

Ministère De L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
Faculté de Génie Electrique et de l'Informatique
Département d'électronique



Mémoire

De fin d'études

En Vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique
Option : Communication

Thème

Etude des méthodes de mesure en
compatibilité électromagnétique
des circuits intégrés

Proposé et dirigé par :

M. KANANE H.

Présenté par :

M. MAOUCHI Abdelkarim

Promotion 2009-2010



Remerciements

Je souhaiterais exprimer mes remerciements en premier lieu à mon promoteur Monsieur KANANE H. pour toute la documentation qu'il a mise à ma disposition, pour ses conseils précieux et ses orientations efficaces pour que je puisse donner le meilleur de moi-même, je n'oublierai jamais sa simplicité et son enthousiasme qui m'ont donné beaucoup de confiance.

Je tiens à remercier le jury d'avoir accepté de juger ce modeste travail pour le critiquer et en apporter des améliorations et des corrections.

Je remercie tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.



Dédicaces

Je dédie ce travail :

A la mémoire de mon père HASSEN qui me manque beaucoup.

Très particulièrement à ma chère mère ZOHRRA que j'adore.

A mes trois chères sœurs GHENIMA, ZOHRRA et SOUCINA et toute ma famille.

A la femme que j'aime OUNISSA.

A tous mes amis que j'aime beaucoup.



Dédicaces

À mon défunt père, qui , à ma chère maman qui a remplie ma vie d'amour et qui m'a donné un merveilleux modèle de labeur et de persévérance, à mes sœurs Ghnima, Pouha et Soussina nos proches qui nous ont toujours aidés, aucune dédicace ne saurait mieux exprimer mon affection, mon amour, ma reconnaissance, ma gratitude et mon respect le plus profond ;

À tous nos amis (es), à tous ceux qui nous sont chers ;

je dédie ce modeste travail.

Karim



Résumé

La complexité exponentiellement croissante des circuits intégrés et la hausse de leurs fréquences de fonctionnement sont à l'origine de l'augmentation des émissions. La diminution des tensions d'alimentation a conduit à une vulnérabilité supérieure des composants aux agressions électromagnétiques. Dans le premier chapitre, nous ferons un rappel sur le fonctionnement des transistors MOS et l'inverseur CMOS ensuite nous allons présenter le rôle majeur des circuits intégrés dans les émissions électromagnétiques on prendra l'inverseur CMOS comme exemple étant la composante des circuits logiques et on citera les principales sources de perturbations environnantes. Dans le deuxième chapitre nous présenterons les mesures normalisées de l'émission conduites et rayonnées nous essayerons de donner les différentes façons de caractériser l'émission d'un circuit intégrés. Dans le troisième chapitre nous présenterons les méthodes de mesure de l'immunité des circuits intégrés qui consiste à donner le seuil de la susceptibilité des circuits intégrés.

Mots clés : compatibilité électromagnétique, émission, susceptibilité, mesures, circuits intégrés, technologie CMOS.

Abstract

The exponentially increasing complexity of integrated circuits and the increase of their operating frequencies are the origin of emission noises. Lower power voltages have led to greater vulnerability of components to the electromagnetic assaults. In the first chapter we will do a reminder on the operation of MOS transistors and CMOS inverter then we will present the major role of circuits integrated in electromagnetic emissions, we take as example the inverter, because it is basic logic gate in digital circuits. We will give different noise propagation vectors and the main sources of disturbances surrounding.

In the second chapter we will present different standardized methods of emission measurement of integrated circuits, conducted methods are given even radiated ones, we'll try to explain the ways we can characterize integrated circuits emission. In the last chapter we'll present the immunity measurement methods, we will give immunity set up of many method that consist to give information about susceptibility levels of integrated circuits.

Key words : electromagnetic compatibility, emission, susceptibility, measurements, integrated circuits, CMOS technology.

