniquement sur l'association d'une jonction intrinsèque et de l'inductance de la piste ne permet pas de retrouver les fréquences $F/2$, $F/4$... observées expérimentalement. Il en est de même lorsque la diode comporte une jonction intrinsèque et une capacité de diffusion mais placées dans un circuit sans inductance. En faisant varier les différents paramètres intervenant dans la simulation, il apparaît que l'association de l'inductance L de la piste, de la non-linéarité de la capacité de diffusion C_t et de la faible résistance R_s est à l'origine de la présence de raies à des fréquences sous-multiples de la fréquence fondamentale.

Nous allons donc nous intéresser dans la suite de ce chapitre à deux paramètres de la jonction PN, la caractéristique statique donnée par l'équation de la jonction intrinsèque (Équation IV.13) ainsi que la caractéristique en régime dynamique faisant intervenir sa capacité de diffusion C_t (Équation IV.16). La valeur de la capacité de jonction C_j étant d'une part faible et quasi-constante et d'autre part n'étant pas directement liée aux phénomènes observés, celle-ci sera négligée et sera réintroduite en fin de chapitre. Nous nous placerons dans le cas où la température est constante et égale à la température ambiante ($T=27^\circ\text{C}$) donnant à la grandeur V_t une valeur voisine de 26 mV. Il s'agit par ce biais de déterminer les paramètres prédominants et directement liés aux phénomènes observés.

Sans l'aide d'un simulateur, il est souvent difficile de tenir compte de l'effet de la capacité de diffusion de la diode, celle-ci faisant intervenir un courant supplémentaire fonction de la tension aux bornes de la diode et de sa dérivée. Nous allons tenter de trouver une solution pratique permettant d'introduire le comportement non linéaire de la capacité de diffusion C_t et de ramener le problème à un circuit où la diode peut être considérée comme idéale (passante ou bloquée).

IV.4.3. Modèle de substitution d'une jonction PN.

Considérons donc le schéma équivalent interne d'une jonction PN de la figure IV-15 constitué d'une différence de potentiel $V_d(t)$ quelconque, d'une résistance R_s , d'une jonction intrinsèque et d'une capacité de diffusion C_t empruntée au modèle précédent.

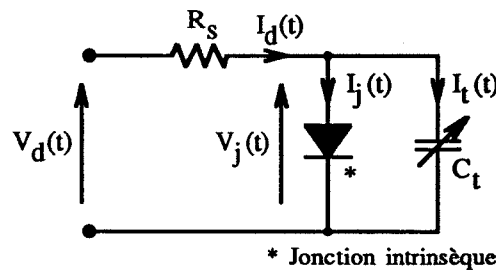


Figure IV-15 : Modèle interne d'une jonction PN.

Le courant circulant dans ce circuit est la somme de deux courants $I_j(t)$ et $I_t(t)$. Au vue de la figure IV-15, nous pouvons exprimer $V_d(t)$ par :

$$V_d(t) = V_j(t) + R_s I_j(t) + R_s I_t(t) \quad (\text{IV.18})$$

Le courant $I_t(t)$ peut être formulé à partir du courant $I_j(t)$ en appliquant les relations (IV.13) et (IV.15) :

$$I_t(t) = C_t \frac{\partial V_j(t)}{\partial t} = \frac{T_t I_s}{V_t} e^{\frac{V_j(t)}{V_t}} \frac{\partial V_j(t)}{\partial t} \quad (\text{IV.19})$$

$$I_t(t) = T_t \frac{\partial I_j(t)}{\partial t}$$

En reportant l'expression de $I_t(t)$ dans l'équation (IV.18) nous obtenons une expression de $V_d(t)$ uniquement fonction de $I_j(t)$:

$$V_d(t) = V_j(t) + R_s I_j(t) + R_s T_t \frac{\partial I_j(t)}{\partial t} \quad (\text{IV.20})$$

La $V_j(t)$ est la même que celle obtenue en considérant une diode intrinsèque parfaite mise en série avec sa résistance interne initiale et une inductance fictive équivalente L_f de valeur $R_s T_t$:

$$\begin{cases} V_d(t) = V_j(t) + R_s I_j(t) + L_f \frac{\partial I_j(t)}{\partial t} \\ L_f = R_s T_t \end{cases} \quad (IV.21)$$

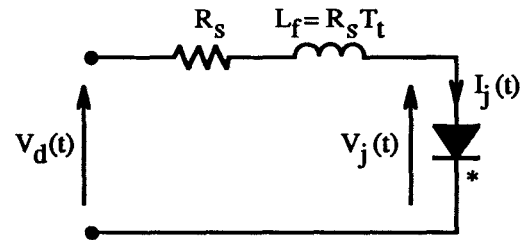


Figure IV-16 : En fonction de $I_j(t)$.

Il ne s'agit ici que d'un circuit de substitution permettant aisément de déduire la tension aux bornes de la jonction intrinsèque et non pas d'un schéma équivalent. Le calcul du courant $I_d(t)$ peut donc maintenant s'effectuer en considérant le montage de la figure IV-15 :

$$I_d(t) = \frac{V_d(t) - V_j(t)}{R_s} \quad (IV.22)$$

En dérivant l'expression IV.18 par rapport au temps nous obtenons d'une manière similaire une expression en fonction du courant $I_t(t)$:

$$\frac{\partial}{\partial t} [V_d(t) - V_j(t)] = \frac{R_s}{T_t} I_t(t) + R_s \frac{\partial I_t(t)}{\partial t} \quad (IV.23)$$

De même que dans le cas précédent, le circuit de substitution vérifiant une telle équation est composé de la résistance interne de la diode mise en série avec une capacité fictive équivalente C_f de valeur T_t / R_s et la capacité de diffusion C_t de la diode :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} [V_d(t) - V_j(t)] = \frac{1}{C_f} I_t(t) + R_s \frac{\partial I_t(t)}{\partial t} \\ C_f = \frac{T_t}{R_s} \end{cases} \quad (IV.24)$$

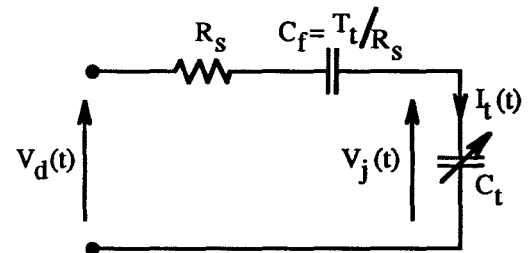


Figure IV-17 : En fonction de $I_t(t)$.

Cette équivalence est néanmoins inexploitable puisque la relation non linéaire (IV.19) entre $V_j(t)$ et $I_t(t)$ ne permettra pas de simplification.

Nous aboutissons donc à un nouveau modèle intégrant uniquement la fonction non linéaire de la jonction intrinsèque à laquelle est associée une inductance L_f et une capacité C_f fictives ainsi que la résistance interne initiale R_s . Ce modèle est décrit dans la figure IV-18.

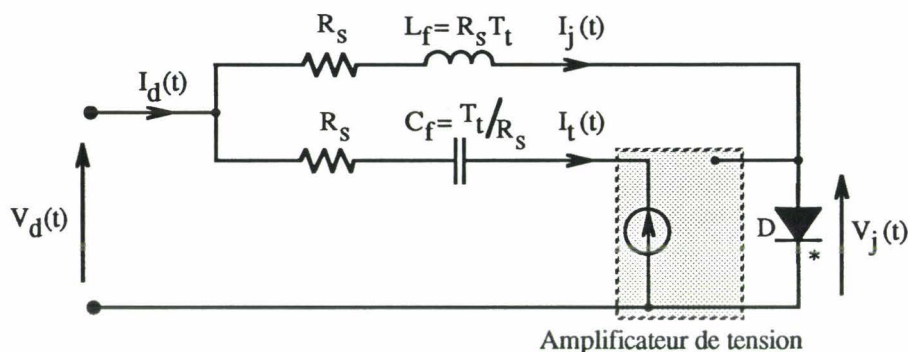


Figure IV-18 : Schéma équivalent d'une jonction en HF.

La tension $V_j(t)$ aux bornes de la jonction intrinsèque est liée directement au courant $I_j(t)$ par l'équation statique (IV.13). Le courant $I_t(t)$ relatif à la capacité de diffusion C_t est dicté par la différence entre le courant total $I_d(t)$ et le courant en régime statique $I_j(t)$ en fonction de la tension $V_j(t)$. Pour ne faire apparaître que le courant $I_j(t)$ dans la jonction intrinsèque un amplificateur de tension idéal de gain unitaire est inséré entre les deux branches.

Bien que le but ne soit pas de proposer un nouveau modèle de la jonction PN, ce schéma équivalent donne exactement les mêmes résultats numériques que celui de la figure IV.15 mais offre la possibilité de dissocier aisément la contribution de la capacité de diffusion de la caractéristique statique de la jonction réelle à partir d'une inductance et d'une capacité linéaire fictives équivalentes.

*** Cas de la diode connectée à une source de tension parfaite.**

Ce cas concerne l'étude expérimentale de la modification de la fonction d'entrée-sortie de portes logiques traitée dans le chapitre III. Le circuit de la figure IV-19 décrit le cas d'une source de tension perturbatrice $e_g(t)$ reliée directement aux bornes d'une jonction PN selon le modèle proposé dans la figure IV-18. Étant donné qu'il n'y a aucun élément entre le modèle de la jonction et le générateur de tension $e_g(t)$, la mise en équation de ce circuit électrique peut être ramenée uniquement à celle de la branche comprenant la résistance R_s , l'inductance fictive L_f et la jonction intrinsèque par les équations (IV.21) et (IV.22).

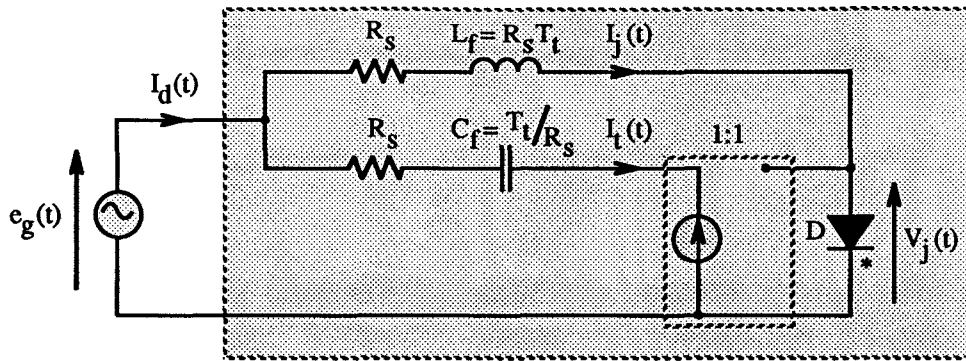


Figure IV-19 : Source de tension appliquée au circuit de substitution d'une jonction.

Le problème peut être résolu en considérant la jonction intrinsèque D comme une diode idéale [66], caractérisée par un seuil de tension V_{jo} au dessus duquel la diode est passante et en dessous duquel celle-ci est bloquée (Figure IV-20).

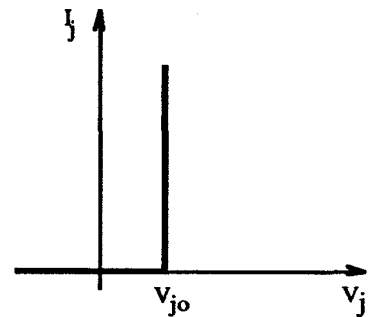


Figure IV-20 : Diode idéale.

En prenant le cas d'un générateur $e_g(t)$ purement sinusoïdal (Équation IV.25), nous pouvons établir l'équation temporelle de $I_j(t)$.

$$e_g(t) = e_{go} \sin(\omega t) \quad (IV.25)$$

Quand la diode est bloquée, le courant $I_j(t)$ est nul, la tension $V_j(t)$ à ses bornes est donc égale à la tension de la source $e_g(t)$. Cet état se maintient tant que $e_g(t) \leq V_{jo}$. La condition de conduction est alors donnée par $V_j(t) > V_{jo}$ et $e_g(t) > 0$. Après amorçage de la diode idéale le courant $I_j(t)$ évolue selon l'expression :

$$R_s I_j(t) + L_f \frac{\partial I_j(t)}{\partial t} = e_g(t) - V_{jo} \quad (IV.26)$$

Le régime transitoire de $I_j(t)$ est du 1^{er} ordre et de la forme :

$$I_j(t) = A e^{-\frac{R_s}{L_f} t} + I(t) \quad (IV.27)$$

où $I(t)$ est la solution particulière de l'équation (IV.26) :

$$I(t) = \frac{e_{go}}{\sqrt{R_s^2 + (L_f \omega)^2}} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{V_{jo}}{R_s} \quad \text{avec} \quad \text{tg}(\varphi) = \frac{L_f \omega}{R_s} \quad (IV.28)$$

La condition initiale à $t = 0$ pour laquelle $I_j(t) = 0$ permet de déterminer A :

$$A = \frac{V_{jo}}{R_s} + \frac{e_{go}}{\sqrt{R_s^2 + (L_f \omega)^2}} \sin(\varphi) \quad (\text{IV.29})$$

La diode idéale sera donc passante tant que le courant $I_j(t)$ sera positif. Ceci détermine un instant θ_e de non conduction de la diode, qui se situe dans l'intervalle de temps :

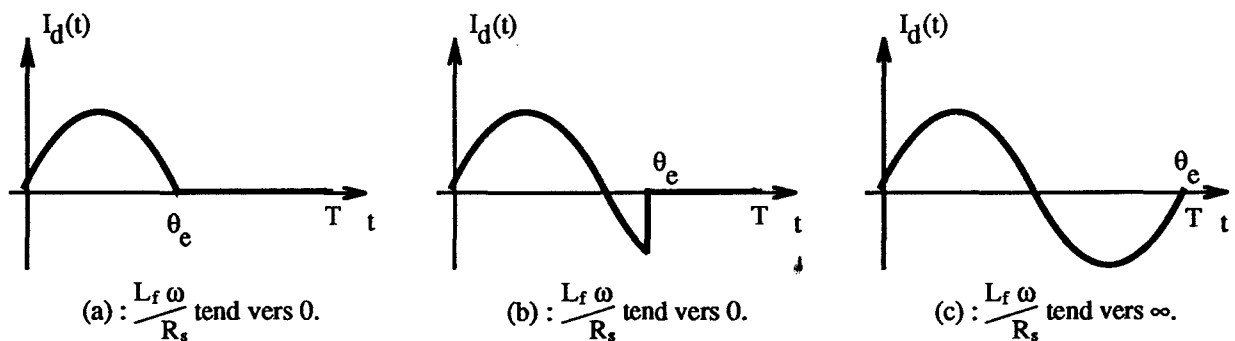
$$\frac{T}{2} \leq \theta_e < T \quad \text{avec} \quad T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (\text{IV.30})$$

L'instant d'extinction θ_e est supérieur à $\frac{T}{2}$ et d'autant plus proche de T que $\frac{L_f}{R_s}$ est grand, sans toutefois l'atteindre (Figures IV-21). Pour $0 < t < \theta_e$ la diode est passante :

$$\begin{cases} I_j(t) = A e^{-\frac{R_s}{L} t} + I(t) \\ V_j(t) = V_{jo} \\ I_d(t) = \frac{e_g(t) - V_{jo}}{R_s} \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

tandis que pour $\theta_e < t < T$ la diode est bloquée :

$$\begin{cases} I_j(t) = 0 \\ V_j(t) = e_g(t) \\ I_d(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$



Figures IV-21 : Évolution de $I_d(t)$ en fonction de $\frac{L_f \omega}{R_s}$.

Quelle que soit la valeur de $\frac{L_f \omega}{R_s}$ nous retrouvons à l'instant $t = T$ les mêmes conditions qu'à l'instant $t = 0$, ce qui donne au courant un caractère récurrent de période

T et démontre que ce mécanisme ne peut engendrer que des harmoniques de courant d'ordre supérieur.

Dans le cas où la source de tension est mise en série avec une résistance R_g et/ou avec une tension continue V_a , il suffit de remplacer dans l'équation (IV.26) R_s et V_{j0} par R et V telles que :

$$R = R_s + R_g \quad \text{et} \quad V = V_{j0} + V_a \quad (\text{IV.33})$$

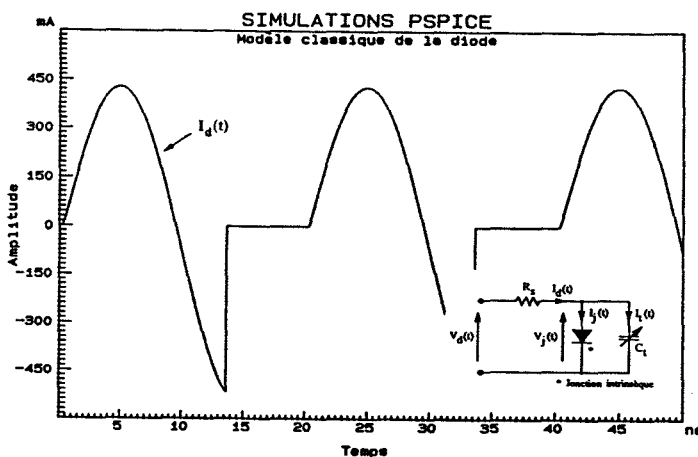
et de formuler à nouveau la condition d'amorçage $V_j(t) > V$ et $e_g(t) > 0$. La tension $V_d(t)$ s'exprime alors à partir de :

$$V_d(t) = \frac{R_s [e_g(t) - V_a] + R_g V_{j0}}{R_s + R_g} \quad (\text{IV.34})$$

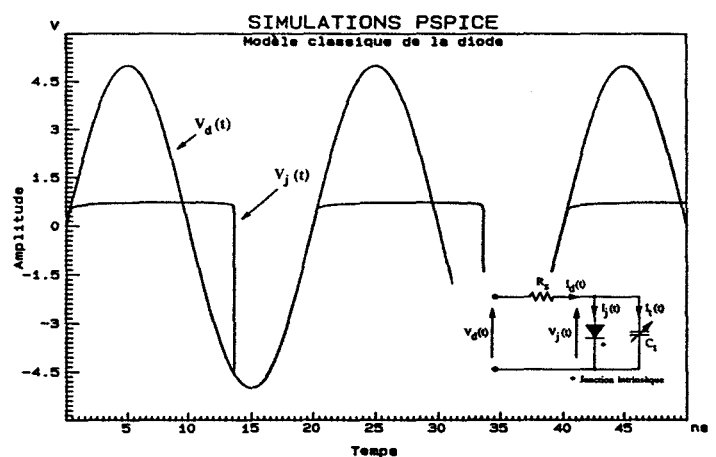
Les graphes IV-22 montrent les résultats de simulation d'un tel type de circuit par la méthode de description habituelle. Les graphes IV-23 montrent quant à eux, les résultats obtenus en utilisant le montage de substitution de la figure IV-16. Tous deux ont été simulés pour un signal d'amplitude 5 Volts, de fréquence 50 MHz. Les différentes valeurs choisies sont :

$$R_s = 10 \, \Omega \quad T_t = 10 \, \text{ns} \quad I_s = 0,1 \, \text{pA} \quad V_t = 26 \, \text{mV}$$

donnant une inductance fictive L_f de 100 nH.

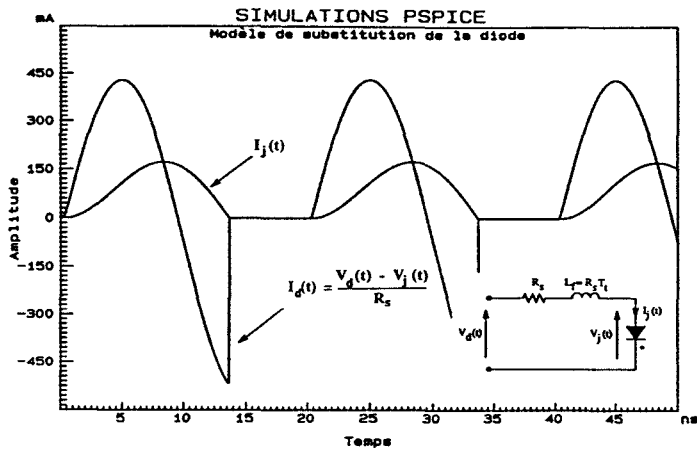


(a) Courant $I_d(t)$ dans la diode.

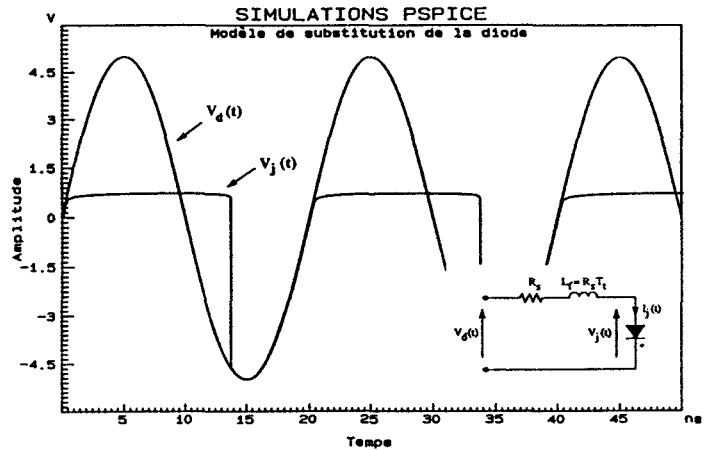


(b) Tension $V_d(t)$ aux bornes de la diode.

Graphes IV-22 : Modèle classique de la diode.



(a) Courants $I_j(t)$ et $I_d(t)$ dans la diode.



(b) Tensions $V_d(t)$ et $V_j(t)$ aux bornes de la diode.

Graphes IV-23 : Modèle de substitution de la diode.

On peut noter un excellent accord entre ces deux modèles de simulation.

*** Cas de la mise en série avec une inductance.**

Considérons à présent le circuit de la figure IV-24, constitué de la force électromotrice d'induction $e_p(t)$ reliée au modèle de la jonction PN par l'inductance L de la piste. Le courant circulant dans ce circuit est la somme de deux courants $I_j(t)$ et $I_t(t)$. Nous pouvons remarquer dès à présent que deux constantes de temps différentes interviennent dans le circuit, la première régie par l'association de l'inductance L de la piste, de l'inductance fictive L_f et de la résistance R_s , la seconde dictée par les valeurs de l'inductance L , par la capacité fictive C_f et par la résistance R_s .

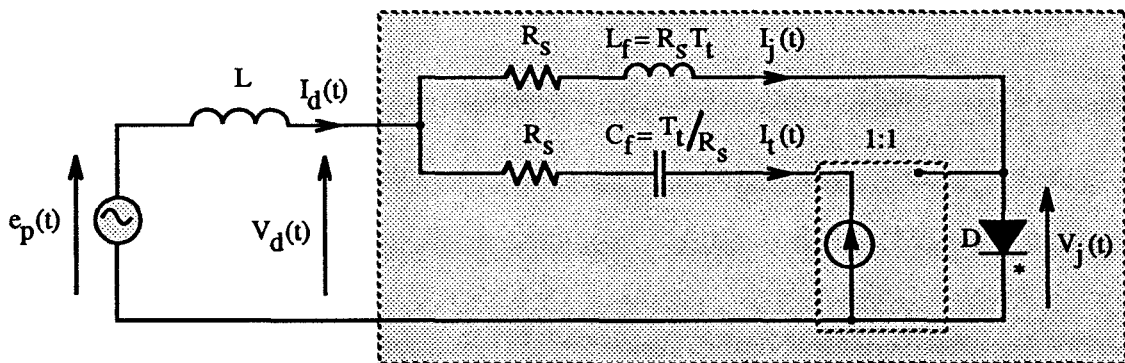


Figure IV-24 : Circuit faisant intervenir une inductance.

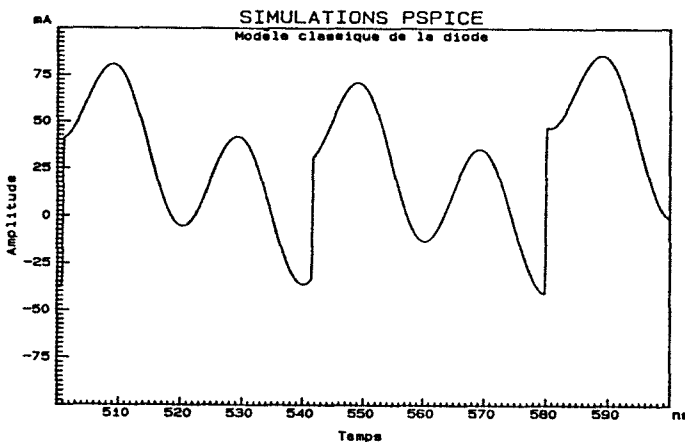
La mise en équation du circuit s'exprime par :

$$\begin{cases} e_p(t) - V_j(t) = R_s I_j(t) + L_f \frac{\partial I_j(t)}{\partial t} + L \frac{\partial I_d(t)}{\partial t} \\ \frac{\partial}{\partial t} [e_p(t) - V_j(t)] = \frac{1}{C_f} I_d(t) + R_s \frac{\partial I_d(t)}{\partial t} + L \frac{\partial^2 I_d(t)}{\partial t^2} \end{cases} \quad (IV.35)$$

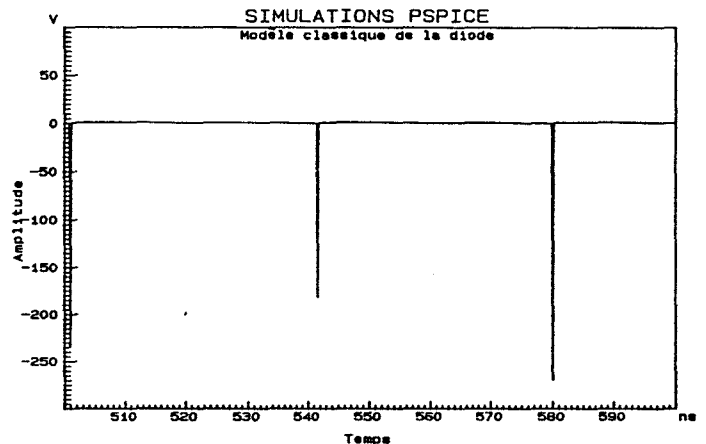
En développant $I_d(t)$ et en appliquant la relation (IV.19) nous obtenons un couple d'équations aux dérivées secondes en $I_j(t)$ et $I_t(t)$:

$$\begin{cases} e_p(t) - V_j(t) = R_s I_j(t) + (R_s T_t + L) \frac{\partial I_j(t)}{\partial t} + L T_t \frac{\partial^2 I_j(t)}{\partial t^2} \\ T_t \frac{\partial}{\partial t} [e_p(t) - V_j(t)] = R_s I_t(t) + (R_s T_t + L) \frac{\partial I_t(t)}{\partial t} + L T_t \frac{\partial^2 I_t(t)}{\partial t^2} \end{cases} \quad (IV.36)$$

Les graphes IV-25 et IV.26 illustrent les résultats de simulation d'un tel type de circuit par le modèle classique et par le modèle proposé dans les conditions de simulation identiques au cas précédent et en régime établi.



(a) Courant $I_d(t)$ dans la diode.

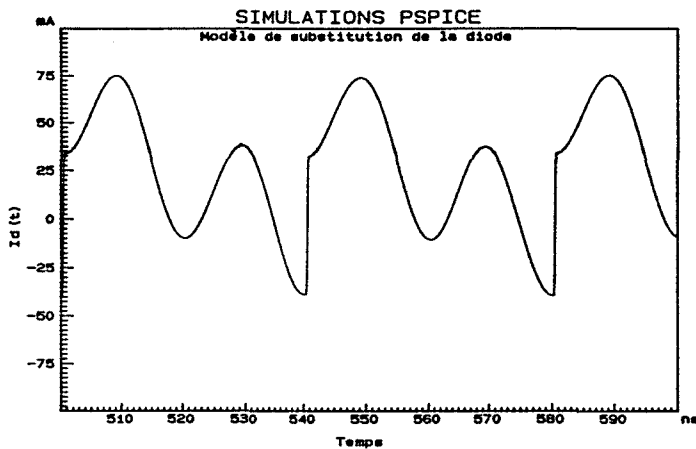


(b) Tension $V_d(t)$ aux bornes de la diode.

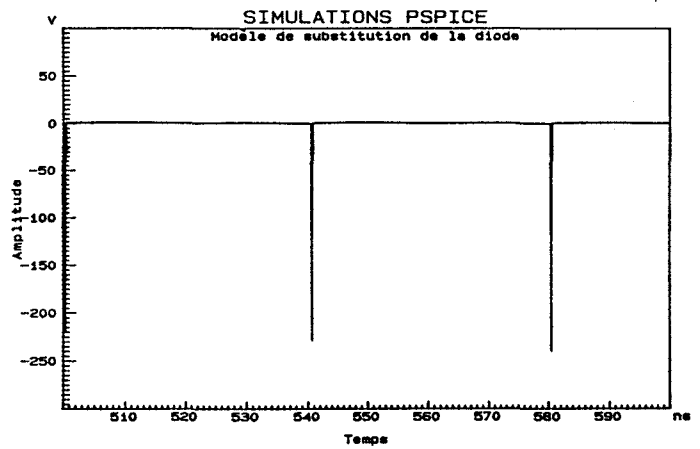
Graphes IV-25 : Modèle classique de la diode.

Les deux modèles donnent des résultats identiques, le modèle proposé permet quant à lui de distinguer à la fois le courant lié à l'équation statique de la jonction (c) et le courant dû à la capacité de diffusion (d). Nous pouvons remarquer des ruptures dans le courant total $I_d(t)$ de période double de celle du générateur provoquant ainsi l'apparition de signaux à une fréquence moitié de la fréquence fondamentale. Ce phénomène peut être

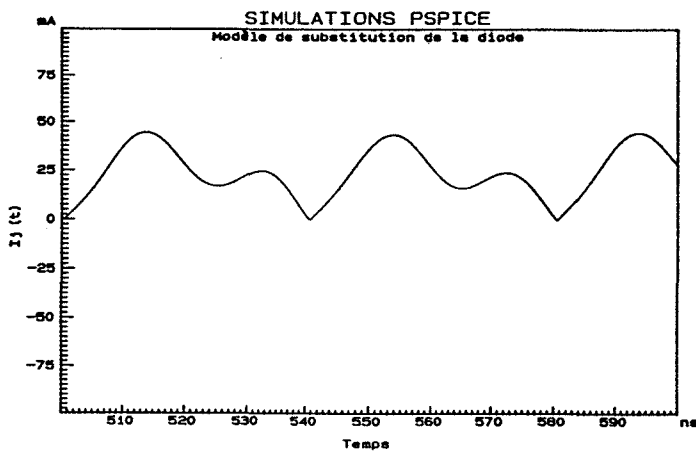
décomposé en observant le courant de la jonction intrinsèque $I_j(t)$ toujours positif ou très légèrement négatif ($-I_s$) et le courant dans la capacité de diffusion $I_t(t)$ à valeur moyenne nulle. Lorsque le courant de la jonction intrinsèque devient négatif cette dernière se bloque créant une différence de tension considérable à ses bornes. En augmentant la tension aux bornes de la diode des harmoniques de rang $i/4$ apparaissent lorsque le lobe négatif du courant $I_j(t)$ atteint à nouveau la valeur du courant inverse de saturation.



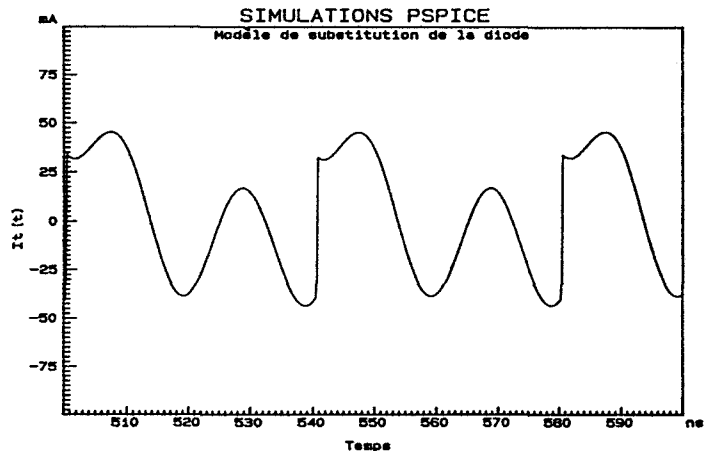
(a) Courants $I_d(t)$ dans la diode.



(b) Tension $V_d(t)$ aux bornes de la diode.



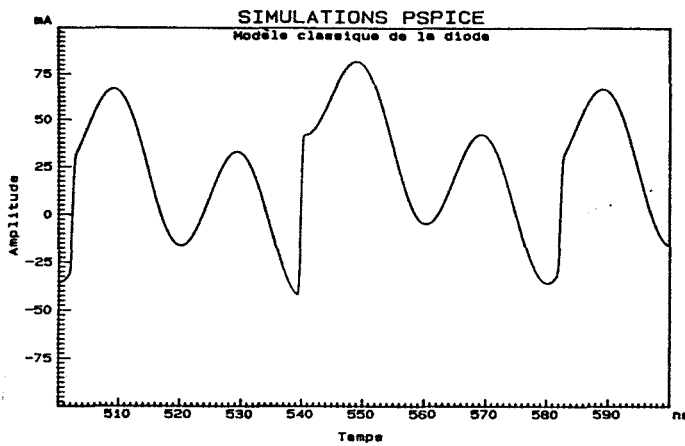
(c) Courant $I_j(t)$ dans la diode.



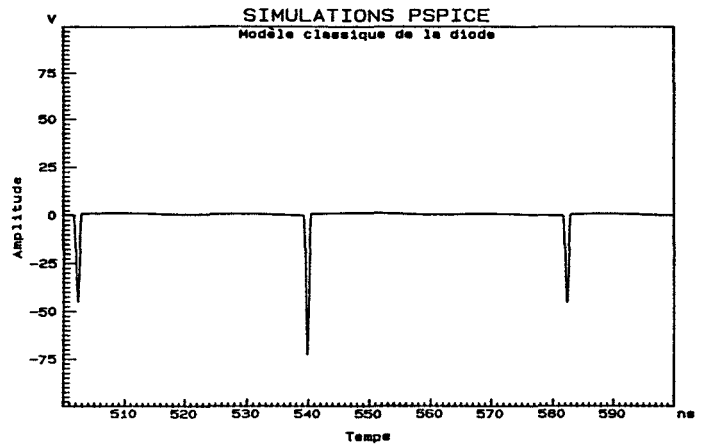
(d) Courant $I_t(t)$ dans la diode.

Graphes IV-26 : Modèle proposé de la diode.

Ces graphes permettent d'observer également les valeurs élevées de la tension inverse créée aux bornes de la diode dans les deux cas (b). Ceci est dû à l'absence de la capacité de jonction C_j qui a été volontairement annulée dans le modèle classique et négligée dans le modèle de substitution. Les graphes IV-27 donnent les résultats obtenus avec l'ajout d'une capacité de jonction d'une valeur de 1 pF. Ces deux planches permettent de remarquer que la tension inverse est nettement atténuée au détriment de la durée notablement allongée de ces phénomènes transitoires. En ce qui concerne le courant induit, nous pouvons également constater des discontinuités moins abruptes.



(a) Courant $I_d(t)$ dans la diode.



(b) Tension $V_d(t)$ aux bornes de la diode.

Graphes IV-27 : Modèle classique avec capacité de jonction.

IV.4.4. Interprétation spectrale.

En faisant abstraction des relations qui existent entre $V_j(t)$ d'une part, et $I_j(t)$ et $I_t(t)$ d'autre part, nous pouvons donc établir à partir du couple d'équations temporelles (IV.36) les mêmes équations dans le domaine des fréquences par la transformée de Laplace :

$$\begin{cases} I_j(p) = \frac{e_p(p) - V_j(p)}{L T_t p^2 + (R_s T_t + L) p + R_s} \\ I_t(p) = \frac{T_t p [e_p(p) - V_j(p)]}{L T_t p^2 + (R_s T_t + L) p + R_s} \end{cases} \quad (IV.37)$$

avec :

$$V_j(p) = \int_0^{\infty} V_j(t) e^{-p t} dt = V_t \int_0^{\infty} \text{Log} \left(\frac{I_j(t) + I_s}{I_s} \right) e^{-p t} dt \quad (IV.38)$$

Bien que ce système d'équations en p soit transcendant par la double relation entre d'une part $v(p)$ et d'autre part $I_j(p)$ ou $I_t(p)$, nous pouvons néanmoins mettre en évidence une enveloppe spectrale des deux composantes du courant $I_d(p)$. Les équations $I_j(p)$ et $I_t(p)$ peuvent être mises sous une forme réduite en faisant intervenir une pulsation ω_0 , un facteur de qualité Q et un gain H_0 tels que :

$$I_j(p) = H_o \frac{\omega_o^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2} [e_p(p) - V_j(p)]$$

avec $H_o = \frac{1}{R_s}$ $\omega_o = \sqrt{\frac{R_s}{L T_t}}$ $Q = \frac{R_s}{(R_s T_t + L) \omega_o}$ (IV.39)

$$I_t(p) = H_o \frac{\frac{\omega_o}{Q} p}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2} [e_p(p) - V_j(p)]$$

avec $H_o = \frac{T_t}{R_s T_t + L}$ $\omega_o = \sqrt{\frac{R_s}{L T_t}}$ $Q = \frac{R_s}{(R_s T_t + L) \omega_o}$ (IV.40)

La fonction de transfert entre $I_j(p)$ et $[e_p(p) - V_j(p)]$ est similaire à un filtre passe-bas du second ordre de pulsation de coupure ω_o . De même la fonction de transfert reliant $I_t(p)$ à $[e_p(p) - V_j(p)]$ peut être assimilée à un filtre passe-bande du second ordre de pulsation centrale ω_o .

Par ailleurs, en regroupant les termes en $e_p(p)$ et en $V_j(p)$ dans l'équation IV.37 et en posant $e_p(p) = p L i_{cc}(p)$, l'équation du courant total dans la boucle est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_d(p) = \frac{p(1 + T_t p) L}{G(p)} I_{cc}(p) - \frac{(1 + T_t p)}{G(p)} V_j(p) \\ \text{avec } G(p) = L T_t p^2 + (R_s T_t + L) p + R_s \end{array} \right. \quad (IV.41)$$

Cette équation, dont le premier terme est fonction uniquement de la source de courant équivalente $i_{cc}(p)$ et dont le second terme représente la relation de non-linéarité entre $I_j(p)$ et $V_j(p)$ conduit aux points suivants :

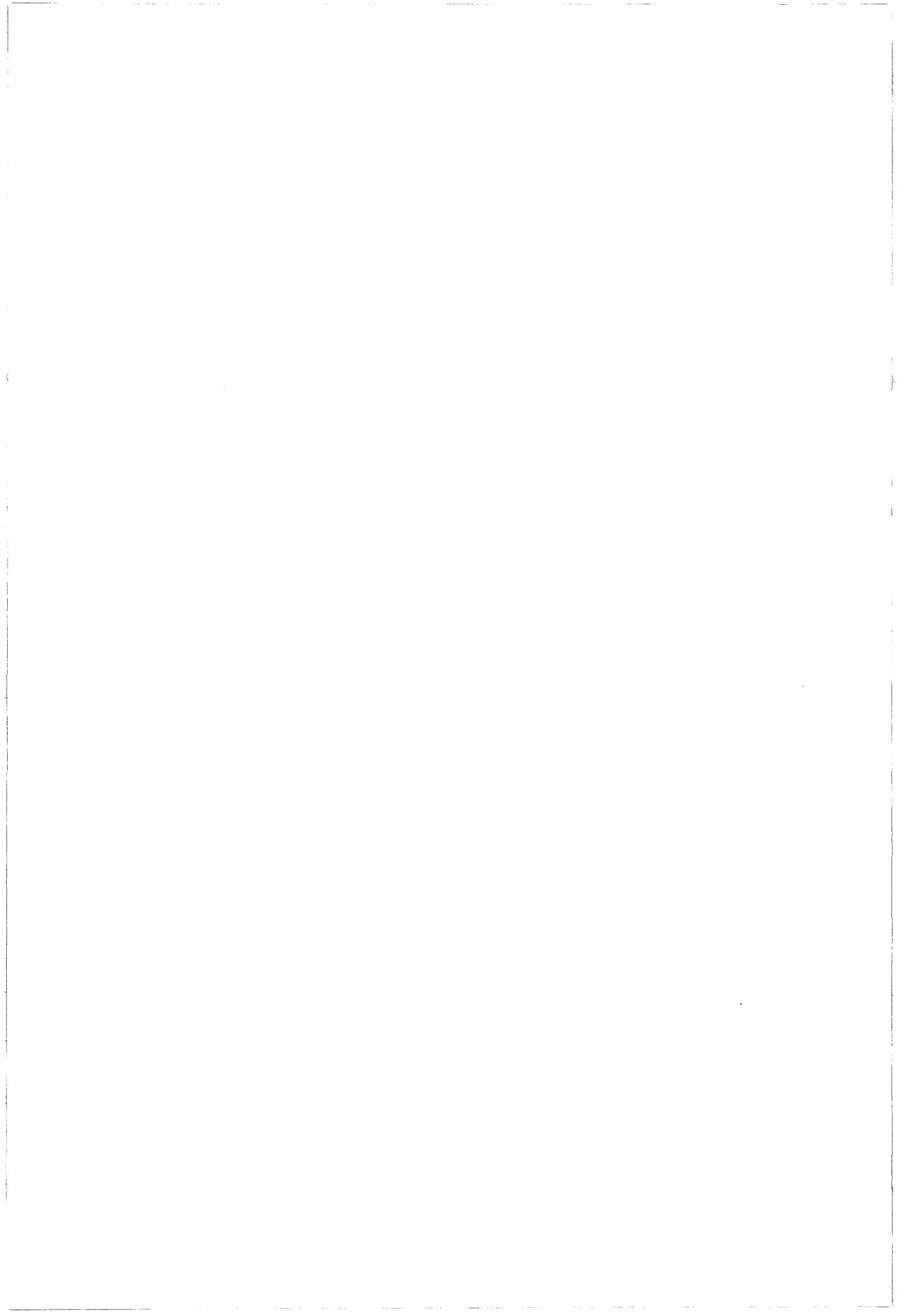
- le courant global en basse fréquence est nul,
- les effets de non-linéarité sont maximaux à la résonance du second terme, c'est à dire pour $\omega = \omega_o$,
- en hautes fréquences le courant global rejoint le courant de court-circuit $i_{cc}(p)$, fonction uniquement du champ magnétique $B(p)$, de la surface S de la boucle et de son inductance propre L .

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons développé l'étude phénoménologique du couplage entre une onde électromagnétique et une piste de circuit imprimé reliée à une charge non linéaire de type jonction PN disposé sous une cellule "stripline". L'ensemble des mesures effectuées permet de constater que l'inductance propre de la boucle formée par la piste joue un rôle important dans le niveau des courants induits dans un circuit de base. Sa valeur, associée à l'amplitude du champ magnétique, détermine le courant dit "de court-circuit" ainsi que la fréquence minimale associée pour laquelle l'impédance de la charge peut être considérée comme négligeable devant celle de la piste.

Nous avons observé et analysé que le caractère fortement non linéaire des semi-conducteurs crée, en réponse à une onde sinusoïdale pure, non seulement des harmoniques d'ordre supérieur mais engendre également des raies d'ordre inférieur ($i/2$, $i/3$, $i/4$...). A l'aide d'un simulateur analogique, nous avons isolé le fait que les harmoniques de fréquences supérieures sont en relation avec la non-linéarité de type exponentiel de la jonction PN intrinsèque tandis que les fréquences d'ordre inférieur proviennent de l'association de l'inductance de la piste et de la capacité de diffusion de la jonction.

L'observation de la tension aux bornes d'une jonction PN par simulation, ou déduite du courant induit relevé expérimentalement, permet de remarquer des phénomènes transitoires très brefs de récurrence relativement basse par rapport au perturbateur. Nous avons montré théoriquement que l'apparition de ces phénomènes, dans le cas de circuits à base de semi-conducteurs, et une explication possible de la caractéristique de susceptibilité rencontrée en hautes fréquences.



CHAPITRE V
SUSCEPTIBILITÉ D'UN CIRCUIT LOGIQUE
COUPLÉ À UNE ONDE
ÉLECTROMAGNÉTIQUE PLANE

INTRODUCTION

Le niveau de susceptibilité électromagnétique de fonctions électroniques (analogiques et numériques) implantées sur circuit imprimé est la conséquence d'un grand nombre de facteurs tels que le couplage entre le champ électromagnétique et les pistes du circuit imprimé, les impédances caractéristiques des pistes, les caractéristiques courant-tension des composants passifs et les fonctions d'entrée-sortie des composants actifs. À ces facteurs peuvent s'ajouter les paramètres de seuil de décision dans le cas de circuits logiques mais également les opérations introduites par la logique combinatoire et séquentielle ainsi que l'information transmise entre les portes logiques.

Les nombreux travaux entrepris dans ce domaine font appel, dans la majeure partie des cas, à des méthodes de perturbation par injection de courant ou de tension soit sous forme harmonique, soit sous forme impulsionnelle. Ces approches, bien que de mises en œuvre aisées, n'offrent pas toujours la possibilité de simuler des conditions réalistes d'excitation et les résultats obtenus sont parfois sans relation avec les phénomènes observés sur un circuit imprimé soumis à des champs perturbateurs externes. Une autre solution, plus satisfaisante mais cependant moins largement employée, consiste à utiliser une cellule TEM dans laquelle on peut disposer un équipement électronique complet. Cette seconde méthode requiert cependant plus de moyens d'essais et de précautions d'utilisation.

Lorsque le circuit sous test n'est plus un élément simple ou lorsque le nombre de pistes est supérieur à l'unité, il devient difficile de modéliser et de calculer les courants induits dans chacune des pistes étant donné qu'il est nécessaire de prendre en compte, en plus du phénomène de couplage, les phénomènes de diaphonie entre chaque portion du circuit. Cette tâche est d'autant plus lourde que les pistes dans la pratique ne sont ni des boucles circulaires, ni des lignes de transmission mais généralement des tracés plus ou moins complexes issus de programmes d'auto-routage de circuits.

Il nous a donc paru intéressant d'étudier finement les causes et effets de perturbations sur un circuit logique simple. Pour cela, il s'avère nécessaire de réaliser un vecteur test élémentaire comprenant par exemple deux composants actifs reliés par trois pistes. Ceci permettra ainsi de faire le lien entre les expériences menées sur les portes logiques (§ III) et les mesures de couplage (§ IV) réalisées sur une piste de circuit imprimé reliée à des charges non linéaires.

L'objectif de ce chapitre est de déterminer l'influence des principaux paramètres qui interviennent sur la sensibilité des circuits logiques face aux interférences induites par un champ électromagnétique incident. Pour créer ce champ électromagnétique, nous emploierons une cellule de type "stripline" (§ I.5.2) comme moyen de perturbation dans laquelle sera placé le circuit sous test. Ce dernier sera alors plongé dans un milieu homogène où se propage une onde TEM.

Ce chapitre comporte quatre parties : une étude expérimentale et une explication phénoménologique du courant induit dans une piste reliant deux circuits intégrés logiques, une investigation qualitative et quantitative de la susceptibilité du circuit en fonction des divers facteurs intervenant dans le processus de perturbation et une exploration succincte du rayonnement de circuit. Nous terminerons par une approche théorique de la susceptibilité électromagnétique d'un circuit élémentaire dont les pistes du circuit imprimé sont remplacées par une ligne de transmission.

V.1. COUPLAGE ÉLECTROMAGNÉTIQUE SUR UN CIRCUIT LOGIQUE ÉLÉMENTAIRE.

V.1.1. Description du vecteur test.

L'équipement placé sous la cellule "stripline" (Figure V-1) est composé de deux cartes conçues en technologie CMS¹, l'une placée à la verticale constitue le vecteur test, l'autre disposée à l'horizontale et intègre le circuit d'émission-réception par fibre optique. Le circuit d'interface est disposé parallèle au plan de masse de la cellule, de façon à réduire au minimum le couplage entre le champ électromagnétique incident et le circuit d'interface et favoriser uniquement le couplage avec le vecteur test. Le choix de composants CMS permet également de diminuer considérablement les risques de perturbations des éléments d'interface et de focaliser l'étude uniquement sur un ou plusieurs paramètres bien déterminés du vecteur test.

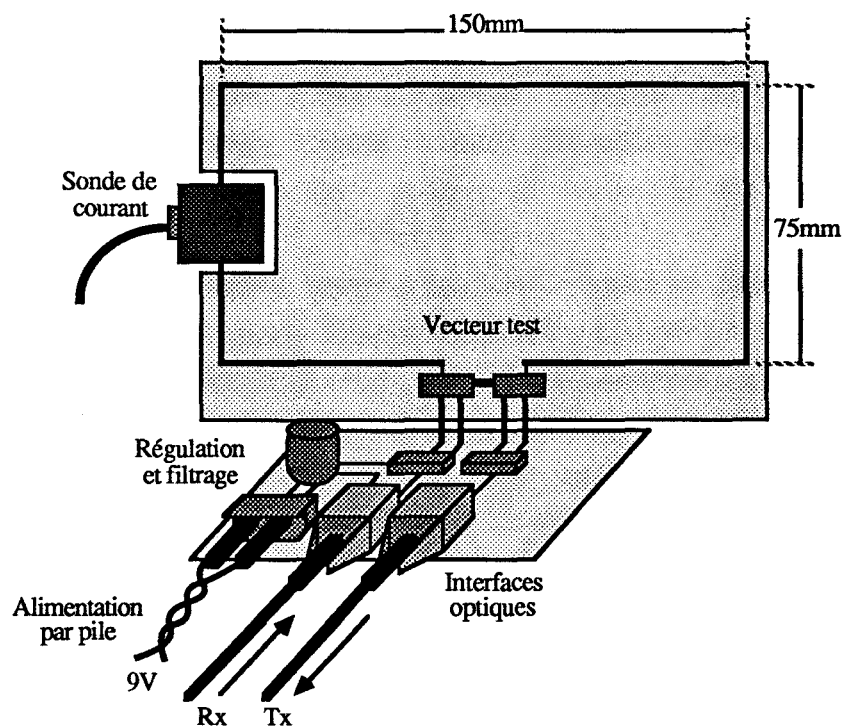


Figure V-1 : Équipement sous la cellule.

Le vecteur test est un circuit imprimé sur lequel sont disposés deux composants logiques reliés entre eux par plusieurs pistes dont au moins une suit le pourtour de la

¹ Composants montés en surface.

carte. Afin de pouvoir se référer aux résultats obtenus sur les charges passives dans le chapitre précédent (inductance propre de la piste, courant de court-circuit et phénomènes de non-linéarité), la piste et la disposition de la charge sur le circuit imprimé conservent le même format que précédemment, les composants actifs prenant la place des composants passifs étudiés.

Le circuit sous test est composé de deux circuits logiques de type NAND en cascade pris dans deux boîtiers séparés. La partie du circuit couplée fortement à l'onde perturbatrice est formée des pistes communiquant le signal et l'alimentation entre les deux portes (Figure V-2).

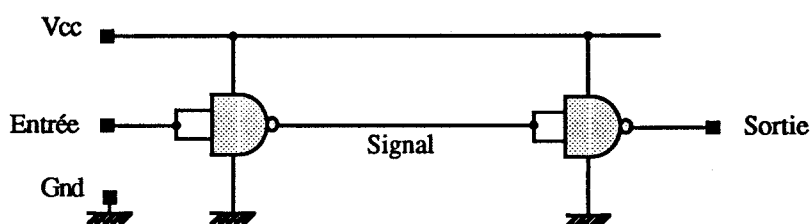


Figure V-2 : Circuit logique sous test.

Une sonde de courant de bande passante 300 Hz à 200 MHz est insérée dans la partie verticale de la piste du vecteur test et permet de contrôler l'allure des signaux qui transitent dans celle-ci. La même méthodologie de mesure que celle exposée dans le chapitre IV est appliquée.

Les interfaces optiques éviteront les perturbations induites par couplage et leur propagation sur les voies chargées d'acheminer l'information de ou vers l'extérieur de la cellule. De plus, une régulation et un filtrage de l'alimentation de l'équipement complet d'une part et du circuit sous test d'autre part réduisent significativement les interférences recueillies par les voies d'alimentation.

V.1.2. Le banc de mesure.

** La méthode de perturbation.*

Le banc de mesure décrit dans la figure V-3 comprend une petite cellule de type "stripline" (§ I.5.2) comme élément perturbateur, alimentée par un générateur HF et un amplificateur de gain 40 dB. L'ensemble permet de générer des champs électriques de l'ordre de 150 V/m dans la gamme de fréquences de 1 à 200 MHz en mode entretenu modulé ou non.

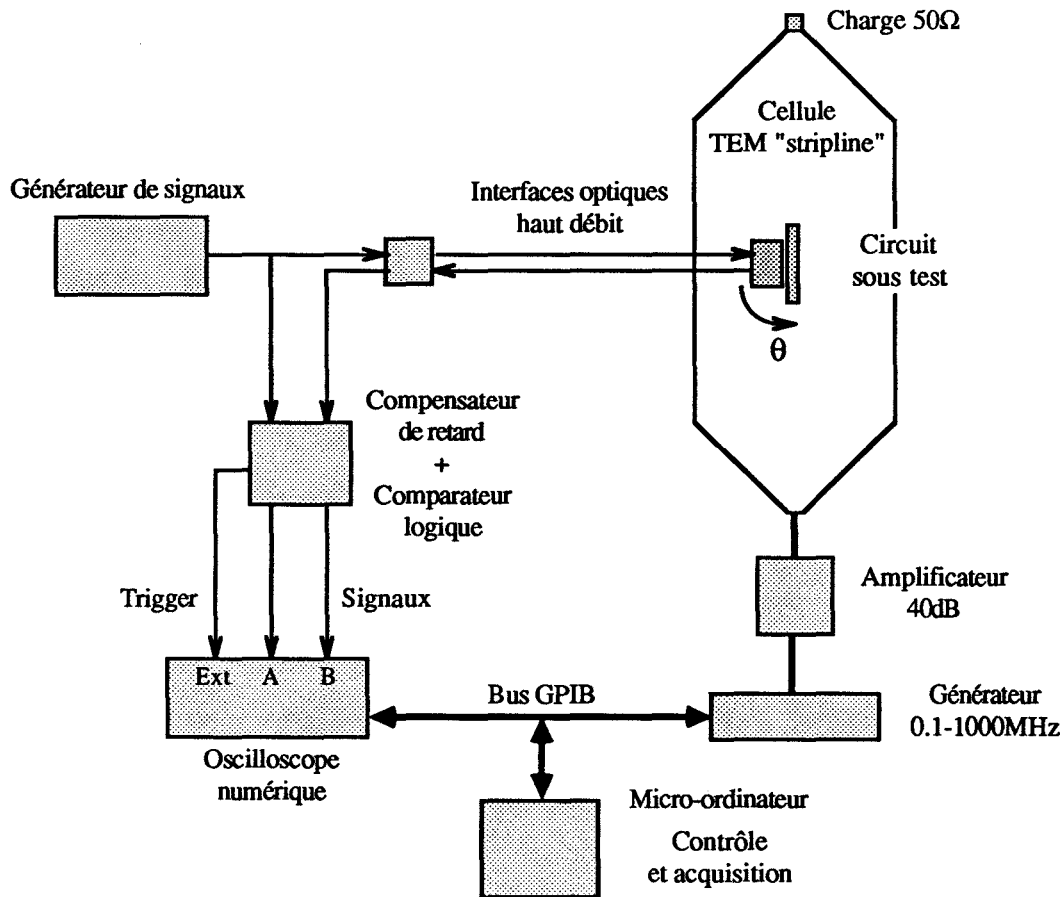


Figure V-3 : Schéma synoptique du banc de mesure.