Sommaire

Introduction.....	
Chapitre I : notions de base de la CEM. des circuits intégrés.....	
I-1) Introduction	1
I-2) Le transistor, composant de base des circuits intégrés.....	1
I-2-1) Constitution de transistors MOS.....	2
I-2-2) Zones de fonctionnement du transistor MOS.....	3
I-2-3) Fonctionnement du NMOS et PMOS.....	4
I-2-4) L'inverseur CMOS.....	6
I-2-5) Les avantages et inconvénients des transistors MOS.....	8
I-3) La compatibilité électromagnétique des circuits intégrés.....	8
I-3-1) Définition.....	8
I-3-2) Perturbation électromagnétique, différents type de couplages.....	9
I-3-3) Les normes de mesures.....	10
I-4) Émission parasite des circuits intégrés.....	11
I-4-1) Évolution technologique des circuits intégrés.....	11
I-4-2) Impact de l'évolution technologique.....	14
I-4-3) Origine de l'émission parasite des circuits intégrés.....	14
I-4-3-1) Le bruit de commutation simultanée (SSN ou Simultaneous Switching Noise).....	15
I-4-3-2) La propagation du bruit.....	19
a- A travers le réseau de l'alimentation.....	19
b- Au niveau des interconnexions.....	20
c- Dans le substrat.....	21
d- A travers les éléments du boîtier.....	21
e- Le plan de masse.....	22
I-4-4) Effet de l'émission parasite sur l'environnement des circuits intégrés.....	22
I-5) La susceptibilité des circuits intégrés.....	22
I-5-1) Rappels d'électromagnétisme.....	23
a- Les équations de Maxwell.....	23
b- Génération d'un champ électromagnétique.....	24
c- Propagation d'une onde électromagnétique.....	25
I-5-2) Principales sources de perturbations.....	26

a-Les décharges électrostatiques ou les ESD (ElectroStatic Discharges).....	26
b-Charges inductives.....	28
c- Les Radars: RAdio Detection And Ranging.....	29
d- Les circuits intégrés.....	30
e-Les réseaux de communication de données sans fil.....	30
f-Les téléphones mobiles et les stations relais associées.....	31
g-Les relais de radiodiffusion ou de télédiffusion.....	33
h-Armes électromagnétiques de forte puissance.....	33
i-Autres sources.....	33
I-5-3 Différents modes de couplage.....	34
a-Mode différentiel.....	34
b-Mode commun.....	34
c-Mode antenne.....	34
I-5-4 Effets des perturbations sur le comportement des circuits intégrés.....	35
Les circuits analogiques.....	35
a-Hors-bande de fréquence du composant.....	36
b-Dans la bande de fréquence du composant.....	36
Les circuits numériques.....	37
• Le phénomène de latchup.....	37
• Effet sur les sorties.....	37
• Effet sur les entrées.....	38
I-6 Conclusion.....	38
Chapitre II : Mesure de l'Emission Des Circuits Intégrés.....	
II-1 Introduction.....	39
II-2 Généralités sur les méthodes de mesure en CEM.....	40
a-mesure de champ et de courant.....	40
• Perturbations conduites.....	40
• Mesures de courant.....	40
• Mesures de tension.....	40
• Perturbations rayonnées.....	41
b-Mode commun et mode différentiel.....	41
c- Mesure temporelle et mesure fréquentielle.....	41