Un générateur de signaux (Annexe A-V.1), construit pour les besoins de ces essais, fournit le message binaire envoyé à l'équipement sous test placé dans la cellule TEM. Ce message est transmis par l'intermédiaire d'une liaison optique bidirectionnelle sous forme d'une transmission série de haut débit.

Un sous-ensemble regroupant un compensateur de retard variable et un comparateur logique (Annexe A-V.2) délivre un signal de déclenchement lorsque le message retourné par l'équipement sous la cellule diffère du message émis par le générateur de signaux. Les trames de données émises et reçues sont envoyées à un oscilloscope numérique qui permet la visualisation des discordances d'états logiques et leur enregistrement à des fins de confrontation. Le générateur HF et l'oscilloscope numérique sont pilotés par un micro-ordinateur par l'intermédiaire d'un bus inter-instrument. L'automatisation du banc de mesure permet d'étudier rapidement la susceptibilité de l'équipement à tester sous différents aspects et assure une bonne reproductibilité des résultats.

Les données sont échangées au moyen de deux couples d'émetteur-récepteur optiques et de deux fibres optiques monomodes acceptant des débits inférieurs à 150 Mbps. Les interfaces logiques de part et d'autre de cette liaison sont conçues à partir de portes logiques ayant une fréquence maximale de fonctionnement supérieure à celle des composants du circuit sous test. Ces interfaces ont l'avantage d'être très simples et ne nécessitent qu'une alimentation par pile donc appropriées à des mesures en cellule TEM où la taille et le mode d'alimentation de l'équipement sont des facteurs déterminants (§ II.1.3).

*** Le logiciel et le protocole de mesure.**

Deux méthodes peuvent être employées pour la détermination de la susceptibilité d'une carte. La première, que nous pouvons considérer comme la plus rigoureuse, consiste à balayer le domaine des fréquences et à incrémenter la puissance du générateur pour chaque fréquence appliquée jusqu'à l'obtention d'un premier défaut de comparaison logique et ce dans la limite de la puissance disponible (Encadré V-4). Le champ électrique qui produit ce défaut est considéré comme le seuil de sensibilité de l'équipement sous test. Cette approche est pénalisante en temps de mesure et peut parfois être inutilisable lorsque l'équipement sous test, alimenté par pile, consomme un courant élevé.

Variables Amin, Amax, Apas : Amplitude minimale, maximale et pas en amplitude Fmin, Fmax, Fpas : Fréquence minimale, maximale et pas en fréquence
Début Pour Fréquence := Fmin à Fmax par pas de Fpas faire Pour Amplitude := Amin à Amax par pas de Apas faire Si (perturbé) alors Enregistrer (Fréquence, Amplitude) Fin faire Fin faire Fin

Encadré V-4 : Algorithme de balayage.

La seconde méthode, beaucoup plus rapide que la première, consiste à traquer les défauts de comparaison dans le domaine des fréquences en utilisant le niveau de susceptibilité trouvé à la fréquence précédente. Cet algorithme de poursuite est décrit dans l'encadré V-5.

Celui-ci présente néanmoins quelques risques d'erreurs de mesure lorsque l'équipement sous test est sujet à des phénomènes d'hystérésis de sensibilité

électromagnétique. En effet, comme nous le verrons en fin de chapitre (§ V.3.5), l'association de fonctions logiques combinatoires ou séquentielles peut isoler des plages de fréquences et d'amplitudes pour lesquelles le circuit change de comportement.

<p>Variables Amin, Amax, Apas : Amplitude minimale, maximale et pas en amplitude Fmin, Fmax, Fpas : Fréquence minimale, maximale et pas en fréquence</p> <p>Début Pour Fréquence := Fmin à Fmax par pas de Fpas faire Amplitude := Amax Tant que (perturbé) faire Amplitude := Amplitude - Apas Tant que (non perturbé) faire Amplitude := Amplitude + Apas Fin faire Enregistrer (Fréquence, Amplitude)</p> <p>Fin</p>
--

Encadré V-5 : Algorithme de poursuite.

La poursuite des dysfonctionnements dans le domaine temporel ou dans le domaine des amplitudes ne permet alors d'obtenir qu'une fraction de la susceptibilité globale de l'équipement. Il faut souligner également que dans le cas du premier algorithme, il subsiste également un cas de figure d'hystérésis auquel on peut remédier en diminuant progressivement la puissance de la source perturbatrice à partir de la puissance maximale jusqu'à obtenir une insensibilité de l'équipement.

Dans notre cas, l'étude menée sur des circuits logiques élémentaires montre que ces derniers ne présentent aucun phénomène d'hystérésis notable et c'est à titre de vérification que le premier algorithme est utilisé comme premier essai pour chaque configuration de circuit étudié.

V.1.3. Couplage entre l'onde incidente et le vecteur test.

** Discrimination des différentes origines de couplage.*

Afin de dissocier les différents cas de couplage pouvant survenir sur cette portion de circuit, plusieurs circuits imprimés seront réalisés en augmentant délibérément la longueur des pistes de l'alimentation et du signal. Partant de la figure V-6, nous pouvons recenser principalement 8 configurations schématisées dans les figures V-7 accentuant le couplage entre le perturbateur et les différentes liaisons du circuit.

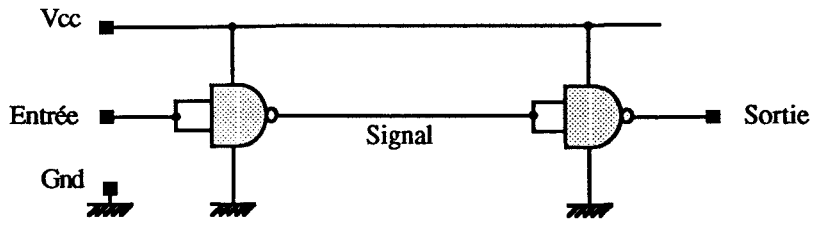
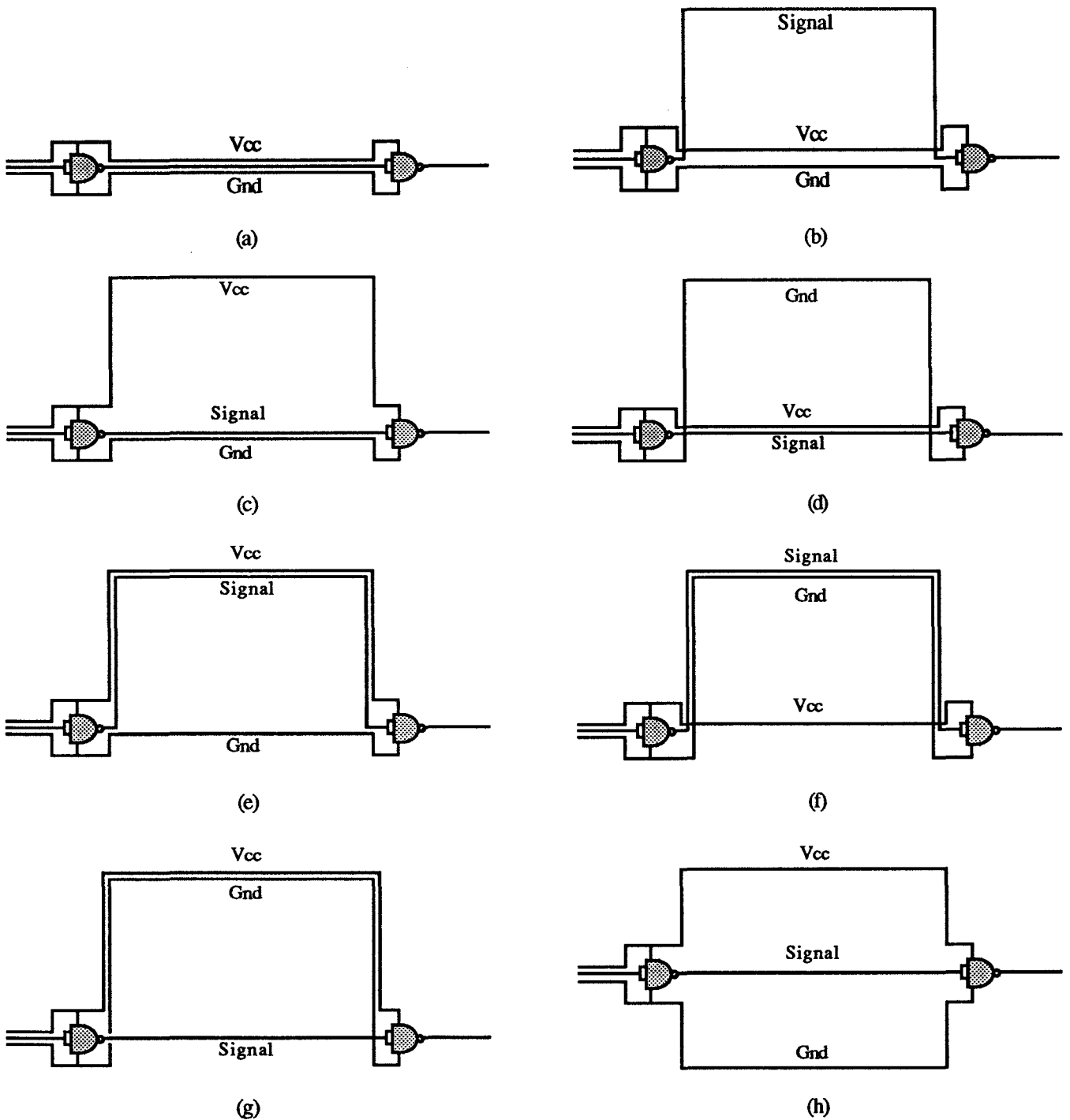


Figure V-6 : Circuit logique sous test.



Figures V-7 : Les différentes configurations de couplage entre deux portes.

Le circuit sans boucle de couplage (a) permet de valider le banc de mesure. Dans ce cas, aucun défaut de fonctionnement ne doit être enregistré dans la gamme de fréquences et d'amplitudes de perturbation choisie pour l'étude de susceptibilité. On remarque également que les configurations (b) et (g) sont électriquement identiques hormis l'orientation des composantes des champs électrique et magnétique par rapport au circuit. Dans le cas d'une onde électromagnétique sinusoïdale entretenue, l'étude de la configuration (g) revient à étudier celle de (b) puisque ces deux configurations ne se distinguent que par un déphasage de π du champ électromagnétique. Il en est de même pour les cas (c) et (f) ainsi que les cas (d) et (e).

Dans la suite de ce chapitre nous ne développerons que les résultats obtenus pour les cas (a), (b) et (c), le premier permettant de valider le banc de mesure, les deux autres cas permettant l'étude des interférences sur le signal et l'alimentation.

** Inventaire des charges connectées aux pistes.*

La description interne des circuits intégrés logiques faite au chapitre III permet de dresser l'inventaire des charges placées de part et d'autre des pistes. Celles-ci proviennent essentiellement de l'étage de sortie du composant en amont (porte émettrice) et de l'étage d'entrée du composant en aval (porte réceptrice).

Dans le cas des portes de technologie TTL, l'étage de sortie de la porte en amont (Figure V-8) intègre un transistor de type "pull up" Q3 et sa résistance R3, un transistor de type "pull down" Q7 et une jonction parasite D7 provenant de la jonction base-collecteur du transistor parasite Q_p (§ III.2.7). L'étage d'entrée regroupe la jonction base-émetteur du transistor parasite Q_p notée D2, une diode D1 et une résistance R1 de valeur élevée.

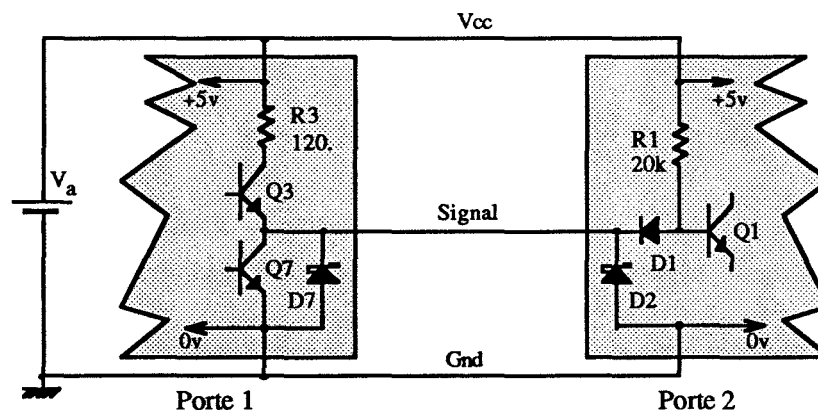


Figure V-8 : Schéma équivalent BF de l'interconnexion de 2 portes logiques TTL.

En ce qui concerne les portes de technologie CMOS (Figure V-9), nous pouvons retenir principalement les diodes de protection (D3 et D4) et les deux transistors complémentaires de type PMOS et NMOS (Q1 et Q2) en sortie de la porte émettrice, ainsi que la résistance de diffusion R1 suivie des diodes de protection D1 et D2 en entrée de la porte réceptrice.

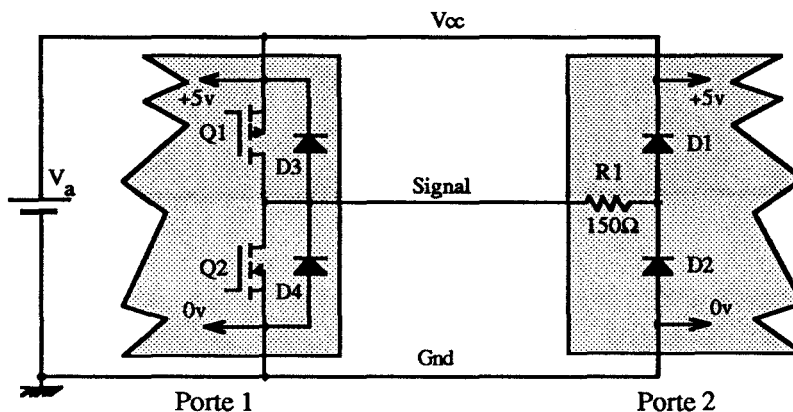


Figure V-9 : Schéma équivalent BF de l'interconnexion de 2 portes logiques CMOS.

Comme illustrées dans la figure V-10, les interfaces des circuits de technologie TTL et CMOS peuvent être représentées par quatre charges non linéaires X1, X2, X3 et X4, les charges X1 et X2 imposant par leurs valeurs l'état logique de sortie de la porte 1. La charge Xa représente le système d'alimentation, C les capacités de découplage et L1, L2 et L3 les pistes acheminant l'alimentation et le signal entre les deux portes.

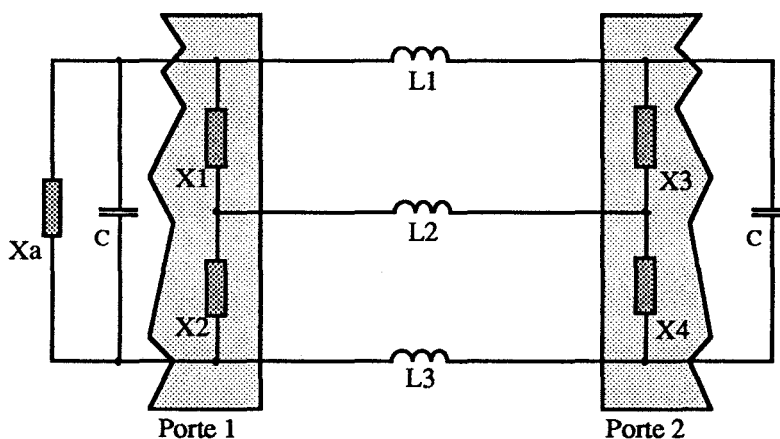
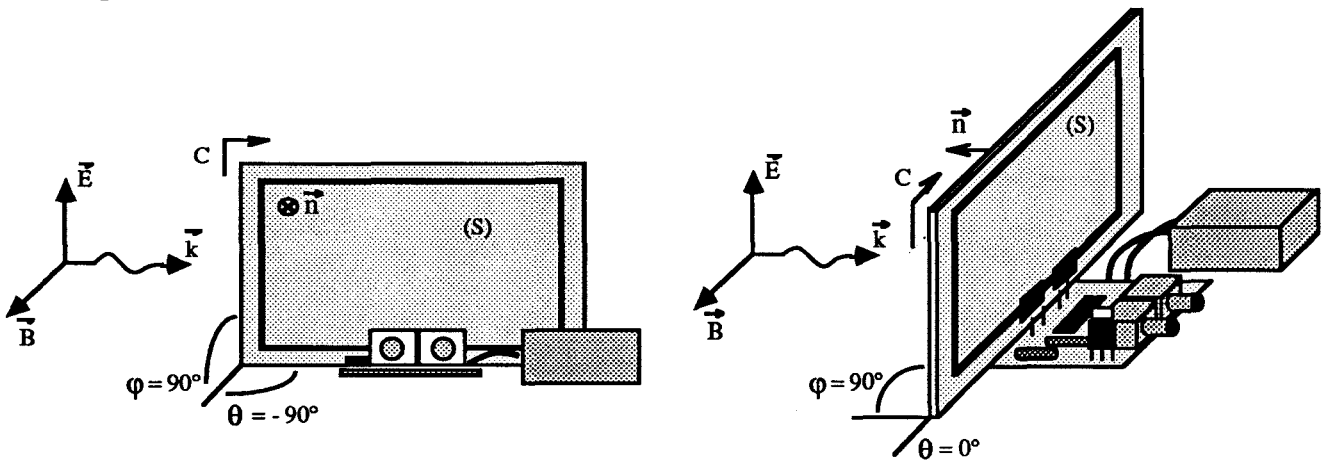


Figure V-10 : Charges intervenant dans le couplage.

** Sources équivalentes aux couplages magnétique et électrique.*

L'orientation de la carte dans l'espace est définie par deux angles θ et ϕ , choisis arbitrairement et définis figures V-11. La porte émettrice, placée du côté de la source de l'onde incidente impose la transmission du signal entre les deux portes dans le sens de

propagation de l'onde incidente. Nous verrons dans la suite de ce chapitre que cette précision s'avère nécessaire.

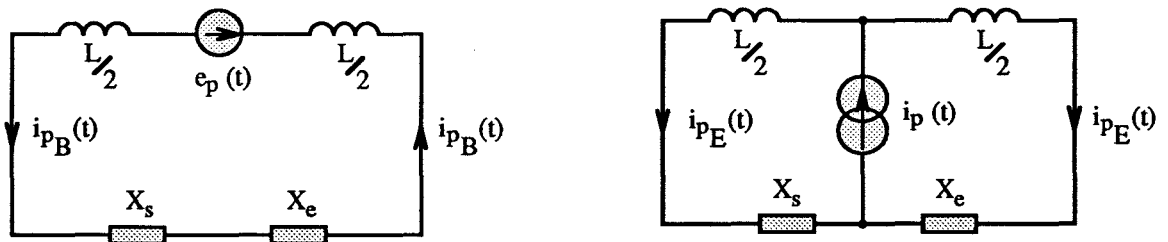


(a) Couplage électrique et magnétique maximal.

(b) Couplage uniquement électrique.

Figures V-11 : Définition des angles de couplage θ et ϕ .

Nous pouvons dresser le schéma équivalent du couplage électrique et magnétique sur la portion de circuit exposée au champ électromagnétique incident. Une représentation simple (Figures V-12) faisant emploi des générateurs de tension $e_p(t)$ et courant $i_p(t)$ permet de schématiser en basses fréquences l'influence respective du champ magnétique (a) et du champ électrique (b).

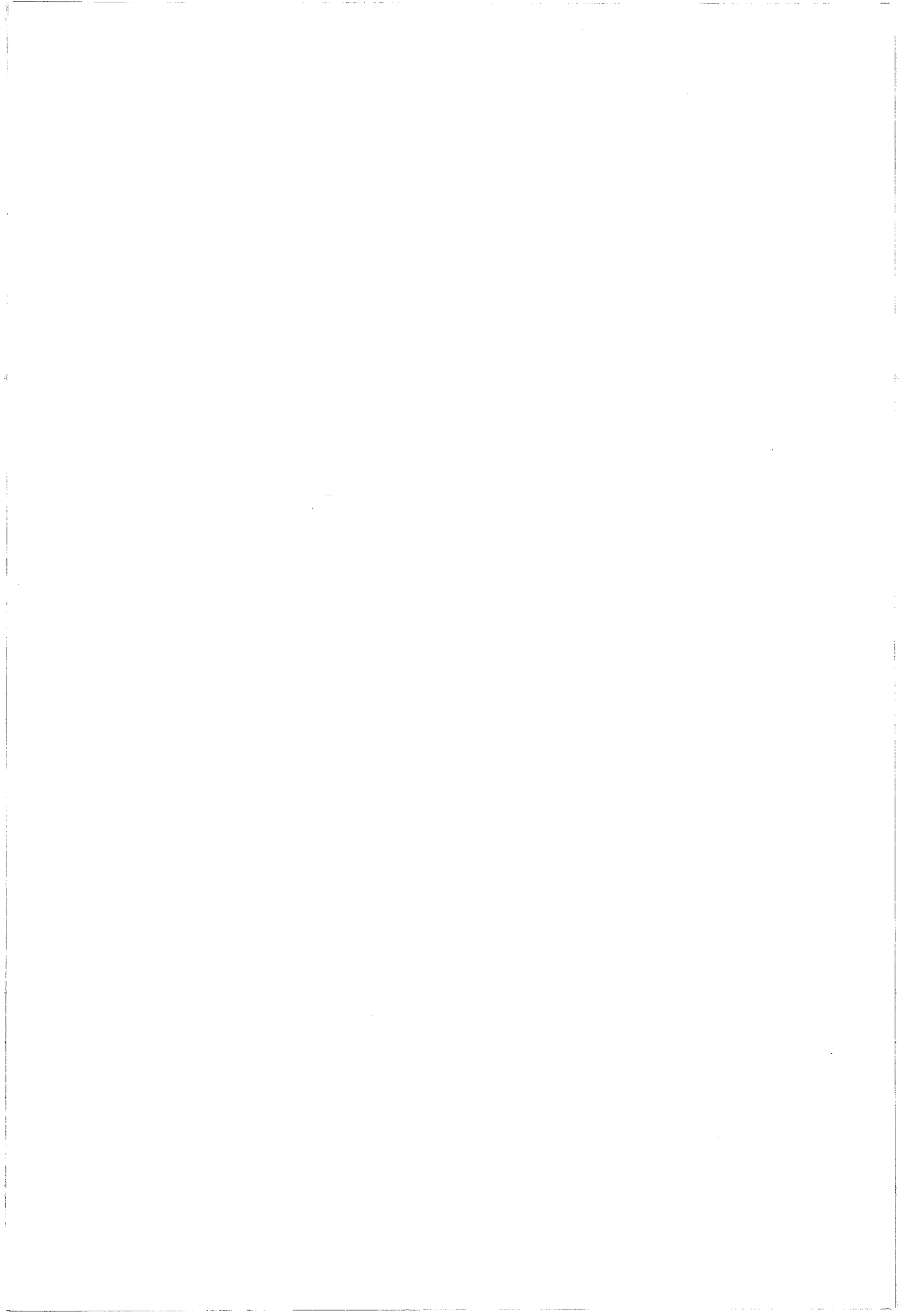


(a) Champ magnétique seul.

(b) Champ électrique seul.

Figures V-12 : Action des deux composantes du champ électromagnétique.

Dans ces figures, X_s représente la charge non linéaire de la sortie de la porte émettrice par la mise en parallèle des charges X_1 et X_2 tandis que X_e regroupe les charges X_3 et X_4 d'entrée de la porte réceptrice. Si nous notons $i_{pB}(t)$ le courant produit par le champ magnétique et $i_{pE}(t)$ le courant produit par le champ électrique, il est légitime de penser que la charge de sortie X_s sera parcourue par les deux courants contribuant dans le même sens tandis que la charge d'entrée X_e sera soumise à deux courants de sens opposés. En inversant le sens de propagation de l'onde électromagnétique incidente ou en commutant les charges X_s et X_e , nous pouvons croire à des comportements anisotropes de la part de ces circuits face aux orientations géométriques des composantes du champ électromagnétique. Nous reviendrons plus en détail sur ce point (§ V.3.3).



V.2. MESURE DE COURANT INDUIT

Les interfaces des technologies TTL et CMOS exposées dans les paragraphes précédents (Figures V-8 et V-9) montrent que les charges ramenées aux bornes des pistes se résument en première approche à des jonctions PN localisées aux entrées et aux sorties de ces composants logiques. Ces jonctions, ayant pour rôle soit de protéger la logique interne contre les décharges électrostatiques dans le cas de la technologie CMOS, soit de réduire les réflexions et les polarisations négatives aux entrées des composants TTL sont peu sollicitées en régime de fonctionnement normal. Il n'en est pas de même lorsque ces circuits se trouvent en présence d'interférences électromagnétiques. Ces éléments se comportent alors comme des charges fortement non linéaires modifiant le circuit électronique en un maillage complexe de pistes et de jonctions PN.

V.2.1. Les effets de non-linéarité.

Nous pouvons distinguer deux cas, selon que les charges dans le circuit perturbé sont linéaires ou non. Dans l'hypothèse de composants linéaires ou faiblement non linéaires dans la plage d'excursion de la perturbation, nous pouvons considérer que la tension (ou le courant) totale est la somme du signal en absence de la perturbation et de la perturbation elle-même. Ce cas est typiquement celui que l'on peut rencontrer sur les jonctions PN fortement polarisées en inverse où la tension à leurs bornes se cumule linéairement avec une interférence électromagnétique induite. Dans ce cas, on peut considérer le courant total comme la superposition des signaux internes au circuit et des interférences électromagnétiques d'origines externes (conduites ou rayonnées). Lorsque les signaux internes se trouvent être des perturbations dues aux appels de courant ou à des phénomènes de diaphonie entre pistes, nous pouvons alors admettre que l'existence de ces perturbations augmentera d'autant la sensibilité générale du circuit électronique.

Le caractère fortement non linéaire des charges intervenant dans un circuit de type logique peut faire apparaître des comportements parfois inattendus de l'électronique. Un des effets communément observés de cette non-linéarité est le phénomène de démodulation provoqué par le composant vis à vis de perturbateurs haute fréquence modulés par des signaux basse fréquence [31, 67, 68, 69]. Ces derniers se retrouvent ensuite véhiculés sur les lignes et les pistes au même titre que les signaux utiles. Il existe également un second phénomène lorsque l'interférence à un caractère sinusoïdal pur qui

se traduit par un mécanisme de mélange entre le signal utile parcourant initialement le circuit et la perturbation induite.

V.2.2. Effets de mélange entre perturbateur et signal.

Considérons le schéma simplifié de la figure V-13 où la source de tension $s(t)$ symbolise le signal utile de la porte logique émettrice, la source de tension $e_p(t)$ représente la force électromotrice d'induction perturbatrice et D une jonction PN.

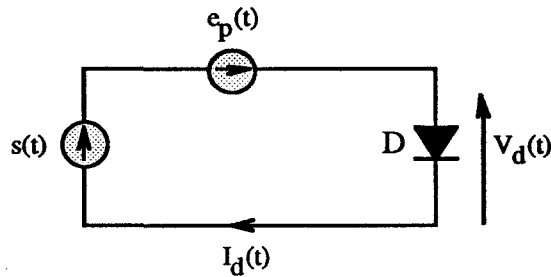


Figure V-13 : Schéma équivalent simplifié du couplage.

Lorsque la jonction PN est polarisée en direct, nous avons vu qu'il était possible de ne considérer que la fonction non linéaire correspondant à la jonction intrinsèque (§ IV.4.1) :

$$I_d(t) = I_s \left(e^{\frac{V_d(t)}{V_t}} - 1 \right) \quad \text{avec} \quad V_t = \frac{kT}{q} \quad (\text{V.9})$$

La variation de courant dans la jonction peut être assimilée à une fonction non linéaire du type $F[x]$:

$$F[x] = I_s (\alpha - 1) \quad \text{avec} \quad \alpha = e^{\frac{x}{V_t}} \quad (\text{V.10})$$

qui, appliquée à la somme de deux termes x_1 et x_2 , donne le produit des termes respectifs α_1 et α_2 :

$$F[x_1 + x_2] = I_s (\alpha_1 \alpha_2 - 1) \quad \text{avec} \quad \alpha_1 = e^{\frac{x_1}{V_t}} \quad \text{et} \quad \alpha_2 = e^{\frac{x_2}{V_t}} \quad (\text{V.11})$$

En faisant apparaître dans cette expression les termes $I_s(\alpha_1 - 1)$ et $I_s(\alpha_2 - 1)$

$$F[x_1 + x_2] = I_s (\alpha_1 - 1) + I_s (\alpha_2 - 1) + I_s (\alpha_1 - 1)(\alpha_2 - 1) \quad (\text{V.12})$$

il est possible d'obtenir une expression uniquement fonction de $F[x_1]$ et $F[x_2]$:

$$F[x_1 + x_2] = F[x_1] + F[x_2] + \frac{1}{I_s} F[x_1] F[x_2] \quad (\text{V.13})$$

En appliquant ce résultat au courant $I_d(t)$ nous obtenons :

$$I_d(t) = F[V_d(t)] = F[s(t)] + F[e_p(t)] + \frac{1}{I_s} F[s(t)] \cdot F[e_p(t)] \quad (\text{V.14})$$

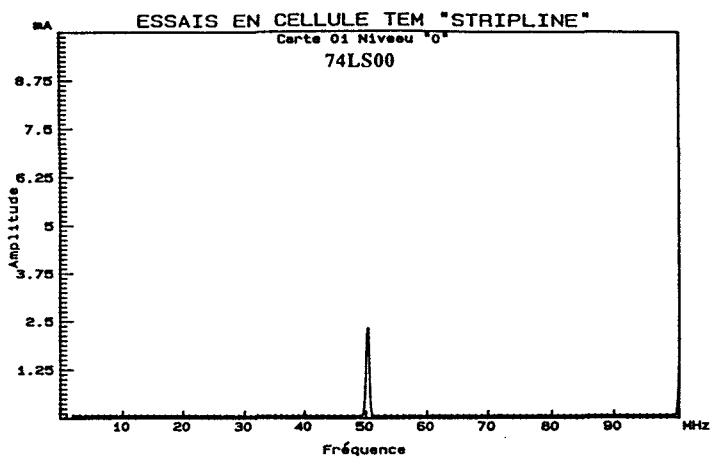
Les fonctions $F[s(t)]$ et $F[e_p(t)]$ sont respectivement les courants créés par les générateurs de tension $s(t)$ et $e_p(t)$. Le dernier terme apparaît comme le terme de non-linéarité qui se traduit par la multiplication du courant créé par la source initiale $s(t)$ et la source perturbatrice induite $e_p(t)$. Le courant induit perturbateur total $I_p(t)$ s'apparente donc à la somme des deux derniers termes soit

$$I_p(t) = F[e_p(t)] + \frac{1}{I_s} F[s(t)] \cdot F[e_p(t)] \quad (\text{V.15})$$

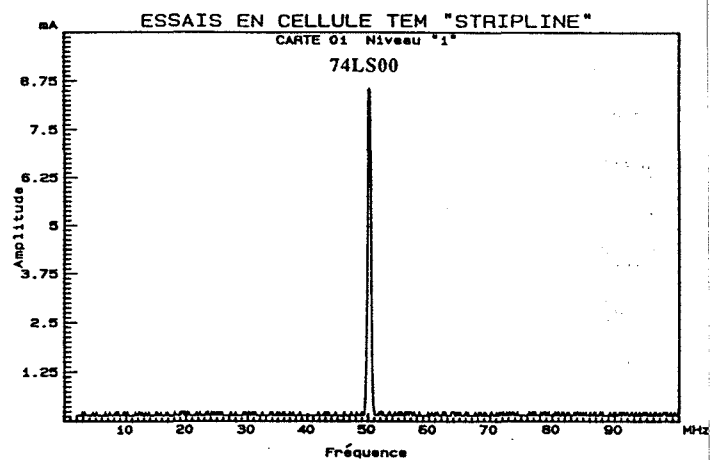
Le courant perturbateur total $I_p(t)$ dans le circuit est donc la somme du courant perturbateur en absence du signal $s(t)$ et du courant introduit par le mélange de la fonction temporelle du signal utile et du courant perturbateur.

V.2.3. Application au cas de deux portes logiques.

Une représentation dans le domaine spectral du courant dans la piste en absence et en présence d'une interférence électromagnétique permet d'illustrer les phénomènes de non-linéarité dus aux charges fortement non linéaires introduites par les composants actifs. Pour la technologie TTL puis pour la technologie CMOS, nous avons porté sur les graphes V-14 à V-19 le spectre du courant induit pour trois cas de signaux traités : en régime statique (niveau logique "0" ou "1"), pour un signal carré de fréquence 9,125 MHz (spectre discret) et pour une séquence binaire pseudo-aléatoire de 65535 bits générée à 12,5 Mbps (spectre riche). La perturbation est une onde sinusoïdale pure de fréquence 50 MHz et d'amplitude 150 V/m.

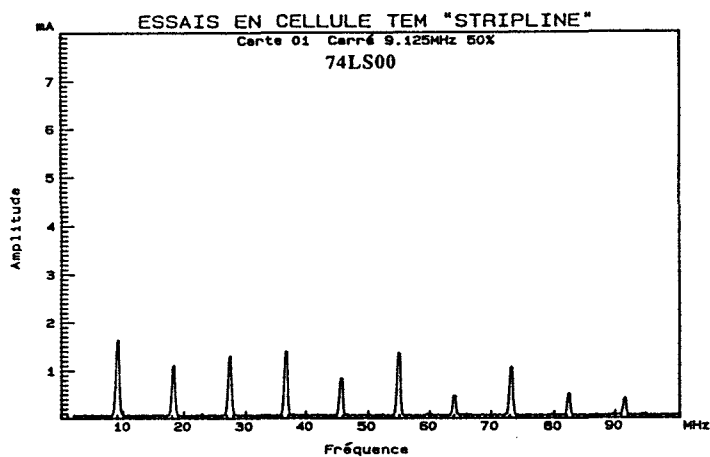


(a) : Signal perturbé au niveau bas.

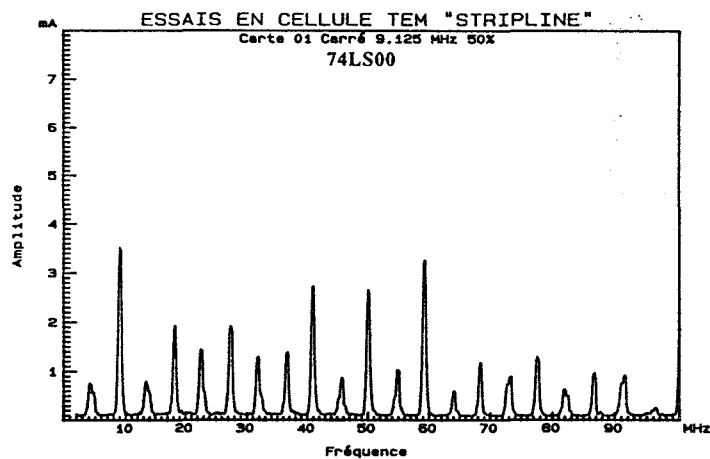


(b) : Signal perturbé au niveau haut.

Graphes V-14 : Signature spectrale du courant en régime statique (TTL).

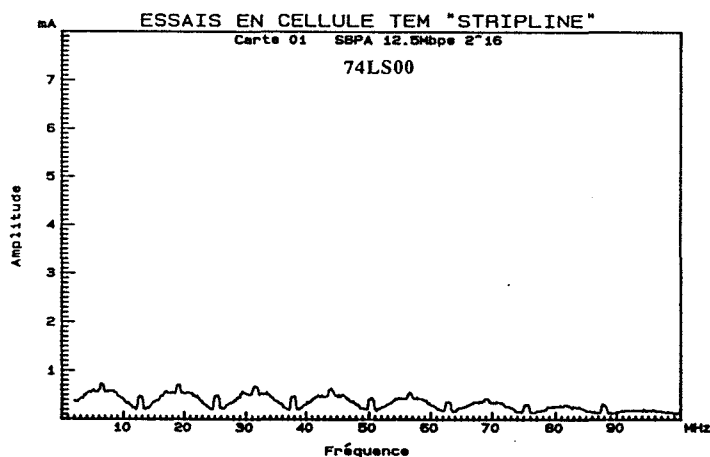


(a) En absence de perturbation.

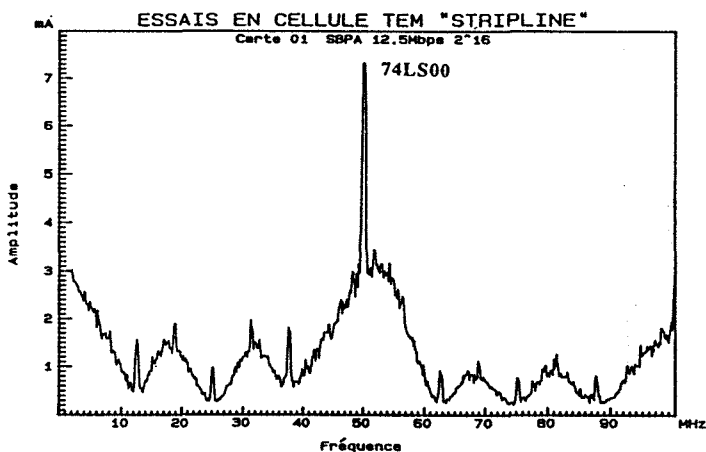


(b) En présence du perturbateur.

Graphes V-15 : Signature spectrale du courant pour le signal carré (TTL).

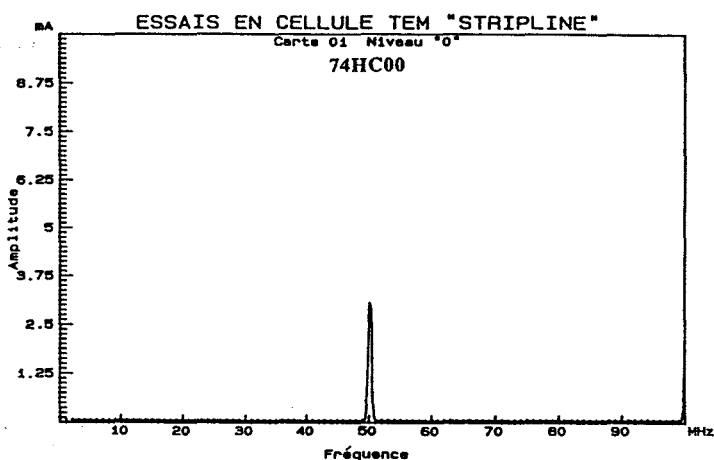


(a) En absence de perturbation.

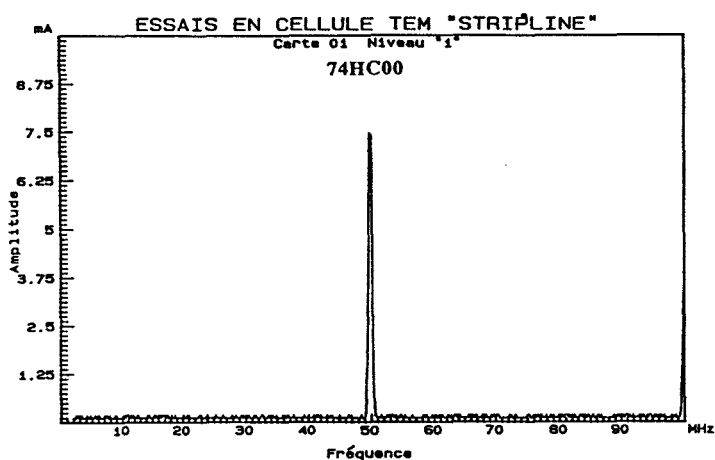


(b) En présence du perturbateur.

Graphes V-16 : Signature spectrale du courant pour une SBPA (TTL).

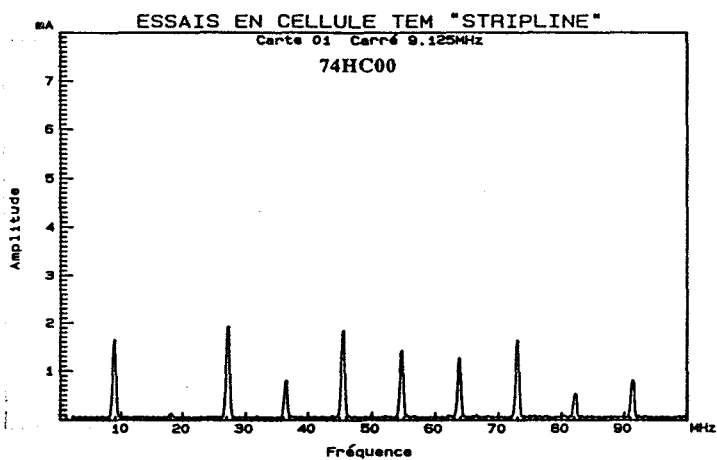


(a) : Signal perturbé au niveau bas.

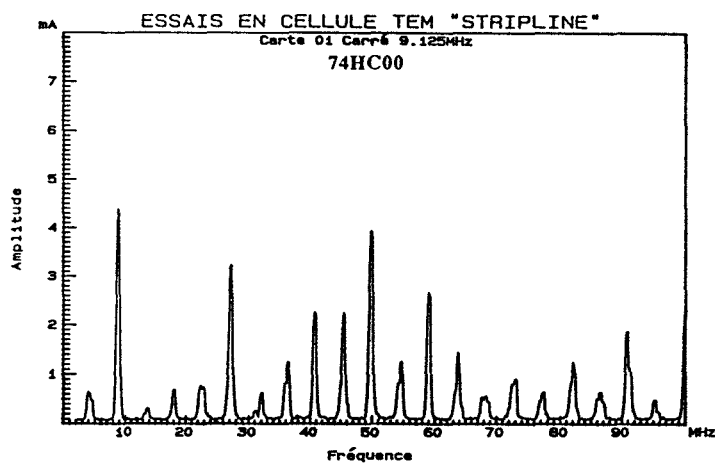


(b) : Signal perturbé au niveau haut.

Graphes V-17 : Signature spectrale du courant en régime statique (CMOS).

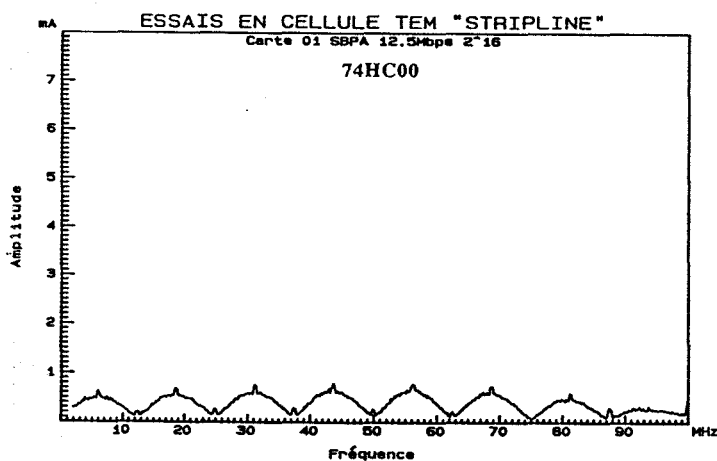


(a) En absence de perturbation.

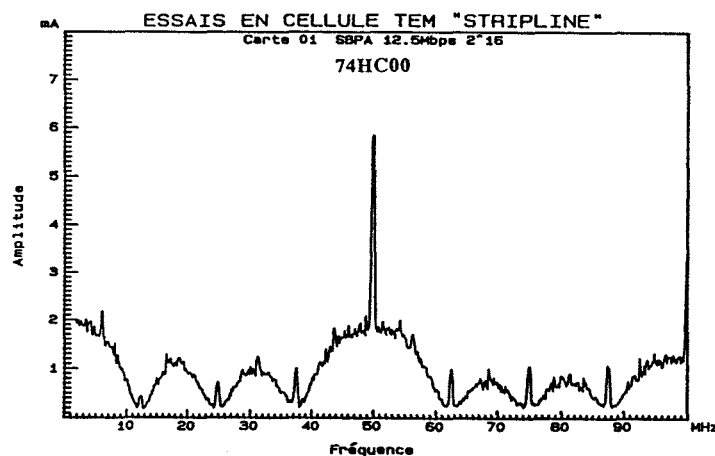


(b) En présence du perturbateur.

Graphes V-18 : Signature spectrale du courant pour un signal carré (CMOS).



(a) En absence de perturbation.



(b) En présence du perturbateur.

Graphes V-19 : Signature spectrale du courant pour une SBPA (CMOS).

Pour mieux apprécier le spectre du courant induit, nous n'avons fait figurer dans ces graphes que les fréquences situées entre 1 MHz et 100 MHz. Les signatures spectrales en régime statique (Graphes V-14 et V-17) montrent une raie dominante centrée sur 50 MHz et la première harmonique. Elles correspondent à des courants induits sinusoïdaux mono-alternances créés par l'effet de redressement des jonctions PN. En régime dynamique (Graphes V-15, V-16, V-18 et V-19), nous observons les phénomènes suivants :

- l'apparition de raies supplémentaires pour un signal périodique si la fréquence du perturbateur n'est pas un multiple de la fréquence fondamentale du signal,
- une élévation globale de l'amplitude du spectre du courant dans le cas d'une séquence binaire pseudo-aléatoire,
- une modification plus ou moins importante des spectres obtenus en régime statique que l'on peut attribuer à un mécanisme de mélange introduit par le caractère non linéaire des composants logiques.

V.2.4. Interprétation du phénomène.

Afin de ne pas alourdir inutilement cette étude phénoménologique, nous n'allons considérer ici que le couplage magnétique et nous nous placerons dans le cas où le circuit sous test est petit devant les longueurs d'onde considérées. Nous omettrons également les capacités parasites introduites par les boîtiers des composants ainsi que les capacités de diffusion des jonctions PN. Enfin, les transistors bipolaires et MOS fonctionnant en régime saturé ou bloqué seront assimilés à des résistances équivalentes ayant une très faible valeur à l'état passant et une valeur infinie à l'état bloqué.

** Cas de la technologie TTL.*

Le schéma équivalent faisant intervenir les éléments participant au mécanisme d'induction peut se résumer à celui de la figure V-20. Dans cette configuration on remarque que la structure présente une dissymétrie entre la maille supérieure et la maille inférieure. Dans la maille supérieure, nous prenons en compte la résistance interne R3 et le transistor Q3 symbolisé par sa résistance équivalente à l'état saturé ou bloqué (R_{Q3}), la résistance R1 et une jonction D1. Dans la maille inférieure, nous considérons le transistor Q7 représenté par sa résistance équivalente (R_{Q7}) et les jonctions D7 et D2 correspondant respectivement à la jonction base-collecteur du transistor parasite Q_p de la porte en amont et à la jonction base-émetteur du transistor parasite Q_p de la porte en aval.

Le courant induit dans la piste "signal" est produit par une force électromotrice d'induction $e_p(t)$ et l'inductance propre de la piste délimitant la surface de couplage (§ IV.1.3). Enfin la source d'alimentation continue parfaite V_a polarise l'ensemble des diodes en inverse à l'exception de la diode D1 faiblement polarisée en direct.

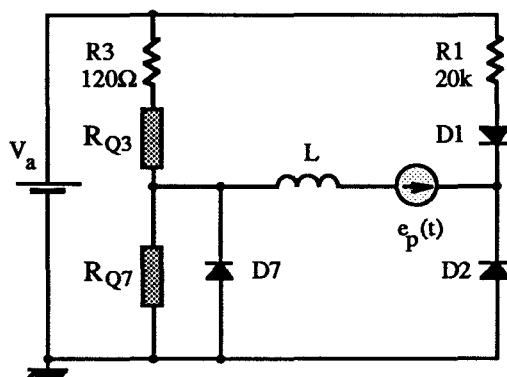
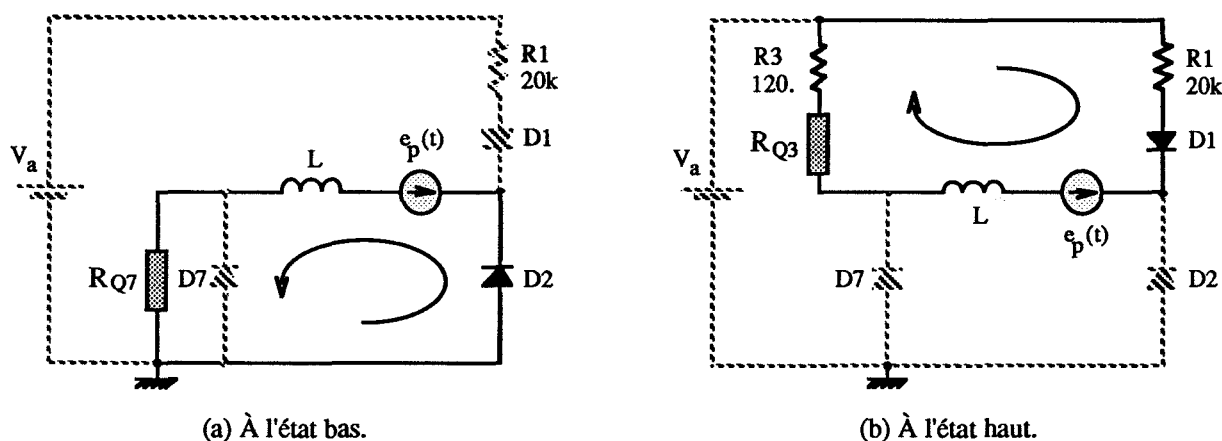


Figure V-20 : Composants intervenant dans le couplage (TTL).

Afin de comprendre les phénomènes observés expérimentalement, étudions successivement les cas d'un niveau bas puis d'un niveau haut détaillés dans les figures V-21. Nous remarquons que dans les deux cas seules les alternances négatives produiront un courant notable dans la piste et que la jonction D7 ne joue aucun rôle dans le processus de perturbation. La distinction des niveaux de courant tient à la résistance en série dans chacune des mailles. Dans le premier cas (a) cette valeur est liée à la résistance équivalente R_{Q7} du transistor Q7 à l'état passant. Dans le second cas (b) sa valeur totale est principalement celle de la résistance R1.



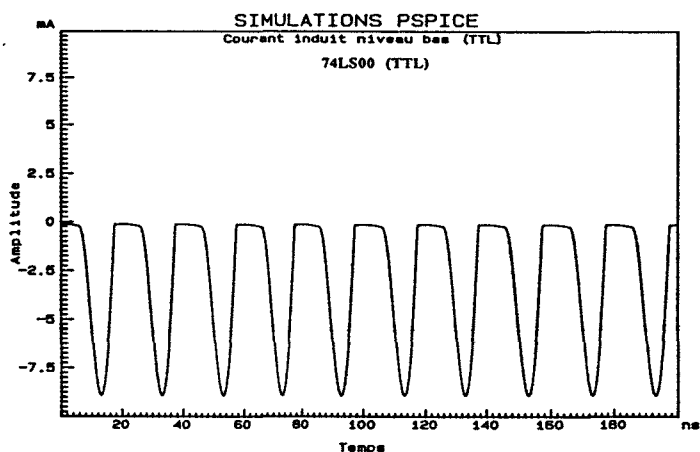
Figures V-21 : Circulation du courant induit selon l'état logique (TTL).

Les simulations PSPICE respectives de ces deux cas de figure pour un champ électromagnétique sinusoïdal d'amplitude 150 V/m et de fréquence 50 MHz sont données par les graphes V-22. Les différentes valeurs des composants sont choisies comme suit :

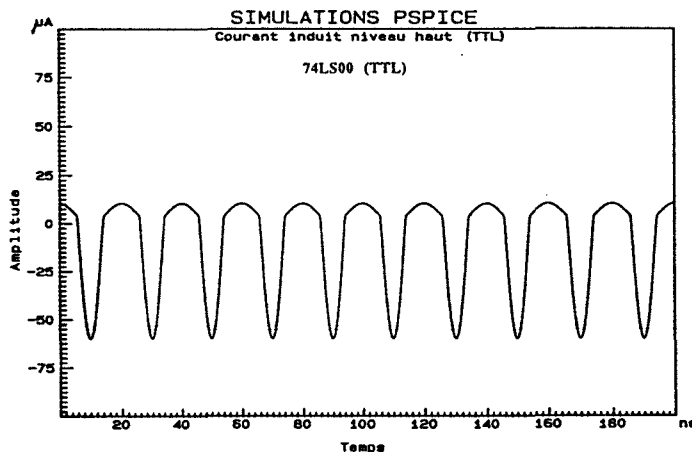
$$V_a = 5 \text{ V} \quad L = 500 \text{ nH} \quad R_{Q3} = 10 \text{ } \Omega \quad R_{Q7} = 29 \text{ } \Omega$$

et les paramètres des diodes D1, D2 et D7 (§ IV.4.2) :

$$I_s = 0,1 \text{ pA} \quad R_s = 10 \text{ } \Omega \quad C_{j0} = 0 \text{ pF} \quad T_t = 0 \text{ ns.}$$



(a) Au niveau bas.



(b) Au niveau haut.

Graphes V-22 : Courant perturbateur induit dans la piste "signal" (TTL).

L'échelle du graphe (b) est dilatée d'un facteur 100 pour apprécier la faible amplitude du courant au niveau haut. On observe bien le caractère fortement non linéaire.