d-Appareil de mesure et gamme de fréquence.....	42
e-Signaux large bande et signaux à bande étroite.....	43
f-unité de mesure de l'émission.....	43
g-impédance caractéristique de mesure.....	46
II-3. Les méthodes de mesure normalisées de l'émission du circuit intégré.....	46
II-3-1 Méthodes rayonnées.....	47
II-3-1-1 La cellule TEM.....	47
a-Description.....	47
b-Dimensions.....	48
c-Propagation d'une onde à l'intérieur.....	49
d-Impédance caractéristique.....	49
e- Protocole de mesure avec une cellule TEM.....	50
f-Exemple de mesure et résultat.....	53
g-Evaluations des résultats obtenus par la mesure en cellule TEM...	55
h-Limitation.....	56
II-3-1-2 Amélioration apportées à la mesure en cellule TEM.....	57
• Cellule TEM tridimensionnelle.....	57
• De nouvelles cellules TEM 2 et 3 GHZ.....	57
II-3-1-3 La cellule GTEM.....	59
• Corrélation des mesures réalisées dans différentes cellules.....	61
II-3-1-4Le scan en champ proche	63
a-Intérêt de scan en champ proche.....	63
b- Le dispositif de mesure.....	64
c- Principe.....	67
d- Lien entre phénomène électrique et rayonnement électromagnétique.....	68
e- Protocole de mesure.....	69
f- Exemple de résultat de mesure.....	72
g- Limitation.....	72
h-Caractérisation des sondes pour scan en champ proche.....	73
• La sonde électrique pour la composante normale E_z	75
• La sonde électrique pour les composantes tangentielles E_x et E_y	75

• La sonde magnétique pour la composante normale Hz...	76
La sonde magnétique pour les composantes tangentielles Hx et Hy.....	77
i-Influences des sondes sur le test.....	78
j-Sélectivité des sondes champs proche.....	79
k-Définition du facteur de performance.....	82
II-3-1-5 mesure dans la chambre réverbérante à brassage de modes	83
II-3-2 Méthodes conduites.....	83
II-3-2-1 Méthode 1 Ω -150 Ω	83
a. Mesure sur l'alimentation.....	85
b. Mesure sur les entrées /sorties.....	86
c. Mise en œuvre de la méthode.....	87
II-3-2-2) Méthode de la sonde magnétique:.....	87
a-Description de la méthode.....	87
b- Principe de la méthode.....	88
c- Caractéristiques de la méthode.....	89
II-3-2-3 Méthode de Work Bench Faraday Cage (WBFC).....	89
a-Principe de fonctionnement.....	89
b-Résultats de mesure.....	90
II-4) Conclusion.....	90
Chapitre III : Mesures de susceptibilité des circuits intégrés.....	
III-1) Introduction.....	92
III-2. Généralités sur les mesures de susceptibilité des circuits intégrés.....	93
III-2-1 Les paramètres de réglage d'un banc d'agression.....	94
a-La forme d'onde.....	94
La fréquence.....	95
b-La synchronisation (agression pseudo-aléatoire).....	95
c-Le niveau d'agression.....	96
d-Polarisation.....	96
e-Détecter l'erreur.....	96
La détection d'erreur matérielle.....	96
La détection de type software.....	97
III-3) Les Méthodes de mesures de la susceptibilité des circuits intégrés.....	97

III-3-1) Les méthodes rayonnées.....	97
III-3-1-1) Les mesures en chambre anéchoïde.....	97
a-Présentation.....	97
b-Résumé des caractéristiques de la méthode.....	99
III-3-1-2) Chambre réverbérante à brassage de modes.....	99
a-Présentation.....	99
b- Résumé des caractéristiques de la méthode.....	100
III-3-1-3) La stripline.....	100
a-Présentation.....	100
b-Résumé des caractéristiques.....	101
III-3-1-4) Cellule TEM.....	101
a-Présentation.....	101
III-3-1-4) Résumé des caractéristiques de la méthode.....	102
III-3-1-5) Cellule GTEM (Gigahertz TEM).....	103
III-3-1-5) Cellule GTEM (Gigahertz TEM).....	103
III-3-2) Autres méthodes rayonnées.....	104
III-3-2-1) Cellule de Laplace.....	104
III-3-2-2) Banc champ proche (Near-Field - NF).....	105
III-3-2-3) Agression par lignes couplées.....	106
III-3-2-4) Agression par une sonde conique (LIHA).....	106
III-3-3) Méthodes conduites.....	108
III-3-3-1) Banc d'injection directe de puissance (DPI).....	108
a-principe.....	108
b-Equipement de mesure.....	109
c-Agression en DPI d'une entrée sortie d'un circuit intégré.....	110
Présentation du cas d'étude.....	110
d-Organigramme de mesure.....	112
e-Perte de puissance.....	113
f-Calcul de la puissance.....	113
III-3-3-2) Cage de Faraday (Work Bench Faraday –WBFC).....	113
a-Présentation.....	113
b-Application de la mesure.....	115
c-Fréquences de résonance.....	115