*** Cas de la technologie CMOS.**

Dans ce cas nous pouvons représenter les divers éléments entrant dans le processus de couplage (Figure V-23) par les quatre diodes de protection D1 et D2 en entrée de la porte réceptrice et D3 et D4 en sortie de la porte émettrice. Il faut également tenir compte de la résistance de diffusion R1 en entrée de la seconde porte ainsi que des résistances équivalentes R_{Q3} et R_{Q4} symbolisant respectivement les deux transistors complémentaires PMOS et NMOS qui définissent le niveau logique en sortie de la porte.

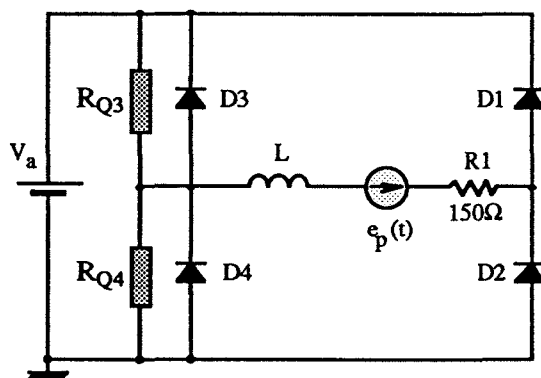
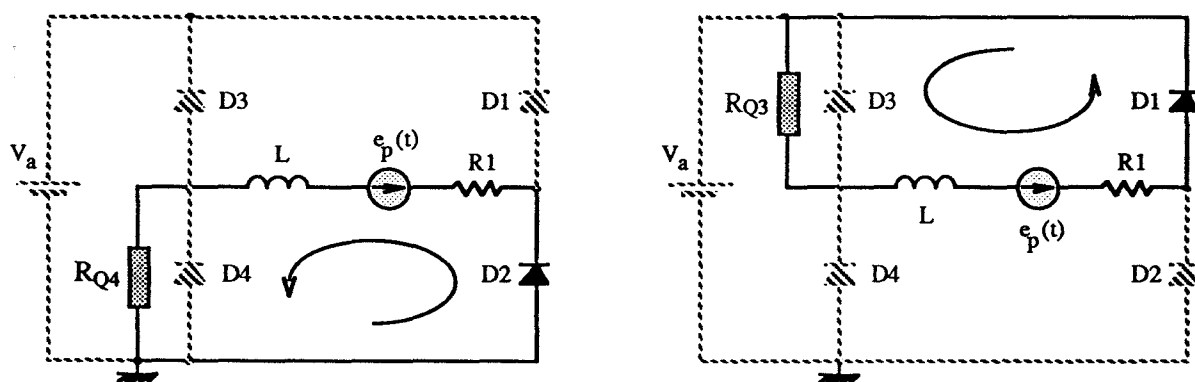


Figure V-23 : Composants intervenant dans le couplage (CMOS).

Étudions à nouveau les deux cas de polarisation au niveau bas et au niveau haut du circuit illustrés par les figures V-24. À l'état bas R_{Q4} est très faible et R_{Q3} est quasi infinie. Pour une force électromagnétique d'induction sinusoïdale pure, le courant induit dans la piste se traduit par un signal mono-alternance d'amplitude négative imputable à l'effet de redressement de la diode D2. L'amplitude du courant induit est fonction de l'amplitude du champ électromagnétique et des valeurs de la résistance équivalente R_{Q4} , de la résistance de protection R1 et de l'inductance de la piste L. À l'état haut le courant induit est un signal mono-alternance positif dû au redressement de la diode D1 dont l'amplitude est fonction de R_{Q3} , de R1 et de L. On remarquera que seules les deux diodes d'entrée D1 et D2 prennent part aux phénomènes d'induction électromagnétique.



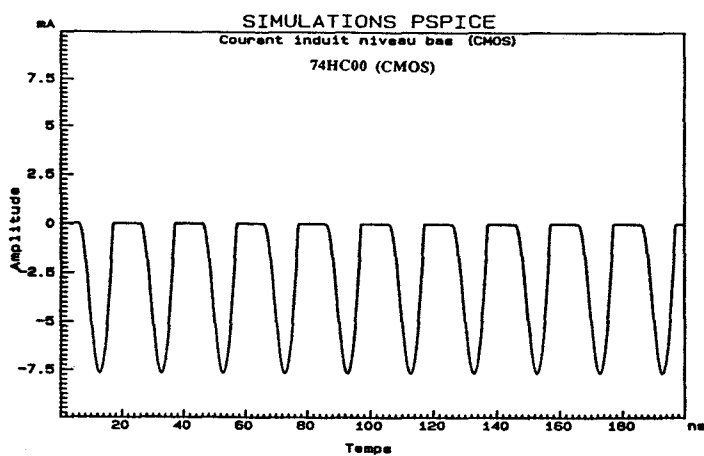
(a) À l'état bas.

(b) À l'état haut.

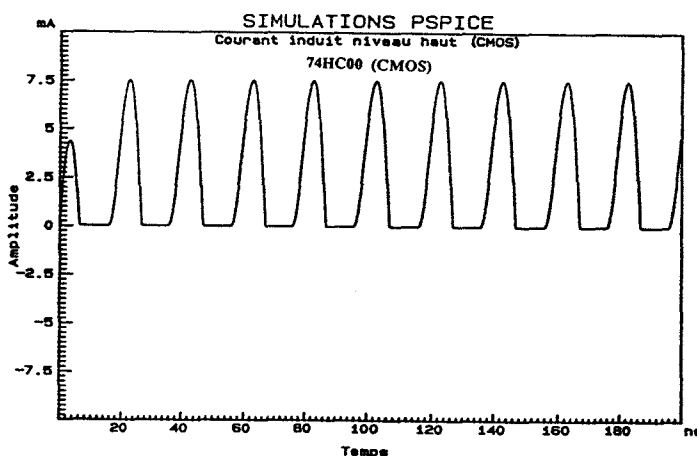
Figures V-24 : Circulation du courant induit selon l'état logique (CMOS).

Les graphes V-25 donnent les simulations respectives de ces deux cas de figure pour un champ électromagnétique sinusoïdal d'amplitude 150 V/m et de fréquence 50 MHz avec les valeurs :

$$V_a = 5 \text{ V} \quad L = 500 \text{ nH} \quad R_1 = 150 \Omega \quad R_{Q3} = 56 \Omega \quad R_{Q4} = 52 \Omega$$



(a) Au niveau bas.



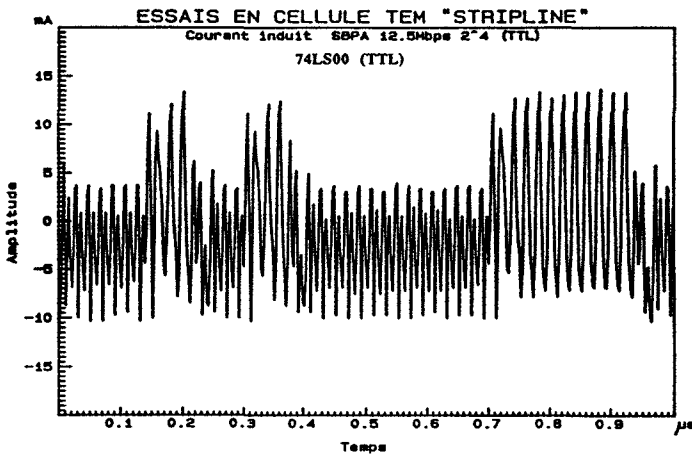
(b) Au niveau haut.

Graphes V-25 : Courant perturbateur induit dans la piste "signal" (CMOS).

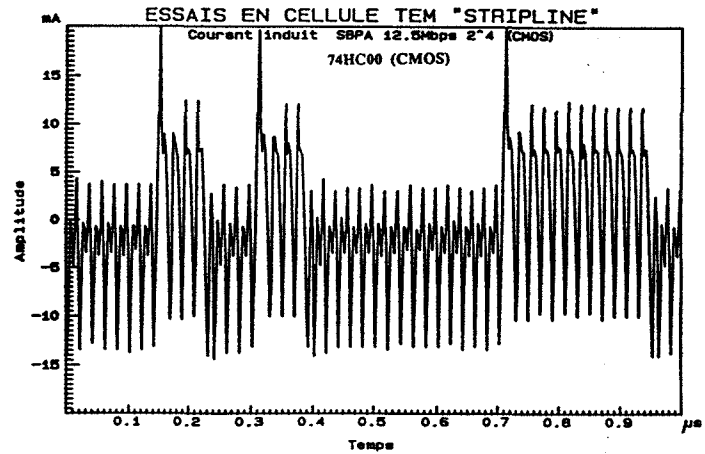
Comme pour le cas de la technologie TTL les paramètres des diodes D1, D2, D3 et D4 sont :

$$I_s = 0,1 \text{ pA} \quad R_s = 10 \text{ } \Omega \quad C_{j0} = 0 \text{ pF} \quad T_t = 0 \text{ ns.}$$

Pour compléter cette étude, nous avons mesuré le courant induit dans la piste "signal" pour cette même perturbation lorsque le signal utile est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 15 bits à un débit de 12,5 Mbps. Une simulation faisant appel aux modèles de portes logiques existant dans la bibliothèque de modèles de PSPICE a ensuite été entreprise. Ces modèles utilisent le même principe de résistance équivalente pour les transistors et intègrent des interfaces d'entrée et de sortie analogiques modifiables à souhait. Nous nous sommes placés dans un cas plus réaliste en faisant intervenir les capacités de boîtier de 5 pF aux entrées et sorties des portes logiques. Les graphes V-26 et 27 donnent les résultats temporels du courant induit pour la technologie TTL (a) et CMOS (b) ainsi que leur simulation respective.

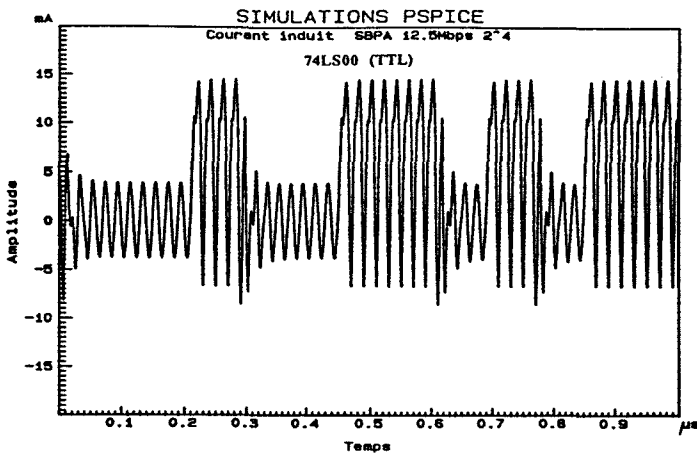


(a) 74LS00 (TTL).

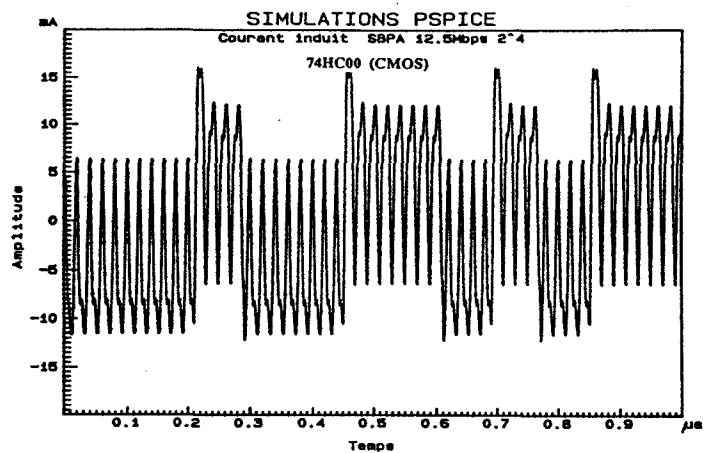


(b) 74HC00 (CMOS).

Graphes V-26 : Mesure temporelle du courant induit.



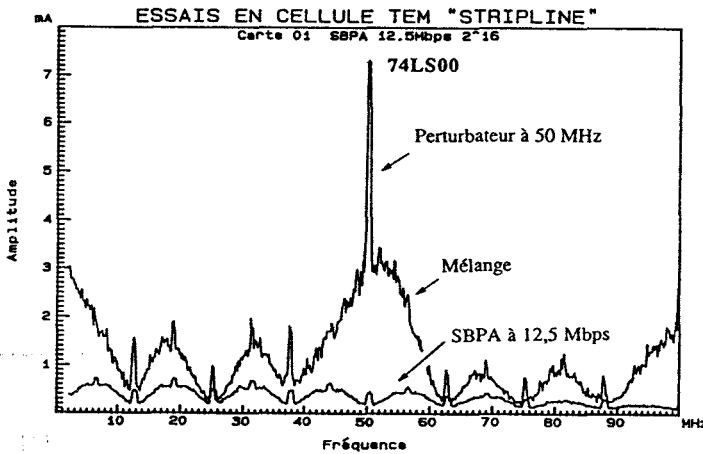
(a) 74LS00 (TTL).



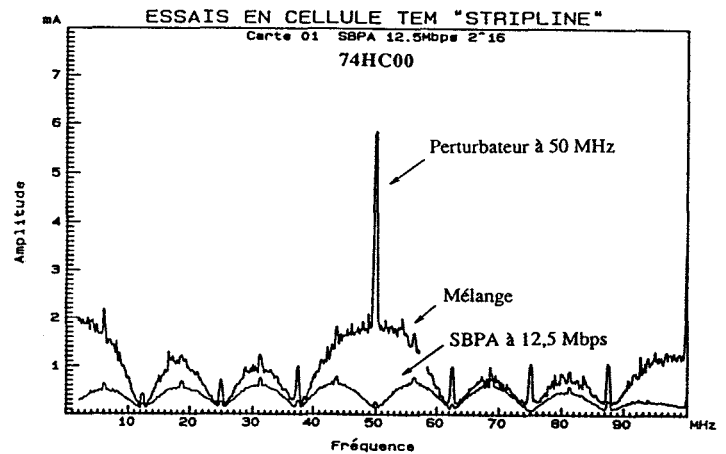
(b) 74HC00 (CMOS).

Graphes V-27 : Simulation temporelle du courant induit.

Nous pouvons remarquer une bonne corrélation entre les expériences et les simulations. La mesure du courant induit dans le domaine spectral (Graphes V-28) et la Transformée de Fourier Rapide (FFT) du résultat temporel simulé (Graphes V-29) donnent des résultats voisins dans le cas de la technologie TTL. Pour la technologie CMOS, la disparition du phénomène de mélange provient de la parfaite symétrie du circuit simulé, qui ne se retrouve pas dans l'expérience.

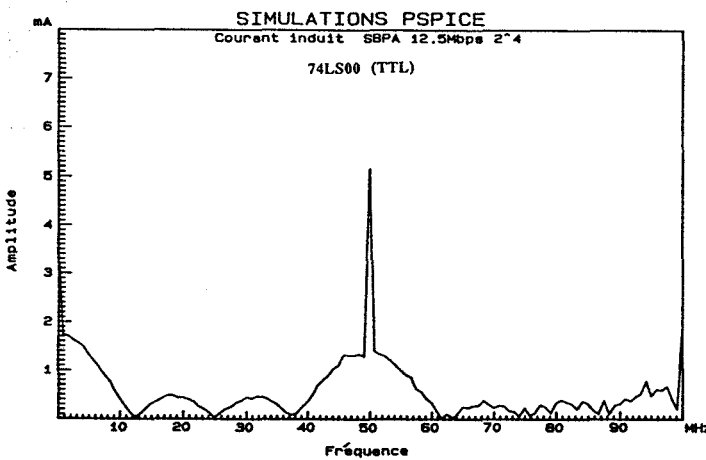


(a) 74LS00 (TTL).

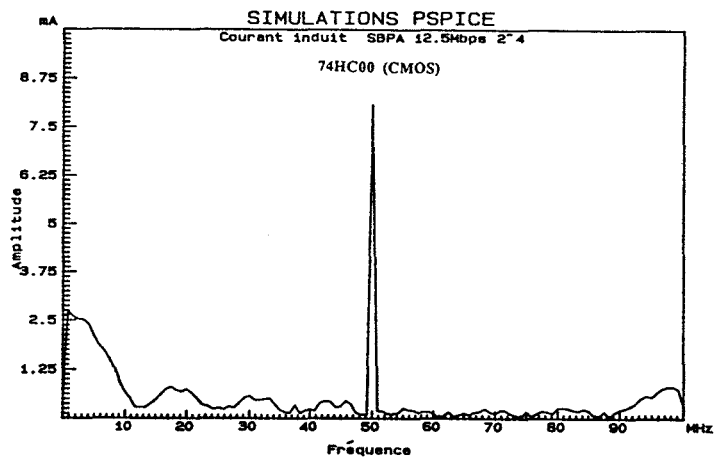


(b) 74HC00 (CMOS).

Graphes V-28 : Mesure spectrale du courant induit.



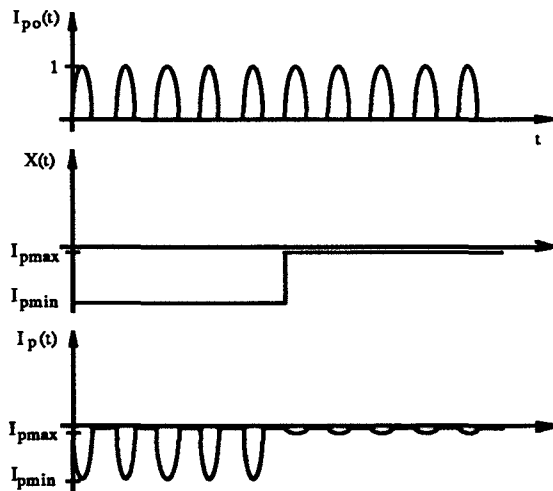
(a) 74LS00 (TTL).



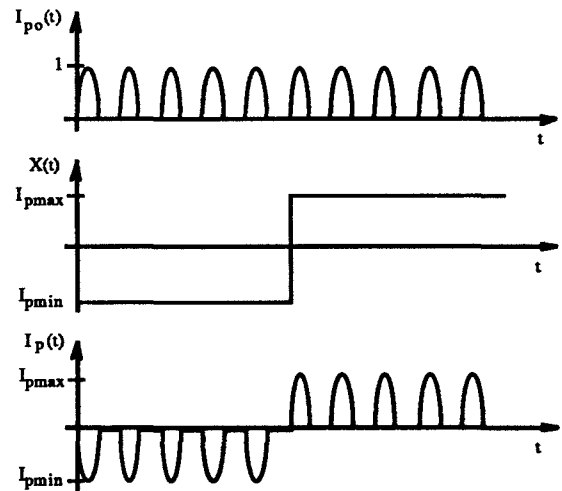
(b) 74HC00 (CMOS).

Graphes V-29 : FFT de la simulation du courant induit.

En effet, en considérant les figures V-30, nous pouvons considérer que le courant réel $I_p(t)$ dans la piste est le produit de deux signaux $I_{po}(t)$ et $X(t)$. Le signal $I_{po}(t)$ est un courant mono-alternance d'amplitude unitaire et $X(t)$ est une fonction temporelle prenant les valeurs I_{pmin} et I_{pmax} , où I_{pmin} et I_{pmax} sont respectivement les niveaux minimal et maximal du courant réel $I_p(t)$.



(a) Cas de la technologie TTL.



(a) Cas de la technologie CMOS.

Figures V-30 : Modulation du courant mono-alternance.

Le spectre du signal mono-alternance $I_{po}(t)$ est une suite de raies dont les amplitudes sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 = \frac{1}{\pi} \\ A_1 = \frac{1}{2} \\ A_n = 0 \quad \text{pour } n > 1 \text{ et } n \text{ impair} \\ A_n = \frac{2}{\pi(n^2 - 1)} \quad \text{pour } n > 1 \text{ et } n \text{ pair} \end{array} \right. \quad (V.17)$$

Le spectre de la fonction $X(t)$ est celui d'une séquence binaire pseudo-aléatoire dissymétrique dans le cas de la technologie TTL et symétrique dans le cas de la technologie CMOS.

La multiplication de $X(t)$ et $I_{po}(t)$ dans le domaine temporel revient à convoluer leurs spectres respectifs $X(\vartheta)$ et $I_{po}(\vartheta)$. Cette opération, illustrée dans la figure V-31, est à l'origine du mélange du courant perturbateur et du signal utile. La perturbation globale n'est donc plus uniquement liée au perturbateur à 50 MHz mais se transforme en une perturbation large bande fonction de la richesse de l'information du signal utile. Cette perturbation large bande est localisée principalement autour des harmoniques du courant perturbateur d'origine ainsi qu'en très basse fréquence, venant se superposer au spectre du signal utile.

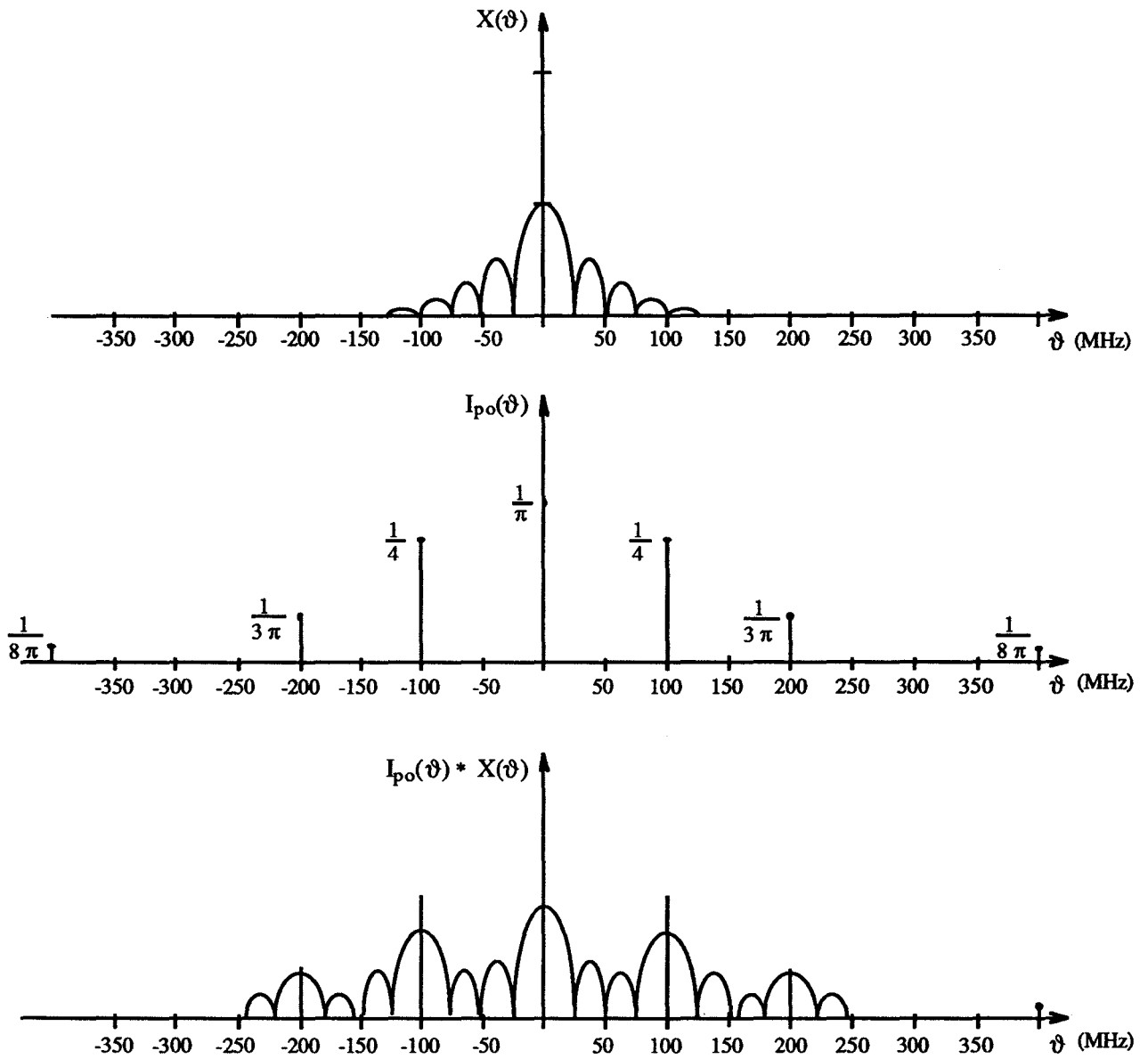
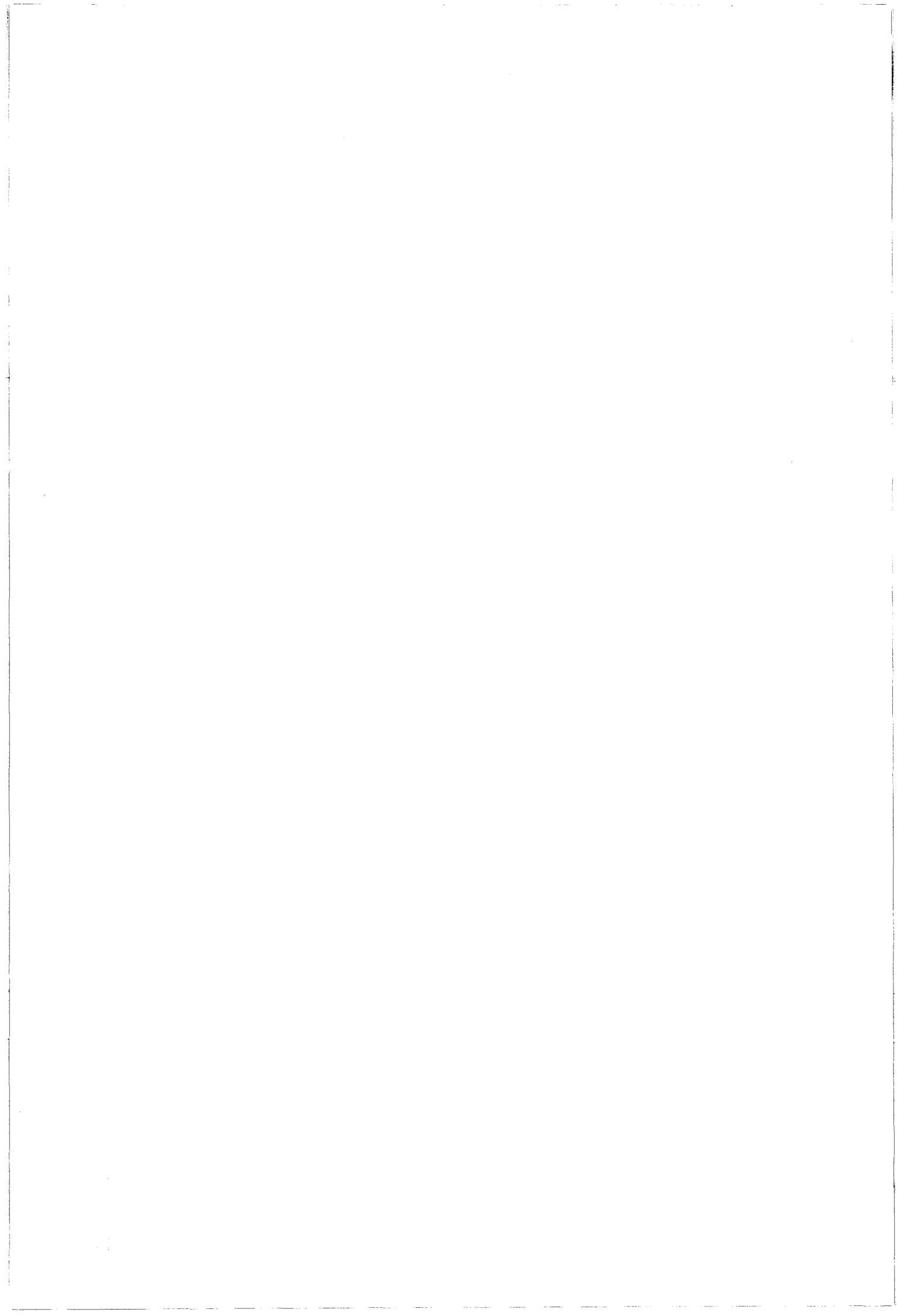


Figure V-31 : Spectres de $X(\vartheta)$, $I_{po}(\vartheta)$ et $I_{po}(\vartheta) * X(\vartheta)$.

Ces expériences et interprétations très simples montrent donc que le caractère non linéaire d'un circuit logique, combiné à un perturbateur sélectif, peut produire un accroissement important du niveau de bruit généré par une carte.



V.3. ÉTUDE DE LA SUSCEPTIBILITÉ.

V.3.1. En fonction du lieu de couplage.

De l'énumération exhaustive des cas de couplage entre deux portes (§ V.1.3) émergent essentiellement deux types de couplage : les couplages entre les pistes d'alimentation et ceux créés entre la piste "signal" et l'alimentation. De ce fait, notre étude s'est focalisée sur deux circuits imprimés différents, le premier (Figure V-32) destiné à créer un couplage maximal sur la piste "signal", le second circuit imprimé (Figure V-33) visant un couplage maximal avec l'alimentation.

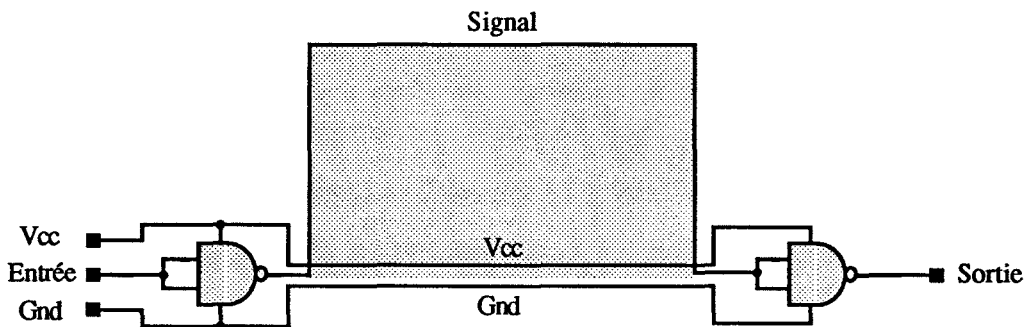


Figure V-32 : Couplage créé entre le signal et l'alimentation.

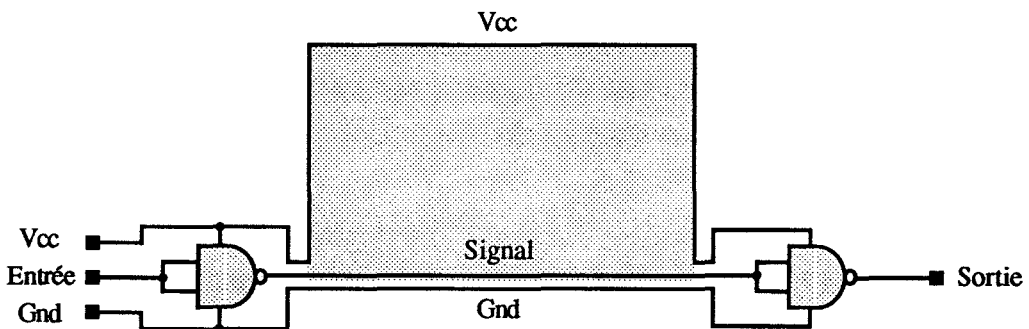
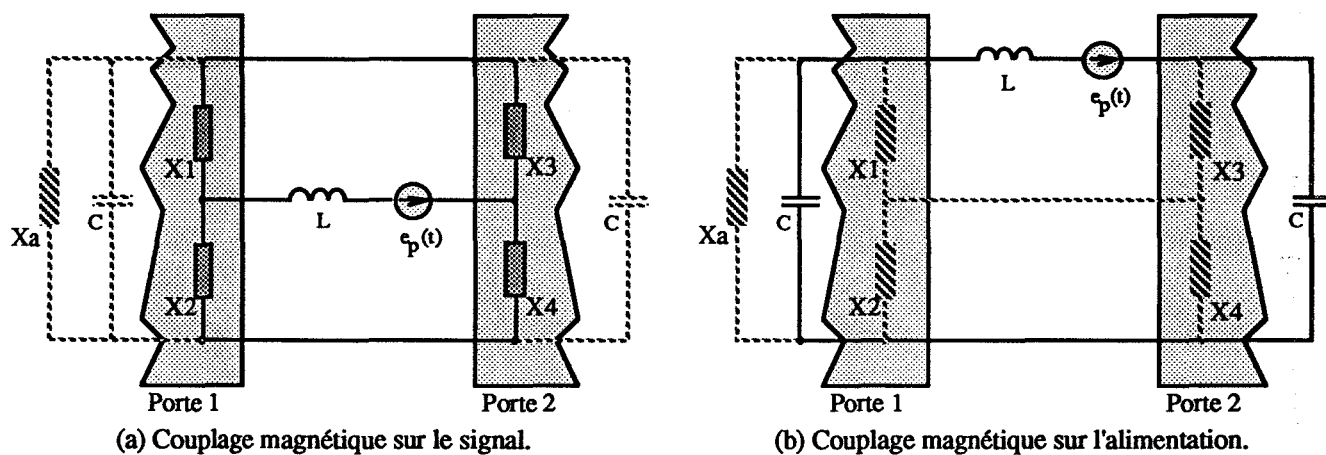


Figure V-33 : Couplage créé entre les deux pistes d'alimentation.

Aussi bien pour la technologie TTL que pour la technologie CMOS, aucun défaut de fonctionnement n'a pu être observé pour un couplage électromagnétique sur les voies d'alimentation du circuit en régime entretenu non modulé pour des fréquences comprises entre 1 MHz et 200 MHz et pour des amplitudes inférieures à 150 V/m. Au contraire, et comme ont montré les mesures de courant induit, de nombreux défauts ont pu être

observés dans toute cette gamme de fréquences dans le cas d'un couplage entre la piste "signal" et les références d'alimentation.

Pour expliquer cette différence de sensibilité, nous pouvons considérer les schémas équivalents des deux circuits des figures V-34. Dans le cas d'un couplage électromagnétique sur le signal (a), le courant induit agresse directement les charges X1, X2, X3 et X4 des portes en amont et en aval par des niveaux bien supérieurs au courant pré-existant et produit les effets de mélange cités précédemment.

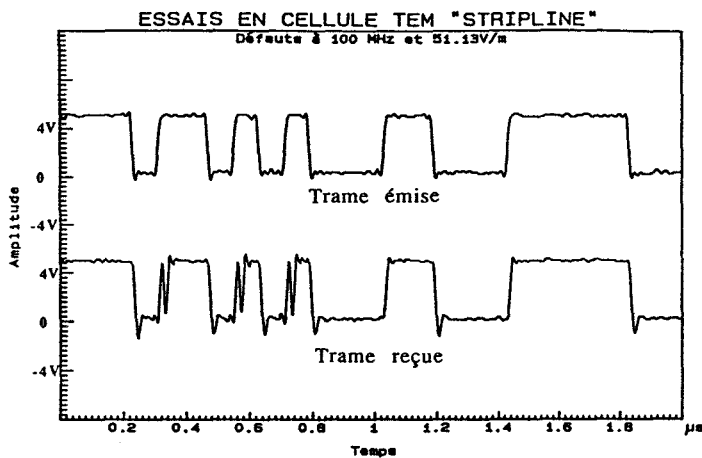


Figures V-34 : Couplage magnétique dans les deux cas de figure.

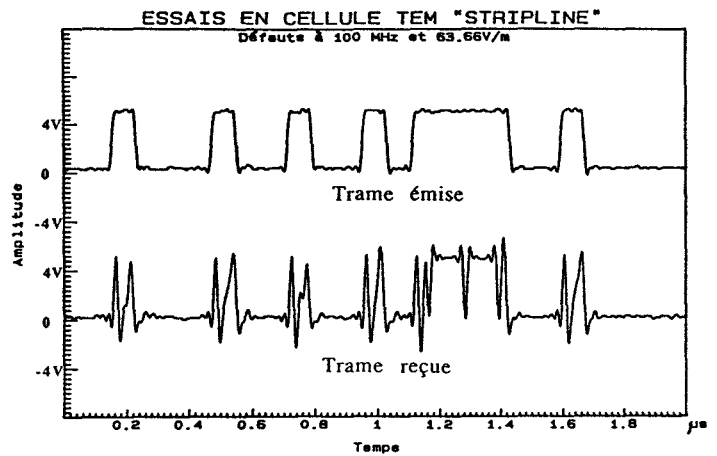
Dans le cas du couplage sur l'alimentation, le courant induit circule essentiellement à travers les capacités de découplage C placées entre les bornes d'alimentation de chaque porte. Ce courant aura donc une influence beaucoup moins importante sur les niveaux logiques du signal. Ceci nous conduit dans la suite de ce chapitre à n'étudier que les phénomènes de perturbation créés par le couplage entre la piste "signal" et les références d'alimentation.

*** Défauts observés dans le cas de portes de technologie TTL.**

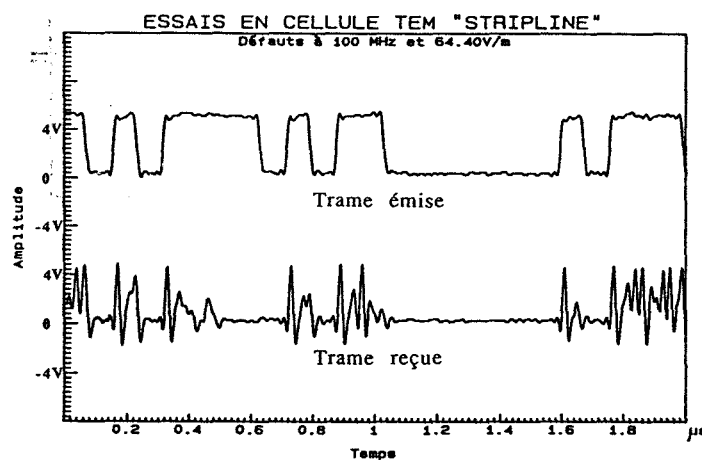
Les graphes V-35 donnent par quelques exemples l'évolution des défauts observés en retour de la porte réceptrice de technologie TTL, pour un couplage en champ électrique et magnétique maximal. Ces relevés ont été réalisés à 100 MHz pour une onde sinusoïdale pure et pour un champ électrique compris entre 51 et 66 V/m dans la cellule "stripline". Le signal transmis dans le circuit sous test est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 65535 bits à un débit de 12,5 Mbps.



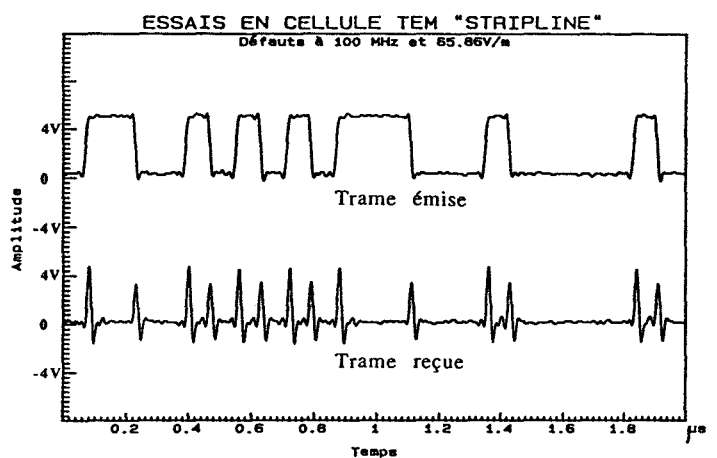
(a) Amplitude ≈ 51 V/m.



(b) Amplitude ≈ 64 V/m.



(c) Amplitude ≈ 65 V/m.



(d) Amplitude ≈ 66 V/m.

Graphes V-35 : Évolution des défauts en sortie du circuit (TTL).

Une étude qualitative menée sur toute l'échelle d'amplitude du champ électrique (0 à 150 V/m) permet de constater que les défauts se produisent uniquement sur les niveaux de sortie hauts et ceci quelle que soit la fréquence comprise entre 1 MHz et 200 MHz. Leur apparition est brutale et évolue rapidement dans un faible intervalle de variation de puissance. Dans le cas étudié, cette plage correspond à environ quelques V/m à partir de 51 V/m. On peut remarquer que les perturbations venant s'ajouter au signal n'apparaissent que pour des niveaux d'entrée bas du signal et ne sont pas directement corrélées à la fréquence du perturbateur (100 MHz) mais sont plutôt des transitoires de durée très brève.

Pour expliquer ce phénomène on peut considérer le schéma équivalent de la figure V-36 où sont représentés les composants de sortie de la porte en amont et les composants d'entrée de la porte en aval. La liaison entre la sortie et l'entrée constitue la boucle perturbée où transitent les signaux logiques. On peut considérer en première

approximation que les composants qui interviennent dans la génération des erreurs révélées par l'expérience sont le transistor Q7 et la jonction D2 et sa capacité de diffusion. Ceux-ci provoquent des non linéarités suffisantes pour produire des mécanismes de redressement et générer des harmoniques de la fréquence fondamentale du perturbateur (§ IV.3.2) susceptibles d'engendrer de façon fugitive de faux états logiques.

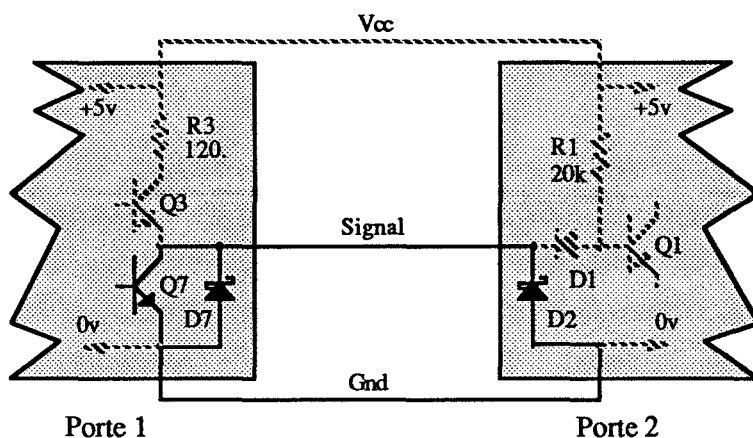
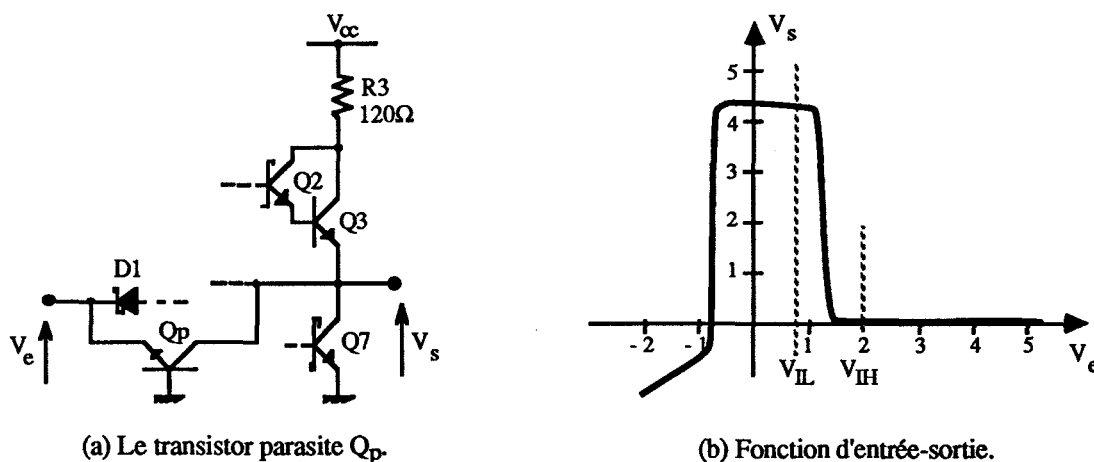


Figure V-36 : Les éléments responsables de faux états logiques.

Mais cette explication à elle seule ne suffit pas. En effet, à forte amplitude de champ électrique (graphe V-35.d), les niveaux hauts sont entièrement erronés contrairement aux transitions qui se conservent. Il faut rappeler que la diode D2 est en réalité la jonction base-émetteur d'un transistor parasite Q_p mis en évidence dans le chapitre III (Figures V-37). À ce titre, et comme le précisent certains constructeurs (§ III.1.2), un courant direct appliqué à cette jonction durant un temps supérieur à quelques centaines de nanosecondes peut activer ce transistor parasite latéral. Ce dernier déroute alors du courant d'une des connections internes et crée ainsi de faux états logiques en sortie.



(a) Le transistor parasite Q_p .

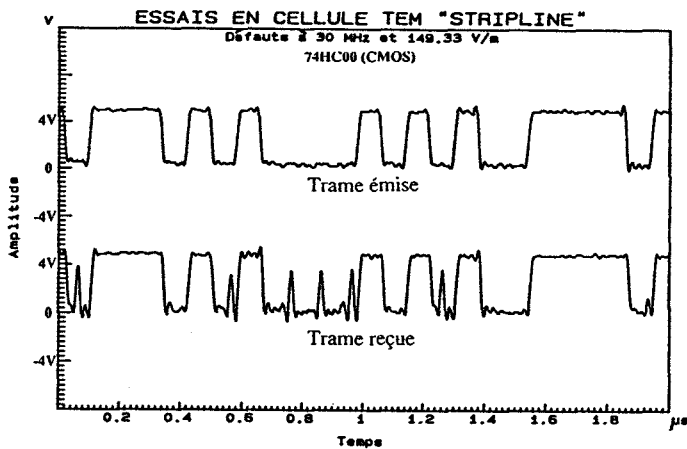
(b) Fonction d'entrée-sortie.

Figures V-37 : Effet du transistor parasite (TTL).

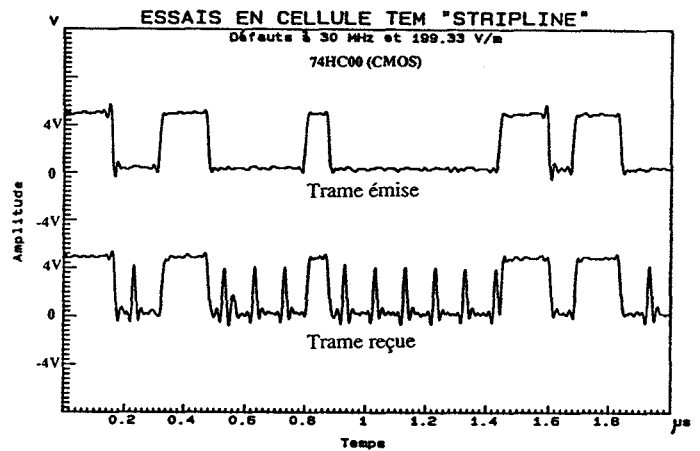
*** Défauts observés dans le cas de portes de technologie CMOS.**

Les graphes V-38 donnent quelques exemples de l'évolution des défauts observés en retour de la porte réceptrice de technologie CMOS, pour un couplage en champ électrique et magnétique maximal. Ces relevés ont été réalisés pour une onde sinusoïdale entretenue de fréquence 30 MHz, 45 MHz et 70 MHz et pour des niveaux de champ électrique allant jusqu'à 200 V/m. Le signal transmis dans le circuit sous test est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 65535 bits à un débit de 12,5 Mbps.

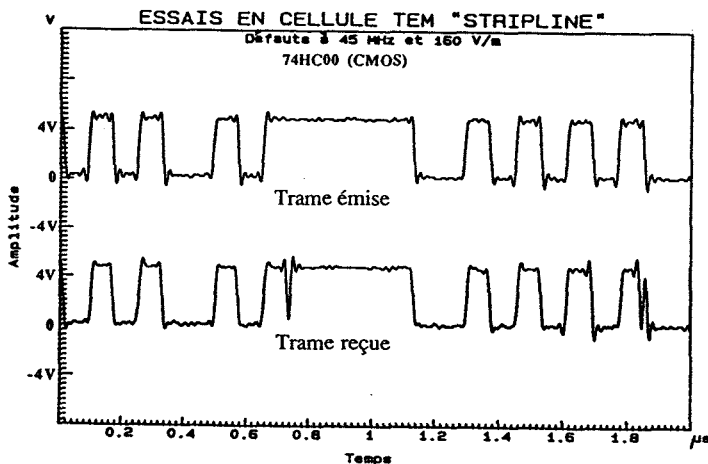
Comme nous pouvons le remarquer sur ces graphes, les défauts observés en sortie de la porte peuvent se produire soit sur des niveaux bas, soit sur des niveaux hauts ou encore sur des fronts. Dans la gamme d'amplitude de champ électrique étudiée, le type de défaut est fonction de la fréquence du perturbateur : à 30 MHz ils se produisent uniquement sur des niveaux d'entrée hauts, à 45 MHz uniquement sur des niveaux d'entrée bas, et à 70 MHz uniquement sur les fronts.



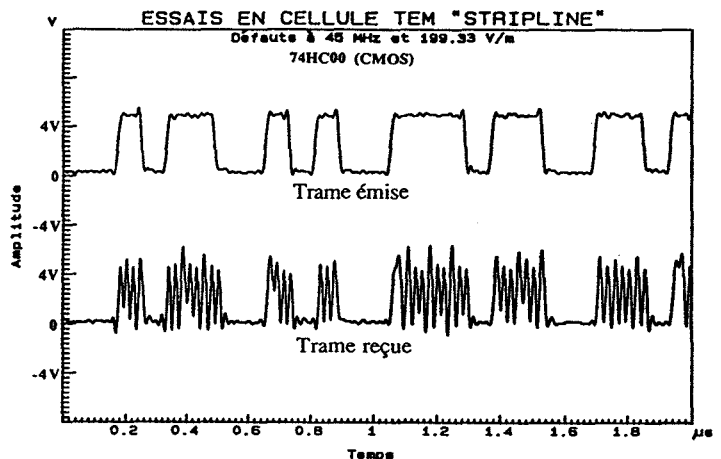
(a) Amplitude \approx 150 V/m à 30 MHz.



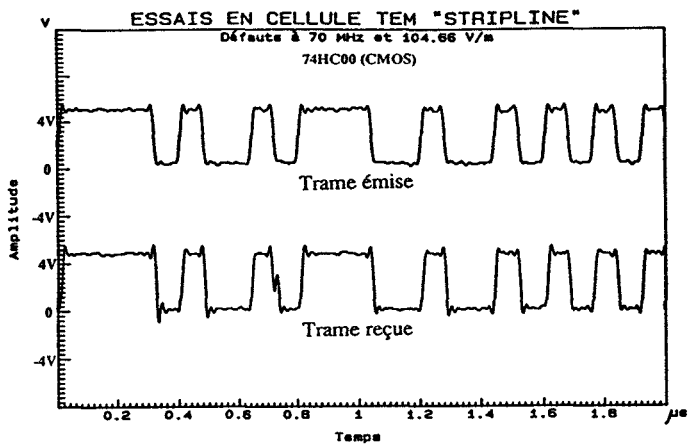
(b) Amplitude \approx 200 V/m à 30 MHz.



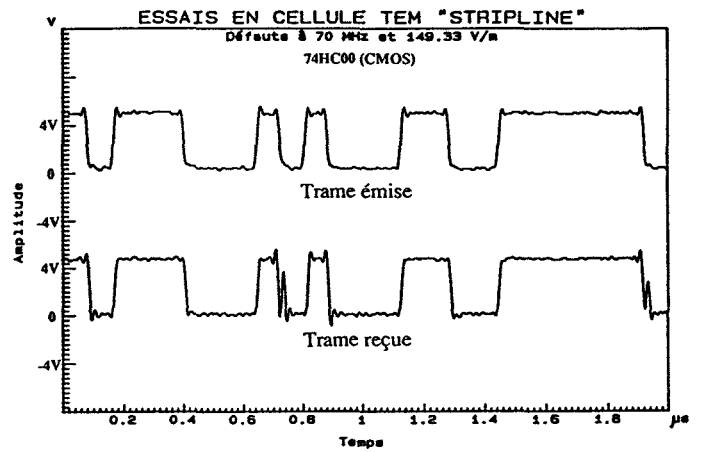
(c) Amplitude \approx 160 V/m à 45 MHz.



(d) Amplitude \approx 200 V/m à 45 MHz.



(e) Amplitude ≈ 105 V/m à 70 MHz.



(f) Amplitude ≈ 150 V/m à 70 MHz.

Graphes V-38 : Évolution des défauts en sortie du circuit (CMOS).

Pour expliquer ce phénomène on peut considérer le schéma équivalent de la figure V-39 où sont représentés les composants de sortie de la porte en amont et les composants d'entrée de la porte en aval. La liaison entre la sortie et l'entrée constitue la boucle perturbée où transitent les signaux logiques. Cette alternance de type de défauts est due à la bonne symétrie que présente l'interface entre l'étage de sortie de la porte émettrice et l'étage d'entrée de la porte réceptrice. Seules les légères dissymétries des transistors Q1 et Q2, des jonctions D1, D2, D3 et D4 et notamment de leur capacité parasite entraînent une variation du phénomène de perturbation en fonction de la fréquence.

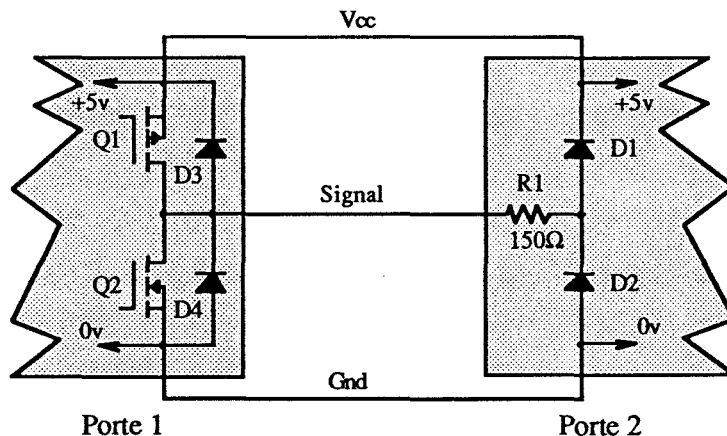
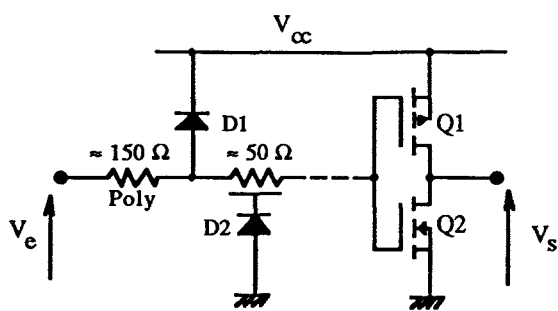
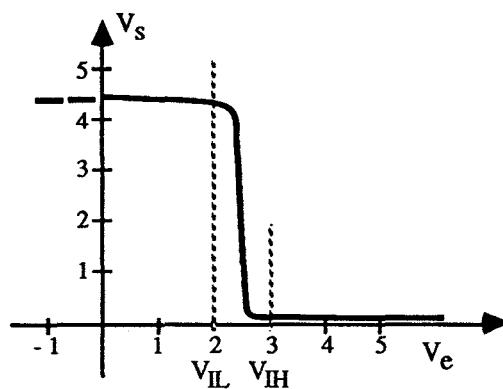


Figure V-39 : Les éléments responsables de faux états logiques (CMOS).