d-Exemple de mesure.....	116
III-3-3-2) Injection par boucle de courant en immunité (Bulk Current Injection - BCI).....	117
a-Présentation.....	117
b-Calibration de sonde de mesure.....	118
c-La perturbation.....	120
d-Organigramme de la mesure BCI.....	121
e-Inconvénient de la méthode BCI.....	121
III-4) Conclusion.....	122
CONCLUSION GENERALE	
GLOSSAIRE.	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.	

Liste des figures :

Figure I-1:	Un transistor MOS est un commutateur qui permet de commander le passage d'un courant électrique de la source (S) vers le drain (D) à l'aide d'une grille (G) isolée électriquement du canal de conduction. Le substrat en silicium est noté B (pour <i>Bulk</i>).....	2
Figure I-2 :	les deux types du transistor MOS suivant le substrat.....	3
Figure I-3 :	Symboles électriques et schémas équivalent des transistors MOS.....	4
Figure I-4 :	Caractéristiques statiques du transistor MOS.....	5
Figure I-5 :	Le NMOS, porte de transmission de l'état 1 à l'état 0.....	6
Figure I-6 :	Le NMOS, porte de transmission imparfaite de l'état 0 à l'état 1.....	7
Figure I-7 :	Interrupteur avec NMOS et PMOS.....	7
Figure I-8 :	Inverseur CMOS et table de vérité.....	8
Figure I-9 :	Structure physique d'une paire NMOS/PMOS en technologie CMOS.	8
Figure I-10 :	Représentation schématique de l'inverseur CMOS.....	9
Figure I-11 :	notions de base de la CEM.....	11
Figure I-12 :	Les quatre situations d'un problème CEM.....	11
Figure I-13 :	Loi de Moore appliquées aux microprocesseurs.....	13
Figure I-14 :	Layout d'un microcontrôleur 16 bits.....	16
Figure I-15 :	chemins de courant lors des commutations de l'inverseur CMOS.....	17
Figure I-16 :	Courant circulant dans un inverseur CMOS lors de sa commutation et génération de bruit de commutation simultanée sur les lignes d'alimentation.....	18
Figure I-17:	propagation du bruit de l'alimentation sur les signaux de sortie d'un inverseur.....	20
Figure I-18 :	phénomènes de couplage capacitif entre les éléments du réseau d'interconnexion.....	21
Figure I-19:	présente les différents éléments du boîtier.....	22
Figure I-20 :	Exemple de sources de perturbation électromagnétique.....	24
Figure I-21 :	Génération des champs magnétique (gauche) et électrique (droite).....	26
Figure I-22 :	Les trois modes de propagation.....	27
Figure I-23 :	Forme d'onde prédictible.....	28
Figure I-24 :	Forme d'onde aléatoire.....	28