Cette constatation rejoint les mesures de courants induits obtenues précédemment (§ V.2.3) et confirme l'interprétation du phénomène. La fonction d'entrée-sortie de la porte réceptrice, par sa structure interne symétrique (Figure V-40), conserve cette propriété de symétrie que l'on retrouve en sortie du composant.



(a) Interfaces d'entrée et de sortie.



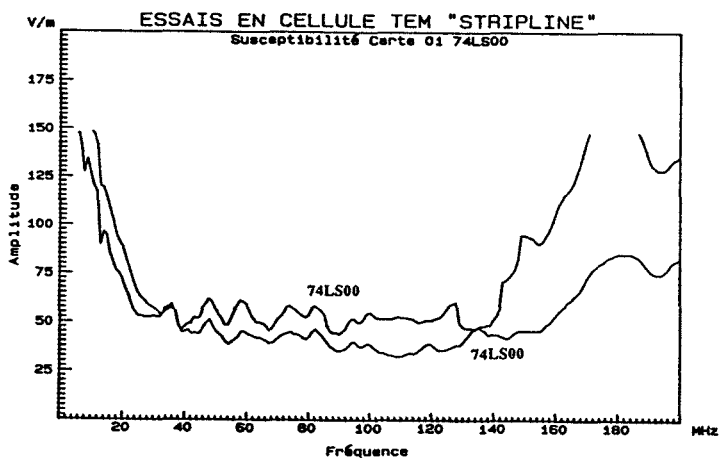
(b) Fonction d'entrée-sortie.

Figures V-40 : Symétrie de la technologie CMOS.

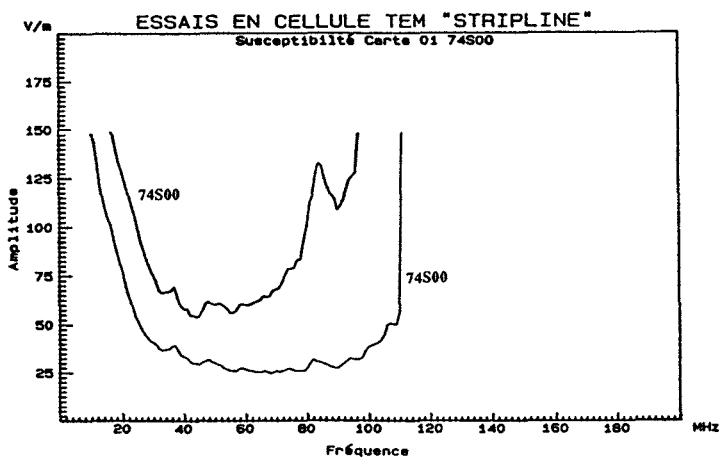
V.3.2. En fonction de la technologie.

Les graphes V-41 donnent les résultats des mesures de susceptibilité de quatre familles de portes logiques NAND, les trois premières de technologie TTL (a, b et c) et la dernière de technologie CMOS (d). Ces mesures sont effectuées en régime dynamique pour un signal binaire pseudo-aléatoire de 65535 bits à un débit de 12,5 Mbps. Le protocole de mesure est celui décrit précédemment (§ V.1.2).

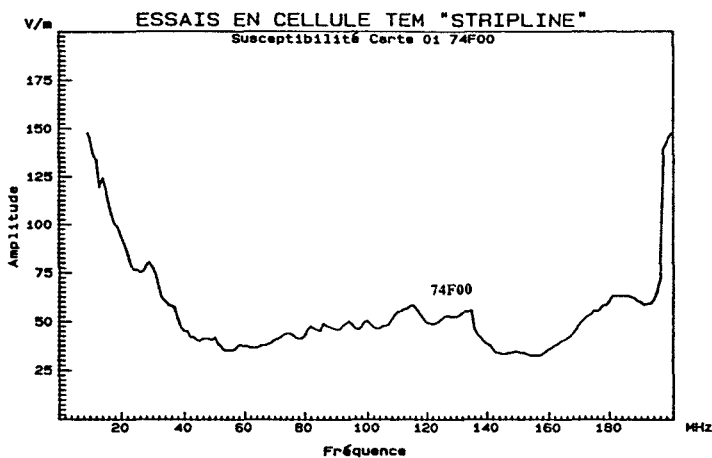
Dans les graphes (a) et (b) deux composants de même technologie mais provenant de fabricants différents sont représentés, mettant en avant les disparités de sensibilité que l'on peut rencontrer selon l'origine de fabrication du composant. Par contre nous n'avons remarqué que très peu de dispersion entre deux composants pris dans un lot provenant d'un même fabricant.



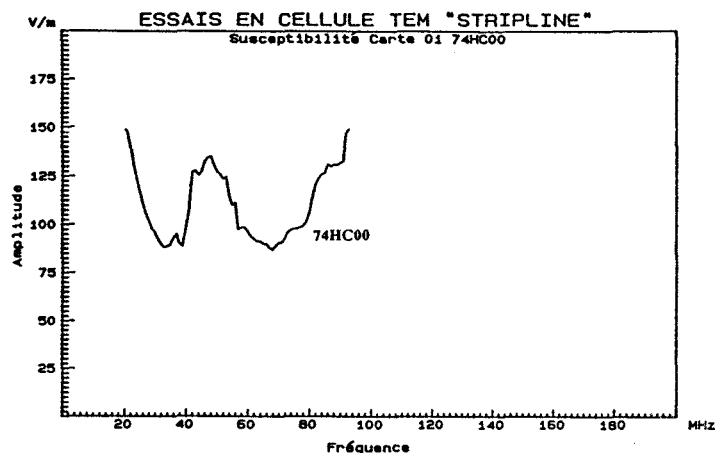
(a) Les portes 74LS00 (TTL).



(b) Les portes 74S00 (CMOS).



(c) Une porte 74F00 (TTL).



(d) Une porte 74HC00 (CMOS).

Graphes V-41 : Susceptibilité en fonction la technologie.

Ceci nous laisse penser qu'il sera nécessaire, lors de simulations numériques, de considérer non seulement les modèles équivalents pour chaque technologie de composant mais également pour chaque fabricant. Bien qu'il soit très difficile de corrélérer ces résultats avec ceux obtenus lors de l'étude de la modification de la fonction d'entrée-sortie des portes logiques (§ III.2.4), on peut remarquer néanmoins que la classification par ordre de sensibilité croissante dans le cas présent (74HC00, 74S00, 74F00 et 74LS00) va dans le même sens que celle qui peut être établie à partir des résultats obtenus sur la modification de leur fonction d'entrée-sortie.

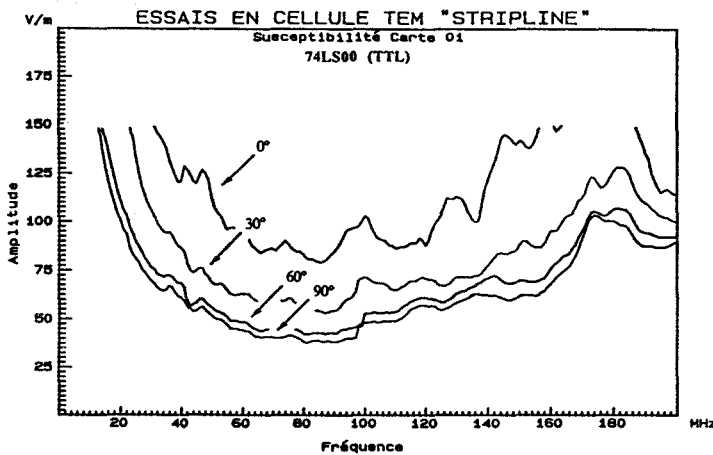
V.3.3. En fonction de l'angle de couplage.

Un troisième paramètre intéressant à étudier est la sensibilité selon l'angle d'incidence du champ électromagnétique sur le circuit. Étant donné que le circuit d'interface optique est disposé parallèlement au plan de masse de la cellule, nous n'allons étudier ici que l'influence de l'angle d'orientation θ du champ magnétique (Figures V-11) en conservant un couplage électrique maximal.

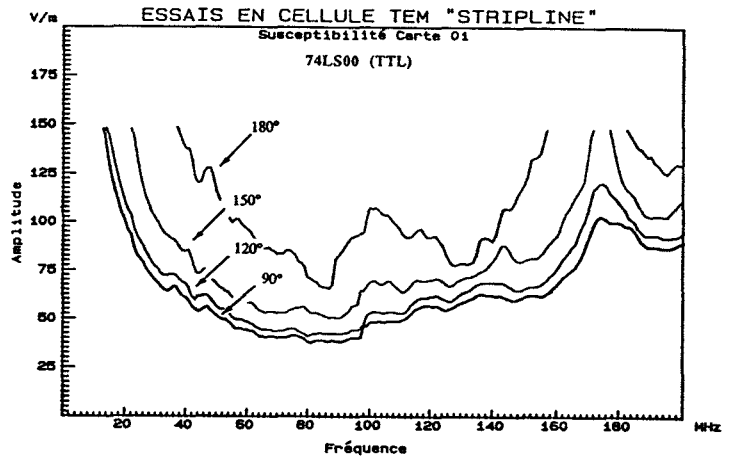
Ces courbes sont obtenues en employant les mêmes protocoles de mesure que dans les cas précédents, pour une perturbation sinusoïdale de fréquence comprise entre 1 MHz et 200 MHz et pour des amplitudes de champ électrique inférieures à 150 V/m. Les relevés de susceptibilité sont réalisés pour des angles θ variant de -180° et $+180^\circ$ par pas de 30° pour les technologies TTL et CMOS. Le signal parcourant la piste est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 65535 bits avec un débit de 12,5 Mbps dans les deux cas.

*** La technologie TTL.**

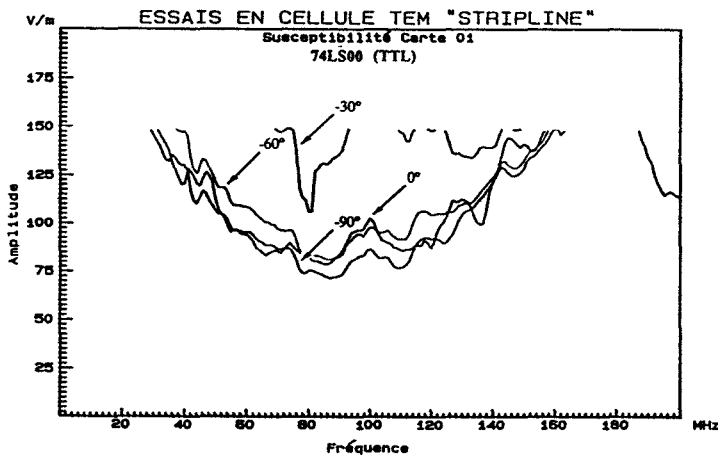
L'ensemble des courbes de susceptibilité est présenté par quart de tour dans les quatre graphes V-42. Les évolutions (a) et (b) permettent d'apprécier la symétrie de susceptibilité par rapport à $+90^\circ$ et les graphes (c) et (d) celle par rapport à -90° . Le vecteur test semble être le plus sensible pour un angle de $+90^\circ$. La confrontation des graphes (a) et (c) puis (b) et (d) montre une anisotropie de susceptibilité par rapport aux angles 0° et 180° , c'est à dire par rapport à l'axe de propagation.



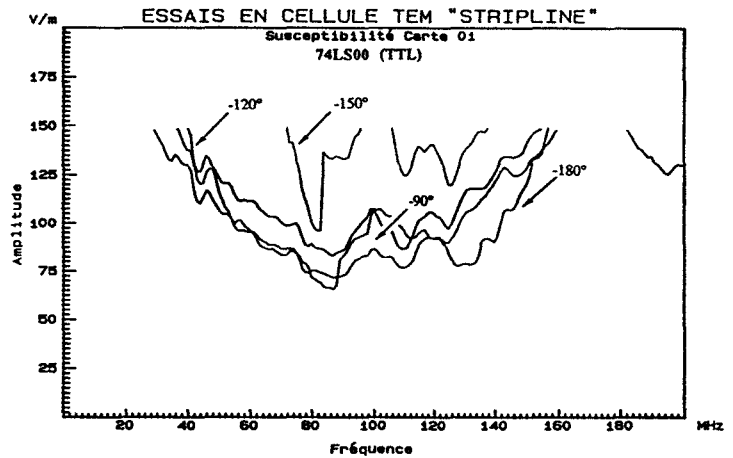
(a) Pour les angles $\theta = 0^\circ$ à 90° .



(b) Pour les angles $\theta = 90^\circ$ à 180° .



(c) Pour les angles $\theta = 0^\circ$ à -90° .



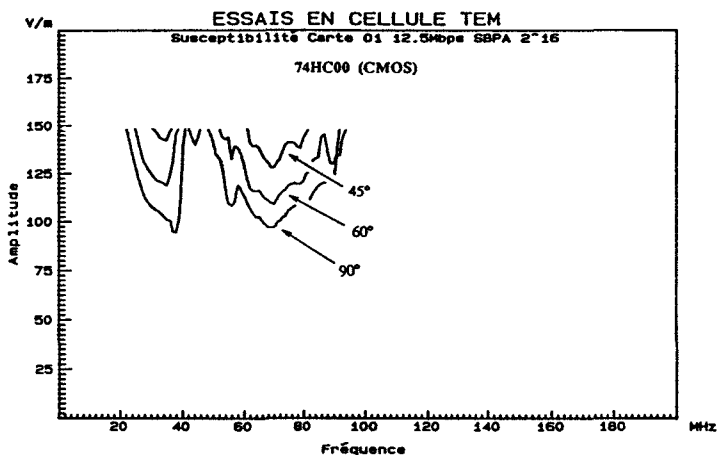
(d) Pour les angles $\theta = -90^\circ$ à -180° .

Graphes V-42 : Courbes de susceptibilité en fonction de l'angle θ pour une 74LS00 (TTL).

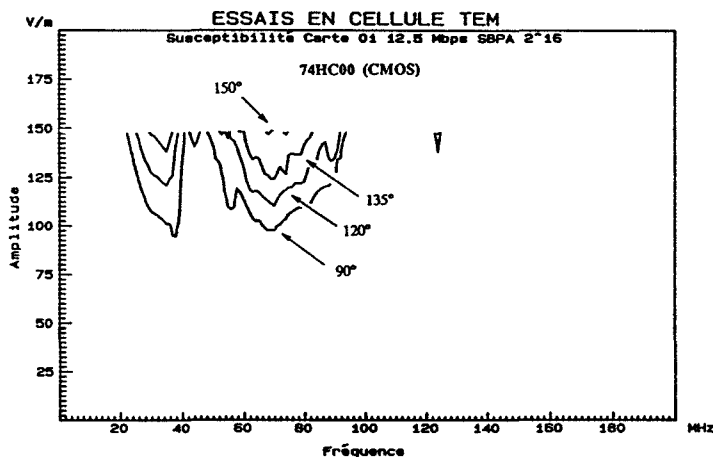
*** La technologie CMOS.**

Moins sensible que la précédente, cette technologie n'a donné de résultats observables qu'entre 0° et 180° (Graphes V-43). Encore une fois, il est possible de

remarquer la bonne homogénéité des résultats entre les courbes des graphes (a) et (b) ainsi que l'anisotropie des résultats par rapport à l'axe de propagation.



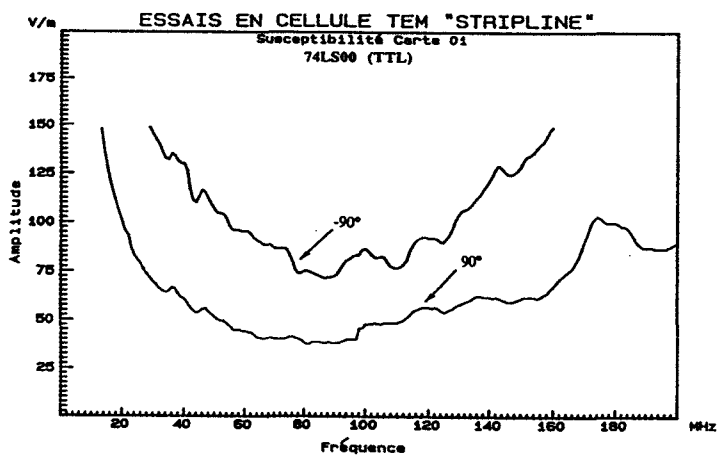
(a) Pour les angles $\theta = 0^\circ$ à 90° .



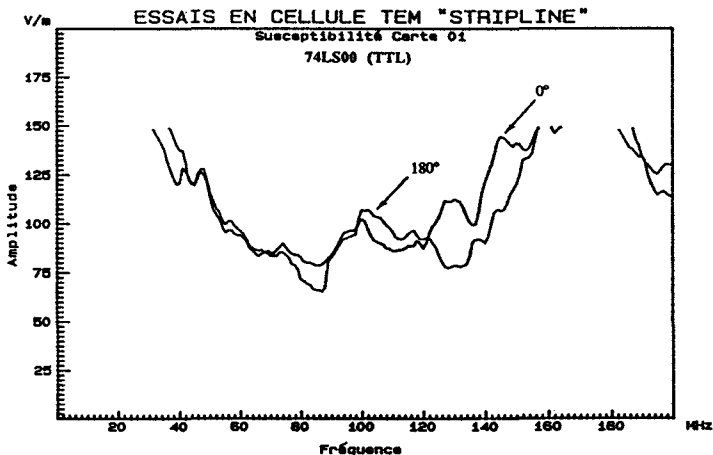
(b) Pour les angles $\theta = 90^\circ$ à 180° .

Graphes V-43 : Courbes de susceptibilité en fonction de l'angle θ pour une 74HC00 (CMOS).

Les graphes V-44, extraits des graphes relatifs à la technologie TTL, permettent d'apprécier l'anisotropie de susceptibilité du vecteur test en fonction du sens de propagation de l'onde incidente. Le graphe (a) met en valeur la différence de susceptibilité dans le cas d'un couplage électrique et magnétique maximal dans un sens (-90°) puis dans l'autre ($+90^\circ$). Le graphe (b) montre la similitude et la reproductibilité des résultats dans le cas d'un couplage uniquement électrique (0° et 180°).



(a) Les angles $\theta = +90^\circ$ et -90° .



(b) Les angles $\theta = 0^\circ$ et 180° .

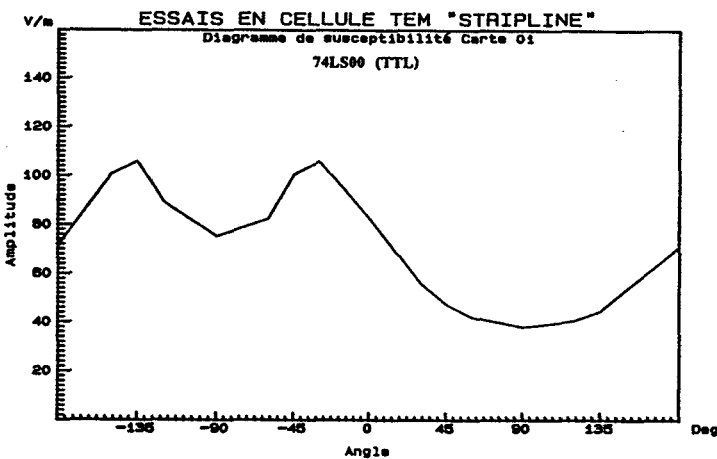
Graphes V-44 : Dissymétrie entre les deux positions de couplage maximal.

L'évolution de la susceptibilité peut également être observée à fréquence fixe en représentant l'ensemble des valeurs de champ électrique en fonction de l'angle de

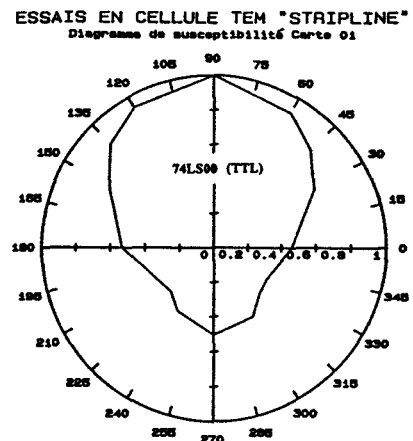
couplage magnétique θ (Graphe V-45.a). En supposant que l'angle de 90° soit l'angle de susceptibilité maximal, nous pouvons calculer à une fréquence donnée f_0 un rapport de susceptibilité S entre la valeur du champ électrique correspondant à l'angle 90° et les valeurs de champ électrique pour chaque angle :

$$S = \frac{E_{\text{seuil min}}}{E_{\text{seuil}}(\theta)} \Bigg|_{f_0} \quad \text{avec} \quad E_{\text{seuil min}} = E_{\text{seuil}}(90^\circ) \quad (\text{V.18})$$

Ainsi, pour une fréquence de 50 MHz, nous obtenons le graphe V-45.b. On observe aisément que les maximums de susceptibilité se situent à $\theta = -90^\circ$ et $+90^\circ$. En revanche les minimums ne se situent pas à un angle de couplage magnétique nul (0° ou 180°) mais aux alentours de -30° et -150° . Enfin, on note un rapport voisin de deux entre le niveau de susceptibilité maximal à $+90^\circ$ et celui à -90° .



(a) Niveau de susceptibilité.



(b) Diagramme de susceptibilité.

Graphes V-45 : Niveau et rapport de susceptibilité à 50 MHz en fonction de l'angle θ .

Il s'avère très difficile dans cette configuration de circuit de donner une interprétation directe et absolue du phénomène de dissymétrie et ces résultats peuvent mettre en doute la validité des mesures effectuées. C'est pourquoi plusieurs essais complémentaires ont été menés afin de valider ces résultats :

- La variation de la hauteur du circuit sous test par rapport au plan de masse de la cellule a permis d'écarter l'hypothèse d'un phénomène de couplage annexe entre le vecteur test et le plan de masse.

- Le recours à une cellule TEM rectangulaire (§ I.5.2), de hauteur utile bien supérieure à la taille du circuit sous test et dans laquelle l'amplitude du champ électrique est constante dans une gamme de fréquence 1 à 100 MHz, élimine l'action réciproque

possible entre le vecteur test et la cellule. De plus, l'influence de la décroissance du champ électrique en fonction de la fréquence et de l'axe longitudinal de la cellule de type "stripline" est mise hors de cause.

- En inversant le sens d'alimentation de la cellule "stripline" sans déplacer le circuit sous test, nous obtenons les mêmes courbes de susceptibilité pour des angles de couplage opposés par rapport à l'axe de propagation de l'onde.

- Nous avons également procédé à un croisement de la piste perturbée au niveau des portes logiques émettrices et réceptrices. Dans ce cas, la zone de couplage reste inchangée, seul le sens de couplage magnétique est inversé. Cet essai rejoint l'expérience précédente et focalise l'origine de l'anisotropie au niveau du vecteur test lui-même.

- En remplaçant la charge à l'extrémité de la cellule par un court-circuit, nous pouvons admettre qu'en basses fréquences, le vecteur test ne subit que l'influence d'un champ magnétique. Dans ce dernier cas, les courbes de susceptibilité retrouvent leur isotropie en fonction de l'angle θ , l'apparition des premiers défauts débute à la même fréquence pour deux angles opposés et les minimums de susceptibilité correspondent alors à 0° et 180° .

Toutes ces expériences mènent à la même conclusion et montrent qu'il y a bien une contribution simultanée des composantes magnétique et électrique du signal perturbateur. De ce fait, la susceptibilité d'un circuit électronique, même petit devant les longueurs d'ondes considérées, n'est pas symétrique en fonction de l'angle de couplage magnétique θ mais dépend également du sens de propagation de l'onde incidente.

V.3.4. En fonction du message.

Les relations établies précédemment (§ V.2.2) montrent que le signal utile parcourant un circuit composé de charges fortement non linéaires peut contribuer à sa propre perturbation en se combinant au perturbateur. On peut en déduire que la nature du signal logique parcourant la portion perturbée du circuit aura une incidence sur la sensibilité électromagnétique. Pour mettre en évidence ce type de phénomène, l'analyse de la susceptibilité d'un circuit logique peut être envisagée dans trois domaines différents de fonctionnement :

- Dans le domaine statique, qui consiste à étudier le comportement d'un circuit logique placé dans un état invariant, soit à l'état bas, soit à l'état haut. Ces études ont été

largement entreprises sur différentes technologies au moyen de lignes couplées et par des méthodes d'injection de tension ou de courant [1].

- En régime **transitoire**, mettant en avant le comportement d'un circuit logique lors de transitions de l'état bas à l'état haut (ou inversement) du signal logique. Cette approche tient compte du changement d'état du signal à perturber en considérant les conditions initiales comme fixées soit à l'état bas soit à l'état haut. Cette approche moins répandue fait l'objet des documents [70] en ce qui concerne la technologie TTL et [22, 70] pour la technologie CMOS.

- En dernier lieu le régime **dynamique** pour lequel les signaux présents entre les circuits logiques sont quelconques. C'est le cas le plus général qui permet d'étudier, en fonction d'un état initial quelconque, l'influence de l'information traitée sur la susceptibilité du circuit.

** La procédure de mesure.*

Pour permettre une telle étude, l'ensemble des relevés est effectué pour une orientation de la carte procurant un couplage magnétique et électrique maximal, les expériences sont menées en modifiant uniquement les données transmises au vecteur test placé dans la cellule de type "stripline". Le perturbateur est de type sinusoïdal pur et sa fréquence varie de 1 MHz à 200 MHz.

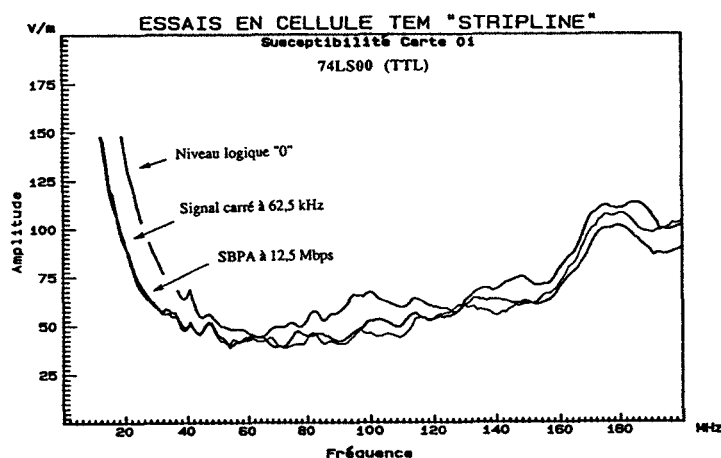
Dans un premier temps, la susceptibilité du circuit est étudiée en régime statique et consiste à relever l'amplitude du champ nécessaire pour perturber le circuit en question lorsque celui-ci se trouve dans un état stable, soit au niveau logique "0", soit au niveau logique "1".

Dans un deuxième temps, le signal constant parcourant la piste entre les deux portes est remplacé par un signal rectangulaire caractérisé par sa fréquence de récurrence et son rapport cyclique niveau haut - niveau bas. On peut considérer qu'il s'agit d'essais en régime transitoire dès lors que la fréquence de récurrence est faible, les portes logiques se trouvant alors dans un état stable avant chaque changement brusque de niveau. Des mesures identiques à celles effectuées en régime statique sont menées pour des fréquences de 62,5 kHz, 625 kHz et 6,25 MHz et de rapport cyclique 20%, 50% et 80%.

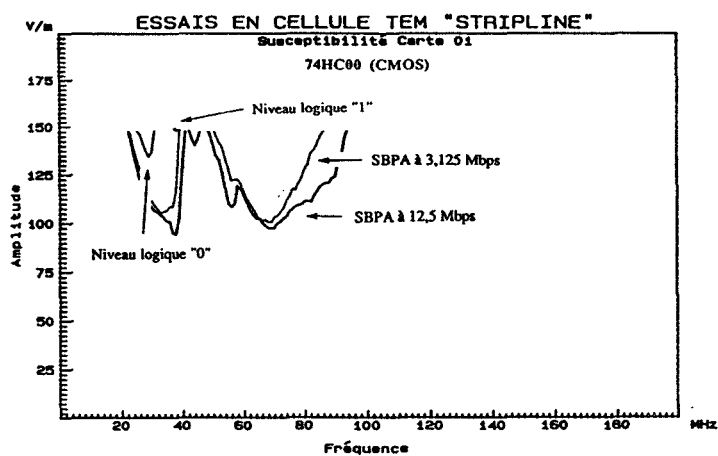
En dernier lieu le signal TTL rectangulaire est remplacé par une séquence binaire pseudo-aléatoire dont la longueur et la période sont fixées. Une telle séquence est choisie principalement pour sa richesse spectrale.

*** Les résultats.**

Les graphes V-46 donnent quelques résultats obtenus pour les technologies TTL et CMOS. Hormis le niveau de susceptibilité qui distingue ces deux technologies, les graphes mettent en évidence l'impact de la nature du signal ou plus vraisemblablement de sa richesse spectrale sur la susceptibilité électromagnétique du circuit.



(a) : 74LS00 (TTL).



(b) : 74HC00 (CMOS).

Graphes V-46 : Susceptibilité en fonction du message.

Le cas de la technologie TTL (a) est illustré par les courbes en régime statique (un niveau "0"), en régime transitoire (un signal carré de faible fréquence) et en régime dynamique (une séquence binaire pseudo-aléatoire de 65535 bits à 12,5 Mbps). On constate que la fréquence correspondant au début d'enregistrement de défauts diffère d'environ 10 MHz entre le fonctionnement en régime statique et les fonctionnements en régimes transitoire et dynamique. Au delà de 50 MHz, des résultats très voisins sont obtenus quel que soit le signal utile transmis.

Le graphe (b) réunit quelques résultats concernant la technologie CMOS. Nous y avons représenté quatre courbes correspondant aux deux niveaux logiques statiques et à deux séquences binaires pseudo-aléatoires de débit et de richesse différents : la première de longueur 15 bits à 3,125 Mbps, la seconde de longueur 65535 bits à 12,5 Mbps. Nous remarquons ici non seulement la différence importante qui subsiste entre régime statique et régime dynamique mais également l'écart entre les résultats pour un même type de régime.

L'étude phénoménologique des effets de mélange entre le signal utile et les courants perturbateurs permet d'expliquer la différence de la susceptibilité du circuit selon le type de signal. En effet, l'interférence apparente n'est plus liée uniquement à la fréquence du perturbateur mais se transforme en un signal de spectre plus ou moins large, fonction du spectre du signal utile.

V.3.5. En fonction de la logique combinatoire.

Dans tout ce qui précède, les mesures de susceptibilité menées sur des circuits logiques élémentaires ont été effectuées en considérant que les dysfonctionnements fugitifs apparaissent à partir d'un certain niveau de champ électromagnétique et persistent pour tout niveau supérieur ou égal à ce seuil. Dans les quelques paragraphes qui suivront, nous allons montrer par un exemple simple l'influence de la logique combinatoire sur la susceptibilité apparente d'un circuit logique combinatoire.

En se basant sur les résultats obtenus pour des portes de type NAND et en retenant le fait que la technologie TTL est beaucoup plus sensible lorsque le niveau logique entre les deux portes est à l'état bas, il est intéressant de vérifier si la logique combinatoire peut s'appliquer dans le cas de circuits perturbés. Pour ce faire, nous allons étudier le comportement d'un vecteur test à base d'un OU Exclusif (XOR) dont la table de vérité est rappelée ci-dessous :

Entrée A	Entrée B	Sortie S
1	1	0
1	0	1
0	1	1
0	0	0

Tableau V-47 : Table de vérité d'un XOR.

*** Le vecteur test.**

Le nouveau vecteur test présenté dans la figure V-48 est composé de deux sous-circuits acheminant chacun une information statique à l'une des entrées d'une logique de type XOR. Ceux-ci se distinguent uniquement par la surface de couplage délimitée par leur piste "signal".

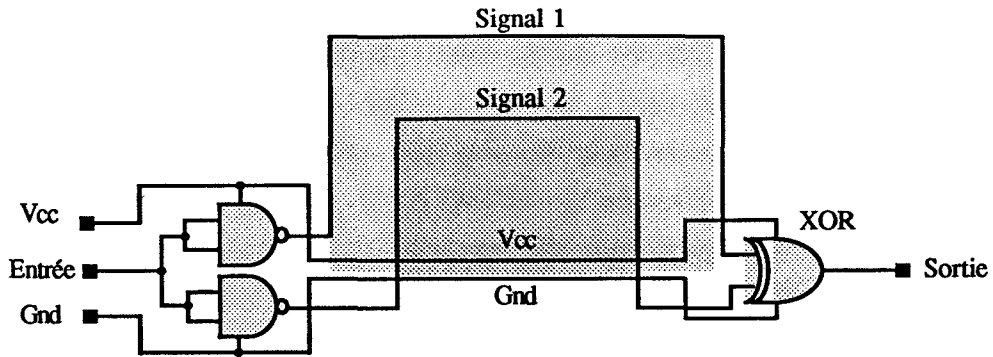
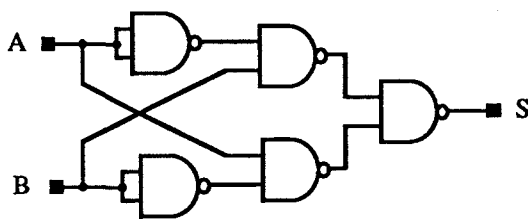


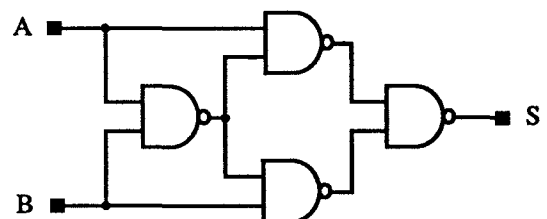
Figure V-48 : Association de deux circuits de susceptibilité différente.

Pour permettre une confrontation avec les travaux antérieurs menés sur les vecteurs test élémentaires, les portes émettrices des deux sous-circuits sont également des portes NAND. De ce fait, la porte XOR est conçue à partir de quatre portes NAND de technologie TTL. Parmi les deux montages présentés dans les figures V-49, le second a été retenu puisqu'il permet de n'utiliser qu'un boîtier CMS et réduit ainsi la taille du circuit en question.



74LS00

(a) XOR à 5 portes.



74LS00

(b) XOR à 4 portes.

Figures V-49 : Deux logiques XOR à base de portes NAND.

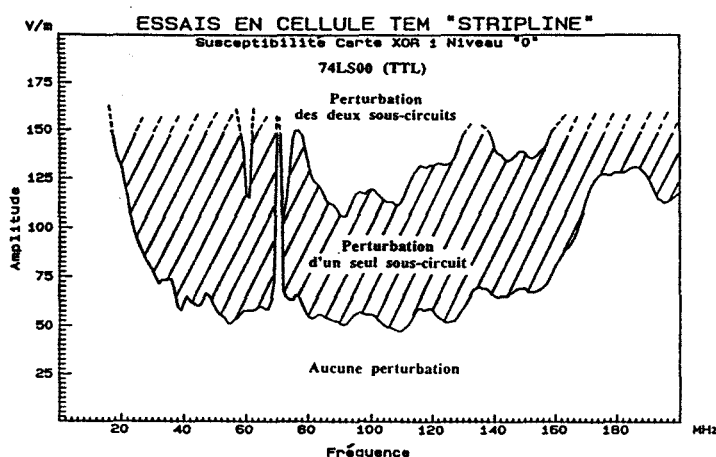
Le circuit étant destiné à être étudié uniquement en régime statique, les temps de propagation et les aléas de logique en régime dynamique de ces deux fonctions ne rentrent pas en ligne de compte dans notre étude.

Deux vecteurs test ont ainsi été réalisés, chacun ayant une piste intérieure de taille différente (60 mm x 10 mm) et (70 mm x 12 mm), tout en préservant les dimensions de la piste extérieure (75 mm x 150 mm). Ces vecteurs nommés respectivement XOR 1 et XOR 2 se distinguent alors par une surface de couplage commune différente.

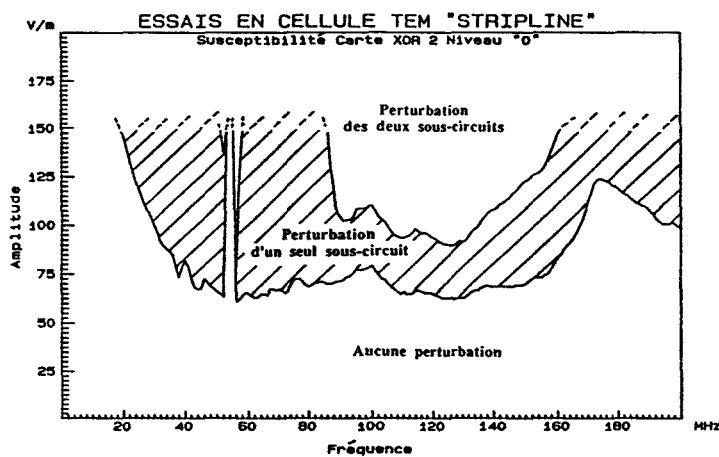
*** Les résultats.**

Comme nous l'avons évoqué lors de la présentation du protocole de mesure de susceptibilité, les phénomènes d'hystérésis susceptibles d'être introduits par la logique

combinatoire XOR écartent la possibilité d'utiliser l'algorithme de poursuite sur ces types de vecteur test. Nous avons donc eu recours à deux algorithmes de balayage séparés, l'un procédant par une montée en amplitude du champ électrique à partir d'une valeur nulle, l'autre par une descente en amplitude à partir de la valeur de champ maximale possible (150 V/m). La superposition des résultats donnent les graphes V-50 pour les deux vecteurs test lorsque leur niveau d'entrée est à l'état haut (niveaux logiques sur les pistes à l'état bas). Dans le cas contraire, aucune perturbation n'est observée en sortie. Le graphe (a) correspond au vecteur test ayant la surface commune la plus faible et la partie hachurée des deux graphes représente la zone de fréquences et d'amplitudes dans laquelle les vecteurs sous test transmettent un défaut.



(a) Carte XOR 1.



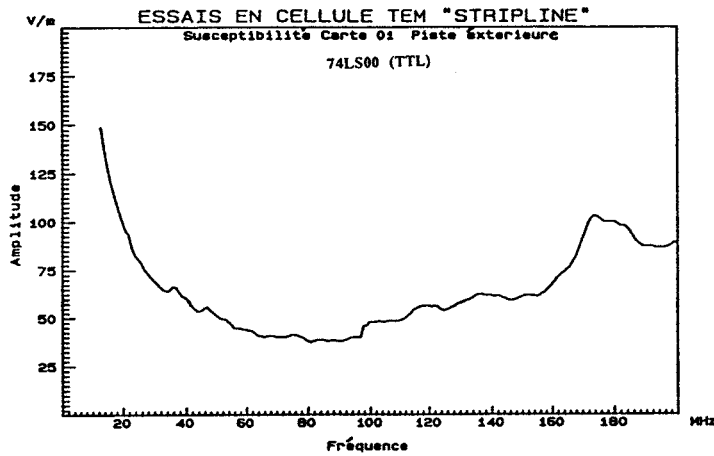
(b) Carte XOR 2.

Graphes V-50 : Plage de susceptibilité de deux vecteurs test.

Les vecteurs peuvent être considérés comme la réunion de deux circuits élémentaires à base de NAND, le sous-circuit incluant la piste extérieure ayant le même format que les circuits élémentaires étudiés précédemment. Ainsi, en reprenant une courbe de susceptibilité obtenue pour la technologie TTL en régime statique (Graphe V-51), nous constatons une bonne corrélation entre l'enveloppe inférieure de la zone de susceptibilité de ces vecteurs test et les niveaux de susceptibilité du circuit élémentaire.

L'enveloppe supérieure de la zone de sensibilité des vecteurs sous test est relative au niveau de susceptibilité de la piste intérieure. La zone hachurée est donc d'autant plus large que cette surface est faible. Lorsque cette surface tend vers zéro, nous retrouvons uniquement la susceptibilité de la piste extérieure qui n'est autre que celle du graphe V-51.

Nous pouvons également remarquer une plage de fréquences très étroite dans laquelle aucun défaut de fonctionnement n'est observé en sortie du circuit sur toute la gamme d'amplitude étudiée.



Graph V-51 : Susceptibilité de la piste extérieure.

Cette gamme de fréquence se situe entre 70 et 75 MHz dans le cas du premier vecteur (a) et entre 50 et 55 MHz pour le second (b). Ce phénomène qui se traduit par un canal rejoignant les deux zones non perturbées est propre à chaque vecteur test puisqu'il ne correspond pas aux mêmes fréquences. Il semble être en relation avec un couplage mixte sur les deux sous-circuits aboutissant à une compensation équilibrée des défauts sur chaque voie.

À l'exception de cette plage de fréquences, nous pouvons dresser la table d'états en fonction des états perturbés ou non du vecteur sous test (Tableau V-52) :

Circuit extérieur	Circuit intérieur	Circuit global
Non perturbé Non perturbé Perturbé Perturbé	Non perturbé Perturbé Non perturbé Perturbé	Non perturbé ? Perturbé Non perturbé

Tableau V-52 : Table d'états des vecteurs test.

Ces expériences autour d'un vecteur test simple nous conduisent à quelques réflexions :

- Il peut être imprudent d'étudier la susceptibilité d'un circuit logique quelconque en le soumettant uniquement à l'amplitude du champ électromagnétique maximale

disponible. En effet, ces résultats montrent qu'il est possible de provoquer des défauts de fonctionnement pour des amplitudes de perturbation intermédiaires.

- Si nous assimilons ce vecteur test à un système à redondance matérielle (§ I.3.2) dans lequel les portes émettrices en sont les deux chaînes de traitement et la fonction XOR le comparateur (Figure V-53), nous remarquons que la différence apportée dans les circuits ne contribue que dans une certaine mesure à la validation de bon fonctionnement du système.

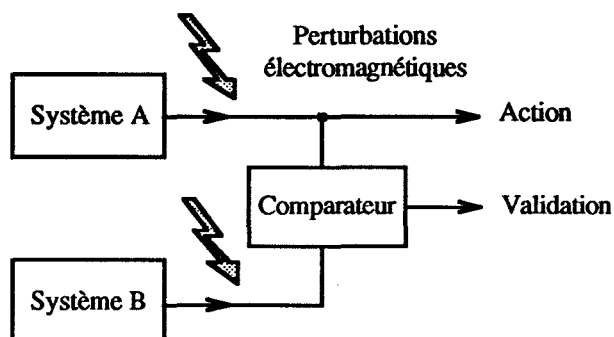
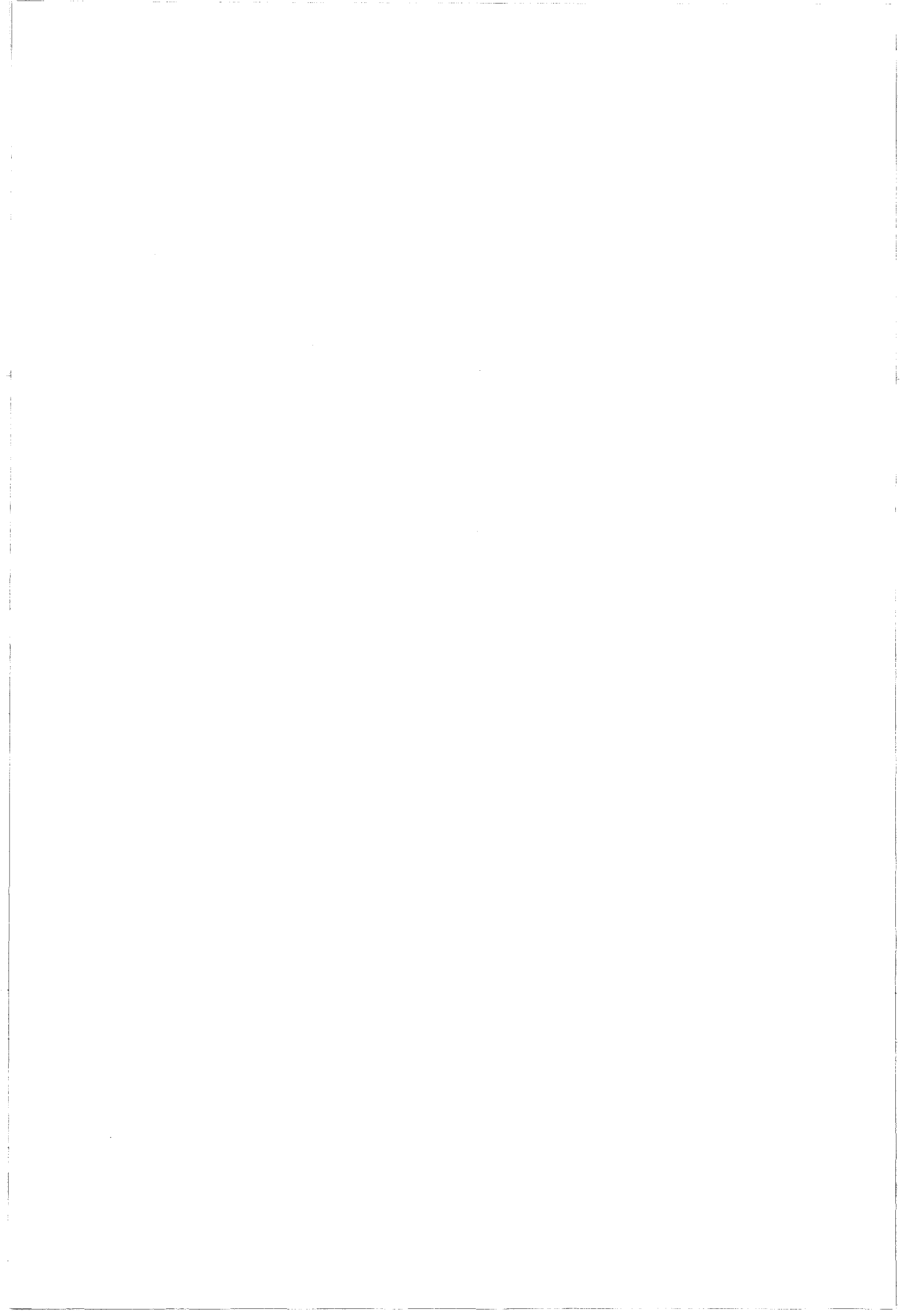


Figure V-53 : Perturbations simultanées sur un système à redondance matérielle.



V.4. MESURES DE RAYONNEMENT

Des essais ont été pratiqués en relevant à une extrémité de la cellule l'énergie rayonnée par la carte sous test, parcourue par une séquence binaire pseudo-aléatoire.

V.4.1. Description de la méthode de mesure en cellule TEM.

Le banc de mesure de la figure V-54 est à nouveau composé de la cellule de type "stripline", où un analyseur de spectre analogique est substitué au générateur et à l'amplificateur HF. Le générateur de signaux et les interfaces optiques sont conservés pour transmettre les informations binaires au vecteur de test placé dans la cellule.

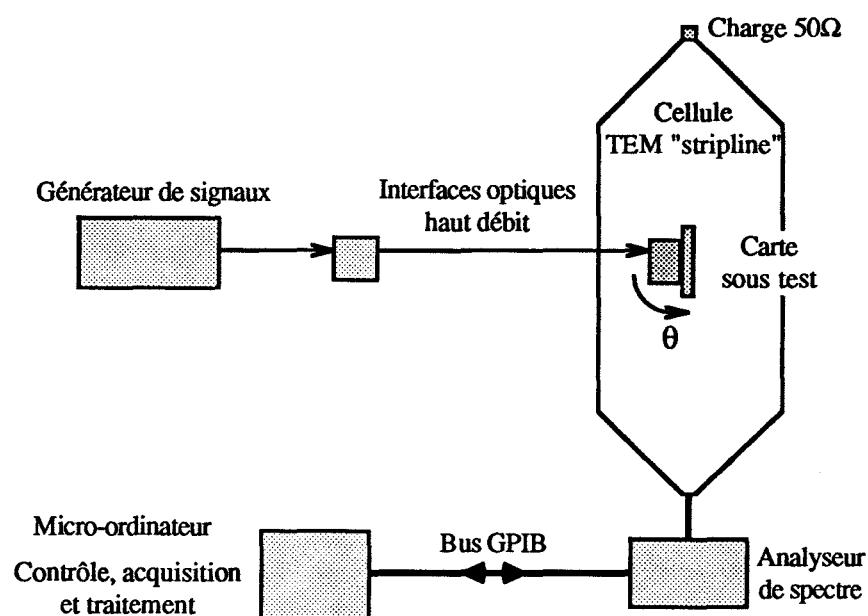


Figure V-54 : Schéma synoptique du banc de mesure de rayonnement.

Le vecteur test est le circuit élémentaire de la figure V-55 à base de deux portes NAND en cascade interconnectées par une piste "signal" formant la zone de couplage. Seule la technologie TTL sera traitée, l'étude du rayonnement de circuits de technologie CMOS est plus difficile étant donné les niveaux de courant extrêmement faibles qui sont véhiculés sur la piste "signal".

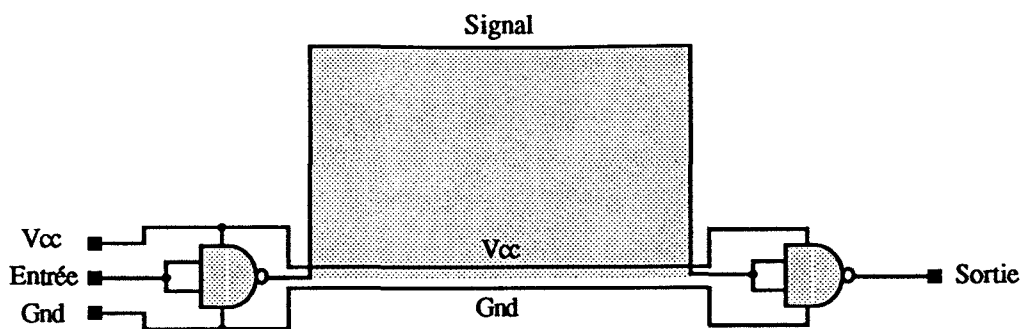
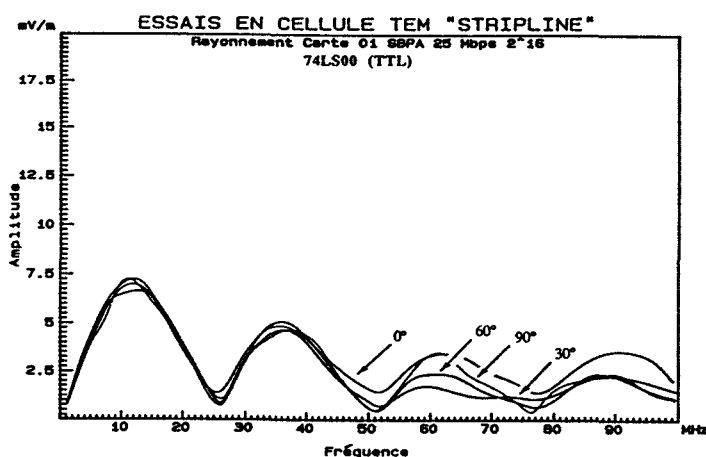


Figure V-55 : Couplage créé entre le signal et l'alimentation.

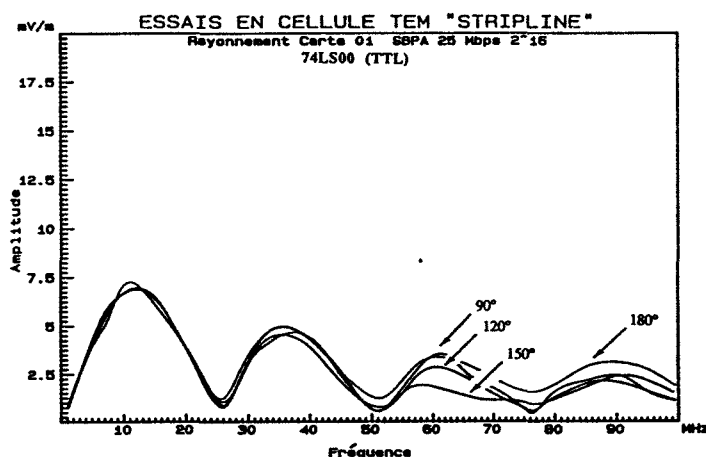
V.4.2. Les diagrammes de rayonnement.

La mesure du rayonnement est réalisée par le biais de l'analyseur de spectre dans une gamme de fréquence allant de 1 MHz à 100 MHz. Le signal parcourant le vecteur test a été choisi le plus riche possible, en l'occurrence nous utilisons une séquence binaire pseudo-aléatoire de 65535 bits avec un débit de 25 Mbps. Ceci permet de couvrir une gamme de fréquences suffisamment large pour permettre de distinguer les différences dans les niveaux de rayonnement qui se manifestent à des fréquences élevées.

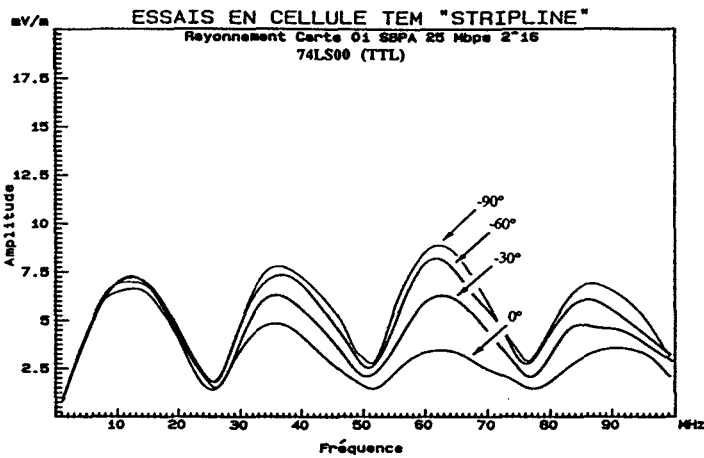
Comme dans le cas de la susceptibilité, les résultats sont présentés sous forme de quatre planches (Graphes V-56) pour des angles θ de -180° à $+180^\circ$ par pas de 30° . Les enregistrements bruts ont été lissés par des fonctions spline (Annexe A-II.1) afin d'éliminer les incertitudes de niveaux dues au bruit de mesure (rejection de signaux perturbateurs extérieurs dus au concept de cellule "stripline").