Figure I-25 :	Exemple d'une onde transitoire générée par un moteur électrique.....	30
Figure I-26 :	Radars (à gauche) et exemple de forme d'onde générée par un radar (à droite).....	31
Figure I-27 :	Spectre émis par un circuit logique.....	31
Figure I-28 :	Exemples d'équipements de réseaux de données sans fil.....	32
Figure I-29 :	Téléphone mobile (à gauche) et antenne-relais (à droite) de type GSM..	33
Figure I-30 :	Formes d'onde par un téléphone mobile (parties centrale et de gauche) et une antenne-relais en communication avec trois téléphones portables.....	33
Figure I-31 :	Antenne-relais de radiodiffusion (à gauche) et la forme d'onde qui lui est assignée (à droite).....	34
Figure I-32 :	Les trois modes de couplage en présence d'une perturbation conduite ou rayonnée.....	36
Figure I-33 :	Couplage (à gauche) et génération d'offset (à droite) due à une perturbation électromagnétique sur un composant analogique.....	37
Figure I-34 :	Phénomène du latchup dans les circuits intégrés numériques.....	38
Figure II-1 :	Méthode de mesure de l'émission de circuit intégré.....	41
Figure II-2 :	mesure en mode commun et mode différentielle.....	43
Figure II-3 :	Deux signaux sous formes temporelle et fréquentielle.....	44
Figure II-4 :	Largeur de bande de mesure selon les gammes de fréquence considérées.....	46
Figure II-5 :	Diagramme des niveaux d'émission selon la fréquence.....	47
Figure II-6 :	Portion de câble modélisée par des éléments RLCG.....	48
Figure II-7 :	Cellule TEM et schéma.....	49
Figure II-8 :	Vue en coupe de la mesure en cellule TEM.....	50
Figure II-9 :	Dimensions d'une cellule TEM pour composants intégrés.....	50
Figure II-10 :	Distribution du champ électromagnétique dans une section de la cellule TEM.....	51
Figure I:I-11:	Coupe de la partie uniforme de la cellule.....	51
Figure II-12 :	spécificités du circuit imprimé pour les mesures en cellule TEM.....	53
Figure II-13 :	Protocole de mesure d'émission rayonnée en cellule TEM.....	53
Figure II-14 :	décomposition des boucles de courant en boucles élémentaires de surface plane intégrés.....	54

Figure II-15 :	Mécanisme de couplage entre les circulations de courant dans un circuit intégré et l'onde TEM générée dans la cellule TEM16planeintégrés.....	55
Figure II- 16 :	Mesure du rayonnement d'un circuit intégré en cellule TEM : même orientation, différents programmes.....	56
Figure 1-17 :	mesure du rayonnement d'un circuit intégré en cellule TEM : même programme, différentes orientations du circuit intégré.....	57
Figure II-18 :	Cellule TEM tridimensionnelle (3D).....	59
Figure II-19 :	La cellule TEM Fcc-jm2 DC-2GHz.....	60
Figure II-20 :	La nouvelle cellule TEM DC-3GHz.....	61
Figure II-21 :	photographie et schéma descriptif de la cellule GTEM.....	62
Figure II-22 :	protocole de mesure d'émission rayonnée en cellule GTEM.....	62
Figure II-23 :	Le niveau du spectre d'émission mesuré en sortie d'une cellule TEM ou GTEM dépend de la distance entre le septum et l'orifice dans lequel est inséré le composant.....	63
Figure II-24 :	Un banc de mesure pour champ proche.....	67
Figure II-25 :	dispositif manuel de positionnement en z de la sonde	68
Figure II-26 :	vue d'ensemble du dispositif de mesure	69
Figure II-27 :	boucle de courant et champ magnétique.....	70
Figure II-28 :	gradient de potentiel et champ électrique.....	71
Figure II-29 :	banc de scan en champ proche.....	72
Figure II-30 :	Organigramme de la mesure de scan en champ proche.....	73
Figure II-31 :	cartographies du champ Hz rayonné par un microprocesseur 32bits, pour deux résolutions spatiales.....	74
Figure II-32 :	sondes typiques de mesure champ proche	75
Figure II-33 :	Figure II-33: Support des sondes.....	76
Figure II-34 :	La sonde électrique pour la composante Ez normale Ez.....	77
Figure II-35 :	La sonde électrique pour les composantes tangentielles Ex et Ey.....	78
Figure II-36 :	La sonde électrique pour la composante normale H _Z	79
Figure II-37 :	La sonde électrique pour les composantes tangentielles H _x et H _y	79
Figure II-38 :	Photographie des sondes pour scan en champ proche.....	80
Figure II-39 :	Influence de la sonde magnétique sur le comportement du dispositif sous test.....	80