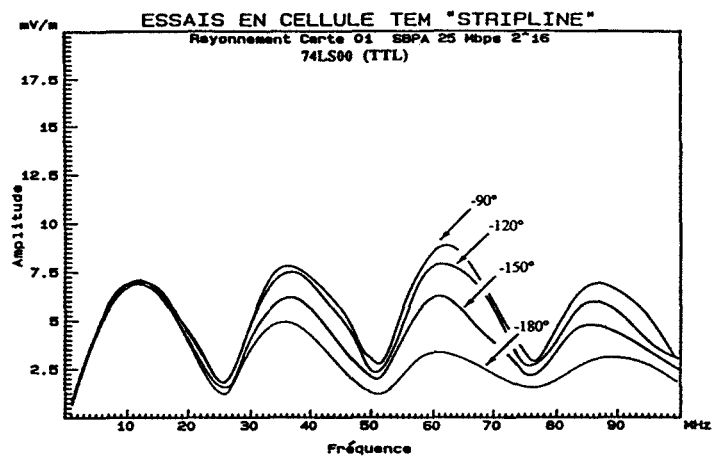
(a) Pour les angles $\theta = 0^\circ$ à 90° .



(b) Pour les angles $\theta = 90^\circ$ à 180° .



(c) Pour les angles $\theta = 0^\circ$ à -90° .



(d) Pour les angles $\theta = -90^\circ$ à -180° .

Graphes V-56 : Courbes de rayonnement en fonction de l'angle θ pour des portes 74LS00 (TTL).

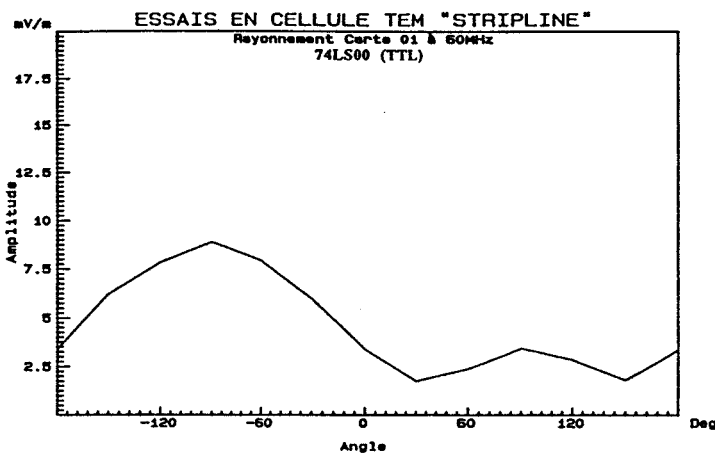
L'amplitude des courbes est exprimée en V/m et obtenue en divisant les amplitudes de tension enregistrées sur l'analyseur de spectre par la hauteur de la cellule.

Ces planches mettent en évidence tout d'abord une bonne symétrie de résultats entre les graphes (a) et (b) ainsi qu'entre (c) et (d) exprimant une isotropie selon l'axe perpendiculaire à la direction de propagation dans la cellule TEM. Par contre, la comparaison des graphes (a) et (c) puis (b) et (d) montre une dissymétrie entre les amplitudes selon la direction de propagation. On peut ensuite noter que les écarts entre les niveaux de tension recueillis évoluent avec la fréquence.

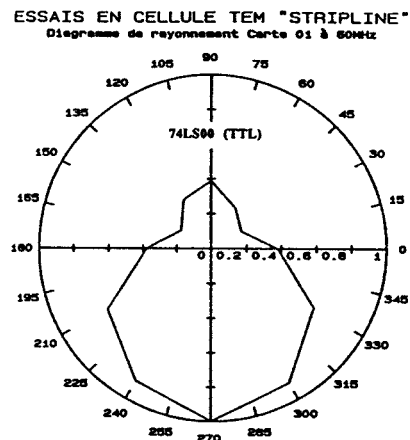
Comme pour l'étude de la susceptibilité (§ V.3.3), l'évolution des niveaux de rayonnement peut être traitée à une fréquence fixe f_0 en relevant l'ensemble des amplitudes en fonction de l'angle de rotation θ (Graphe V-57.a). En prenant l'amplitude équivalente du champ électrique à -90° comme la valeur maximale du rayonnement, nous pouvons donc calculer, pour la fréquence f_0 , un rapport de rayonnement R entre les valeurs obtenues pour chaque angle et cette valeur maximale :

$$R = \frac{E_{\text{équi}}(\theta)}{E_{\text{équi max}}} \Bigg|_{f_0} \quad \text{avec} \quad E_{\text{équi max}} = E_{\text{équi}}(-90^\circ) \quad (\text{V.19})$$

Pour une fréquence de 60 MHz, nous obtenons ainsi le graphe V-57.b. Les maximums de rayonnement sont obtenus pour les angles -90° et $+90^\circ$, avec un rapport R voisin de deux. En revanche, les minimums ne se situent pas pour des angles de rotation de 0° et 180° mais aux environs de $+30^\circ$ et $+150^\circ$.



(a) Niveau de rayonnement.



(b) Diagramme de rayonnement.

Graphes V-57 : Niveau et diagramme de rayonnement à 50 MHz en fonction de l'angle θ .

Il est aisé de constater le même caractère anisotrope du vecteur test que dans le cas du diagramme de susceptibilité, à la seule exception d'un changement de signe de l'angle θ présentées par le circuit sous test.

En effet, nous avons vu que lorsque le vecteur test est soumis à un champ électromagnétique incident, la jonction de protection D2 intervient dans le phénomène de couplage et introduit une charge de faible valeur en entrée de la porte réceptrice (Figure V-58).

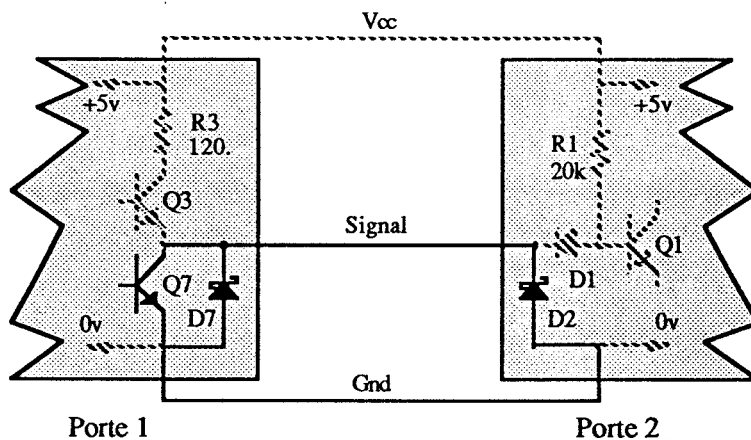


Figure V-58 : Composants intervenant dans la susceptibilité.

Dans le cas présent, les composants prenant part au phénomène de rayonnement (Figure V-59) sont essentiellement le transistor de sortie Q7, la diode D1 et la résistance R1 produisant un courant relativement faible dans la piste "signal". La charge présentée par la porte en aval est alors de valeur élevée.

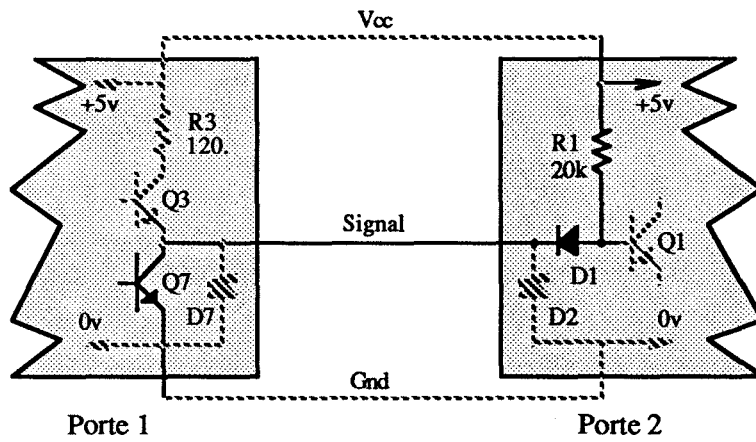


Figure V-59 : Composants intervenant dans le rayonnement.



V.5. APPROCHE THÉORIQUE DE LA SUSCEPTIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE : CAS D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION.

Le choix que nous avons fait de traiter directement le cas d'un circuit logique implanté sur un circuit imprimé, sans plan de masse et de dessin classique, nous place dans un cas tout à fait réaliste d'un point de vue expérimentation. Néanmoins, comme nous l'avons vu tout au long de ce chapitre, il s'avère difficile de procéder à une modélisation fine des phénomènes observés. En effet, la forme de notre circuit imprimé nous prive de la possibilité de traiter le problème par la théorie des lignes de transmission. Faute de ce moyen, l'approche théorique exacte nécessite des méthodes de résolution mathématiques lourdes telles que la méthode des moments qui devient rapidement fastidieuse dans le cas de charges non linéaires. Cette approche est abordée dans le cadre d'un autre travail entrepris récemment au LRPE. Notre approche théorique se focalise vers un autre vecteur test qu'il sera cette fois réaliste de modéliser par la théorie des lignes. Bien évidemment, le couplage d'une onde électromagnétique avec un circuit imprimé isolé dans l'espace tel que nous venons d'étudier et le circuit constitué d'une ligne de transmission reliant deux composants (Figure V-60) ne relèvent pas de la même analyse. L'objectif de cette approche est cependant de valider les résultats phénoménologiques précédents montrant que le même circuit électronique, soumis à un champ électromagnétique perturbateur orienté selon l'angle $\theta = +90^\circ$ et $\theta = -90^\circ$, présente des comportements très différents.

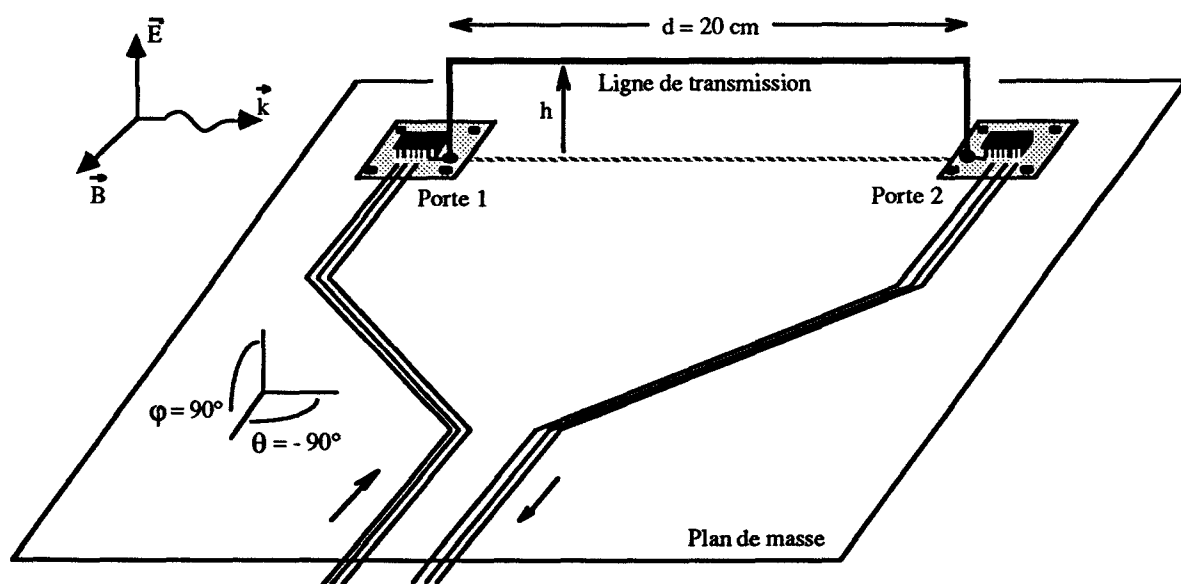
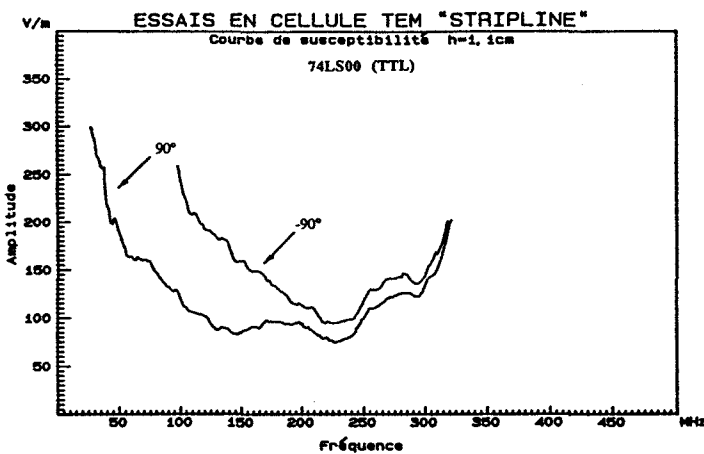


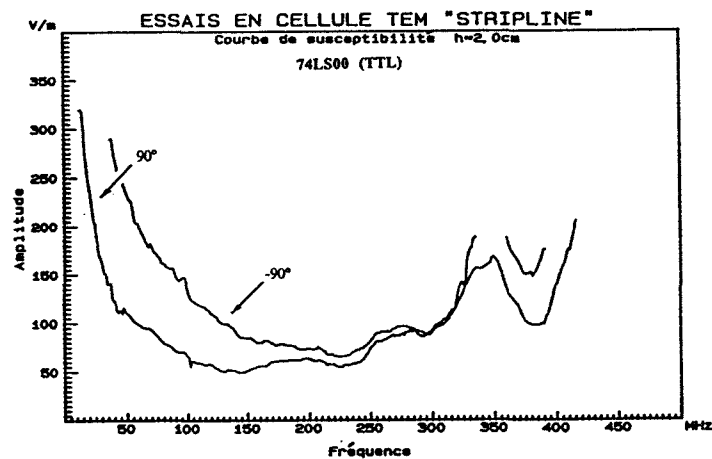
Figure V-60 : Le vecteur test composé de deux portes et une ligne de transmission.

Le vecteur test et sa conception sont décrits en détail dans [83]. Il est composé de deux circuits logiques posés sur un plan de masse parfaitement conducteur et reliés entre eux par un conducteur de longueur d et de hauteur h (Figure V-60). L'ensemble est placé dans une petite cellule de type "stripline" de hauteur 5 cm permettant d'étudier les phénomènes de perturbation jusqu'à des fréquences de l'ordre du GHz et pouvant créer des champs électriques atteignant 350 V/m.

Par ce biais, il est également possible d'étudier les phénomènes de couplage lorsque la taille du circuit sous test ne peut plus être considérée comme négligeable devant la longueur d'onde du perturbateur. Le banc de mesure servant à caractériser la susceptibilité du circuit est le même que précédemment (§ V.1.2) hormis la cellule de type "stripline" qui est de taille beaucoup plus faible. Deux exemples de susceptibilité obtenus pour ce vecteur test dans cette configuration sont donnés dans les graphes V-61 pour des hauteurs de ligne de 1 cm et 2 cm. Chaque graphe présente les niveaux de susceptibilité pour un angle procurant un couplage magnétique maximal ($\theta = -90^\circ$ et 90°), et pour un angle de couplage électrique maximal ($\varphi = 90^\circ$).



(a) Pour une hauteur de 1 cm.



(b) Pour une hauteur de 2 cm.

Graphes V-61 : Susceptibilité en fonction de l'angle de couplage magnétique.

Nous constatons tout d'abord une dissymétrie de susceptibilité en fonction de la direction de propagation de l'onde incidente analogue à celle montrée précédemment (§ V.3.3). La susceptibilité est plus prononcée lorsque l'onde se propage de la porte réceptrice vers la porte émettrice. Nous pouvons également observer l'influence de la hauteur de la ligne sur la sensibilité du circuit pour un même angle de couplage, pour cette variation de hauteur nous relevons une quasi proportionnalité entre la hauteur de la ligne et le niveau de susceptibilité du circuit sous test.

V.5.1. Approche théorique.

L'approche théorique peut s'effectuer en utilisant le modèle de la théorie des lignes de transmission [72, 74, 76, 81]. Pour cela, considérons la figure V-62 illustrant un conducteur de rayon r , de longueur d , parallèle et à une hauteur h d'un plan de masse parfaitement conducteur, relié à ses deux extrémités par deux charges $Z(0)$ et $Z(d)$.

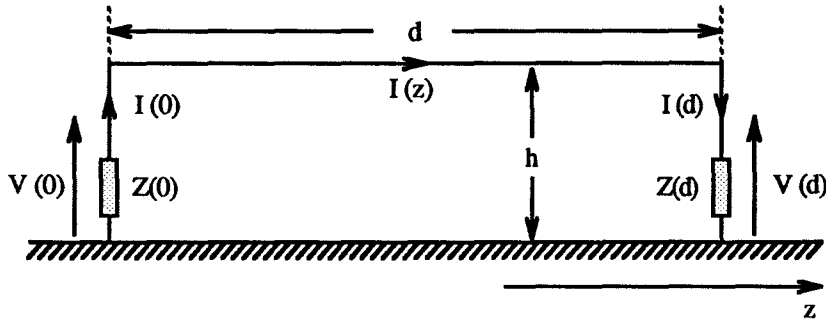


Figure V-62 : Modèle de la ligne de transmission.

La circulation du champ électrique total $\vec{E}(t)$ le long du contour C délimitant la surface (S) d'une portion dz de la ligne (Figure V-63) permet d'écrire :

$$\int_{(c)} \vec{E}(t) d\vec{l} = - \int_{(s)} \frac{\partial \vec{B}(t)}{\partial t} \vec{n} ds \quad (V.20)$$

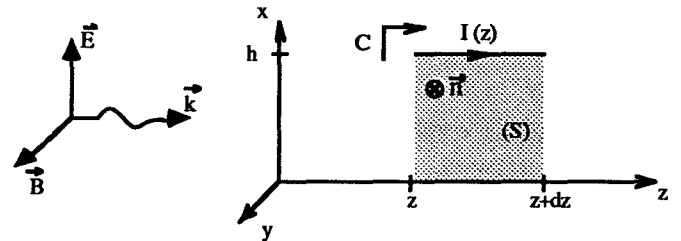


Figure V-63 : Portion infinitésimale de la ligne.

En négligeant les pertes de la ligne, les équations de propagation sur une ligne couplée à un champ électromagnétique incident peuvent alors se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z,t)}{\partial z} + L \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h B_y^i(z,t) dx \\ \frac{\partial I(z,t)}{\partial z} + C \frac{\partial V(z,t)}{\partial t} = -C \frac{\partial}{\partial t} \int_0^h E_x^i(z,t) dx \end{cases} \quad (V.21)$$

où $V(z,t)$ et $I(z,t)$ sont respectivement la tension totale et le courant en un point z de la ligne à un instant t , $B_y^i(z,t)$ la composante y du champ magnétique incident et $E_x^i(z,t)$ la composante x du champ électrique. Les paramètres linéiques L et C ainsi que l'impédance

caractéristique Z_c d'un conducteur de rayon r à une hauteur h d'un plan de masse parfaitement conducteur peuvent être obtenus par [72] :

$$L \approx \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad C \approx \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{2h}{r}\right)} \quad (\text{V.22})$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx \frac{Z_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad (\text{V.23})$$

Dans où $h \ll \lambda$ et $h \ll d$, le couple d'équations (V.21) peut se réduire à :

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 V(z,t)}{\partial z^2} - \gamma_p^2 V(z,t) = \gamma_p^2 h E_x^i(z,t) - h \frac{\partial^2 E_x^i(z,t)}{\partial z^2} \\ \frac{\partial^2 I(z,t)}{\partial z^2} - \gamma_p^2 I(z,t) = 0 \end{cases} \quad (\text{V.24})$$

où γ_p est l'exposant de propagation dans l'air

$$\gamma_p = j \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = j \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{V.25})$$

L'équation du courant et de la tension circulant sur la ligne a la forme générale suivante :

$$\begin{cases} I(z,t) = \frac{1}{Z_c} [V_0(t) e^{-\gamma_p z} - V_1(t) e^{\gamma_p z}] \\ V(z,t) = V_0(t) e^{-\gamma_p z} + V_1(t) e^{\gamma_p z} - h E_x^i(z,t) \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

avec

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{V.27})$$

En appliquant les conditions aux limites en $z = 0$ et $z = d$, nous obtenons l'équation du courant en tous points de la ligne :

$$I(z,t) = h E_x^i(0,t) \frac{(Z_c + Z(d)) \sin\left[\frac{2\pi}{\lambda}(d-z)\right] + (Z_c - Z(0)) e^{-\gamma_p d} \sin\left[\frac{2\pi}{\lambda} z\right]}{\Delta} \quad (\text{V.28})$$

avec

$$\Delta = (Z_c^2 + Z(0) Z(d)) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) - j Z_c (Z(0) + Z(d)) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) \quad (\text{V.29})$$

L'inversion du sens de propagation du champ électromagnétique revient à échanger les valeurs des charges en bout de ligne $Z(0)$ et $Z(d)$. Notons Z_e et Z_s les impédances d'entrée et de sortie de deux circuits linéaires.

Considérons dans le premier cas $Z(0) = Z_s$ et $Z(d) = Z_e$ illustré par la figure V-64.

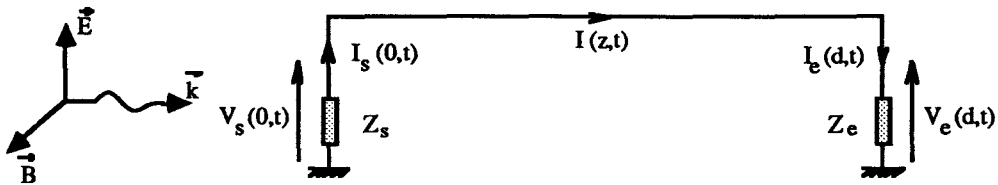


Figure V-64 : Cas de $Z(0) = Z_s$ et $Z(d) = Z_e$.

L'expression des courants $I_s(0,t)$ et $I_e(d,t)$ parcourant les deux charges Z_s et Z_e respectivement en $z = 0$ et $z = d$ s'obtient à partir de (V.28) et donne :

$$\begin{cases} I_s(0,t) = h E_x^i(0,t) \frac{(Z_c + Z_e) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}{\Delta} \\ I_e(d,t) = h E_x^i(d,t) \frac{(Z_c - Z_s) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}{\Delta} \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

La seconde orientation revient à poser $Z(0) = Z_e$ et $Z(d) = Z_s$ comme le précise la figure V-65.

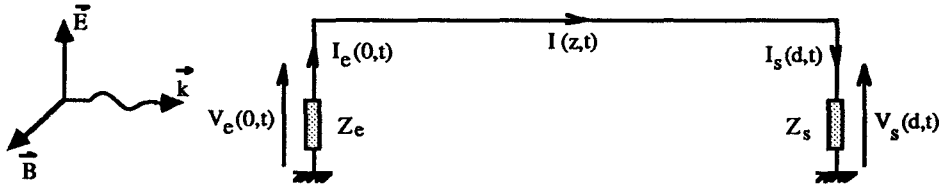


Figure V-65 : Cas de $Z(0) = Z_e$ et $Z(d) = Z_s$.

Les courants $I_e(0,t)$ et $I_s(d,t)$ induits dans les deux charges Z_e et Z_s respectivement en $z = 0$ et $z = d$ deviennent :

$$\begin{cases} I_e(0,t) = h E_x^i(0,t) \frac{(Z_c + Z_s) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}{\Delta} \\ I_s(d,t) = h E_x^i(d,t) \frac{(Z_c - Z_e) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}{\Delta} \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

Le rapport du module des courants induits dans la même charge pour chaque orientation de couplage est une constante qui, dans les conditions de validité du modèle, ne dépend que de l'impédance caractéristique de la ligne et de l'impédance de la charge à l'autre extrémité de celle-ci.

$$\left| \frac{I_s(d,t)}{I_s(0,t)} \right| = \left| \frac{Z_c - Z_e}{Z_c + Z_e} \right| \quad (\text{V.32})$$

$$\left| \frac{I_e(d,t)}{I_e(0,t)} \right| = \left| \frac{Z_c - Z_s}{Z_c + Z_s} \right| \quad (\text{V.33})$$

Ces rapports d'amplitude ne dépendent ni de la longueur de la ligne ni de la fréquence et caractérisent l'anisotropie du courant induit dans une charge par rapport au sens de propagation du champ électromagnétique incident. Il se dégage les cas singuliers suivants :

- Si la charge en aval de la ligne est un court-circuit ($Z_{\text{aval}} = 0$) ou un circuit ouvert ($Z_{\text{aval}} = \infty$) l'amplitude du courant dans la charge en amont est la même quel que soit le sens de propagation.
- Si la charge en aval de la ligne est égale à l'impédance caractéristique Z_c , l'amplitude du courant dans la charge en amont est nulle lorsque celle-ci est placée en $z = d$ et maximale en $z = 0$. Dans ce cas, cette amplitude a pour valeur :

$$I_{\text{max}} = \frac{2 h E_x^i}{Z_c + Z_{\text{amont}}} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) \quad (\text{V.34})$$

V.5.2. Modèle de simulation.

En reprenant les équations différentielles (V.24) et en posant

$$U(z,t) = V(z,t) + h E_x^i(z,t) \quad (\text{V.35})$$

nous obtenons une équation de propagation homogène

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 U(z,t)}{\partial z^2} - \gamma_p^2 U(z,t) = 0 \\ \frac{\partial^2 I(z,t)}{\partial z^2} - \gamma_p^2 I(z,t) = 0 \end{cases} \quad (\text{V.36})$$

Cette forme permet de faire appel à un modèle de ligne par la méthode de Bergeron (Annexe A-V.3) en considérant deux ondes progressives [76, 79, 80], une onde transmise et une onde réfléchie donnant le schéma équivalent de la figure V-66.

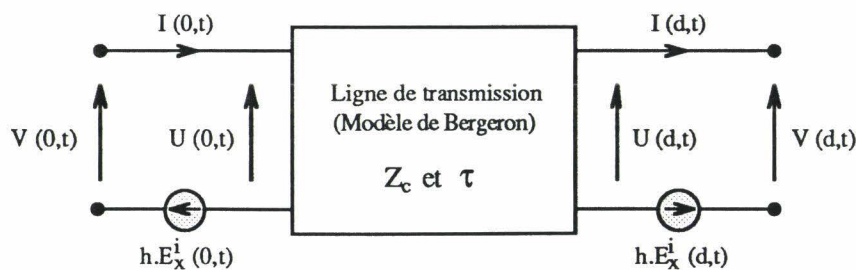


Figure V-66 : Générateurs de tension ramenés aux extrémités de la ligne.

Par cette modélisation, il est alors possible de faire appel à un simulateur analogique classique en décrivant d'une part la ligne perturbée par une ligne de transmission intégrant deux générateurs de tension ramenés aux extrémités (Figure V-66), et d'autre part la propagation du champ électromagnétique incident matérialisée par une seconde ligne de transmission (Figure V-67). Les valeurs des champs électriques aux extrémités de cette ligne de transmission fictive sont appliquées mathématiquement de part et d'autre de la ligne victime et forment ainsi des tensions induites équivalentes.

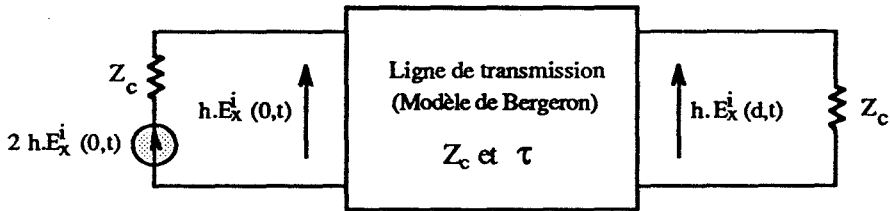
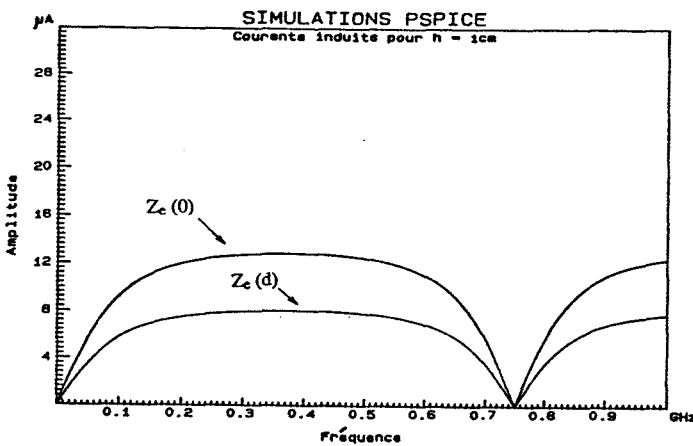
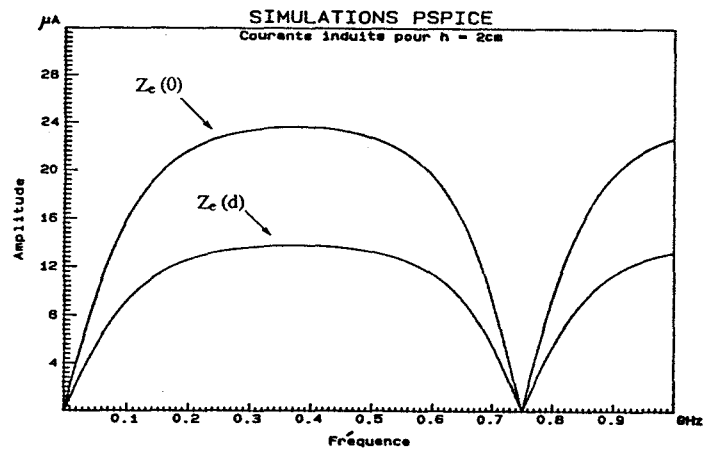


Figure V-67 : Ligne fictive représentant la propagation du champ électromagnétique incident.

Deux exemples de simulation avec le logiciel de simulation analogique/digital PSPICE sont donnés dans les graphes V-68. Ils ont été effectués avec une charge résistive de $1\text{ k}\Omega$ de part et d'autre de la ligne pour une hauteur de ligne de 1 cm puis de 2 cm .



(a) Pour $h = 1\text{ cm}$



(b) Pour $h = 2\text{ cm}$

Graphes V-68 : Courant induit pour $Z_e = Z_s = 1\text{ k}\Omega$.

Ces courbes mettent bien en évidence la différence de courant dans les charges à chaque extrémité, ce qui confirme la différence de susceptibilité d'un circuit selon le sens du champ magnétique traversant la ligne.

V.5.3. Passage du courant induit aux courbes de susceptibilité.

La susceptibilité d'un tel circuit peut être considérée comme liée directement à la tension (ou au courant) aux bornes du composant récepteur, ces deux grandeurs étant reliées entre elles par la fonction linéaire ou non de la charge réceptrice.

Dans le cas d'une charge linéaire nous pouvons supposer que pour un champ électromagnétique croissant le premier défaut apparaîtra pour un courant induit de seuil I_{seuil} en relation avec l'amplitude du champ électrique E_{seuil} . Nous pouvons donc exprimer E_{seuil} en fonction de I_{seuil} du côté de la charge réceptrice lorsque Z_e est placée en $z = 0$:

$$E_x^i(0,t) = I_e(0,t) \left[\frac{(Z_c^2 + Z_e Z_s) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) - j Z_c (Z_e + Z_s) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}{h (Z_c + Z_s) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)} \right] \quad (\text{V.37})$$

et lorsque Z_e est placée en $z = d$:

$$E_x^i(d,t) = I_e(d,t) \left[\frac{(Z_c^2 + Z_e Z_s) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) - j Z_c (Z_e + Z_s) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}{h (Z_c - Z_s) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)} \right] \quad (\text{V.38})$$

Pour une ligne de transmission donnée et deux charges Z_e et Z_s , le module du terme entre crochets est une fonction qui dépend de la longueur d'onde λ du perturbateur et correspond au module de l'inverse de la fonction de courant $I(z,t)$ pour un champ électrique normalisé à 1 V/m. Pour des charges résistives, cette fonction, notée $F(\lambda)$, prend deux expressions suivant que la charge est en $z = 0$ ou en $z = d$:

$$F(\lambda) \Big|_{z=0} = \frac{1}{h |Z_c + R_s|} \sqrt{(Z_c^2 + R_e R_s)^2 + \frac{Z_c^2 (R_e + R_s)^2}{\tan^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}} \quad (\text{V.39})$$

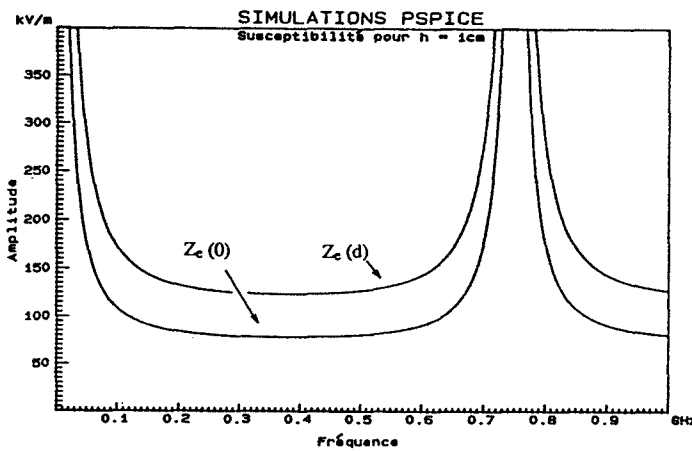
$$F(\lambda) \Big|_{z=d} = \frac{1}{h |Z_c - R_s|} \sqrt{(Z_c^2 + R_e R_s)^2 + \frac{Z_c^2 (R_e + R_s)^2}{\tan^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right)}} \quad (\text{V.40})$$

Si nous faisons l'hypothèse que I_{seuil} est constant quelle que soit la fréquence, hypothèse tout à fait justifiée lorsqu'on considère une charge linéaire, la courbe de susceptibilité peut s'obtenir par l'une des expressions de $F(\lambda)$ pondérée par la valeur de I_{seuil} :

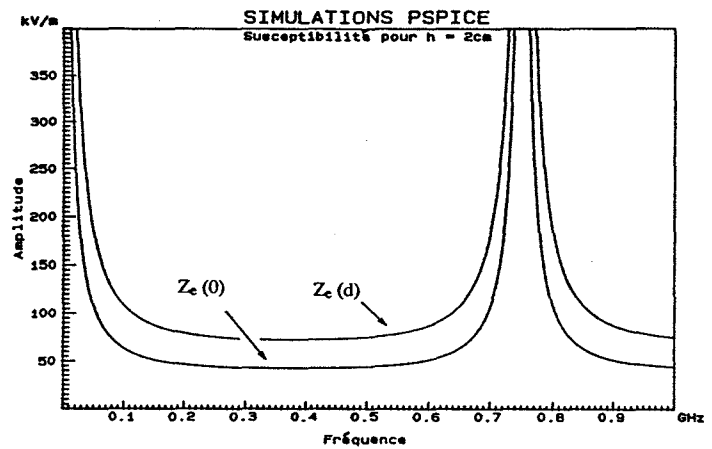
$$E_{\text{seuil}} = I_{\text{seuil}} F(\lambda) \Big|_{z=0, d} \quad (\text{V.41})$$

Cette expression montre qu'il existe une proportionnalité entre le niveau du champ électromagnétique nécessaire pour perturber un circuit linéaire et la tension de seuil de perturbation aux bornes de la charge réceptrice. En outre, si l'impédance caractéristique de la ligne varie faiblement avec la hauteur h (Équation V.23), le niveau de susceptibilité sera proportionnel à la hauteur de la ligne et l'anisotropie de la courbe de susceptibilité est alors inversement proportionnelle à celle du courant induit dans la charge réceptrice.

À titre d'exemples, les graphes V-69 donnent les courbes théoriques de susceptibilité dans le cas de deux charges résistives Z_e et Z_s de $1\text{ k}\Omega$ pour un courant de seuil normalisé à 1 A . Bien qu'il n'y a aucune relation entre des résultats obtenus pour des charges linéaires et ceux obtenus pour des charges non linéaires, nous pouvons constater une bonne corrélation avec les allures des résultats expérimentaux présentés dans les graphes V-61 précédents jusqu'à 100 MHz , ce qui laisse penser que le seuil de sensibilité des composants actifs reste relativement constant dans cette plage de fréquence.



(a) Pour $h = 1\text{ cm}$.



(b) Pour $h = 2\text{ cm}$.

Graphes V-69 : Courbes de susceptibilité pour un courant de seuil normalisé à 1 A .

A partir des équations (V.39) et (V.40), la susceptibilité du circuit est maximale pour une fréquence telle que la longueur de la ligne est un multiple impair de $\lambda/4$ et minimale pour des multiples pairs. Les minimums théoriques sont obtenus par les relations (V.37) et (V.38) en posant $I_e(0,t) = I_{\text{seuil}}$ et $I_e(d,t) = I_{\text{seuil}}$:

$$E_{\text{seuil min}} \Big|_{z=0} = \frac{I_{\text{seuil}}}{h} \left| \frac{Z_c^2 + Z_e Z_s}{Z_c + Z_s} \right| \quad (\text{V.42})$$

$$E_{\text{seuil min}} \Big|_{z=d} = \frac{I_{\text{seuil}}}{h} \left| \frac{Z_c^2 + Z_e Z_s}{Z_c - Z_s} \right| \quad (\text{V.43})$$



CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié le comportement de plusieurs circuits élémentaires fondés sur l'utilisation de portes logiques de type NAND. Ces vecteurs test, implantés sur un circuit imprimé sans plan de masse, ont été soumis à un champ électromagnétique en régime sinusoïdal entretenu non modulé généré par une cellule "stripline" et dans différents cas de fonctionnement. Afin de focaliser l'étude de couplage sur une partie bien précise du vecteur test, une des pistes du circuit imprimé a été délibérément allongée pour former une surface de couplage plus sensible aux interférences extérieures.

Les mesures de courant induit entre deux portes logiques ont permis de mettre en évidence des mécanismes de mélange entre la perturbation et le signal utile. Ces phénomènes, imputables à la présence des charges non linéaires (jonctions PN) présentées par les circuits logiques, se traduisent par une modification plus ou moins importante de la densité spectrale du perturbateur résultant, et cela en fonction de la richesse de l'information initialement transmise entre les portes logiques. Une interprétation simple, accompagnée de simulations, a permis de valider ces hypothèses.

L'étude de la susceptibilité de ces vecteurs test a été abordée en considérant tout d'abord le lieu de couplage sur le circuit imprimé. Pour des amplitudes de champ électrique relativement élevées, nous avons vérifié qu'un découplage adéquat des bornes d'alimentation des composants logiques, tel qu'employé habituellement, supprime les défauts de fonctionnement lorsque le couplage est focalisé sur ces pistes d'alimentation. À l'inverse, les couplages créés sur la piste "signal" entre deux circuits logiques montrent que cette zone est très sensible aux interférences électromagnétiques et sera vraisemblablement la première victime d'une perturbation électromagnétique. Les défauts observés en sortie du vecteur test sont corrélés aux phénomènes de non-linéarité mis en évidence par les mesures de courants induits (redressement, effets de mélange) et peuvent trouver leurs explications au niveau du mécanisme de couplage entre les deux portes logiques.

La technologie des composants constitue le second paramètre important isolé dans cette étude. Ainsi, la sensibilité du vecteur test est fonction de la technologie des composants logiques utilisés. Par des mesures effectuées en régime dynamique nous avons noté à nouveau que la technologie CMOS est moins sensible que la technologie

TTL. La différence entre les portes logiques de même technologie mais provenant de fabricants différents est également un facteur jouant sur la susceptibilité d'un circuit logique. Ceci montre à nouveau que, bien que du point de vue fonctionnement logique, les composants issus de différents fabricants sont interchangeable, les variations de conception interne induisent des comportements différents dans des zones de fonctionnement en courant, en tension et en fréquence non spécifiés mais qui restent cependant du domaine de la CEM.

Des expériences menées pour différentes orientations de couplage magnétique ont soulevé des phénomènes d'anisotropie de susceptibilité par rapport au sens de propagation de l'onde incidente. Nous avons noté sur notre vecteur test, constitué de deux portes logiques en cascade, un niveau de sensibilité double lorsque la porte réceptrice de l'information est placée du côté de la source de perturbation. Ce phénomène trouve son explication en considérant qu'il y a une contribution constructive ou destructive des composantes magnétique et électrique de l'onde incidente selon l'orientation du circuit. Cette hypothèse a pu être démontrée dans le cas où le circuit imprimé est remplacé par une ligne de transmission.

Comme le laissent prévoir les mesures de courants induits, le signal utile transmis entre les deux portes logiques est un nouveau paramètre qu'il est nécessaire de prendre en compte. En effet, des différences de susceptibilité peuvent être remarquées entre le fonctionnement en régime statique, transitoire ou dynamique d'un circuit logique. Le contenu de l'information en régime dynamique participe également à la sensibilité du circuit sous test et nous avons pu constater une susceptibilité plus prononcée pour les séquences binaires pseudo-aléatoires les plus riches en terme de spectre. Ceci montre que, pour déterminer la susceptibilité maximale d'un circuit électronique actif non linéaire, il est nécessaire d'effectuer des mesures lorsque l'équipement sous test est en régime transitoire ou mieux encore en régime dynamique.

En dernier lieu, nous avons abordé la susceptibilité d'un circuit logique en étudiant l'influence de sa fonction combinatoire. Le vecteur test est alors basé sur une fonction de type OU exclusif. Cette expérience simple met en évidence les phénomènes d'hystérésis qui se répercutent sur les résultats de susceptibilité et met en garde l'expérimentateur contre des fausses évaluations quant à la sensibilité d'un circuit logique quelconque.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Cette thèse est consacrée à l'étude phénoménologique de la sensibilité électromagnétique de composants électroniques logiques implantés sur circuits imprimés. En abordant ce mémoire par la présentation de mesures de susceptibilité électromagnétique de cartes électroniques relativement complexes, nous avons essayé par deux exemples de montrer la difficulté d'une analyse exhaustive du problème. En effet, du fait de la complexité de l'équipement sous test, cette démarche fait intervenir un si grand nombre de paramètres qu'il devient extrêmement difficile de localiser les origines de dysfonctionnement. Une énumération non exhaustive de ces paramètres permet de citer : le couplage entre le champ électromagnétique et les pistes du circuit imprimé, l'impédance caractéristique des pistes, les caractéristiques courant-tension des charges passives insérées entre les pistes et les fonctions d'entrée-sortie des composants actifs. A ceux-ci peuvent s'ajouter les paramètres de seuil de décision dans le cas de circuits logiques mais aussi les fonctions introduites par la logique combinatoire et séquentielle ainsi que l'information transmise entre portes logiques.

Les essais de susceptibilité doivent donc être considérés comme un moyen de validation de circuits électroniques et ne peuvent être envisagés comme une approche explicative des mécanismes de perturbation. Néanmoins ils permettent de constater que la susceptibilité d'un équipement électronique logique est fonction du type de perturbation, des fréquences et des amplitudes du perturbateur ainsi que des angles de couplage entre le circuit et le champ électromagnétique incident.

La foudre est un exemple particulier de perturbation difficilement reproductible en laboratoire. La campagne foudre de 1990 nous a permis de tester un système électronique embarqué à bord d'un véhicule routier. Ce système, composé d'un support de communication et de deux cartes de dialogue conçues sans précaution particulière, a montré sa sensibilité aux perturbations de type impulsionnel, et ceci bien qu'étant placé dans l'enceinte en partie métallique que constitue la carrosserie du véhicule. Nous avons pu ainsi mesurer des signaux perturbateurs d'amplitude non négligeable sur les faisceaux électriques installés dans le véhicule et ce pour un courant de foudre d'amplitude relativement faible comparée aux décharges naturelles. Nous avons également pu constater que le fonctionnement des cartes peut être altéré suite à un impact de la foudre. L'ensemble des résultats obtenus montrent que pour assurer une meilleure sécurité et une bonne fiabilité des systèmes électroniques embarqués, il est nécessaire de les protéger contre les champs électromagnétiques générés par la foudre ou toute autre perturbation électromagnétique. Il serait donc très intéressant de pouvoir soit évaluer le niveau de

susceptibilité d'un tel circuit au moment de sa conception, soit le concevoir dans une optique de compatibilité électromagnétique.

Afin de concevoir des circuits dans cette optique CEM, il s'avère nécessaire de dresser des modèles des différents paramètres intervenant dans le couplage entre une onde électromagnétique et une carte électronique. Ces modèles sont notamment ceux du champ électromagnétique, des pistes du circuit imprimé et des composants insérés entre les pistes. Pour ce faire, nous avons divisé notre travail en plusieurs étapes, en analysant successivement les caractéristiques courant-tension de portes logiques prises isolément, les courants induits dans un circuit imprimé illuminé par une onde incidente, le comportement de composants non linéaires en présence d'un champ électromagnétique perturbateur et enfin une fonction électronique logique implanté sur circuit imprimé soumise à une onde électromagnétique. Dans chacune de ces étapes, nous nous sommes efforcés d'isoler certains paramètres afin de déterminer la contribution de chaque type d'élément sur la susceptibilité globale du circuit électronique.

Les expériences menées sur les portes logiques ont été effectuées par injection pour un perturbateur sinusoïdal de fréquence bien supérieure à leur fréquence maximale de travail. En observant directement l'entrée et la sortie de ces portes sous test, nous avons pu étudier leur fonction logique sans tenir compte d'éléments extérieurs tels que les pistes du circuit imprimé et les charges correspondant aux circuits adjacents ou au circuit en amont. Cette approche nous a permis de constater que contrairement aux portes de technologie CMOS, les portes de technologie TTL subissent des modifications importantes de leur fonction d'entrée-sortie et ceci bien au delà de leur fréquence maximale d'utilisation. Alors que les portes CMOS gardent un seuil relativement constant en fonction de l'amplitude du perturbateur, la technologie TTL est beaucoup plus sensible et se caractérise par une diminution des seuils de décision logiques lorsque la perturbation croît en amplitude.

En effectuant des mesures du courant induit dans un circuit élémentaire constitué d'une piste et d'un dipôle passif nous avons pu nous limiter à un très faible nombre de paramètres et étudier ainsi le couplage d'une onde électromagnétique sur une portion de circuit imprimé. C'est ainsi que nous avons observé le rôle fondamental joué par l'inductance propre de la piste qui, associée à la charge, limite le couplage en basse fréquence. Ceci indique qu'un système électronique n'est pas forcément sensible aux perturbations de basses fréquences même si celles-ci se trouvent dans sa bande passante. Dans le cas de charges linéaires les résultats obtenus montrent une bonne corrélation entre les relevés expérimentaux et les prévisions théoriques. Les charges non linéaires telles que les jonctions PN, associées à l'inductance propre de la piste, peuvent créer des

harmoniques de courant induit sous-multiples de la fréquence du perturbateur ainsi que des surtensions considérables aux bornes du semi-conducteur. Par une approche mathématique, puis sous forme de simulations à l'aide du logiciel PSPICE, nous avons montré le rôle essentiel de la non linéarité de la capacité de diffusion des jonctions PN dans les phénomènes observés et la nécessité de sa prise en compte.

La mise œuvre d'un vecteur test constitué d'un circuit logique élémentaire implanté sur circuit imprimé a permis de concrétiser d'une part les résultats obtenus sur les fonctions d'entrée-sortie des portes logiques, et d'autre part les travaux entrepris sur les comportements de composants non linéaires associés aux pistes d'un circuit imprimé. Plusieurs circuits logiques élémentaires ont été soumis à une onde électromagnétique incidente en régime sinusoïdal entretenu et c'est ainsi que nous avons pu analyser l'influence des différents paramètres agissant sur la sensibilité du circuit logique. La susceptibilité de ce dernier a été traitée en fonction du lieu de couplage, de la technologie des portes logiques, de l'angle d'incidence du champ électromagnétique, du signal logique transmis dans le circuit ainsi que de la fonction combinatoire réalisée par le circuit logique.

Nous avons vérifié qu'un découplage adéquat des bornes d'alimentation des composants logiques supprime les défauts de fonctionnement lorsque le couplage est focalisé sur ces pistes d'alimentation. Les couplages créés sur la piste communiquant le signal entre deux circuits logiques montrent que cette zone est particulièrement sensible aux interférences électromagnétiques et sera vraisemblablement la première victime d'une perturbation électromagnétique.

Par des mesures effectuées en régime dynamique nous avons noté à nouveau que la technologie CMOS est moins sensible que la technologie TTL. La différence entre les portes logiques de même technologie mais provenant de fabricants différents est également un facteur jouant sur la susceptibilité d'un circuit logique.

Les mesures de susceptibilité pour différentes orientations de couplage magnétique ont mis en évidence des phénomènes d'anisotropie de susceptibilité par rapport au sens de propagation de l'onde incidente. Nous avons noté sur notre vecteur test un niveau de sensibilité double lorsque la porte réceptrice de l'information est placée du côté de la source de perturbation. Ce phénomène, observé également dans le cas où le circuit imprimé est remplacé par une ligne de transmission, a pu être démontré de manière théorique.

Des différences de susceptibilité peuvent être remarquées entre le fonctionnement en régime statique, transitoire ou dynamique d'un circuit logique. Le contenu de l'information en régime dynamique participe également à la sensibilité du circuit sous test et nous avons pu relever une susceptibilité plus prononcée pour les séquences binaires pseudo-aléatoires les plus riches en terme de spectre. Les mesures de courant induit entre deux portes logiques ont permis de mettre en évidence des mécanismes de mélange entre la perturbation et le signal utile. Ces phénomènes, imputables à la présence des charges non linéaires présentées par les circuits logiques, se traduisent par une modification plus ou moins importante de la densité spectrale du perturbateur et sont à l'origine de cette différence de susceptibilité.

Une expérience simple mettant en œuvre un vecteur test réalisant une fonction combinatoire de type "OU exclusif" illustre l'impact de la fonction combinatoire sur la sensibilité électromagnétique d'un circuit électronique logique. Elle met en évidence des phénomènes d'hystérésis dans la susceptibilité du circuit qui se traduisent par une plage de fréquence et d'amplitude pour laquelle les défauts de fonctionnement sont masqués par la fonction combinatoire.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Larde : *Étude expérimentale du comportement des circuits intégrés logiques soumis à des perturbations électromagnétiques* - Thèse de Doctorat, N° 834, USTL, décembre 1991.
- [2] P. Guillery : *Les essais d'immunité à la CEI* - 3^{ème} journée d'étude sur la CEM, mai 1988.
- [3] I. Straus : *European immunity requirements : a preview* - IEEE National Symposium on EMC, May 1989.
- [4] S. Ficheux, E. Podevigne & H. Rakouth : *État de la réglementation et de la normalisation en matière de Compatibilité Électromagnétique des systèmes électroniques automobiles* - 6^{ième} Colloque International et Exposition sur la CEM, Lyon, juin 1992.
- [5] R. De Vre : *Normalisation en matière de compatibilité électromagnétique* - Conférence invité du 6^{ième} Colloque International et Exposition sur la CEM, Lyon, juin 1992.
- [6] M. Kupiec : *Réglementation européenne sur la compatibilité électromagnétique* - Conférence invité du 6^{ième} Colloque International et Exposition sur la CEM, Lyon, juin 1992.
- [7] M. Popot : *La gestion actuelle du spectre des fréquences* - Conférence invité du 6^{ième} Colloque International et Exposition sur la CEM, Lyon, juin 1992.
- [8] C. R. Paul & W. W. Everett : *Printed circuits board crosstalk* - IEEE International Symposium on EMC, 1985.
- [9] J. P. Simpson, R. R. Goulette & G. I. Costache : *Radiation from microstrip transmission lines* - IEEE International Symposium on EMC, 1988.
- [10] P. Degauque & J. Hamelin : *Compatibilité électromagnétique : bruits et perturbations radioélectriques* - Édition Dunod, ISBN n° 2-04-018807-X.
- [11] L. B. Gravelle & P. F. Wilson : *EMI/EMC in Printed Circuit Boards - A Literature Review* - IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.34, N°2, May 1992.
- [12] M. Heddebaut : *Influence des perturbations électromagnétiques sur le fonctionnement de cartes sécuritaires de dispositifs de conduite automatisée de métros* - 4^{ème} colloque et exposition sur la CEM, juin 1987.
- [13] B. Demoulin, P. Degauque & M. Heddebaut : *Approche de la compatibilité électromagnétique dans les systèmes de transport* - Revue "Recherche Transport Sécurité" N°17.
- [14] M. Debruyne : *Expérience d'Alstom en matière de protection vis à vis des perturbations électromagnétiques des matériels roulants* - Revue "Recherche Transport Sécurité" N°17.

- [15] M. El Koursi & A. Stuparu : *Étude comparative des architectures micro-programmées utilisées dans les applications de sécurité* - Rapport INRETS N°134, décembre 1990.
- [16] M. Klingler : *Étude et réalisation d'une architecture biprocesseur à haut niveau de sécurité* - Rapport de DEA, INRETS-USTL, juin 1989.
- [17] *Compatibilité électromagnétique des équipements automobiles : Méthodes d'essais de qualification* - UTAC ST121/JM.dv, Juillet 1991.
- [18] W. V. Holmes : *Application of rigorous systems engineering process and statistical tools to the definition and solution of EMI problems* - IEEE International Symposium on EMC, San Diego, September 1986.
- [19] B. Demoulin & P. Degauque : *Étude du comportement des composants électroniques soumis aux I.E.M non destructives : Phase expérimentale* - Rapport USTL-LRPE, septembre 1987.
- [20] B. Demoulin, C. Amrani, C. Larde & P. Degauque : *Étude théorique et expérimentale du comportement de la diode soumise aux I.E.M. Étude comparative de circuits intégrés logiques TTL ou MOS soumis aux I.E.M* - Rapport USTL-LRPE, février 1988.
- [21] C. Larde, J. Baudet, B. Demoulin et P. Degauque : *Impact des perturbations produites sur les lignes d'alimentation. Caractérisation de la sensibilité d'une porte NAND soumise à des perturbations en injection de tension et injection de courant* - Rapport USTL-LRPE, décembre 1989.
- [22] B. Coudoro, J. Baudet, B. Demoulin & P. Degauque : *Étude phénoménologique des portes logiques à technologie CMOS perturbés lors de transitions État haut - État bas* - Rapport USTL-LRPE, avril 1991.
- [23] L. Kone : *Conception d'outils numériques et de bancs de mesures permettant d'évaluer l'efficacité de blindage de câbles et connecteurs* - Thèse de Docteur, USTL, N° d'ordre 426.
- [24] M. Benlamlih : *Étude du comportement d'une carte à microprocesseur soumise à des perturbations électromagnétiques* - Rapport de stage INRETS-CRESTA, août 1988.
- [25] K. Williams : *A Method for Inter Laboratory Stripline Susceptibility Test Calibration* - IEEE National Symposium on EMC, Denver, May 1989.
- [26] H. Giraud & G. Eumurian : *Utilisation d'une cellule TEM pour essais en compatibilité électromagnétique (IEM, CEM)* - L'Onde Électrique, Vol. 70, N°2, mars 1990.
- [27] B. Coudoro, B. Demoulin, C. Semet & P. Degauque : *Étude et réalisation d'une cellule TEM pour soumettre des cartes électroniques à des champs électromagnétiques de grande amplitude* - Rapport USTL-LRPE, décembre 1989.
- [28] M. T. Ma, E. B. Larsen & M. L. Crawford : *Electromagnetic Fields with Arbitrary Wave Impedances Generated Inside a TEM Cell* - IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.33, N°4, November 1991.

- [29] D. Königstein & D. Hansen : *A new family of TEM-cells with enlarged bandwidth and optimized working volume* - 7th International Zurich Symposium & Technical Exhibition, March 1987.
- [30] P. Wilson, D. Hansen & D. Koenigstein : *Simulating open area test site emission measurements based on data obtained in a novel broadband TEM cell* - IEEE National Symposium on EMC, Denver, May 1989.
- [31] J. P. Catani & P. Couveignes : *Susceptibilité aux perturbations radiofréquence par non-linéarité* - 5^{ème} colloque national et exposition sur la CEM, Évian, septembre 1989.
- [32] B. Coudoro : *Conception et réalisation d'une cellule TEM blindée pour le test de cartes électroniques sous contrainte électromagnétique de grande amplitude* - Rapport de DEA USTL-LRPE, juillet 1990.
- [33] B. Szentkuti : *Give up radiation testing in favour of conduction testing* - 8th International Zurich Symposium on EMC, March 1989.
- [34] M. Heddebaut, M. Benlamlih & M. Szelag : *Étude en cellule TEM des défauts de fonctionnement d'une carte micro-informatique soumise à des perturbations électromagnétiques* - 5^{ème} colloque international sur la CEM, Évian, septembre 1989.
- [35] T. Uramoto & T. Inomata : *Development of Multiplex Wiring Systems in Automobiles* - SAE Technical Paper, N°880590, 1988.
- [36] G. C. Wheat & W. J. Evans : *Vehicle Multiplex Wiring - An Implementation* - SAE Technical Paper, N°880591, 1988.
- [37] *Draft Standard VAN R13-708*. ISO/TC 22/SC 3/WG1, November 89.
- [38] C. Leteinturier : *Champ électromagnétique émis par une décharge orageuse. Modèle théorique intégrant les variations de la résistivité du sol* - Thèse de Doctorat 3^{ème} cycle, N° 302, Université de Rennes I, octobre 1980.
- [39] Research Group : *Eight years of lightning experiments at Saint Privat d'Allier*. Saint Privat d'Allier - RGE, 9, pp 561-582, 1982.
- [40] M. Klingler, M. Szelag, M. Heddebaut et M. Berbineau : *Effets d'une décharge orageuse sur les systèmes électroniques embarqués à bords de véhicules routiers - Étude et réalisation du système d'acquisition de mesures en environnement perturbé* - Rapport GRRT-INRETS, novembre 1990.
- [41] M. Klingler, M. Szelag, M. Berbineau & M. Heddebaut : *Influence of Electromagnetic Fields Radiated by Lightning Discharges on a Vehicle Multiplex Wiring System* - Conférence ISATA Mechatronics, Florence, mai 1991. Proceedings 911245 pp 419-425.
- [42] S. Ficheux, M. Klingler & M. Heddebaut : *Influence of Electromagnetic Fields Radiated by Lightning Discharges on Electronic Components* - Conférence ESV, Paris, novembre 1991, N°91-S2-0-07.
- [43] S. Ficheux, M. Klingler & M. Heddebaut : *Testing of Automotive Electronic Components Regarding Influence of Electromagnetic Field Strength Levels Radiated by Lightning Discharges ; Application to a Multiplexing Communication System* - Conférence IEE, Londres, 28-31 octobre 1991.

- [44] M. Szelag, M. Klingler, C. Marechal, M. Heddebaut & M. Berbineau : *Foudre et Automobile - Effet d'une décharge orageuse à proximité d'un système de communication embarqué* - Revue "Recherche Transport Sécurité" (RTS) N°34 pp 3-17, juin 1992.
- [45] S. Ficheux, M. Szelag, M. Klingler, C. Marechal, M. Berbineau & M. Heddebaut : *Susceptibilité des systèmes électroniques embarqués à bord de véhicules automobiles aux perturbations électromagnétiques* - Colloque S.E.E. SATCAR, Clermont Ferrand, 5 juin 1991.
- [46] H. W. Denny : *Projected susceptibilities of VHSIC/VLSIC Devices to the year 2000 electromagnetic environment* - IEEE International Symposium on EMC, San Diego, September 1986.
- [47] B. A. Bowles & C. R. Paul : *Modeling interference properties of SMPS DC power distribution busses* - IEEE National Symposium on EMC, Denver, May 1989.
- [48] D. J. Kenneally, D. S. Koellen & S. Epsht : *RF upset susceptibilities of CMOS and low power Schottky D-type, Flip-Flops* - IEEE National Symposium on EMC, Denver, May 89.
- [49] J. J. Laurin, S. G. Zaky & K. G. Balmain : *EMI-Induced Failures in Crystal Oscillators* - IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.33, N°4, November 91.
- [50] J. G. Tront : *RFI Susceptibility Evaluation of VLSI Logic Circuits* - 9th International Zurich Symposium on EMC, March 1991.
- [51] M. Coenen : *Comparison between corner and center supply pinned octal driver logic families* - 9th International Zurich Symposium on EMC, March 1991.
- [52] E. Sicard & A. Rubio : *Analysis of Crosstalk Interference in CMOS Integrated Circuits* - IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.34, N°2, May 1992.
- [53] D. Golzio, S. Graffi & G. Masetti : *New circuit modeling of operational amplifiers* - IEEE National Symposium on EMC, Denver, May 89.
- [54] H. Ghadamabadi & J. J. Whalen : *Semi-automatic measured statistics for demodulation RFI in inverting operational amplifier circuits with and without suppression capacitors* - IEEE National Symposium on EMC, Denver, May 89.
- [55] Texas Instruments : *The TTL Data Book* - Vol 1, December 76.
- [56] Texas Instruments : *The TTL Data Book Vol 2 - Advanced Low-Power Schottky, Advanced Schottky* - November 85.
- [57] Motorola : *Schottky TTL Databook* - 1984/85.
- [58] National Semiconductor : *ALS/AS Logic Databook* - 1988.
- [59] National Semiconductor : *CMOS Logic Data Book* - Rev.1, 1988.
- [60] Motorola : *High Speed CMOS Logic Databook* - Rev. 4, 1989.
- [61] Motorola : *FACT Databook* - DL138, Rev. 1, 1989.

- [62] Motorola : *CMOS Logic Databook* - Rev. 2, 1990.
- [63] J. K. Daher & J. P. Rohrbaugh : *Combiner networks for high speed, high density integrated circuit susceptibility testing* - IEEE International Symposium on EMC, San Diego, September 1986.
- [64] M. Elliott : *The susceptibility of analogue circuits to radio frequency interference - Prediction and measurement* - IERE Publication N°56, 1982.
- [65] *PSpice Circuit Analysis Manual, Version 4.05*. MicroSim Corporation, January 1991.
- [66] G. Séguier : *L'électronique de puissance* - Édition Dunod technique.
- [67] K. N. Chen & J. J. Whalen : *A nonlinear incremental model for predicting EMI in MOS transistors and integrated circuits* - IERE Publication N°56, 1982.
- [68] J. J. Whalen : *Demodulation RFI statistics for a 3-stage OP Amp led circuit* - 7th International Zurich Symposium & Technical Exhibition, March 1987.
- [69] H. Ghadamabadi & J. J. Whalen : *Semi-automatic collection of demodulation EMI statistics in analog microelectronics* - 7th International Zurich Symposium & Technical Exhibition, March 1987.
- [70] B. Heddebaut, J. Baudet, B. Demoulin & P. Degauque : *Modélisation d'une porte logique NAND (TTL) perturbée en faisant usage des équations générales du transistor bipolaire* - Rapport USTL-LRPE, janvier 1991.
- [71] R. L. Khan & G. I. Costache : *Finite Element Method Applied to Modeling Crosstalk Problems on Printed Circuit Boards* - IEEE transactions on EMC, Vol. 31 N° 1, February 1989.
- [72] E. F. Vance : *Coupling to shielded cables* - Wiley Interscience Publication.
- [73] R. F. Milsom, K. J. Scott & G. Clark : *Electrical Simulation of Multi-layer PCB with Non-parallel Tracks and Printed Components* - 8th International Zurich Symposium on EMC, March 89.
- [74] P. Bernardi & R. Cicchetti : *Response of a Planar Microstrip Line Excited by an External Electromagnetic Field* - IEEE transaction on EMC, Vol 32, N°2, May 90.
- [75] O. Pardo-Gibson & Ph. Auriol : *A time domain method for susceptibility prediction in systems with frequency dependent parameters and nonlinear protective devices* - 7th International Zurich Symposium & Technical Exhibition, March 1987.
- [76] O. Pardo-Gibson : *Étude et simulation temporelle de la susceptibilité de systèmes interconnectés* - Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, N° 87-19, septembre 1987.
- [77] A. Garbe & H. Singer : *Computation of transient electromagnetic effects in systems with nonlinear components* - 7th International Zurich Symposium & Technical Exhibition, March 1987.

- [78] C. Maréchal : *Solution générale des équations de Maxwell dans le vide. Décomposition complète des ondes électromagnétiques à énergie finie* - L'Onde Électrique, Vol. 71, N°6, décembre 1991.
- [79] F. Schlagenhauser, H. Singer & R. Strum : *Treatment of Single and Multiple Conductor Lines Loaded by Nonlinear Elements* - 9th International Zurich Symposium on EMC, March 1991.
- [80] F. Broyde, E. Clavelier, F. Vaillant & S. Bigot : *Crosstalk and Field to Wire Coupling Problems : The SPICE Simulator Approach* - 9th International Zurich Symposium on EMC, March 1991.
- [81] P. Bernardi, R. Cicchetti & C. Pirone : *Transient Response of a Microstrip Line Circuit Excited by an External Electromagnetic Source* - IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.34, N°2, May 1992.
- [82] K. L. Won, W. S. Chen & W. L. Huang : *The absorption and Coupling of an Electromagnetic Wave Incident on a Microstrip Circuit with Superstrate* - IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 34, N°1, February 1992.
- [83] X. Maily : *Étude de la susceptibilité électromagnétique d'un circuit élémentaire dans la gamme 200 MHz - 1 GHz* - Rapport de stage d'Ingénieur EUDIL, juin 1992.
- [84] USTL, CNRS & INRETS : *Synthèse des travaux de compatibilité électromagnétique appliqués à la caractérisation de la sensibilité des composants électroniques actifs* - Rapport GRRT, mai 1992.
- [85] J. Baranger : *Introduction à l'analyse numérique* - Hermann Collection ISBN 2-7056-5855-6.
- [86] *Compatibilité Électromagnétique ; 1ère et 2ème Partie* - Revue RGE n°10 et 11, novembre et décembre 1991.
- [87] B. Boittiaux : *Cours de Physique des semiconducteurs* - Tomes 1 et 2 - École Universitaire d'Ingénieurs de Lille (EUDIL).
- [88] J. M. Sze : *Physics of Semiconductor Devices* - 2nd edition Wiley Interscience.
- [89] C. Leteinturier : *Décharges orageuses : Analyse submicroseconde des courants et des champs électromagnétiques associés* - Note technique du CNET, NT/LAB/MER/358, février 1989.
- [90] M. Klingler & M. Heddebaut : *Caractérisation de la susceptibilité électromagnétique d'équipements électroniques constitués de circuits intégrés logiques* - Journée spécialisée GEC ALSTHOM - INRETS : Perturbations électriques conduites portées par les courants de traction, 18 juin 1992.
- [91] M. Heddebaut, M. Klingler, S. Ficheux, B. Demoulin & J. Baudet : *La compatibilité électromagnétique dans les transports terrestres : Approche phénoménologique, normes, moyens d'essais* - Colloque PREDIT, Session systèmes de transmission, Versailles, 29 septembre 1992.

- [92] M. Klingler, M. Szlag & M. Heddebaut : *Comparaison théorique et expérimentale des niveaux de susceptibilité électromagnétique de circuits intégrés logiques fonctionnant en régime statique et dynamique* - 6^{ième} Colloque International et Exposition sur la CEM, Lyon, juin 1992, Actes pp 495-500.
- [93] M. Heddebaut, M. Berbineau, M. Szlag, M. Klingler, F. Mussino & E. Nano : *Radio Data System Links using leaky feeders and EMC problems* - DRIVE Conference '91, Bruxelles, février 1991. Proceedings pp 1358-1383.
- [94] M. Klingler, M. Szlag & M. Heddebaut : *Susceptibilité électromagnétique de circuits électroniques implantés sur circuit imprimé* - Rapport d'avancement GRRT-INRETS N°91-117, décembre 1991.
- [95] M. Klingler, M. Szlag & M. Heddebaut : *Electromagnetic Susceptibility of Digital LSI Circuits Mounted on a Printed Circuit Board* - Accepté pour publication - 10th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on EMC, Zurich, march 1993.



**ANNEXE DU CHAPITRE I
NORMALISATION FERROVIAIRE ET
AUTOMOBILE**

INTRODUCTION

Les problèmes posés par les perturbations électromagnétiques entre équipements peuvent être divisés en deux parties [17, 84] :

- ceux qui sont internes aux systèmes de transport : compatibilité entre courants forts et courants faibles à bord des véhicules, compatibilité signalisation - courants forts dans les systèmes d'électrification, etc...
- ceux qui concernent les perturbations émises ou reçues par les systèmes de transport vis-à-vis de leur environnement tels que les liaisons de télécommunications et les liaisons hertziennes ou encore les harmoniques rejetées sur les lignes d'alimentation électrique.

Jusqu'à présent, les phénomènes de perturbations pouvaient être assez bien maîtrisés, même si les solutions n'étaient pas toujours évidentes :

- en interne aux systèmes, les interlocuteurs "courants forts" et "courants faibles" peuvent négocier pour déterminer cas par cas la solution optimale,
- en externe vis-à-vis de l'environnement: dans ce cas, les circuits perturbés téléphone ou radio-communications étaient bien caractérisés par des normes CCITT¹ Télécommunications ou CISPR² perturbations radioélectriques. Dans la mesure où les perturbations n'affectent que des liaisons phoniques et des durées ou des zones limitées, un compromis a souvent été trouvé entre les partenaires.

Cette situation est en train de changer avec la multiplication des systèmes de traitement et transport d'informations généralisées dans toutes les activités industrielles, administratives, commerciales, transport routier et domestique. On peut considérer à l'heure actuelle que tout système de transport ferroviaire est susceptible de se situer dans un environnement sensible, constitué par tous les usagers de systèmes informatiques (au sens large, y compris les transmissions hertziennes) sans oublier les appareils d'usage courant que les administrations ferroviaires ou d'autres personnes peuvent utiliser dans les emprises ferroviaires à bord des véhicules ou dans le voisinage proche.

¹ Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique.

² Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques.

Étant donné, d'une part l'anarchie qui peut régner entre perturbateurs et perturbés, d'autre part les entraves volontaires ou involontaires au commerce que pourraient constituer des règles disparates, il est apparu nécessaire de réglementer simultanément les niveaux maximaux de perturbations et le degré d'immunisation des appareils sensibles. Ces travaux d'intérêt général sont engagés simultanément :

- au niveau international par le Comité d'Étude CE77 de la CEI³,
- au niveau européen par le CENELEC⁴,
- au niveau français, l'UTE⁵ est chargée de coordonner les activités à titre de correspondant de la CEI et du CENELEC.

L'éventail des industries intéressées est très large et dépasse largement le cadre traditionnel des PTT et de Télédiffusion de France. Sans être exhaustif, on peut citer :

- L'EDF qui est concernée par la qualité de la distribution d'énergie (harmoniques, déséquilibres de tension), par le fait que le réseau de distribution d'énergie électrique va être utilisé comme support d'informations (domotique), sans oublier les problèmes de rayonnement électromagnétique.
- Les constructeurs de matériels électriques, ceux qui sont perturbateurs (convertisseurs industriels, matériels électro-domestiques, tubes fluorescents) et ceux qui sont susceptibles d'être perturbés (informatique, télématique, toutes applications des microprocesseurs). Une commission spéciale pluridisciplinaire est en cours de constitution au sein du GIMELEC.
- L'industrie automobile est fortement concernée : Compatibilité entre les circuits d'allumage, les équipements de bord, les équipements de contrôle routier (péages, radars,...), le voisinage de la traction électrique (passages à niveau, autoroutes parallèles aux voies ferrées). Nous y reviendrons plus loin.
- Les liaisons de sécurité par voie hertzienne (navigation aérienne, installations militaires,...).

³ Commission Électrotechnique Internationale.

⁴ Comité Européen de Normalisation Électrotechnique.

⁵ Union Technique de l'Électricité.

A-I.1. SITUATION DE L'ACTIVITÉ FERROVIAIRE.

L'approche de ces problèmes dans le domaine ferroviaire est difficile car elle couvre des domaines de spécialité le plus souvent cloisonnés tant chez les constructeurs que chez les exploitants (matériels roulants, installations d'électrification, signalisation et sécurité, télécommunications,...).

Les problèmes de perturbations téléphoniques sont bien maîtrisés à l'intérieur des emprises des réseaux et à leur proximité immédiate (mise sous câble blindé des circuits).

Les problèmes de compatibilité entre courants forts et signalisation sont internes au système ferroviaire : la complexité et la variété des problèmes font qu'ils sont parfois difficiles à poser et à résoudre.

Les difficultés peuvent être accrues à l'exportation dans les réseaux qui connaissent mal les caractéristiques des divers systèmes de signalisation qu'ils utilisent.

Les autres problèmes de perturbations radioélectriques sont généralement résolus cas par cas, soit que des difficultés particulières d'environnement soient identifiées par avance (aéroport par exemple), soit après coup, lorsque le système ferroviaire est soupçonné de provoquer des perturbations.

A-I.1.1. Travaux de Réglementation en cours.

*** Activités internationales.**

Les organismes concernés sont :

- Le CISPR :

. Sous-Comité C : Perturbations dues aux lignes et équipements à haute tension et aux systèmes de traction électrique.

. L'UIC⁶ et l'UITP⁷ font partie du CISPR.

⁶ Union Internationale des Chemins de fer.

⁷ Union Internationale des Transports Publics.

- La CEI :

- . Comité d'Études 77 : Compatibilité Électromagnétique entre les matériels électriques y compris les réseaux subdivisés en deux sous-comités
- . SC 77 A : Équipements pour raccordement aux réseaux publics basse tension (Secrétaire International)
- . SC 77 B : Réseaux Industriels et autres réseaux non publics et équipements devant y être raccordés
- . Une activité importante est en cours essentiellement dans le domaine du SC 77 A. Une participation au sein du CE 77 est envisagée par la Direction SNCF de l'Équipement.

- Au niveau du Comité d'Études 9 CEI "Traction Électrique", GT 20, révision des publications 165 et 490 concernant les essais de réception des véhicules ferroviaires : un nouvel article 26 concernant les essais d'interférences a été ajouté dans le projet actuellement soumis à enquête : le groupe de travail espère obtenir des observations qui permettront de rendre le texte mieux utilisable par les parties.

** Activités européennes.*

Le CENELEC est mandaté pour coordonner les travaux de normalisation dans le domaine de la Compatibilité Électromagnétique.

** Activités nationales.*

- L'UTE / CEF⁸ a constitué un groupe de travail permanent pour coordonner les actions, dans le cadre des relations internationales. Les constructeurs de matériels participent à ces travaux par l'intermédiaire du GIMELEC.
- Le club CRIN⁹ Transport et son sous-club CEM.
- Les tentatives de création de groupes de recherche CEM du Ministère de la Recherche et de la Technologie.

⁸ Comité Électrotechnique Français.

⁹ Collaboration Recherche Industrie.

A-I.2. NORMALISATION AUTOMOBILE ET QUALIFICATION D'UN SYSTÈME.

Le contrôle systématique des véhicules automobiles vis-à-vis de leur compatibilité électromagnétique est motivé par différents facteurs :

- L'observation de la construction automobile actuelle montre en effet qu'un grand nombre de fonctions sont désormais assurées par l'intermédiaire de - ou en association avec des - dispositifs électroniques.
- La vérification de la compatibilité de ces dispositifs aux perturbations électromagnétiques s'avère aujourd'hui d'autant plus nécessaire que les fonctions concernées peuvent toucher directement à la sécurité du véhicule, et donc des personnes transportées.
- L'évolution technologique que l'on observe à l'heure actuelle dans la fabrication des véhicules peut s'avérer pénalisante vis-à-vis des perturbations électromagnétiques.
- L'augmentation des surfaces vitrées, l'utilisation de planches de bord réalisées de plus en plus fréquemment en matière plastique, le remplacement de parties de carrosserie métallique par des éléments plastiques, sont autant d'éléments qui abondent dans ce sens.
- Enfin, un autre facteur vital à prendre en compte concerne l'augmentation de l'agressivité de l'environnement en matière de perturbations.

L'accroissement du nombre de sources polluantes dans tous les domaines d'une part, et l'augmentation de la puissance de ces sources d'autre part, contribuent à rendre plus vulnérables les véhicules ainsi que leurs équipements.

Jusqu'à ce jour, la normalisation et la réglementation n'ont concerné que l'aspect émission. Ce n'est que depuis quelques années en effet que l'aspect susceptibilité et protection a fait l'objet de travaux importants au niveau international.

A-I.2.1. La normalisation.

Le CISPR a été la première organisation coordinatrice au niveau international à avoir créé des normes concernant la protection de la réception radio-électrique. Il s'agit d'un comité mixte (constitué en 1934) de la CEI et de l'UIR¹⁰. Il s'est donné pour mission d'assurer l'uniformité des méthodes de mesures et de stipuler des limites, afin d'éviter toutes difficultés lors de l'échange de produits et de services. Des travaux ont été développés parallèlement et dans le même esprit aux États-Unis dans le cadre de la SAE¹¹.

Dans le cadre des normes CISPR et SAE, la gamme de fréquences couverte est actuellement limitée à la bande située entre 20 et 1000 MHz, toutefois des projets d'extension jusque 18 GHz sont à l'étude. Il existe également d'autres méthodes d'essais normalisés suivant les normes :

- Allemande VDE 0874 (1974) (30 - 300 MHz) révision prévue jusqu'à 1000 MHz,
- Japonaise JASO D002-84 (1984),
- Canadienne CSA C22.4 n° 104 (1974),
- Britannique BS 833 (1970).

Quelques normes CISPR, EN, applicables à la protection de la réception de radiodiffusion sont en outre citées ci-dessous :

- CISPR 11 : Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment (excluding diathermy apparatus) (1990).
- CISPR 12 : Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of vehicles, motor boats and spark-ignited engine-driven devices (1990).
- CISPR 13 : Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of sound and television receivers and associated equipment, 2nd edition (1990).

¹⁰ Union Électrotechnique Internationale de Radiodiffusion.

¹¹ Society of Automotive Engineers.

- CISPR 18 : Radio interference characteristics of overhead power lines and high voltage equipment :
 - Part 1 : Description of phenomenon (1982),
 - Part 2 : Methods of measurement and procedure for determining limits (1986),
 - Part 3 : Code of practice for minimising the generation of radio noise (1986).

- CISPR 20 : Limits and methods of measurement of immunity characteristics of sound and television broadcast receivers and associated equipment (1990) and Amendment 1 to CISPR 20 (1990).

- CISPR 16 : CISPR specification for radio interference measuring apparatus and measurement methods.

- EN 55011 : Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of industrial scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment (excluding diathermy apparatus) (1990).

- EN 55013 : Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of sound and television receivers and associated equipment (1990).

- EN 55020 : Limits and methods of measurement of immunity characteristics of sound and television receivers and associated equipment (1987).

- IEC96-1 : Radio-frequency cables. General requirements and measuring methods (1986).

- IEC 315-4 : Radio-frequency measurements on receivers for frequency modulated sound-broadcasting emission (1982).

- CISPR 21 : Interference to mobile radio communications in the presence of impulsive noise; methods of judging degradation and measures to improve performance (1985).

- IEC 315-5 : Specialised radio-frequency measurements. Measurements on frequency- modulated receivers of the response to impulsive interference (1971).

A-I.2.2. La réglementation.

La communauté européenne a émis la directive du conseil 72/245/CEE concernant l'antiparasitage des véhicules. Le texte s'appuie sur les recommandations formulées par le CISPR (Publication 12 ci-dessus). D'un point de vue pratique, les directives de Bruxelles ne sont pas à proprement parlé obligatoires. Néanmoins, un pays de la Communauté Européenne ne peut pas refuser l'entrée sur son territoire d'un produit qui répondrait aux spécifications d'une directive.

L'antiparasitage fait l'objet, dans le cadre de la commission économique pour l'Europe des Nations-Unies, du règlement n° 10 dont le texte est identique à la directive du conseil 72/245/CEE. Encore une fois, les règlements n'ont aucun caractère obligatoire et leur application est laissée à la discrétion des gouvernements. Douze pays sont actuellement signataires de ce règlement, dont la France. Notons également qu'il existe un certain nombre de règlements nationaux.

A-I.2.3. Les perspectives d'évolution.

En matière d'évolution, si la normalisation est actuellement prévue jusqu'à 1 MHz, la directive impose la limite supérieure en fréquence à 220 MHz. Il est raisonnable de penser que les contraintes réglementaires seront étendues jusqu'à 1 GHz voire 18 GHz à moyen terme. Par ailleurs, dans le cadre de la protection radioélectrique des récepteurs de bord, des travaux ont été engagés notamment en vue d'assurer à terme la protection des radio-récepteurs à bord des véhicules (téléphone mobile, récepteur,...).

A-I.2.4. Évolution de la susceptibilité des équipements aux parasites du véhicule.

Les perturbations électriques générées par certains équipements du véhicule sont susceptibles d'influencer le fonctionnement de certains organes de deux manières : soit par conduction, soit par couplage.

**** Perturbations conduites.***

Sur la base de l'expérience acquise dans le domaine automobile par les experts de la contribution automobile, le groupe de travail de l'ISO TC22/SC3/GT3, spécifie dans son rapport technique ISO TR 7637 les méthodes de mesures à appliquer pour

vérifier la susceptibilité des équipements aux perturbations conduites. Ce rapport technique spécifie les formes d'impulsions standard représentatives des signaux que l'on peut trouver sur les fils électriques du véhicule. Dans ce rapport technique sont établis également les degrés de sévérité auxquels le fonctionnement des organes électriques du véhicule doivent répondre. Cette sévérité s'échelonne depuis le bon fonctionnement jusqu'à la destruction du système.

*** Perturbations couplées.**

Les travaux développés au sein de l'ISO étudient les possibilités d'utilisation des méthodes destinées à évaluer les niveaux induits par couplage capacitif et inductif le long des lignes électriques du véhicule. Il s'agit de la norme ISO 7637-3 "Perturbations rayonnées transmises le long des lignes autres que les lignes d'alimentation (système d'alimentation 12 V ou 24 V), transposée en norme française NFR 13002-3.

A-I.2.5. Qualification d'un système.

Les propositions formulées ci-après sont limitées aux procédures de qualification des performances intrinsèques des équipements pris isolément. Elles sont destinées à servir de bases communes de référence, dans le cadre de l'élaboration des cahiers des charges. En principe, elles ne permettent pas toutefois de s'affranchir d'essais complémentaires de validation des performances de compatibilité électromagnétique des équipements placés dans leur contexte opérationnel réel, c'est-à-dire montés sur véhicule.

La qualification d'un équipement automobile en termes de compatibilité électromagnétique comporte deux aspects :

- La qualification des performances d'immunité de l'équipement aux perturbations électromagnétiques provenant de son environnement par conduction, par couplage, ou par rayonnement.
- La qualification des caractéristiques de l'équipement vis-à-vis des perturbations qu'il émet dans son environnement par conduction ou par rayonnement.

Sept méthodes sont proposées et s'appuient sur les méthodes les plus expérimentées et les plus fiables des projets de Normes ISO et CEI récentes. Elles sont cohérentes avec le projet de Directive CEE de l'ACEA ¹². Il s'agit de :

- . Qualification de l'immunité d'un équipement aux perturbations transmises par conduction (Système d'alimentation 12 Volts) : la méthode proposée reprend les spécifications de la Norme ISO 7637/1 dans son intégralité.
- . Qualification de l'immunité d'un équipement aux perturbations transmises par conduction (Système d'alimentation 24 Volts) : la méthode proposée reprend les spécifications de la Norme ISO 7637/2 amendées par RVI en ce qui concerne les prescriptions de tension.
- . Qualification de l'immunité d'un équipement aux perturbations rayonnées transmises par couplage le long des lignes du réseau de bord (Système d'alimentation 12 Volts et 24 Volts) : la méthode proposée reprend les spécifications de la Norme ISO 7637/3 amendées par RVI en ce qui concerne les prescriptions de tension pour les systèmes d'alimentation 24 Volts.
- . Qualification de l'immunité d'un équipement dans la bande 10 kHz à 200 MHz aux perturbations bandes étroites rayonnées : la méthode proposée s'appuie sur le projet de Norme ISO WD 11452/3 - Cellule TEM.
- . Qualification de l'immunité d'un équipement dans la bande 200 MHz à 1 GHz aux perturbations bande étroite rayonnées : la méthode proposée s'appuie sur le projet de Norme ISO WD 11452/2 - chambre absorbante.
- . Qualification des perturbations émises par conduction par un équipement : la méthode proposée s'appuie sur le projet de Norme CISPR/D/WG2/Sec 25.
- . Qualification des perturbations émises par rayonnement par un équipement : la méthode proposée s'appuie sur le projet de Norme CISPR/D/WG2/Sec 25.

¹² Association des Constructeurs Européens d'équipements Automobile.

ANNEXE DU CHAPITRE II



A-II.1. INTERPOLATION PAR LES FONCTIONS SPLINE.

A-II.1.1. Définition.

On considère N points p_i de coordonnées $(x_i, y_i) \in \mathcal{R}^2$, et tels que :

$$a \leq x_1 < x_2 < \dots < x_N \leq b \text{ où } a \text{ et } b \text{ sont des réels.}$$

Soit k un entier tel que $1 \leq k \leq N$. Il existe une et une seule fonction $\sigma(x)$ formée de morceaux de polynômes de degré $2k - 1$ se raccordant en p_i jusqu'à la dérivée $2(k - 1)$ ^{ième} comprise, de degré $k-1$ sur les intervalles $[a, x_1]$ et $[x_N, b]$ et vérifiant $\sigma(x_i) = y_i \forall i$. Par définition, la fonction σ interpole les points p_i par des fonctions spline d'ordre k [85].

A-II.1.2. Calcul de fonctions spline d'ordre 2.

D'après le théorème précédant, la fonction cherchée est un polynôme de degré 3 sur chaque intervalle $[x_{n-1}, x_n]$ avec $n = 2, \dots, N$. Notons $P_n(x)$ ce polynôme et prenons comme inconnues respectives les valeurs M_n et M_{n-1} de $P_n''(x)$ en x_n et x_{n-1} [85]. Alors :

$$P_n''(x) = -M_n \frac{x_{n-1} - x}{h_n} + M_{n-1} \frac{x_n - x}{h_n} \quad (\text{A-II.1})$$

avec $h_n = x_n - x_{n-1}$.

En intégrant deux fois cette relation, nous obtenons :

$$P_n(x) = -M_n \frac{(x_{n-1} - x)^3}{6 h_n} + M_{n-1} \frac{(x_n - x)^3}{6 h_n} + C_n (x_{n-1} - x) + D_n (x_n - x) \quad (\text{A-II.2})$$

On détermine C_n et D_n par :

$$\begin{cases} y_n = M_n \frac{h_n^2}{6} - C_n h_n \\ y_{n-1} = M_{n-1} \frac{h_n^2}{6} + D_n h_n \end{cases} \quad (\text{A-II.3})$$

D'où :

$$P_n(x) = -M_n \frac{(x_{n-1} - x)^3}{6 h_n} + M_{n-1} \frac{(x_n - x)^3}{6 h_n} - \frac{x_{n-1} - x}{h_n} \left(y_n - M_n \frac{h_n^2}{6} \right) + \frac{x_n - x}{h_n} \left(y_{n-1} - M_{n-1} \frac{h_n^2}{6} \right) \quad (\text{A-II.4})$$

On a par hypothèse, $M_1 = M_n = 0$. Les M_n sont donc les solutions du système linéaire :

$$A m = k \quad \text{avec} \quad m = (M_2 \dots M_{n-1})^t, \quad k = (k_2, \dots, k_{n-1})^t$$

où :

$$k_n = \frac{y_{n+1} - y_n}{h_{n+1}} - \frac{y_n - y_{n-1}}{h_n} \quad (\text{A-II.5})$$

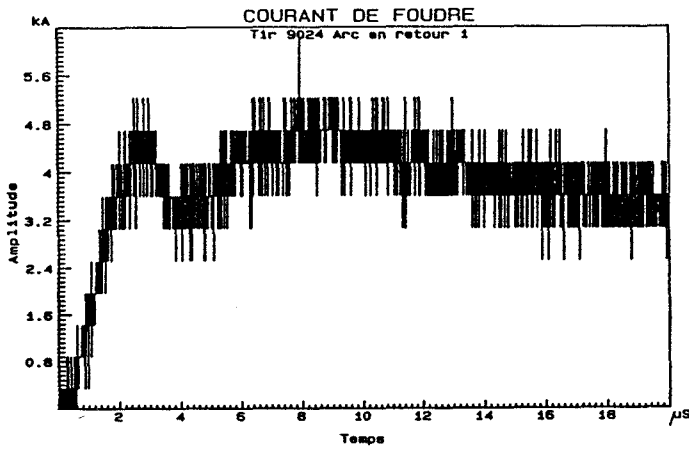
et :

$$A = \begin{pmatrix} \frac{(h_2+h_3)}{3} & \frac{h_3}{6} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{h_3}{6} & \frac{(h_3+h_4)}{3} & \frac{h_4}{6} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{h_4}{6} & \cdot & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \frac{h_{n-2}}{6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{h_{n-2}}{6} & \frac{(h_{n-2}+h_{n-1})}{3} & \frac{h_{n-1}}{6} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{h_{n-1}}{6} & \frac{(h_{n-1}+h_n)}{3} \end{pmatrix} \quad (\text{A-II.6})$$

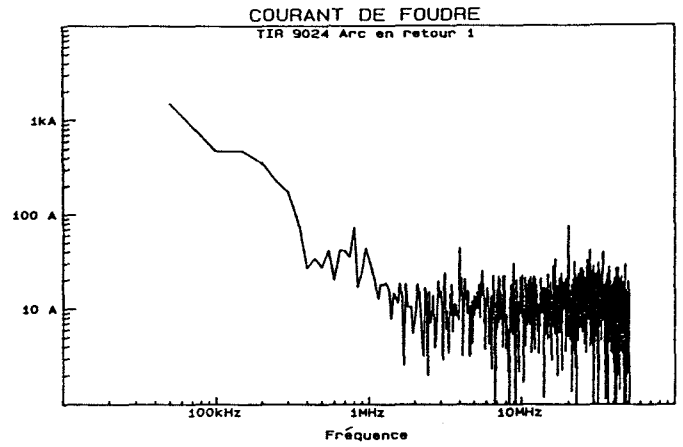
A-II.1.3. Application aux cas de signaux bruités.

L'amplitude du courant de foudre déclenchée artificiellement peut varier entre 5 kA et 50 kA. Les calibres de ces appareils ont donc été ajustés en conséquence, permettant une meilleure appréciation des niveaux pour les tirs suivants. Les arcs en retour du tir 9024, dont le premier est illustré dans le graphe A-II-1 (a), sont relativement faibles et le bruit de discrétisation lié aux convertisseurs numériques des oscilloscopes masque tous les phénomènes au delà de 300 kHz comme nous pouvons le constater dans le graphe A-II-1 (b).

Cette technique de lissage consiste à choisir judicieusement N points particuliers sur le signal brut (généralement dans les régions à forte variation) entre lesquels sont définis N-1 polynômes de troisième degré (fonction spline), définissant ainsi une courbe la plus vraisemblable possible. Un exemple d'interpolation d'un signal très bruité est donné dans les graphes A-II-2.



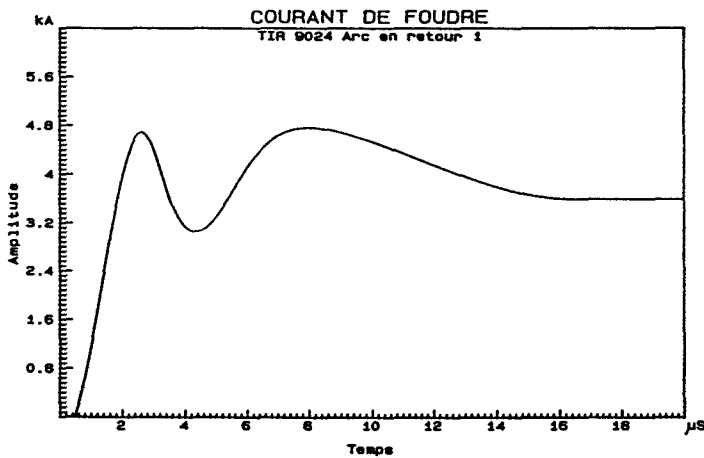
(a) Enregistrement temporel.



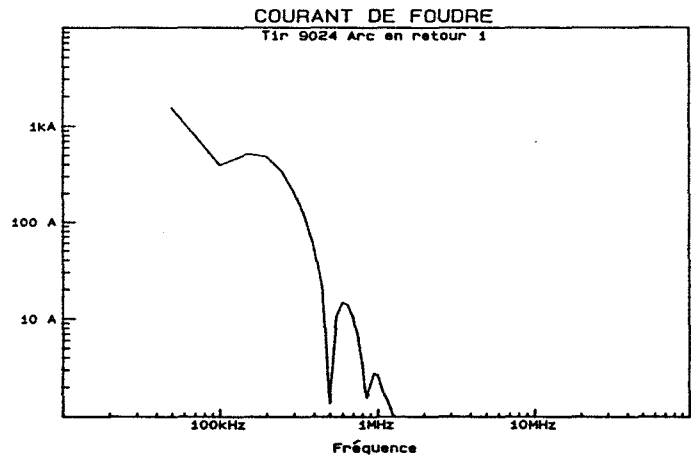
(b) Densité spectrale.

Graphes A-II-1 : Courant de foudre TIR 9024 (CNET).

Cette méthode peut sembler à première vue subjective et peu rigoureuse car l'interpolation dépend beaucoup des points choisis par l'opérateur. Cependant elle l'est tout autant qu'une approche basée sur le choix des paramètres d'un filtre causal. De plus, elle présente l'énorme avantage de donner un signal dont la dérivée première et la dérivée seconde sont continues, une légère modification du signal interpolé n'induit qu'une légère différence au niveau spectral.



(a) Enregistrement temporel.



(b) Densité spectrale.

Graphes A-II-2 : Courant de foudre TIR 9024.



A-II.2. MODELE DU CANAL DE Foudre.

Un modèle couramment employé du canal de la foudre, est celui de Uman et Mc Lain (1969), appelé Modèle Ligne de Transmission [89]. Ce modèle considère un canal vertical entre le sol, parfaitement conducteur, et le nuage. Une impulsion de courant circule dans le canal, du sol vers le nuage à une certaine vitesse (Figure A-II-3).

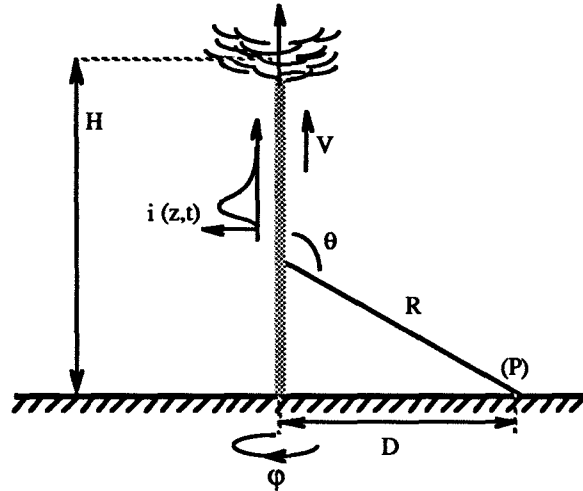


Figure A-II-3 : Schématisation de l'éclair par Uman - Mc Lain.

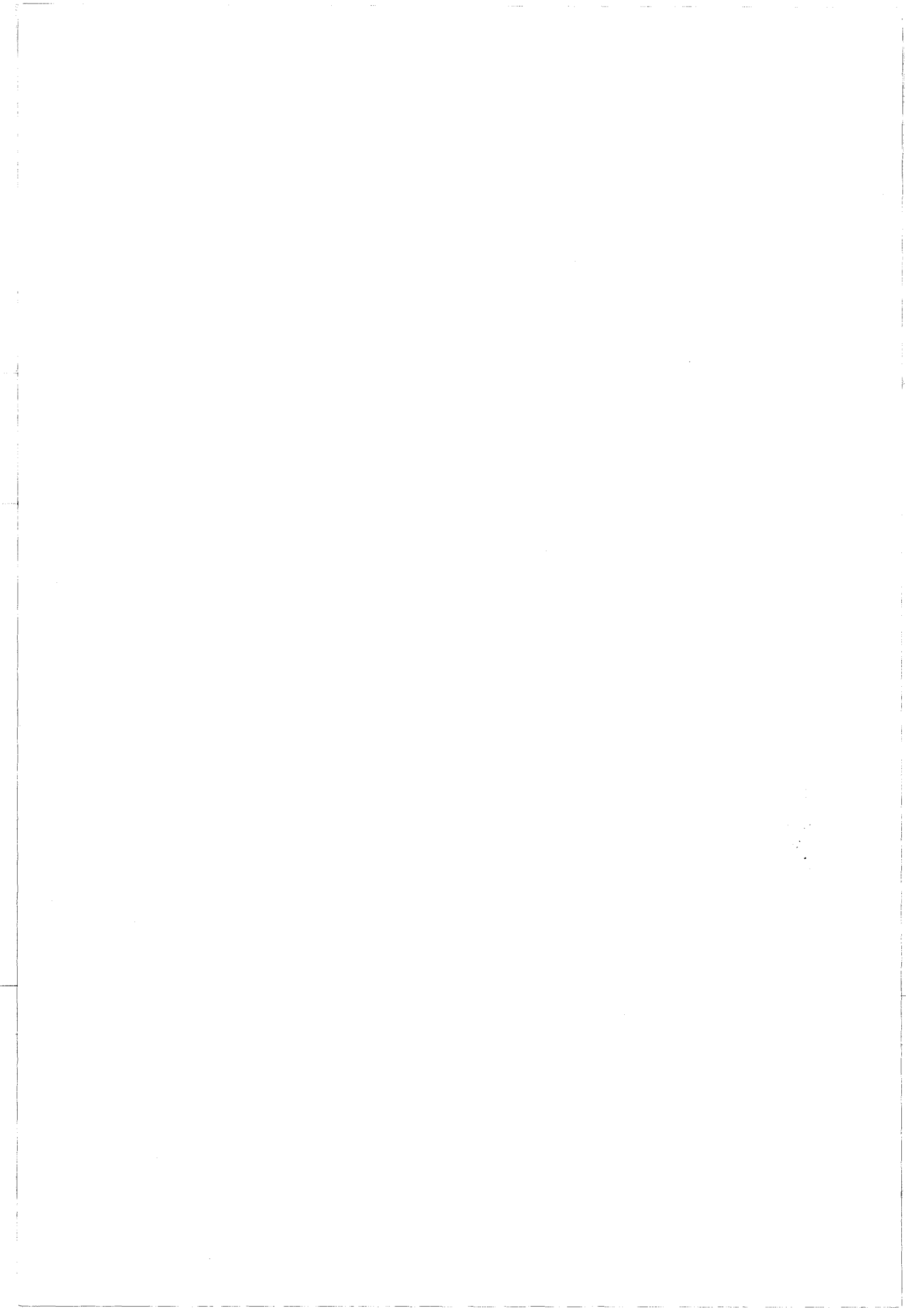
Les expressions analytiques de $E_z(D,t)$ et $B_\phi(D,t)$ sont données par :

$$E_z(D,t) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left(\begin{aligned} &+ \int_0^H \frac{2 - 3 \sin^2(\theta)}{R^3} \int_0^t i\left(z, t - \frac{R}{c}\right) d\tau dz \\ &+ \int_0^H \frac{2 - 3 \sin^2(\theta)}{c R^2} i\left(z, t - \frac{R}{c}\right) dz \\ &- \int_0^H \frac{\sin^2(\theta)}{c^2 R} \frac{\partial i\left(z, t - \frac{R}{c}\right)}{\partial t} dz \end{aligned} \right) \quad (\text{A-II.7})$$

$$B_\phi(D,t) = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\begin{aligned} &+ \int_0^H \frac{\sin \theta}{R^2} i\left(z, t - \frac{R}{c}\right) dz \\ &+ \int_0^H \frac{\sin \theta}{c R} \frac{\partial i\left(z, t - \frac{R}{c}\right)}{\partial t} dz \end{aligned} \right) \quad (\text{A-II.8})$$



ANNEXE DU CHAPITRE III



A-III.1. CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DES PORTES LOGIQUES TTL ET CMOS.

A-III.1.1. Fabricant National Semiconductor [58, 59].

	C	HC	HCT	AC	ACT
V_{IH}	3,5 V	3,15 V	2,0 V		
V_{IL}	0,8 V	1,35 V	0,8 V		
V_{OH}	2,4 V	4,4 V	3,98 V		
V_{OL}	0,4 V	0,26 V	0,2 V		
I_{IH}	0,005 μ A	1 μ A	1 μ A		
I_{IL}	-0,005 μ A	1 μ A	1 μ A		
I_{OH}	100 μ A	4 mA	4 mA		
I_{OL}	360 μ A	4 mA	4 mA		
t_{PLH}, t_{PHL}		18 ns	23 ns		
t_{TLH}, t_{THL}		15 ns	15 ns		
t_r, t_f		500 ns	500 ns		
P diss./porte	10^{-5} mW				
C_{IN}	6 pF	10 pF	10 pF		

Tableau A-III-1 : Caractéristiques des portes de technologie CMOS.

	Standard	L	S	F	LS	ALS	AS
V_{IH}	2 V	2 V	2 V		2 V	2 V	2 V
V_{IL}	0,8 V	0,7 V	0,8 V		0,7 V	0,8 V	0,8 V
V_{OH}	2,4 V	2,4 V	2,7 V		2,7 V	2,7 V	2,7 V
V_{OL}	0,4 V	0,3 V	0,5 V		0,5 V	4 V	4 V
I_{IH}	40 μ A	10 μ A	50 μ A		20 μ A	20 μ A	20 μ A
I_{IL}	-1,6 mA	-0,18 mA	-2 mA		-0,36 mA	-0,2 mA	-0,5 mA
I_{OH}	-400 μ A	-200 μ A	-1000 μ A		-400 μ A	-400 μ A	-2 mA
I_{OL}	16 mA	2 mA	20 mA		8 mA	8 mA	20 mA
t_{PHL}	11 ns	35 ns	3 ns		8 ns	4 ns	2,5 ns
t_{PLH}	7 ns	31 ns	3 ns		8 ns	4 ns	1,5 ns
P diss./porte		1 mW					

Tableau A-III-2 : Caractéristiques des portes de technologie TTL.

A-III.1.2. Fabricant Motorola [57, 60, 61, 62].

	C	HC	HCT	AC	ACT
V_{IH}		3,5 V		3,15 V	2 V
V_{IL}		1 V		1,35 V	0,8 V
V_{OH}		4,9 V		4,4 V	4,4 V
V_{OL}		0,1 V		0,1 V	0,1 V
I_{IH}		1 μ A		1 μ A	1 μ A
I_{IL}		-1 μ A		-1 μ A	-1 μ A
I_{OH}		-4 mA		-24 mA	-24 mA
I_{OL}		4 mA		24 mA	24 mA
t_{PHL}		8 ns		5 ns	5 ns
t_{PLH}		8 ns		5 ns	5 ns
t_r, t_f		500 ns		180 ns	180 ns
P diss./porte		1 μ W		2,5 μ W	2,5 μ W
C_{IN}		5 pF		4,5 pF	4,5 pF

Tableau A-III-3 : Caractéristiques des portes de technologie CMOS.

	Standard	L	S	F	LS	ALS	AS
V_{IH}	2 V	2 V	2 V	2 V	2 V	2 V	
V_{IL}	0,8 V	0,8 V	0,8 V	0,8 V	0,8V	0,8V	
V_{OH}	2,4 V	2,7 V	2,7 V	2,5 V	2,7 V	2,5 V	
V_{OL}	0,4 V	0,5 V	0,5 V	0,5 V	0,5 V	0,5 V	
I_{IH}				20 μ A	20 μ A	20 μ A	
I_{IL}				-600 μ A	-400 μ A	-200 μ A	
I_{OH}				-1 mA	-0,4 mA	-0,4 mA	
I_{OL}				20 mA	8 mA	8 mA	
t_{PHL}				3,7 ns	10 ns	5 ns	
t_{PLH}				3,7 ns	10 ns	5 ns	
P diss./porte				5,5 mW	2 mW	1 mW	

Tableau A-III-4 : Caractéristiques des portes de technologie TTL.

A-III.1.3. Fabricant Texas Instrument [55, 56].

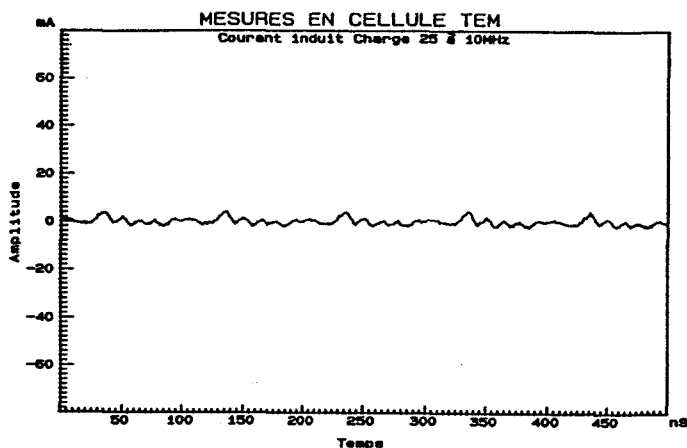
	Standard	L	S	H	LS	ALS	AS
V_{IH}	2 V	2 V	2 V	2 V	2 V	2 V	2 V
V_{IL}	0,8 V	0,7 V	0,8 V	0,8 V	0,8 V	0,8V	0,8V
V_{OH}	3,4 V	3,5 V	3,4 V	3,2 V	3,4 V	4 V	4 V
V_{OL}	0,2 V	0,4 V	0,5 V	0,4 V	0,5 V	0,25 V	0,35 V
I_{IH}	40 μ A	10 μ A	50 μ A	50 μ A	20 μ A	20 μ A	20 μ A
I_{IL}	-1,6 mA	-0,18 mA	-2 mA	-2 mA	-0,1 mA	-100 μ A	-500 μ A
I_{OH}	-400 μ A	-200 μ A	-1 mA	-0,5 mA	-0,4 mA	-0,4 mA	-2 mA
I_{OL}	16 mA	3,6 mA	20 mA	20 mA	8 mA	8 mA	20 mA
t_{PHL}	7 ns	31 ns	3 ns	5,9 ns	9 ns	8 ns	4,5 ns
t_{PLH}	11 ns	35 ns	3 ns	6,2 ns	10 ns	11 ns	4 ns
P diss./porte	10 mW	1 mW	19 mW	22 mW	2 mW	1 mW	7 mW

Tableau A-III-5 : Caractéristiques des portes de technologie TTL.

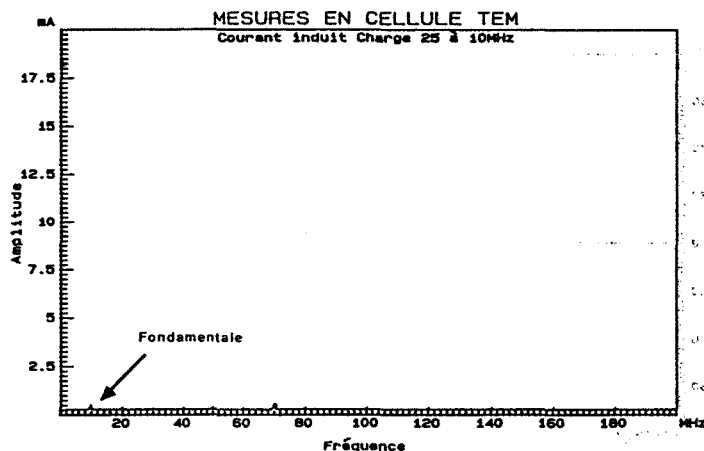
ANNEXE DU CHAPITRE IV

A-IV.1. ÉVOLUTION EN FRÉQUENCE.

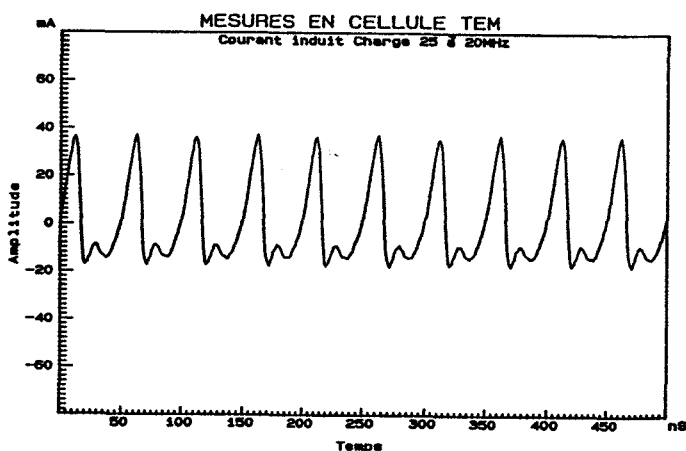
L'évolution en fréquence du courant induit est illustrée par les relevés temporels (a) et fréquentiels (b) pour une perturbation sinusoïdale de fréquence comprise entre 10 MHz et 150 MHz par pas de 10 MHz et pour une amplitude de champ électrique de 150 V/m. Sur la page adjacente, nous avons également fait figurer les résultats de simulation du courant induit (c) et de la tension aux bornes de la jonction (d).



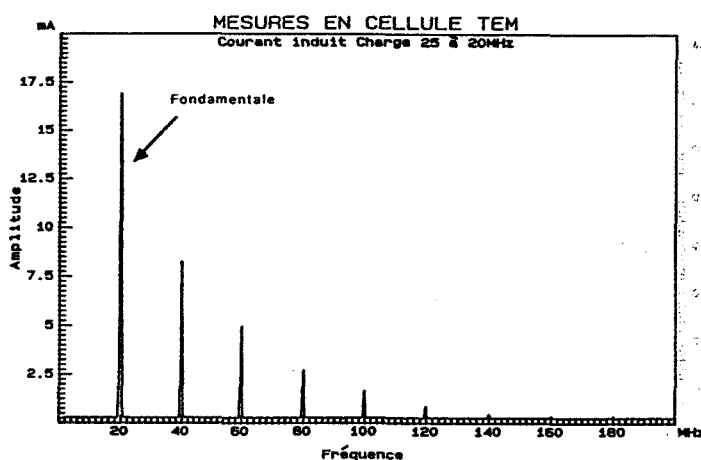
(a) : 10 MHz.



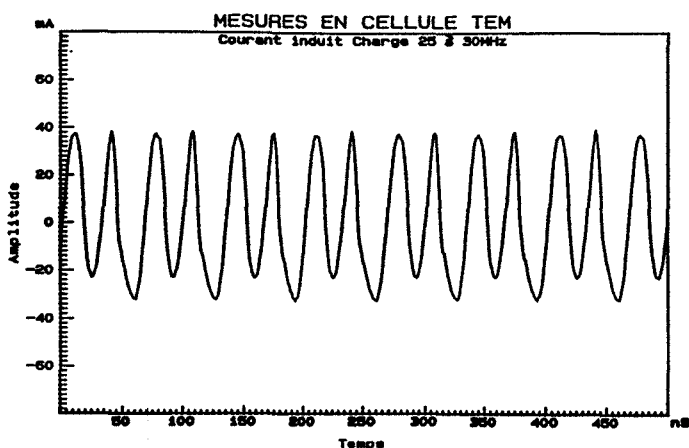
(b) : 10 MHz.



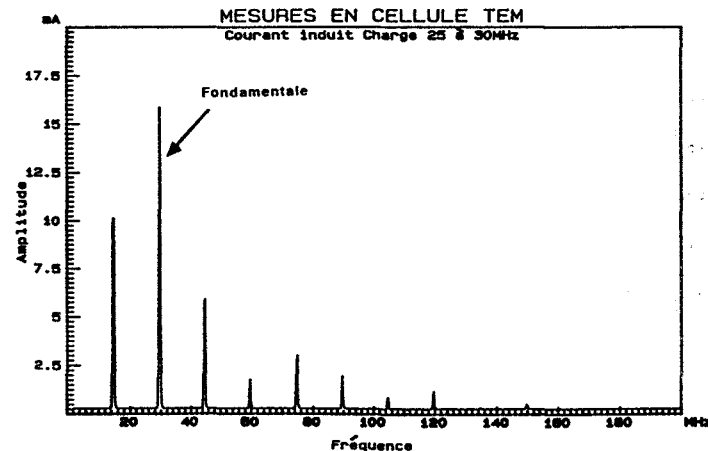
(a) : 20 MHz.



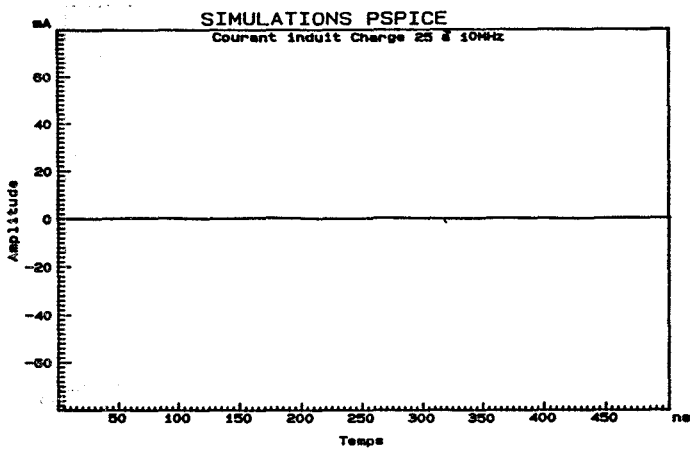
(b) : 20 MHz.



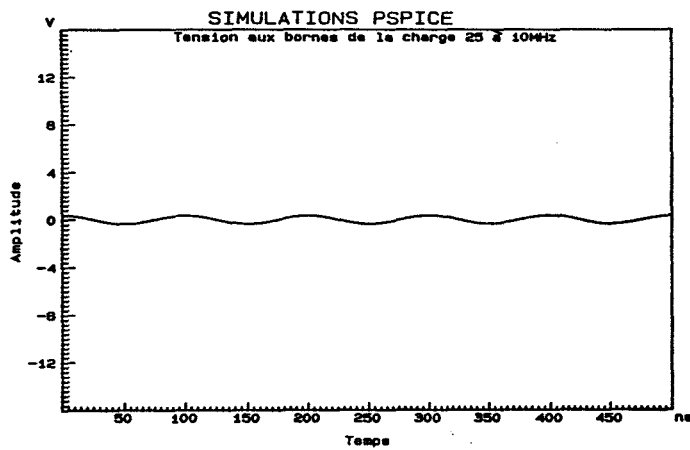
(a) : 30 MHz.



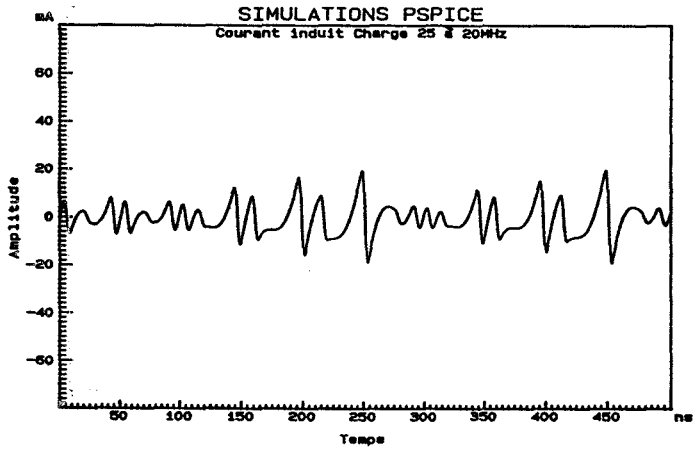
(b) : 30 MHz.



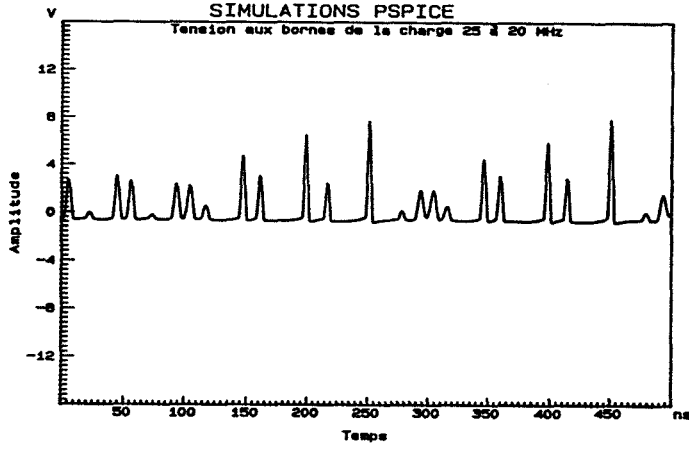
(c) : 10 MHz.



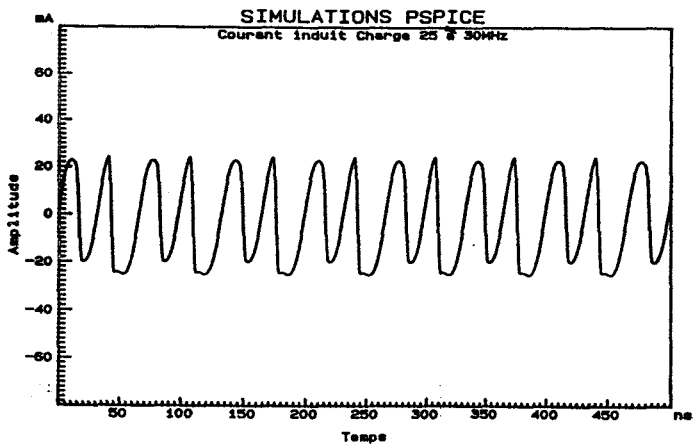
(d) : 10 MHz.



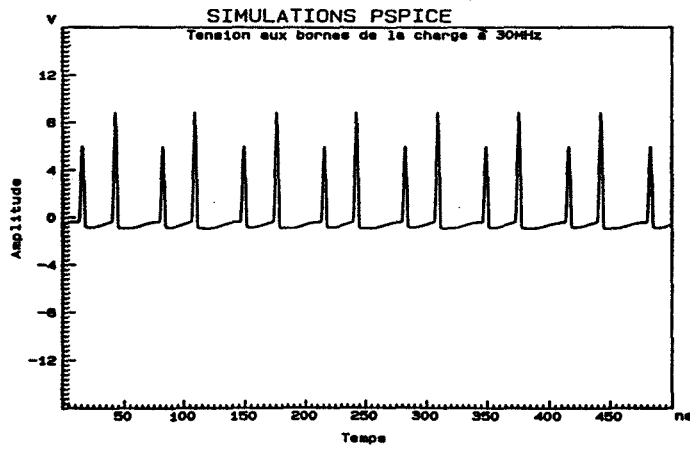
(c) : 20 MHz.



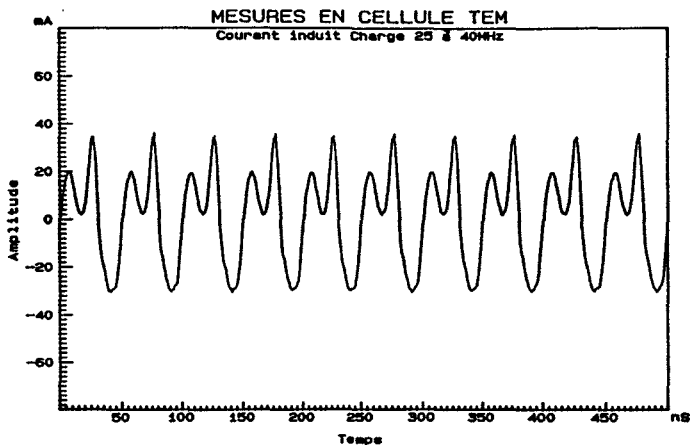
(d) : 20 MHz.



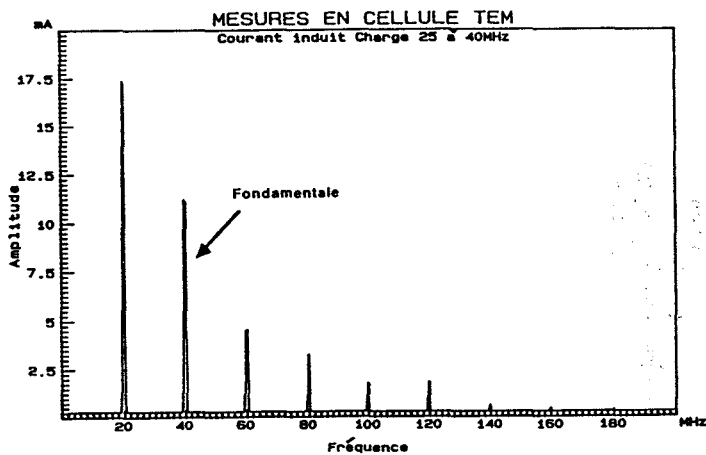
(c) : 30 MHz.



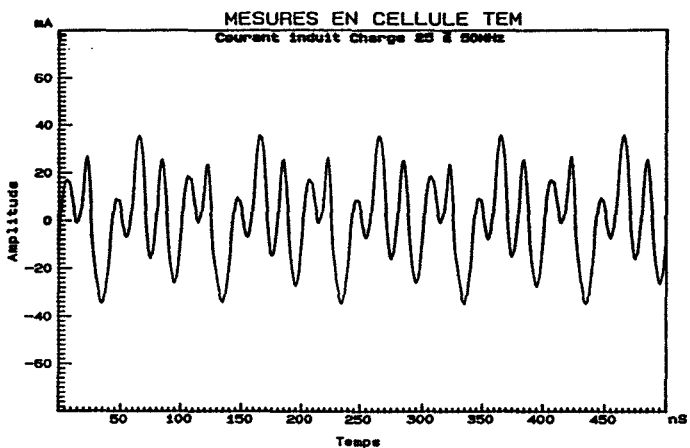
(d) : 30 MHz.



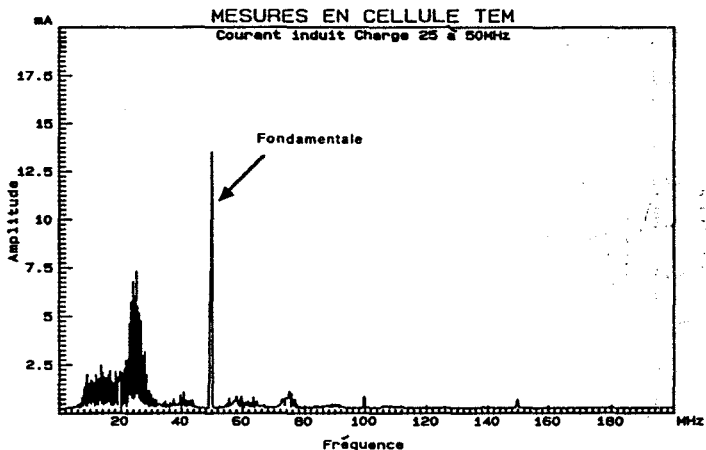
(a) : 40 MHz.



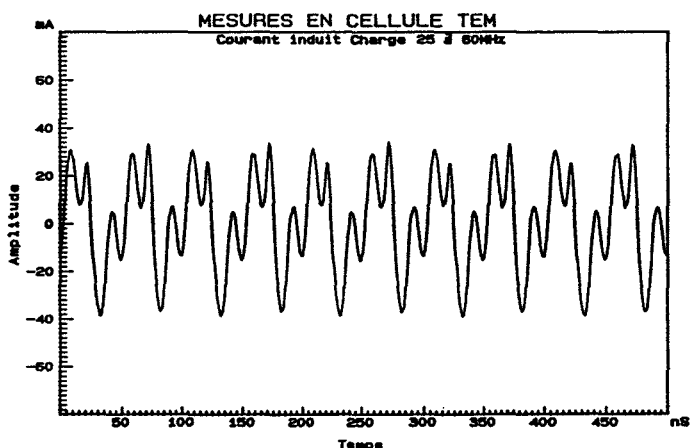
(b) : 40 MHz.



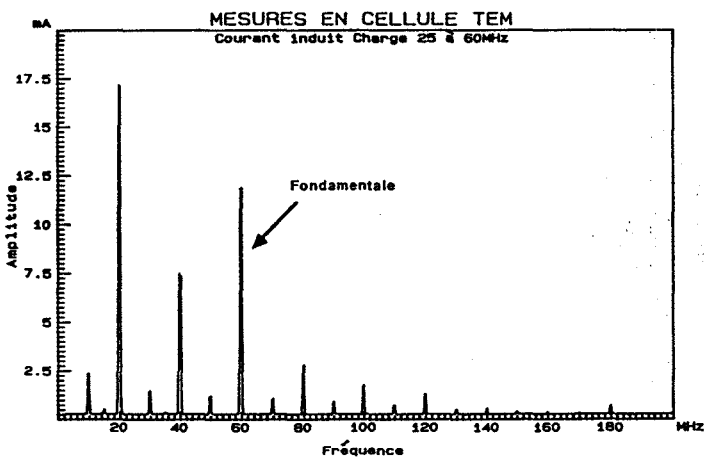
(a) : 50 MHz.



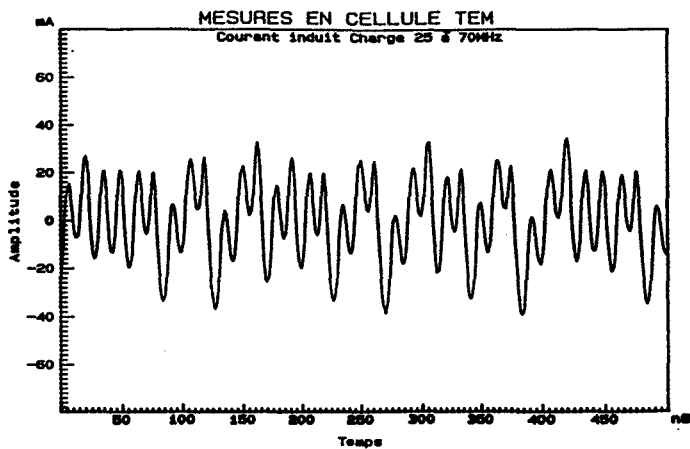
(b) : 50 MHz.



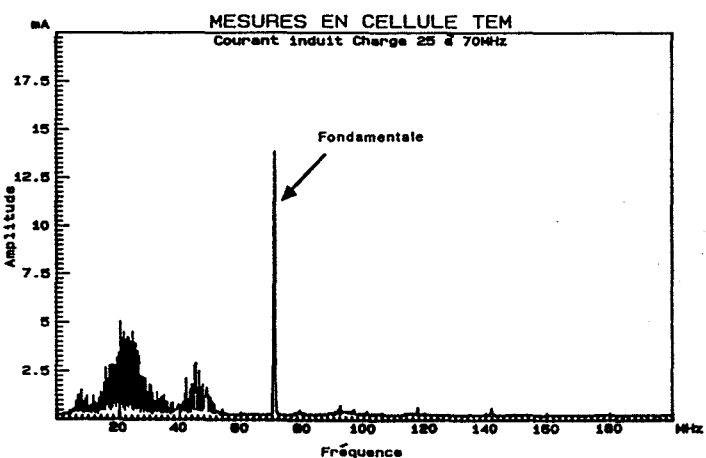
(a) : 60 MHz.



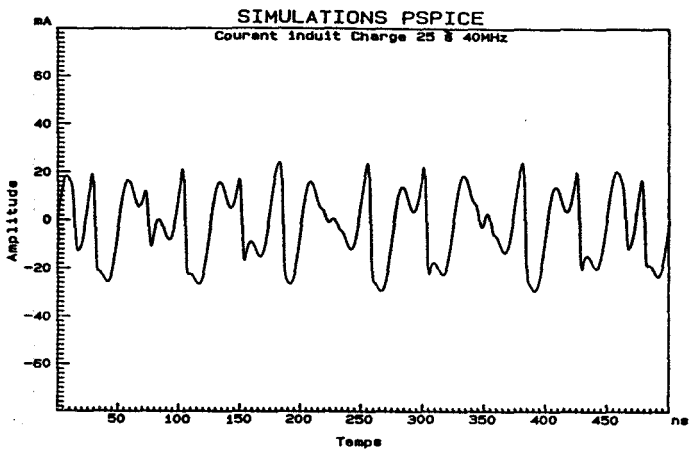
(b) : 60 MHz.



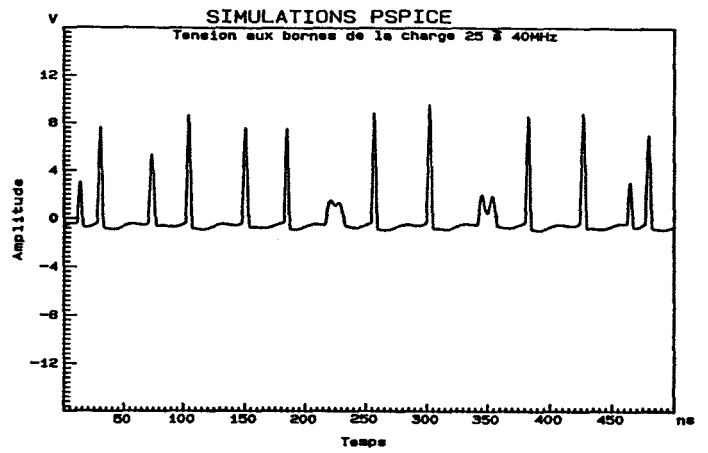
(a) : 70 MHz.



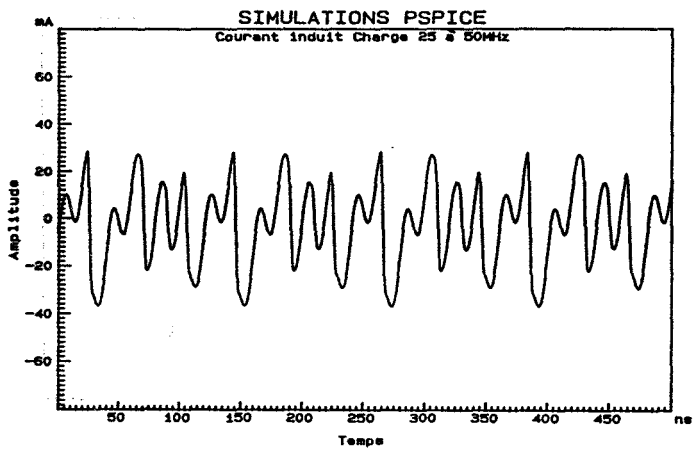
(b) : 70 MHz.



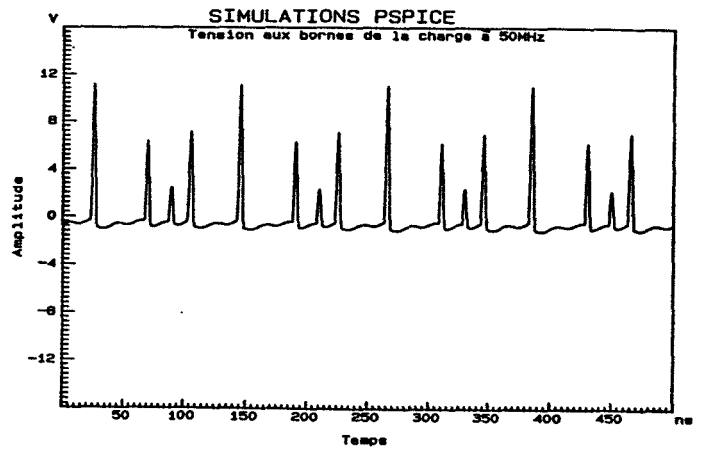
(c) : 40 MHz.



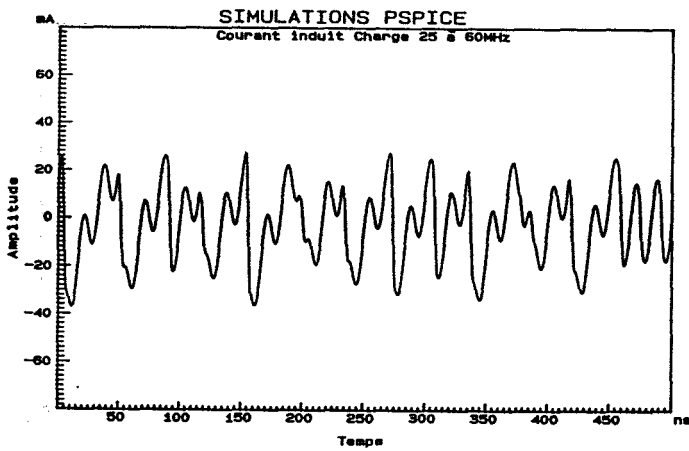
(d) : 40 MHz.



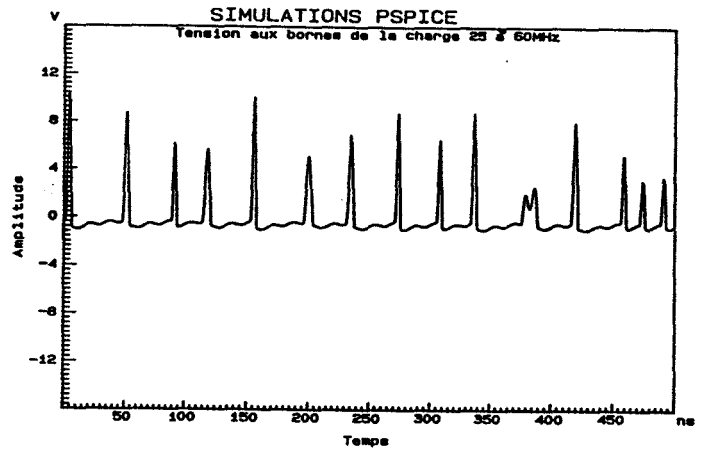
(c) : 50 MHz.



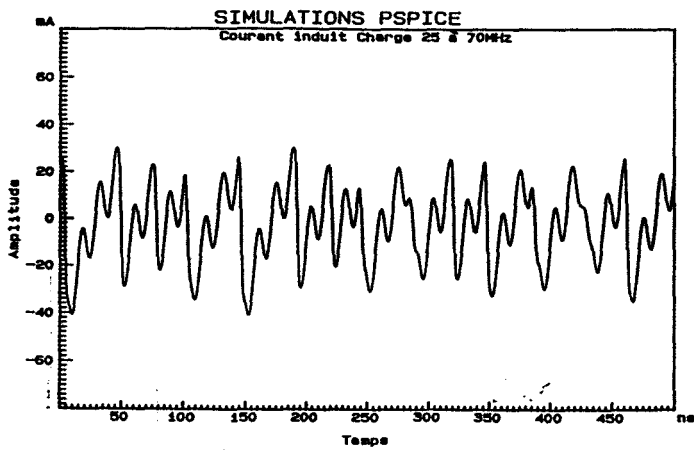
(d) : 50 MHz.



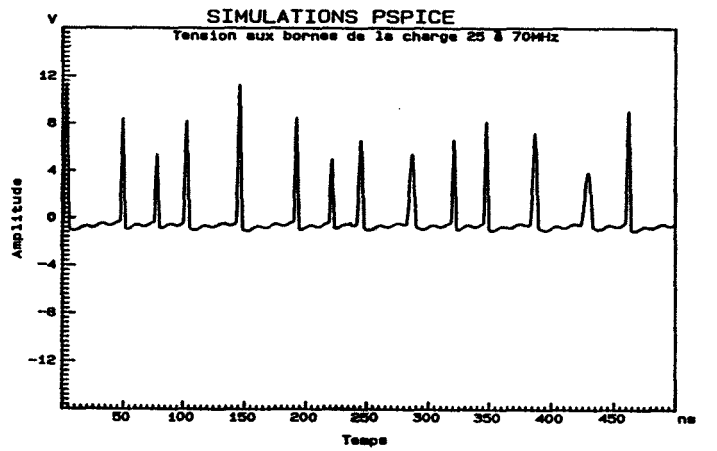
(c) : 60 MHz.



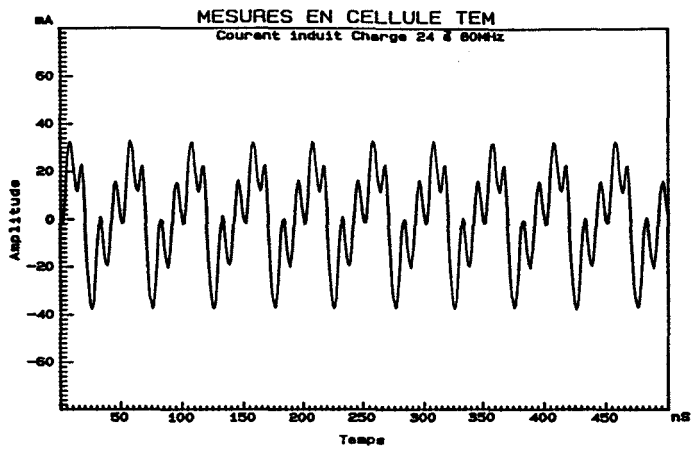
(d) : 60 MHz.



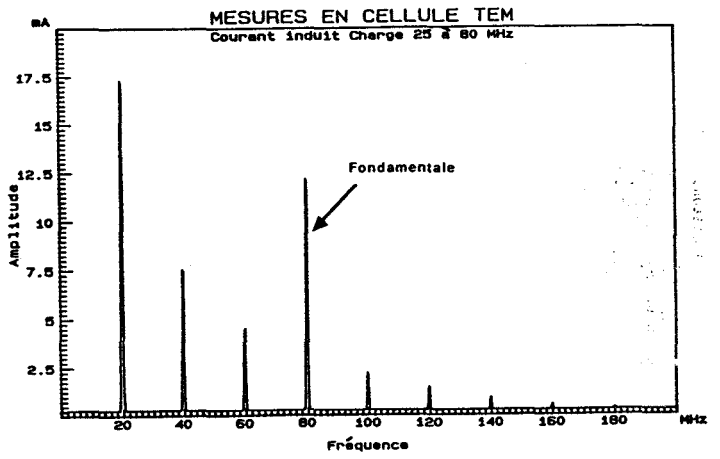
(c) : 70 MHz.



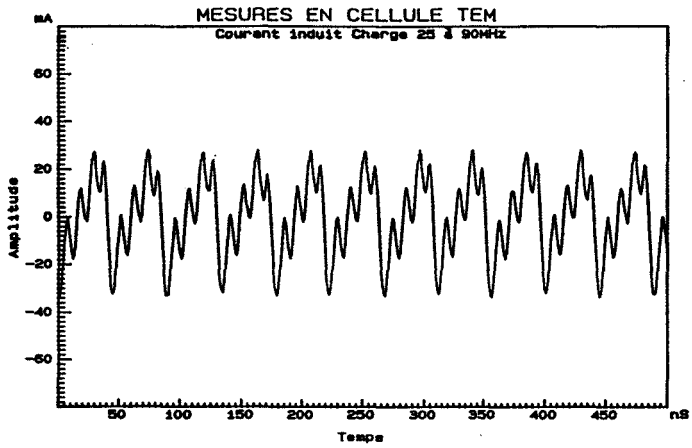
(d) : 70 MHz.



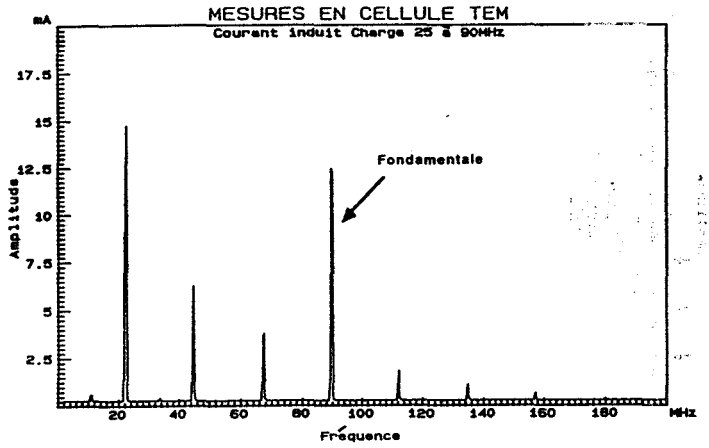
(a) : 80 MHz.



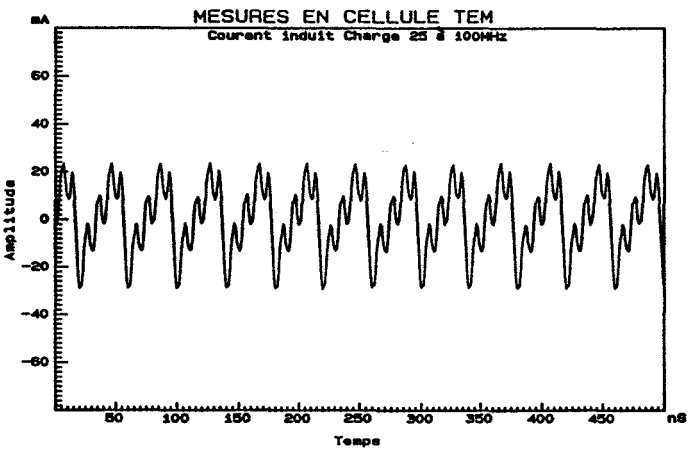
(b) : 80 MHz.



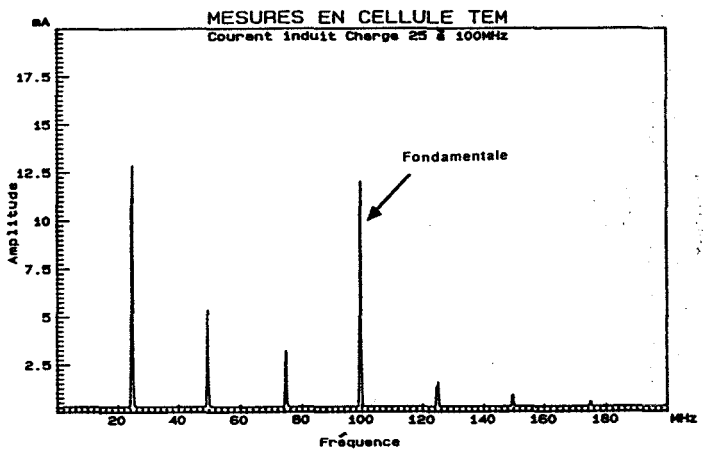
(a) : 90 MHz.



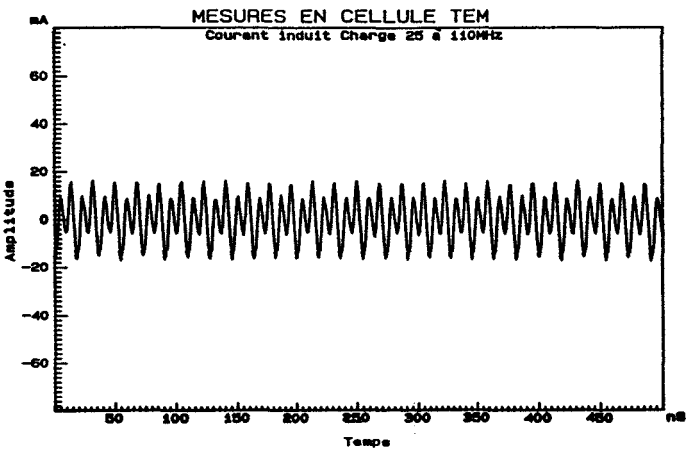
(b) : 90 MHz.



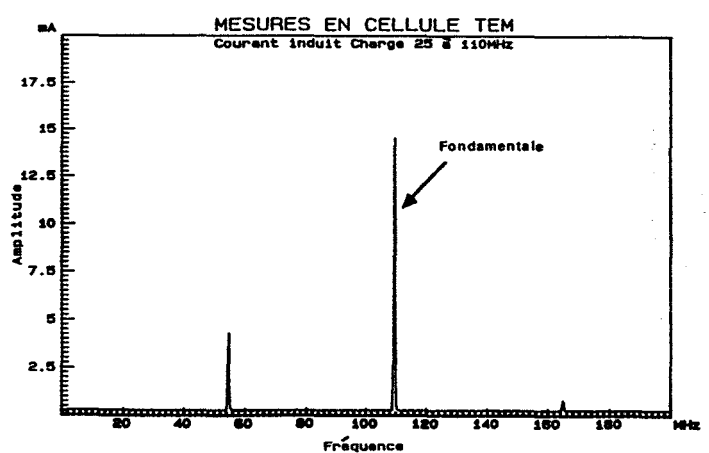
(a) : 100 MHz.



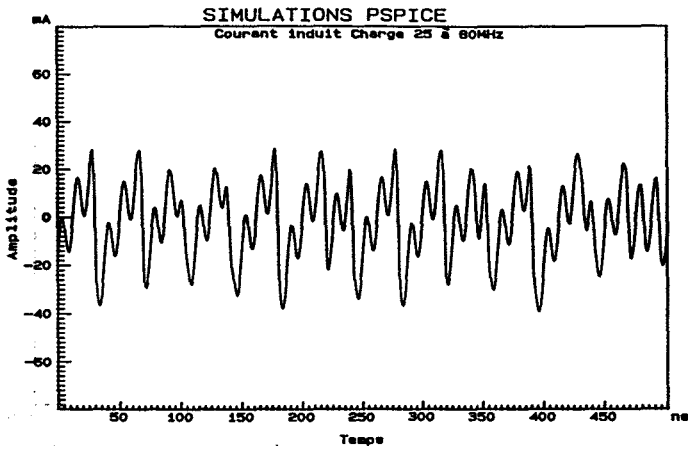
(b) : 100 MHz.



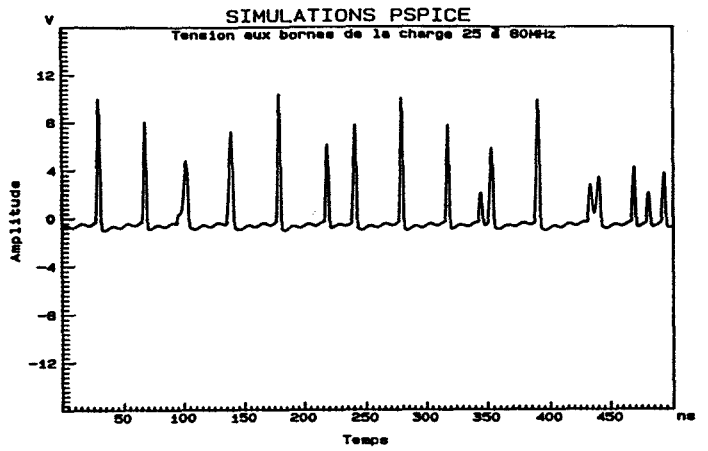
(a) : 110 MHz.



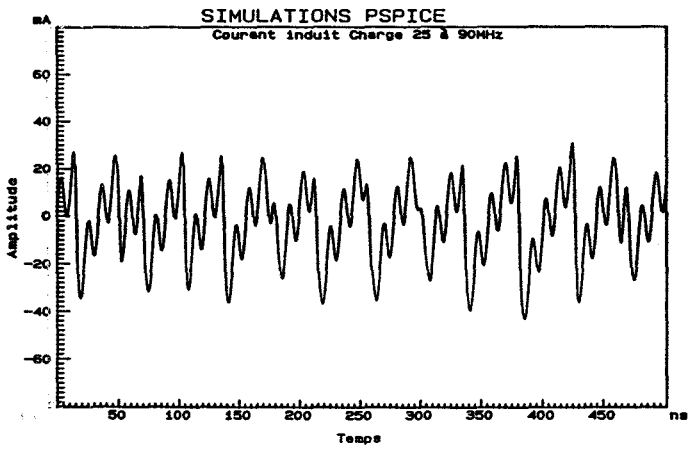
(b) : 110 MHz.



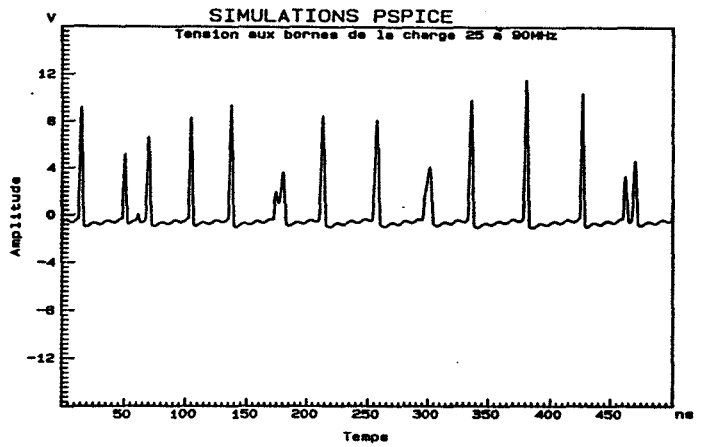
(c) : 80 MHz.



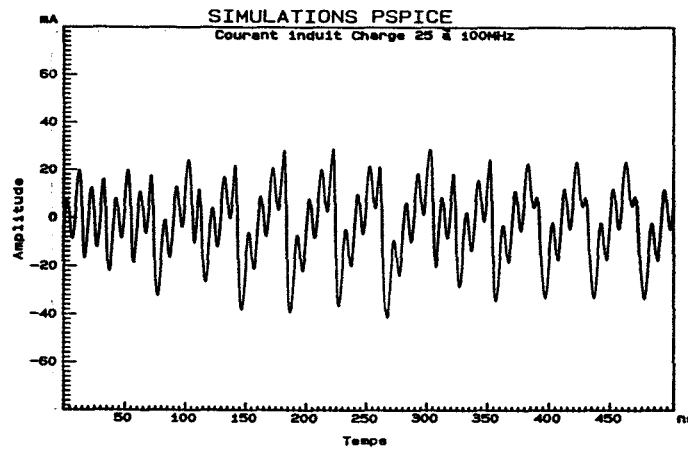
(d) : 80 MHz.



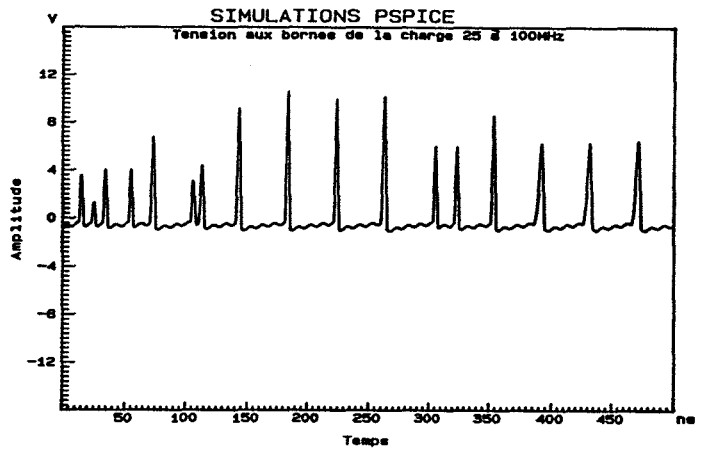
(c) : 90 MHz.



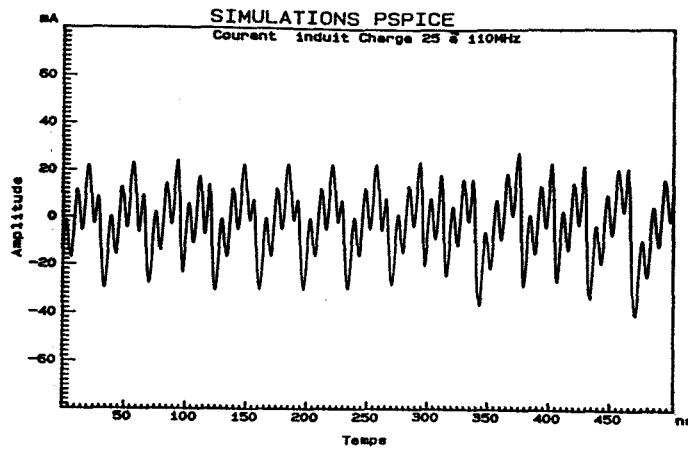
(d) : 90 MHz.



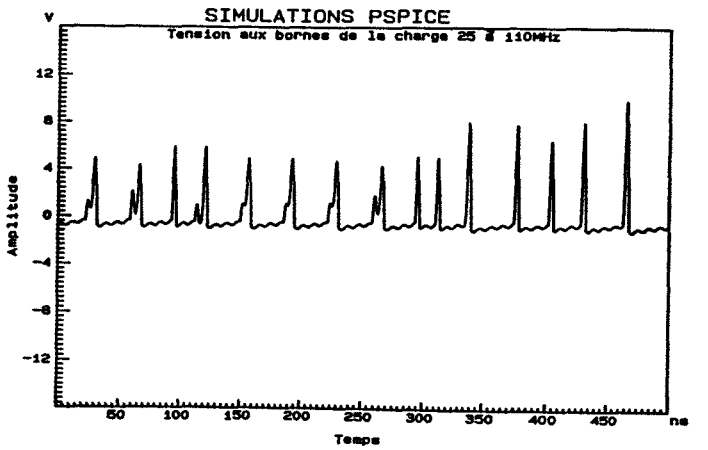
(c) : 100 MHz.



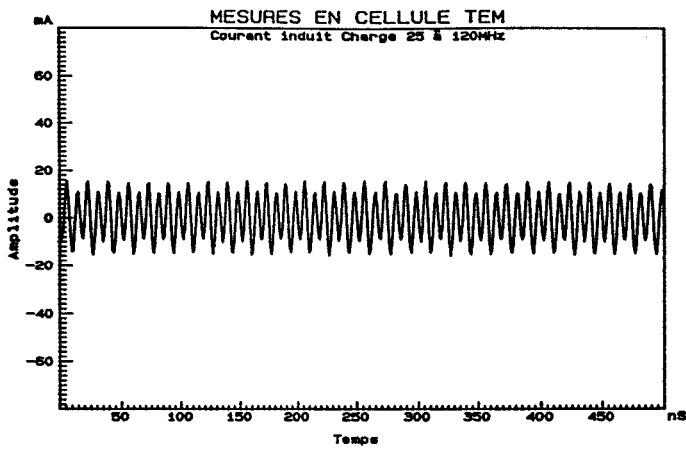
(d) : 100 MHz.



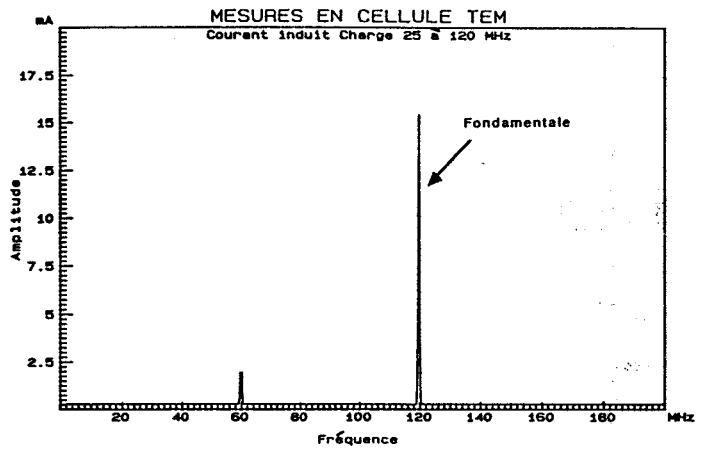
(c) : 110 MHz.



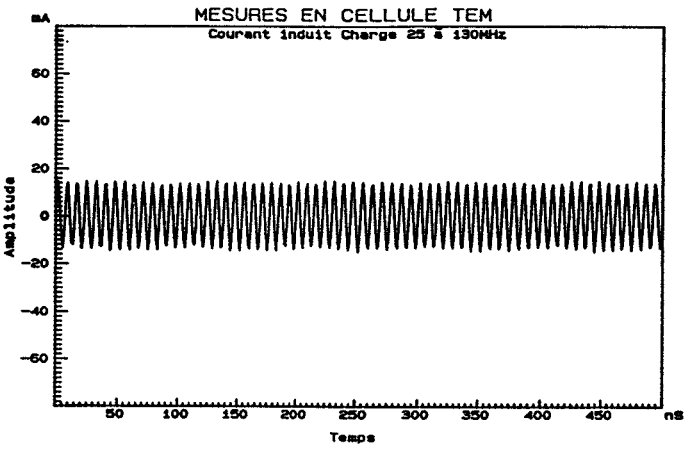
(d) : 110 MHz.



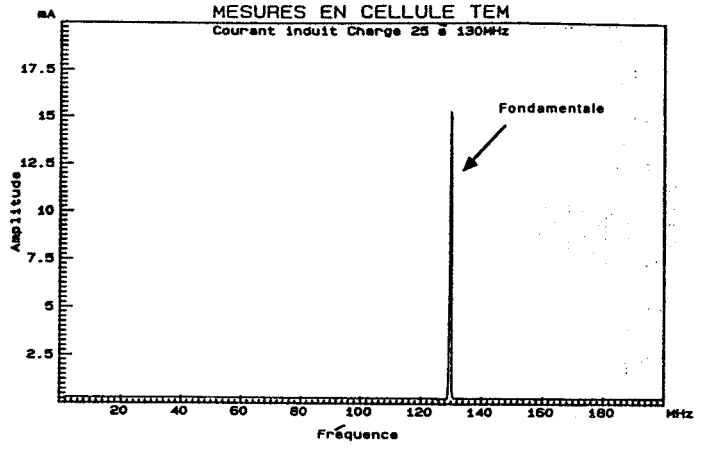
(a) : 120 MHz.



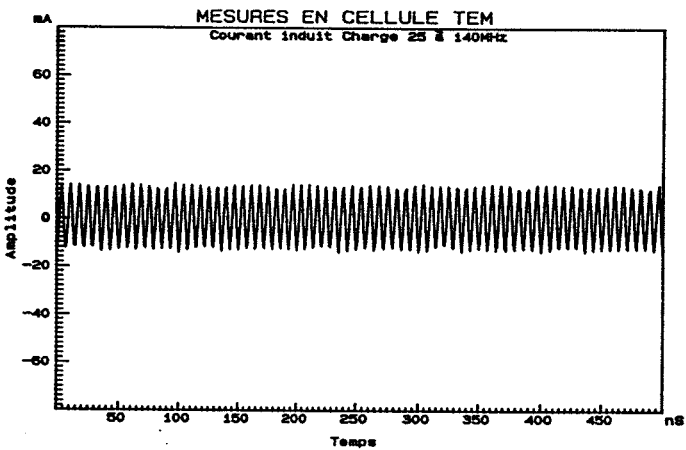
(b) : 120 MHz.



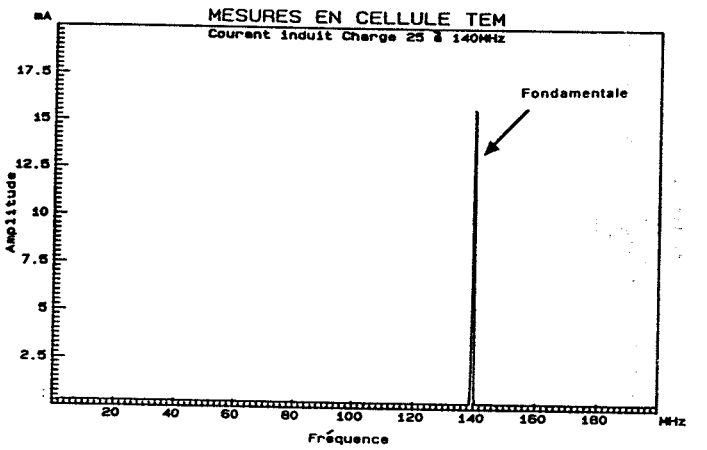
(a) : 130 MHz.



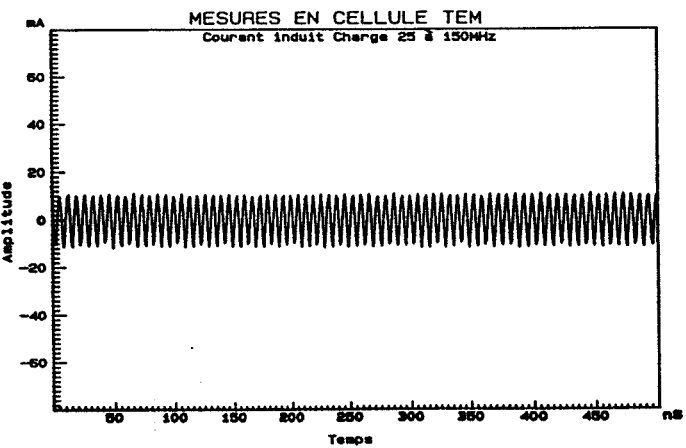
(b) : 130 MHz.



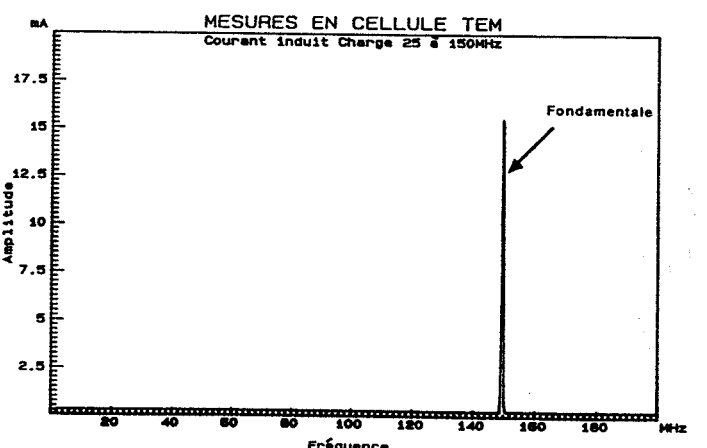
(a) : 140 MHz.



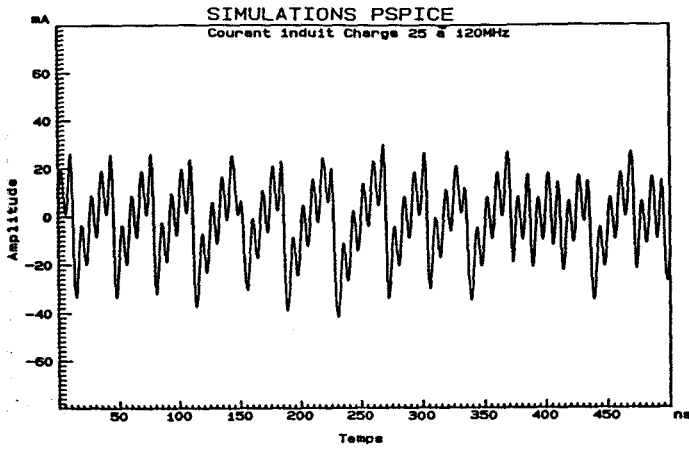
(b) : 140 MHz.



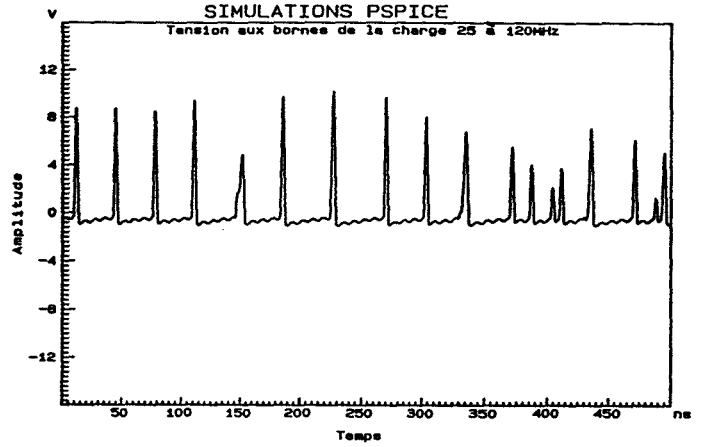
(a) : 150 MHz.



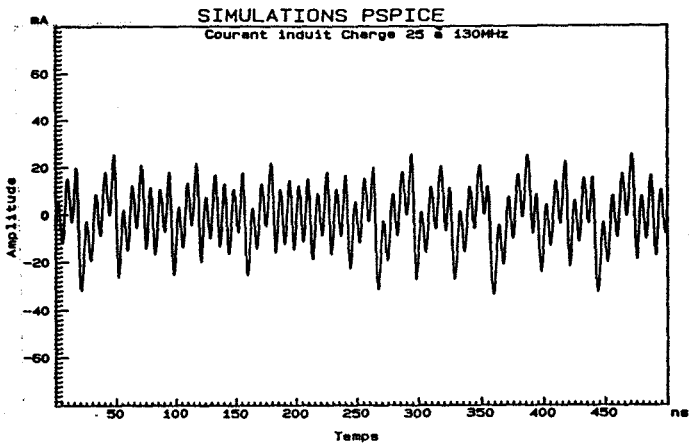
(b) : 150 MHz.



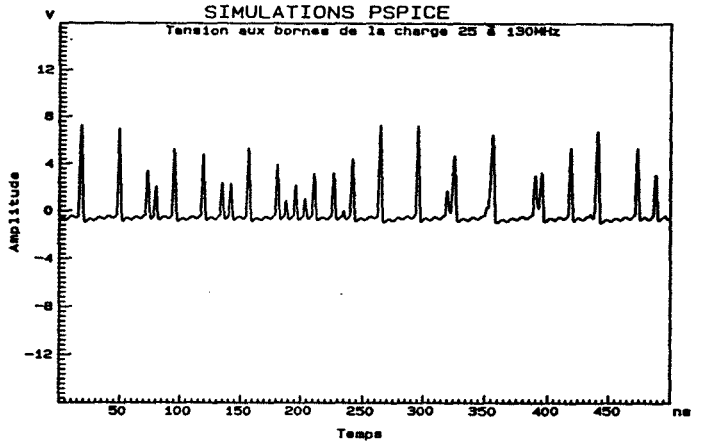
(c) : 120 MHz.



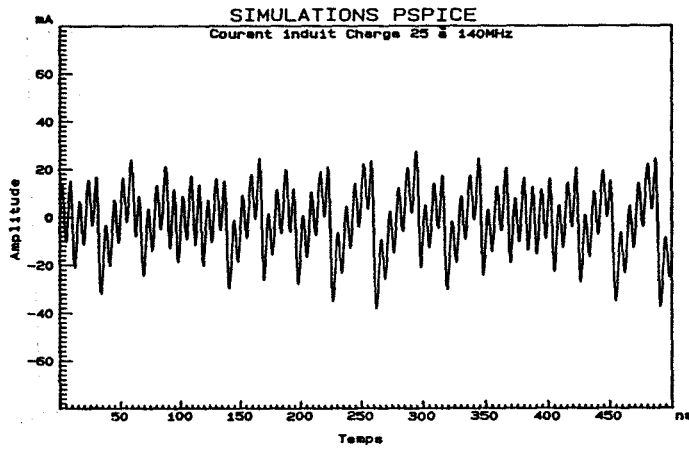
(d) : 120 MHz.



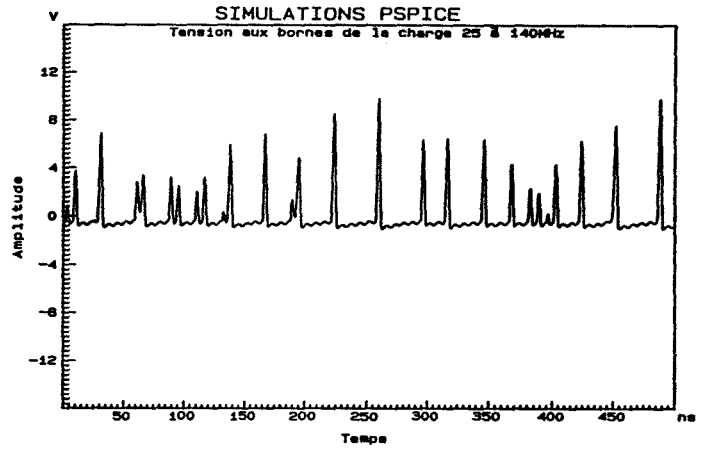
(c) : 130 MHz.



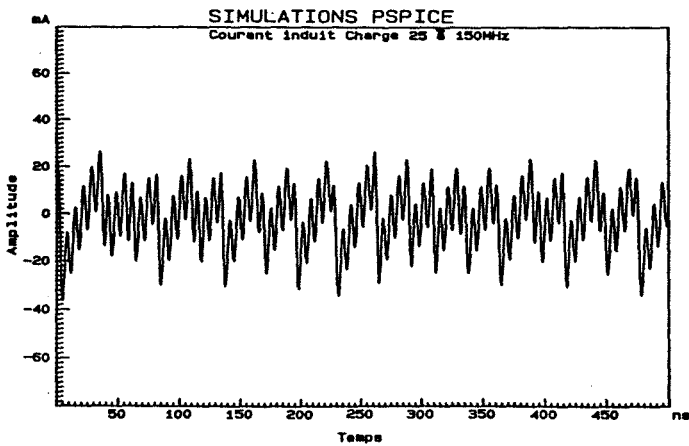
(d) : 130 MHz.



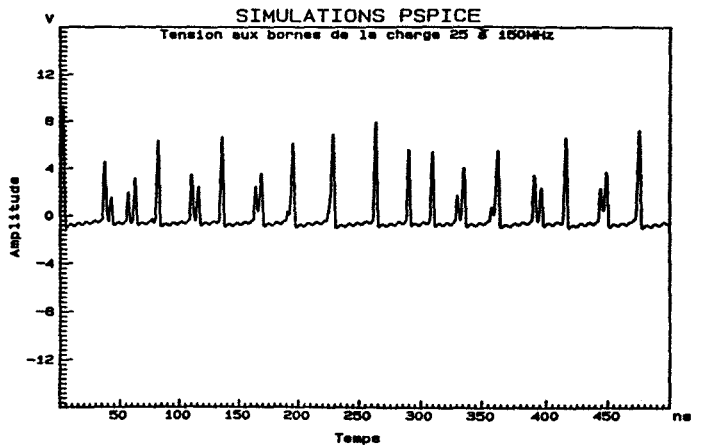
(c) : 140 MHz.



(d) : 140 MHz.



(c) : 150 MHz.



(d) : 150 MHz.

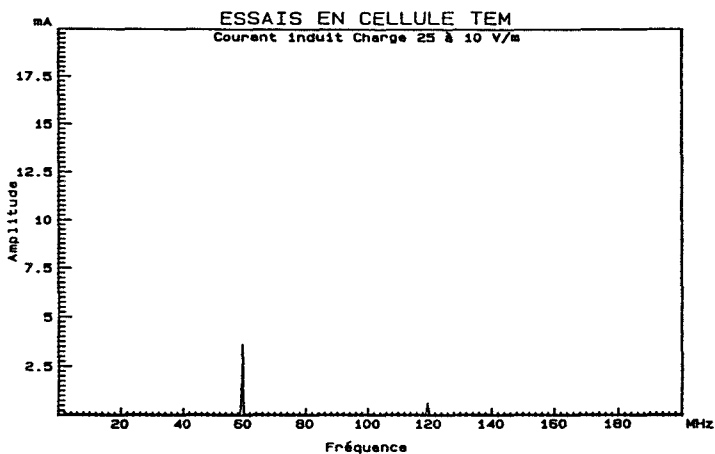
1000

1000

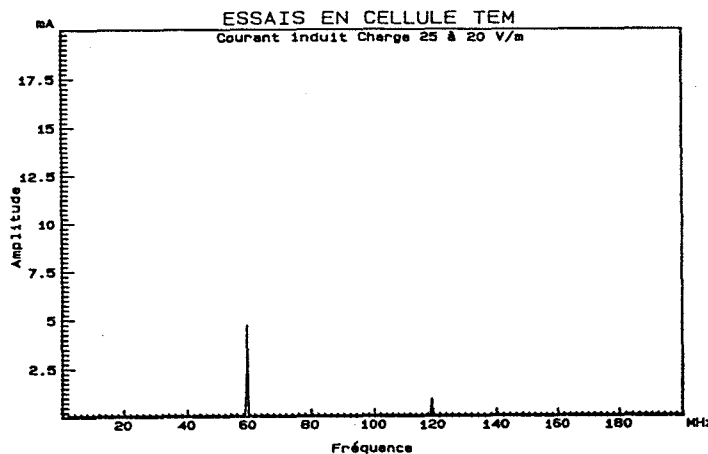
1000

A-IV.2. ÉVOLUTION EN AMPLITUDE.

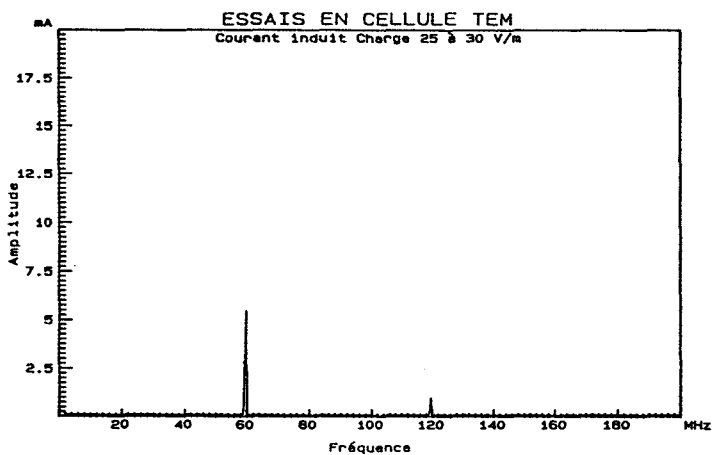
Les graphes ci-dessous correspondent à l'évolution en amplitude. Les relevés fréquentiels sont effectués pour une perturbation sinusoïdale de fréquence 60 MHz et pour des amplitudes de champ électrique de 10 V/m à 150 V/m par pas de 10 V/m.



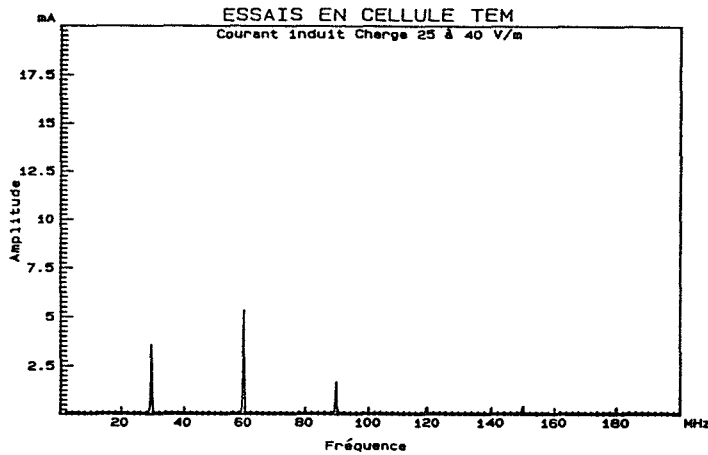
(a) : 10 V/m.



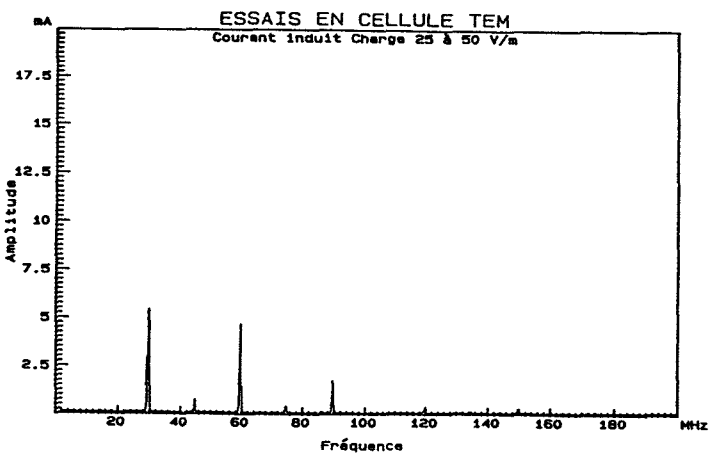
(b) : 20 V/m.



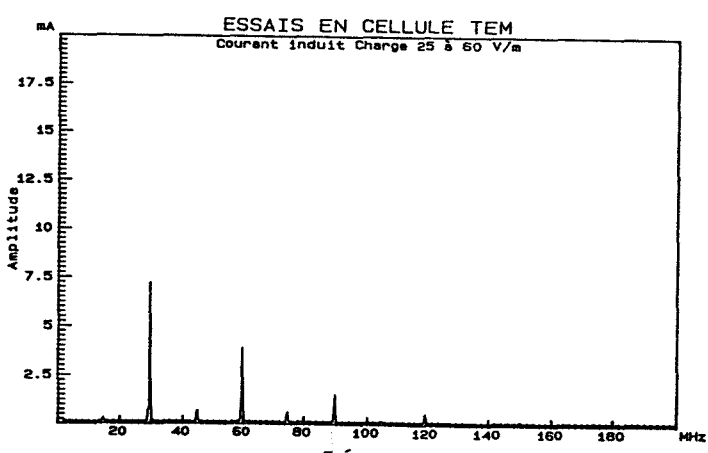
(c) : 30 V/m.



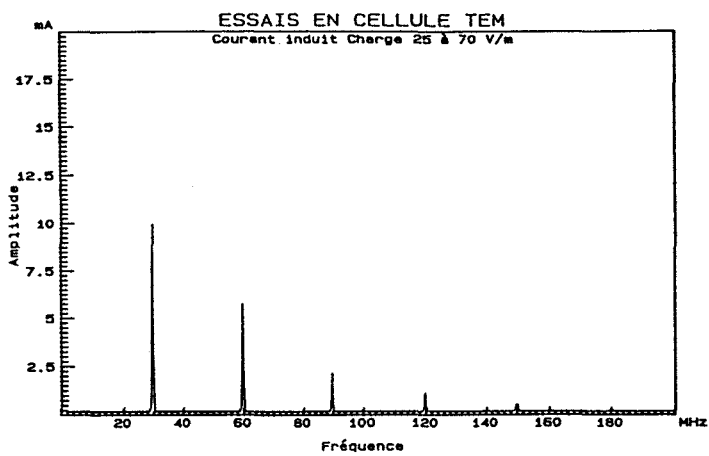
(d) : 40 V/m.



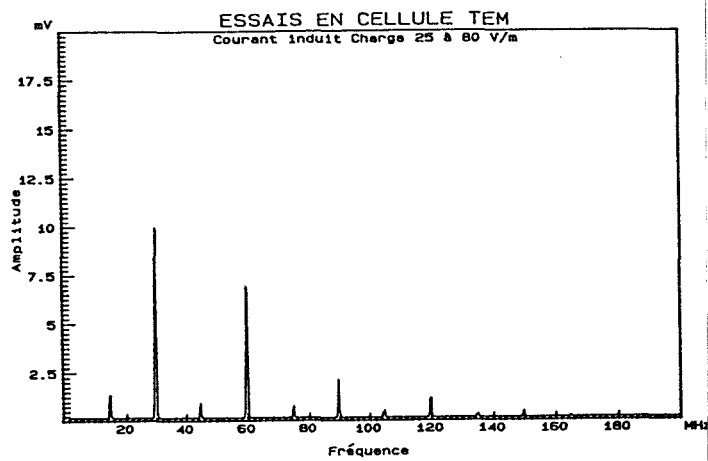
(e) : 50 V/m.



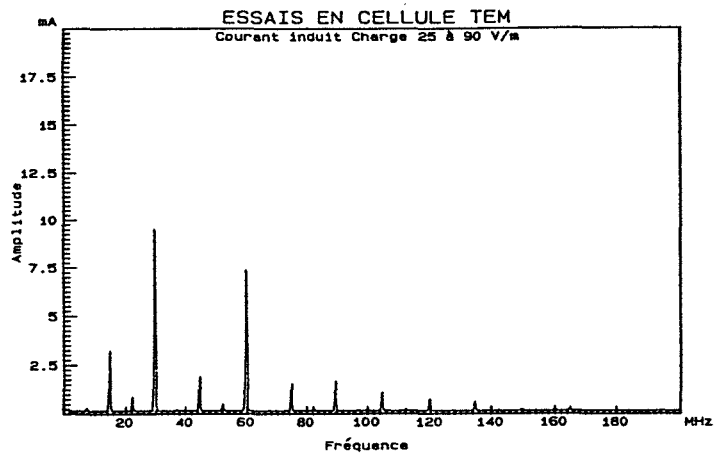
(f) : 60 V/m.



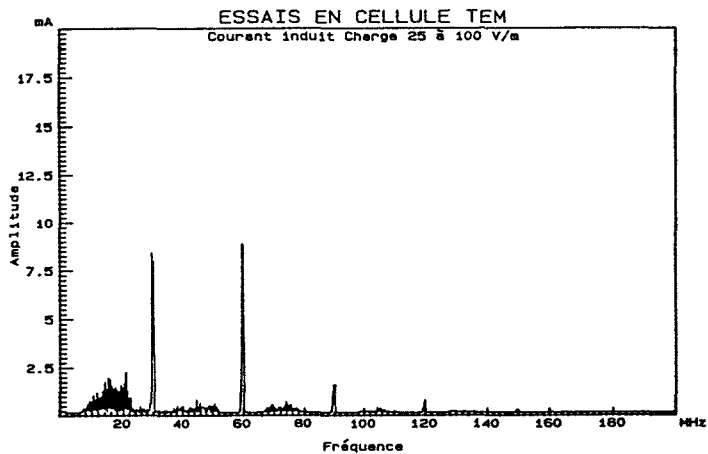
(g) : 70 V/m.



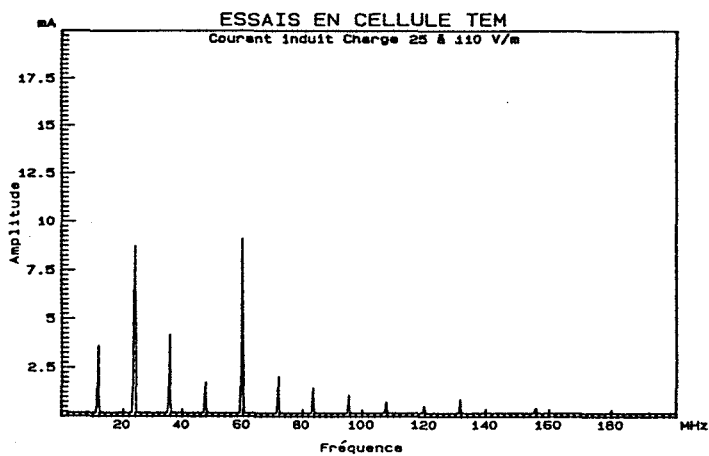
(h) : 80 V/m.



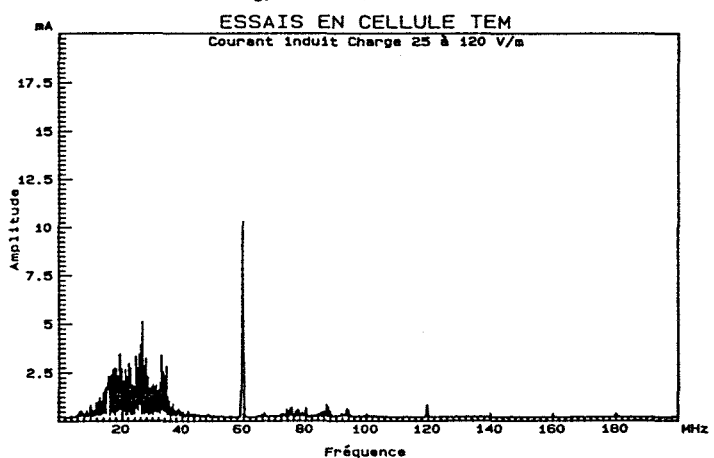
(i) : 90 V/m.



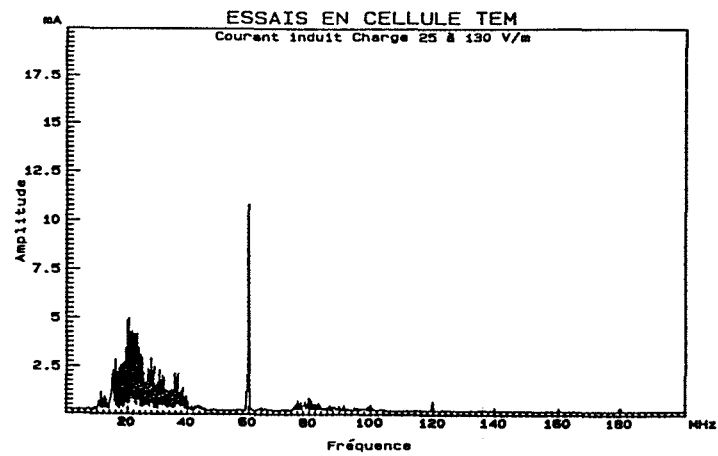
(j) : 100 V/m.



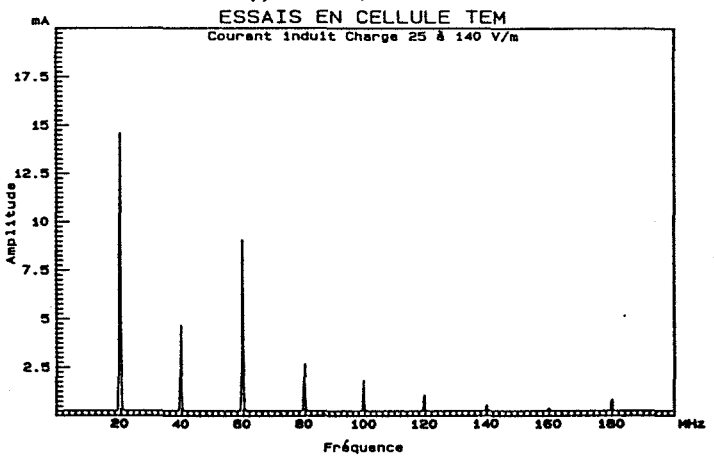
(k) : 110 V/m.



(l) : 120 V/m.

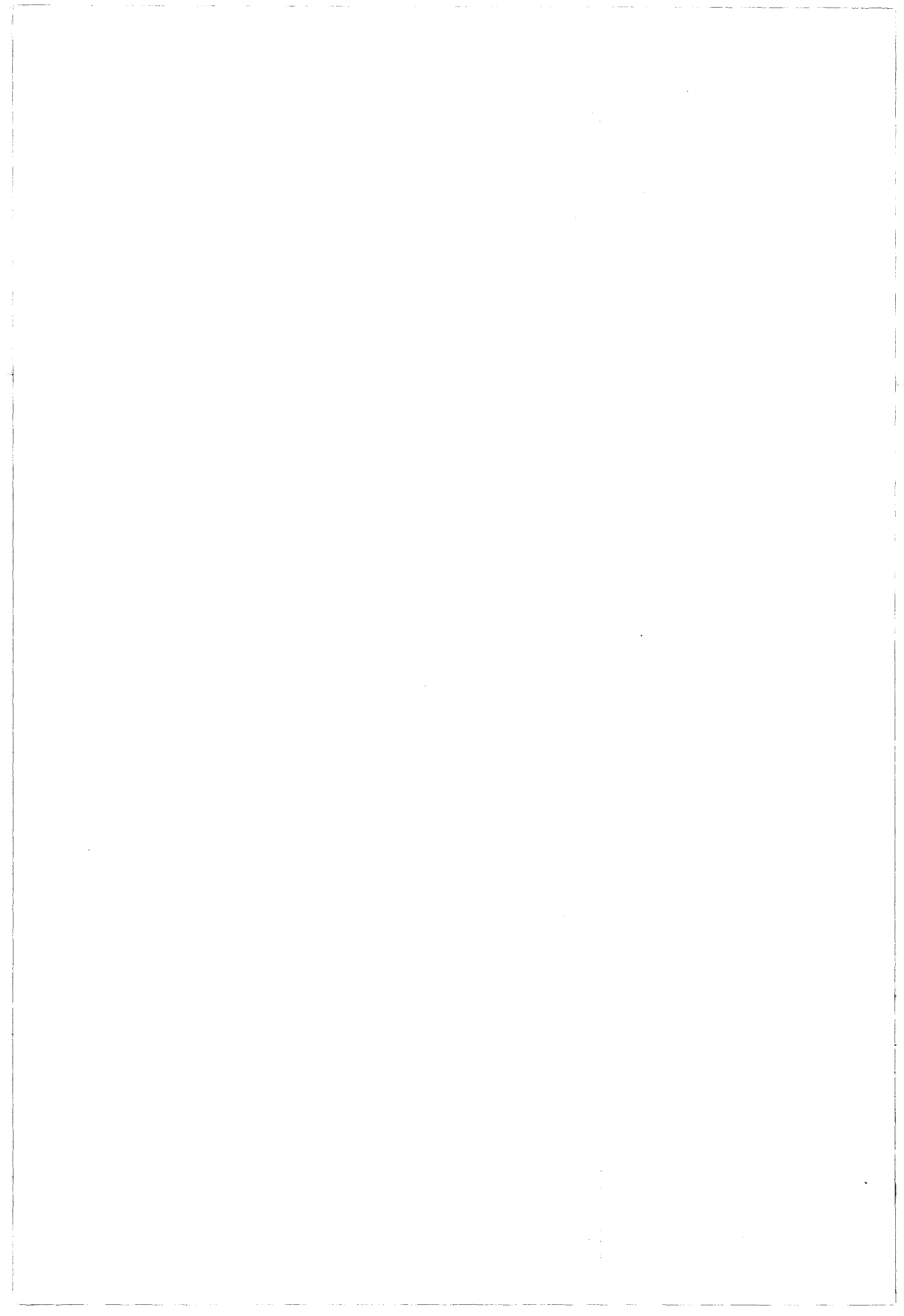


(m) : 130 V/m.



(n) : 140 V/m.

ANNEXE DU CHAPITRE V



A-V.1. LE GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX.

Ce générateur regroupe un ensemble de fonctions cadencées par une horloge de base de 50 MHz (Figure A-V-1). Il peut fournir des niveaux logiques statiques (haut et bas), des signaux externes synchronisés avec l'horloge locale et quatre séquences binaires pseudo-aléatoires (SBPA) de longueurs différentes à des débits de 3,125 Mbps, 6,25 Mbps, 12,5 Mbps ou 25 Mbps.

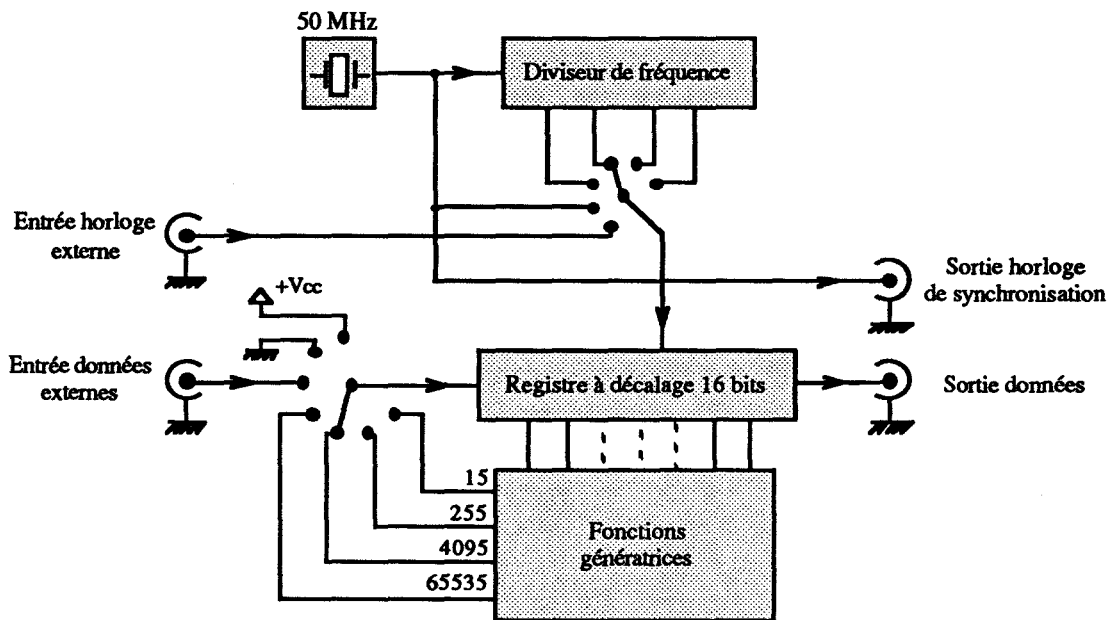


Figure A-V-1 : Schéma synoptique du générateur de signaux.

Les séquences binaires pseudo-aléatoires peuvent être construites à partir d'un registre à décalage en réinjectant à l'entrée du registre une fonction booléenne de son état interne (Figure A-V-2).

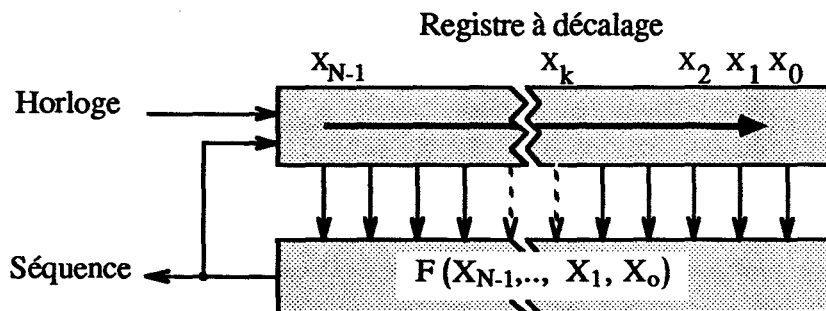


Figure A-V-2 : Génération d'une séquence binaire pseudo-aléatoire.

Cette fonction booléenne, basée sur des opérateurs OU exclusifs, a la forme polynomiale suivante :

$$F(X_{N-1}, \dots, X_0) = X_i \oplus \dots \oplus X_j \quad (\text{A-V.1})$$

avec $0 \leq i < j \leq N-1$

où N est le nombre d'éléments composant le registre à décalage. La séquence maximale qui peut être obtenue avec un registre de taille N est de $m = (2^N - 1)$ états logiques lorsque le contenu initial du registre est non nul. Dans le cas contraire il n'y a qu'un seul état possible qui correspond au dernier état non cité, à savoir $X_{N-1} = \dots = X_0 = 0$.

Les quatre séquences binaires pseudo-aléatoires de longueur respective 15, 255, 4095 et 65635 que nous avons choisies sont générées à partir d'un seul registre à décalage de 16 bits et de quatre fonctions génératrices prises parmi les polynômes générateurs du tableau A-V-3.

Taille du registre	Longueur de la séquence	Polynôme générateur
2	3	$X_1 X_0$
3	7	$X_1 X_0$
4	15	$X_1 X_0$
5	31	$X_3 X_0$
6	63	$X_1 X_0$
7	127	$X_3 X_0$
8	255	$X_4 X_3 X_2 X_0$
9	511	$X_4 X_0$
10	1023	$X_3 X_0$
11	2047	$X_2 X_0$
12	4095	$X_6 X_4 X_1 X_0$
13	8191	$X_4 X_3 X_1 X_0$
14	16383	$X_{10} X_6 X_1 X_0$
15	32767	$X_1 X_0$
16	65535	$X_{12} X_3 X_1 X_0$

Tableau A-V-3 : Polynômes générateurs en fonction de la longueur de la séquence.

Pour conserver un registre à décalage de taille unique (16 bits), les polynômes générateurs des quatre séquences choisies parmi celles du tableau précédent deviennent :

Longueur de la séquence	Polynôme générateur
15	$X_{13} X_{12}$
255	$X_{12} X_{11} X_{10} X_8$
4095	$X_{10} X_8 X_5 X_4$
65535	$X_{12} X_3 X_1 X_0$

Tableau A-V-4 : Polynômes générateurs pour un registre de taille 16.

Le signal $b(t)$ issu du registre à décalage se présente sous la forme d'une succession d'impulsions de largeur variable comme illustrée dans la Figure A-V-5, cette largeur étant un multiple entier d'une largeur minimale θ que nous considérerons comme un bit élémentaire de niveau logique "0" (0 Volt) ou "1" (5 Volts).

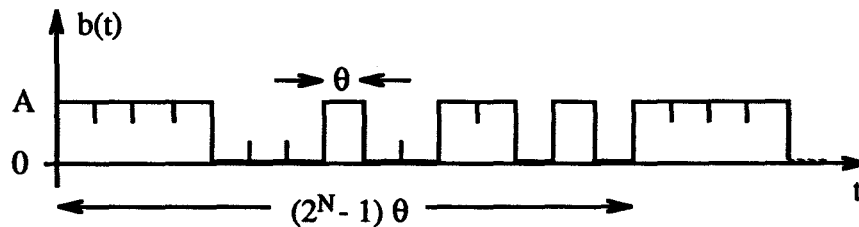


Figure A-V-5 : Séquence binaire pseudo-aléatoire de $N=15$ bits.

Posons A l'amplitude de $b(t)$ et $b'(t)$ la séquence binaire pseudo-aléatoire telle que :

$$b'(t) = b(t) - \frac{A}{2} \quad (\text{A-V.2})$$

La fonction d'autocorrélation $C_{b'b'}(t)$ de $b'(t)$ s'écrit :

$$C_{b'b'}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T b'(t) b'(t-\tau) dt \quad (\text{A-V.3})$$

Le niveau du signal $b'(t)$ étant constant entre $i\theta$ et $(i+1)\theta$ nous pouvons calculer cette fonction d'autocorrélation sous sa forme discrète en posant $t = i\theta$ et $\tau = k\theta$. Cette fonction prend deux valeurs différentes selon la valeur de k :

pour $k = 0$ ou $k = m$:

$$C_{b'b'}(k\theta) = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} b'^2(i\theta) = \left(\frac{A}{2}\right)^2 \quad (\text{A-V.4})$$

pour $k \neq 0$ et $k \neq m$:

$$C_{b'b'}(k\theta) = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} b'(i\theta) \cdot b'(i\theta - k\theta) = -\frac{1}{m} \left(\frac{A}{2}\right)^2 \quad (\text{A-V.5})$$

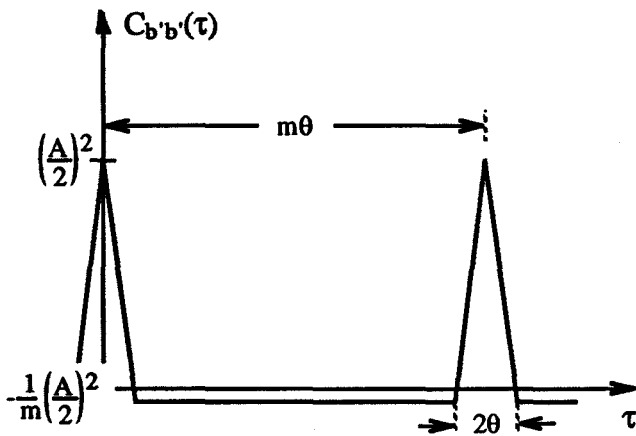
La fonction d'autocorrélation est une succession de triangles isocèles de base 2θ , d'amplitude $(A/2)^2$ et de période $m\theta$ comme représentée par la figure A-V-6 (a). Lorsque la longueur m de la séquence est très grande par rapport à 1 sa transformée de Fourier est la densité spectrale $S_{b'b'}(\vartheta)$ définie par :

$$S_{b'b'}(\vartheta) \approx \frac{1}{m} \left(\frac{A}{2}\right)^2 \frac{\sin^2(\pi \vartheta \theta)}{(\pi \vartheta \theta)^2} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\vartheta - \frac{i}{m\theta}\right) \quad (\text{A-V.6})$$

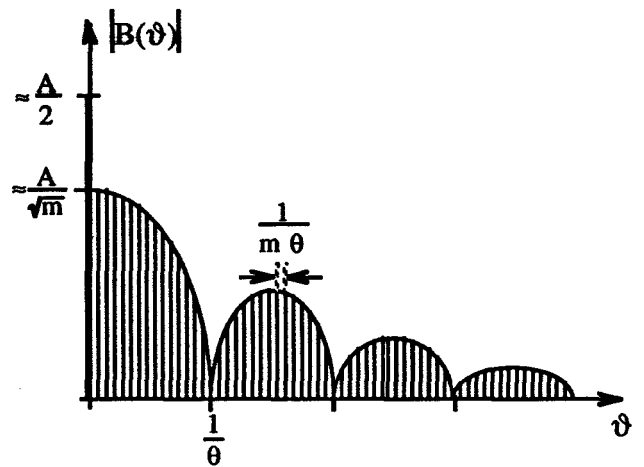
Le spectre total $B(\vartheta)$ découle de la densité spectrale $S_{b'b'}(\vartheta)$ à laquelle il faut ajouter la valeur moyenne $\frac{A}{2}$:

$$B(\vartheta) \approx \frac{A}{2} \delta(0) + \frac{A}{2\sqrt{m}} \frac{\sin(\pi \vartheta \theta)}{\pi \vartheta \theta} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\vartheta - \frac{i}{m\theta}\right) \quad (\text{A-V.7})$$

dont l'allure est donnée par la figure A-V-6 (b).



(a) Fonction d'autocorrélation.



(b) Spectre de la SBPA.

Figures A-V-6 : Caractéristiques d'une SBPA.

A-V.2. LE COMPAREUR DE SIGNAUX.

Les mesures de susceptibilité s'appuient sur la validation du bon fonctionnement de l'équipement sous test et dans cette optique, deux solutions peuvent être retenues. La première consiste à décrire numériquement une enveloppe autour du signal de référence et à stipuler que toute portion du signal sortant des limites de cette enveloppe traduit un défaut. Cette approche, employée dans les mesures de susceptibilité précédentes (§ II.1.2) offre l'avantage de traiter le signal sous sa forme analogique mais ne peut s'appliquer qu'à un signal périodique de motif simple (signal carré, trame fixe de quelques bits ...). Elle n'est donc pas appropriée dans le cas de séquences binaires pseudo-aléatoires de longueur importante. La seconde solution consiste à comparer directement le signal renvoyé avec son signal de référence variant dans le temps. Cette méthode nécessite de mettre en place des tolérances temporelles et des marges en amplitude pour lesquelles les deux signaux seront considérés identiques. Ceci revient à créer une enveloppe dynamique évoluant en fonction du signal de référence.

Dans le cas de circuits logiques, leur fonctionnement binaire réduit les paramètres de tolérance à l'unique composante temporelle, les marges d'amplitude étant implicitement vérifiées par les niveaux de décision des composants logiques utilisés par le comparateur logique.

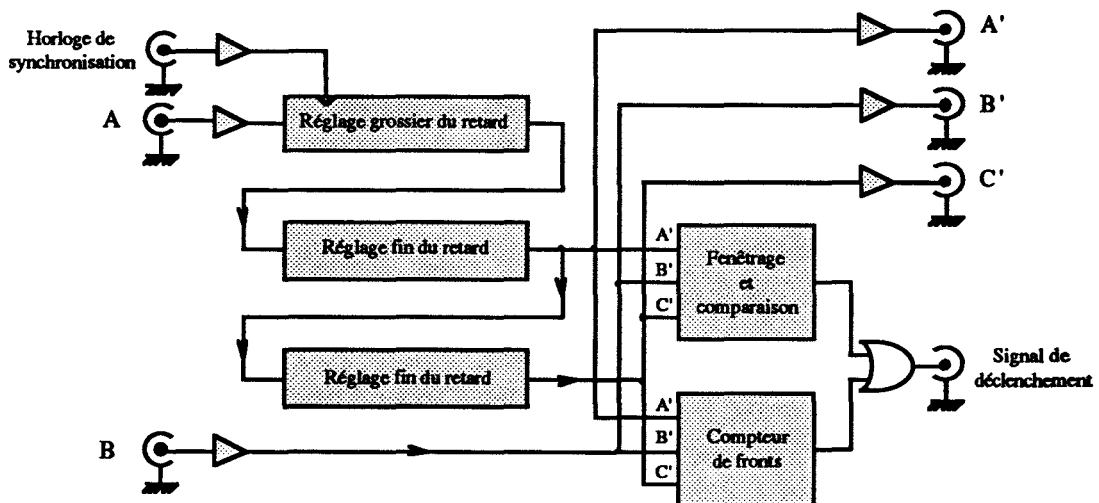


Figure A-V-7 : Schéma synoptique du comparateur de signaux.

Les défauts pouvant apparaître sur le signal peuvent être classés en deux types : les défauts relatifs à une action sur les fronts des signaux qui se traduisent par une dégradation des temps de commutation et les défauts liés à une modification du niveau logique.

Le comparateur de signaux logiques, dont le schéma synoptique est présenté par la figure A-V-7, est composé de trois sous-ensembles. Le premier regroupe plusieurs retards permettant de recaler les signaux et de créer le fenêtrage temporel. La seconde partie réalise la fonction de comparaison sur niveaux et la troisième la fonction de validation des fronts.

Une compensation grossière du retard entre le signal de référence (A) et le signal de retour (B) introduit par les interfaces et la liaison optique est tout d'abord effectuée par une série de 8 registres à décalage 74AS275 (Figure A-V-8) cadencés par l'horloge de synchronisation externe à 50 MHz. Ce système permet de recaler les signaux émis et reçu dans la limite de 2 μ s.

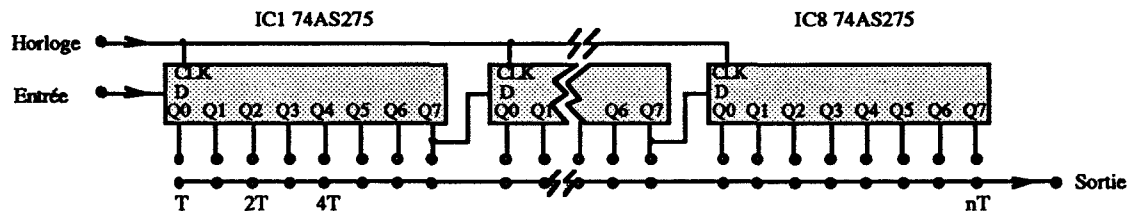


Figure A-V-8 : Réglage grossier du retard.

Succédant à cette compensation, deux retards fins sont introduits pour créer la fenêtre temporelle matérialisée par les signaux (A') et (C') de part et d'autre du signal à comparer (B'). Ces trois signaux, accessibles de l'extérieur à des fins de réglage, sont les entrées de la fonction logique de fenêtrage et de comparaison ainsi que de la fonction logique de comptage de fronts. Le signal de déclenchement est alors l'union logique (OU) des signaux issus de chacune de ces fonctions.

Les deux retards fins sont obtenus par une chaîne de portes logiques ET (Figure A-V-9), chacune d'elles créant un retard de l'ordre de 3 ns pour des portes 74AS08 ou 5 ns pour des portes 74S08. La mise en série des deux réglages fins permet de cadrer le signal à comparer dans une plage $2\Delta t$ durant laquelle la comparaison de niveaux laisse place au compteur de fronts.

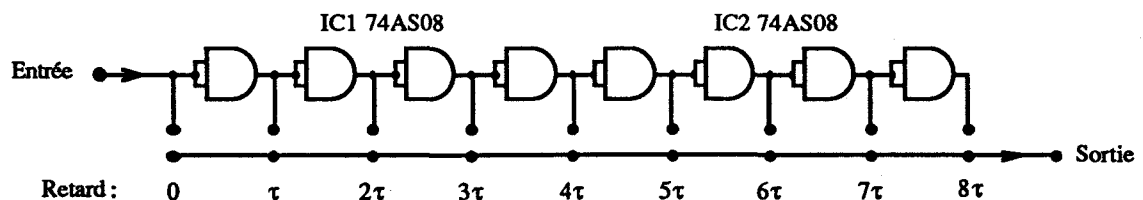
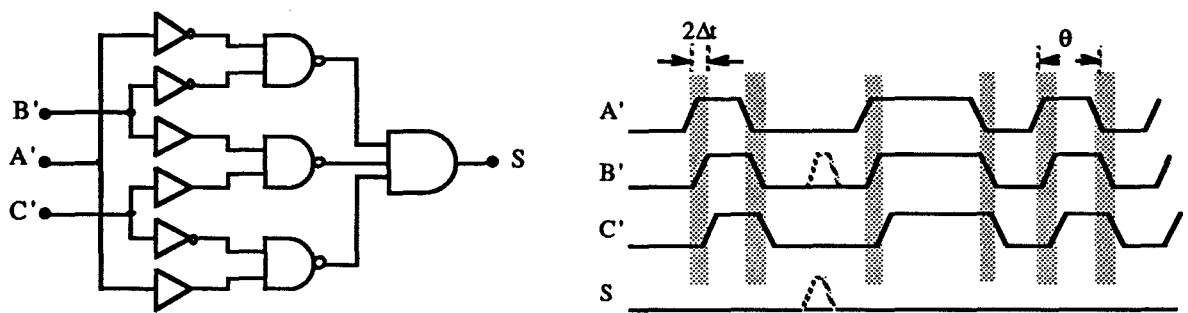


Figure A-V-9 : Réglage fin du retard.

La fonction de comparaison est basée sur l'équation logique (A-V.8) qui donne à S la valeur "0" au moment des fronts ($A' \neq C', \forall B'$) ou lorsqu'il n'y a pas de défaut ($A' = B' = C'$) et la valeur "1" pour une erreur de niveau ($A' = C'$ et $B' \neq A'$). Ces cas sont résumés dans les Figures A-V-10.

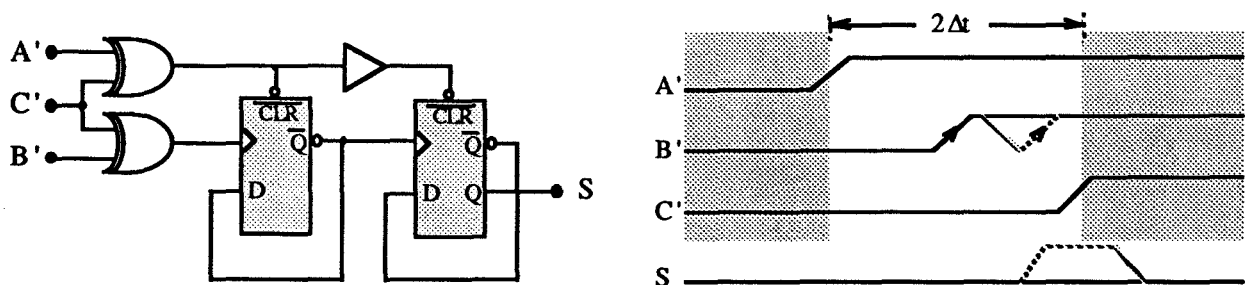
$$S = \overline{(A' \cdot B')} + (B' \cdot C') + (A' \cdot \overline{C'}) \quad (\text{A-V.8})$$

Pour conserver des retards identiques dans la fonction de comparaison, les portes inverseuses et non inverseuses sont réalisées à partir de portes "OU exclusif" dont une des entrées est respectivement à "1" et à "0". De plus les portes adjacentes proviennent d'un même boîtier.



Figures A-V-10 : La méthode de comparaison logique sur niveaux.

La validation des fronts s'effectue par comptage du nombre de transitions logiques se produisant durant le laps de temps $2\Delta t$ pendant lequel le comparateur de niveaux est inactif. Ce système engendre un niveau logique "1" en sortie lorsque le nombre de transitions comptées est supérieur à l'unité au moment des fronts positifs et négatifs (Figures A-V-11).



Figures A-V-11 : La méthode de comparaison logique sur fronts.

De même que précédemment, des portes supplémentaires sont insérées dans cette fonction pour conserver des retards identiques tout au long de celle-ci.



A-V.3. MODÉLISATION D'UNE LIGNE PAR LA MÉTHODE DE BERGERON.

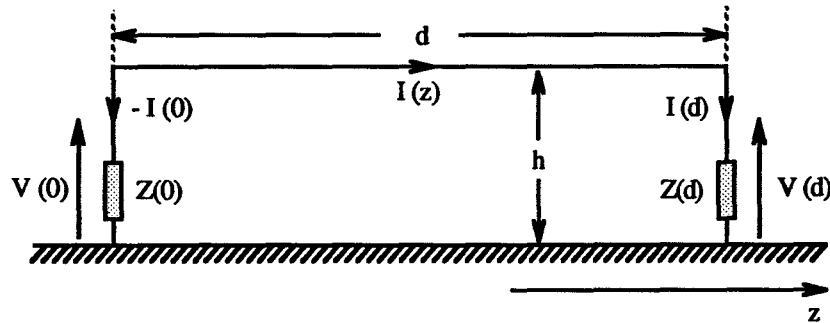


Figure A-V-12 : Conducteur sur un plan de masse parfait.

Les équations de propagation ou équations du télégraphiste s'écrivent dans le domaine temporel :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z,t)}{\partial z} + L \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} + R I(z,t) = 0 \\ \frac{\partial I(z,t)}{\partial z} + C \frac{\partial V(z,t)}{\partial t} + G I(z,t) = 0 \end{cases} \quad (\text{A-V.9})$$

où L , R , C et G sont les paramètres linéiques de la ligne de transmission, $v(z,t)$ est la différence de potentiel entre le conducteur et le plan de masse en un point z à l'instant t et $i(z,t)$ le courant qui parcourt le conducteur au même point et au même instant.

Dans le cas d'une ligne sans perte, les équations de propagation s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z,t)}{\partial z} + L \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} = 0 \\ \frac{\partial I(z,t)}{\partial z} + C \frac{\partial V(z,t)}{\partial t} = 0 \end{cases} \quad (\text{A-V.10})$$

dont la solution générale est

$$\begin{cases} V(z,t) = V_0(t) e^{-\gamma p z} + V_1(t) e^{\gamma p z} \\ I(z,t) = \frac{1}{Z_c} [V_0(t) e^{-\gamma p z} - V_1(t) e^{\gamma p z}] \end{cases} \quad (\text{A-V.11})$$

où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne et γ_p l'exposant de propagation :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \gamma_p = j \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{A-V.12})$$

Par addition et soustraction des deux termes des équations (A.V.11) celles-ci peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} V(z,t) + Z_c I(z,t) = 2 V_0(t) e^{-\gamma_p z} \\ V(z,t) - Z_c I(z,t) = 2 V_1(t) e^{\gamma_p z} \end{cases} \quad (\text{A-V.13})$$

Dans ces équations l'expression $V(z,t) + Z_c i(z,t)$ reste constant avec $(-\gamma_p z)$ et l'expression $V(z,t) - Z_c i(z,t)$ avec $(\gamma_p z)$. Si un observateur parcourt le conducteur depuis l'origine $z=0$ jusqu'à l'extrémité $z=d$ en un temps $\tau = d/C$ alors l'expression $V(z,t) + Z_c i(z,t)$ mesurée par l'observateur en $z=0$ et à l'instant $(t-\tau)$ a la même valeur quand il arrive en $z=d$ à l'instant t . Ceci se traduit par :

$$V(0,t-\tau) + Z_c I(0,t-\tau) = V(d,t) + Z_c I(d,t) \quad (\text{A-V.14})$$

de même pour la seconde équation :

$$V(d,t-\tau) - Z_c I(d,t-\tau) = V(0,t) - Z_c I(0,t) \quad (\text{A-V.15})$$

A partir de ces deux équations nous pouvons dresser le schéma électrique de la figure A-V-13, la partie de droite régie par l'équation (A-V.14) et la partie de gauche par (A-V.15) :

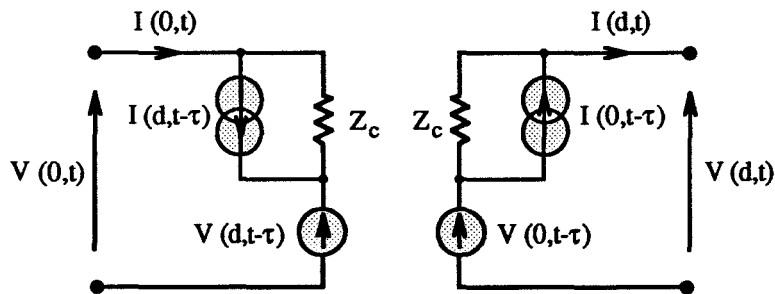


Figure A-V-13 : Modèle de ligne de transmission selon la méthode de Bergeron.

Certains auteurs ou logiciels de simulation [65, 76] préfèrent une représentation à courant entrant en inversant le sens et le signe de $I(d,t)$ et de $I(d,t-\tau)$, donnant au modèle un caractère tout à fait symétrique. Pour notre part nous conserverons la représentation de la figure A-V-15.

RÉSUMÉ

L'emploi de composants électroniques dans les automatismes à haute sûreté de fonctionnement pose le problème de leur sensibilité aux interférences électromagnétiques. Cette thèse se focalise sur l'étude phénoménologique du comportement de portes logiques implantées sur circuits imprimés, l'ensemble étant exposé à une onde électromagnétique. Dans un premier temps nous analysons le comportement de plusieurs portes logiques soumises à une perturbation sinusoïdale appliquée à leurs entrées. Cette approche met en évidence des modifications de leur fonction d'entrée-sortie et une sensibilité aux perturbations bien au delà de leur fréquence maximale de travail. Les simulations permettent de montrer que, dans ce cas, les seules spécifications du constructeur ne permettent pas de prévoir le comportement du composant. Par des mesures de courant induit sur un circuit imprimé élémentaire constitué d'une piste et d'une charge, nous examinons ensuite les phénomènes liés à la non-linéarité des jonctions PN. Accompagnées de résultats de simulation, celles-ci révèlent la présence de signaux parasites à des fréquences multiples mais également sous-multiples de la fréquence du perturbateur. En dernier lieu, nous étudions et analysons l'influence des principaux paramètres sur la sensibilité d'un vecteur test comportant deux composants logiques sur un circuit imprimé. Celle-ci est examinée en fonction de la zone de couplage sur le circuit, de la technologie des portes logiques, de l'angle d'incidence du champ électromagnétique, du contenu de l'information transmise entre les portes logiques ainsi que de la fonction logique combinatoire réalisée par le circuit.

Mots clés : Électronique, Électromagnétisme, Compatibilité, Susceptibilité, Couplage, Circuits, Composants, Non linéaire.