Figure II-40 :	Simulation de l'émission d'une sonde magnétique tangentielle.....	82
Figure II-41 :	Problèmes de non ponctualité de la sonde de mesure.....	83
Figure II-42 :	chambre réverbérante à brassage de modes.....	85
Figure II-43 :	Exemple de deux boucles d'émission retournant vers le CI par l'intermédiaire de la masse de référence.....	86
Figure II-44 :	Montage de la sonde de courant RF.....	87
Figure II-45 :	principe d'une mesure 1Ω	88
Figure II-46 :	Schéma d'utilisation des sondes de masse et des sondes de broche sur un circuit intégré.....	88
Figure II-47 :	Schéma et photographie de la sonde magnétique.....	91
Figure II-48 :	Principe de la méthode de la sonde magnétique (Méthode NEC magnétique.....	92
Figure II-49 :	Mesure de perturbation émise à l'aide d'un banc WBFC magnétique (Méthode NEC magnétique.....	92
Figure II-50 :	Exemple d'émission d'un circuit intégré avec la méthode WBFC d'un banc WBFC magnétique (Méthode NEC magnétique.....	92
Figure III-1 :	Méthode de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés.....	93
Figure III-2:	Effet de détection par une entité électronique.....	96
Figure III-3 :	Principe de mesure en chambre anéchoïde.....	99
Figure III-4 :	Chambre réverbérante a brassage de mode.....	100
Figure III-5 :	Mesure de la susceptibilité en stripline.....	102
Figure III-6 :	cellule TEM pour mesures de la susceptibilité	102
Figure III-7 :	Banc de mesure de susceptibilité en cellule TEM.....	103
Figure III-8 :	a-Mesure de susceptibilité en cellule GTEM. b-Exemple de rayonnement d'un septum de cellule GTEM.....	104
Figure II-9 :	Cellule de Laplace.....	105
Figure III-10	Banc de mesure en champ proche	106
Figure III-11 :	Agression du C.I par ligne couplées	107
Figure III-12 :	Agression du C.I avec une sonde conique (LIHA).....	108
Figure III-13 :	Principe du LIHA.....	108
Figure III-14 :	Principe de mesure par injection direct de puissance.....	110
Figure III-15 :	schéma et appareils utilisée pour une mesure de type DPI	111

Figure III-16 :	Agression en DPI d'une entrée/sortie d'un microcontrôleur.....	112
Figure III-17 :	Mesure du seuil de susceptibilité de l'E/S étudiée.....	113
Figure III-18 :	Organigramme de mesure DPI.....	113
Figure III-19 :	Cage de faraday pour test sur CI (WBFC).....	115
Figure III-20 :	Banc de mesure en immunité pour WBFC.....	115
Figure III-21 :	Concept électrique de la mesure WBFC.....	117
Figure III-22:	mesure de la fluctuation d'un circuit numérique à l'aide de WBFC.....	117
Figure III-23 :	Banc d'injection par boucle de courant en immunité (BCI).....	118
Figure III-24 :	Configuration typique d'un test BCI sur CI.....	119
Figure III-25:	Schéma et diagramme de calibration de la sonde d'injection de la perturbation RF.....	120
Figure III-26 :	PHOTOS de calibration de la sonde d'injection	120
Figure III-27 :	Puissance d'injection utilisé pour la calibration d'une sonde de 200 Ma	121
Figure III-28 :	Rapport entre le signal CW et AM.....	122
Figure III-29 :	Organigramme de mesure BCI.....	123

Liste des tableaux

Tableau I-1 :	méthodes normalisées de mesure d'émission.....	11
Tableau I-2 :	méthodes normalisées de mesure de susceptibilité.....	12
Tableau I-3 :	Évolution des caractéristiques des microprocesseurs.....	14
Tableau I-4 :	Évolution des boîtiers et du nombre de broches d'entrées/sorties.....	14
Tableau I-5 :	Évolution des pics des courants en technologie CMOS.....	19
Tableau II-1 :	Description des standards de mesure d'émission des circuits intégrés...	41
Tableau II-2 :	Largeur de bande de mesure selon les gammes de fréquence considérées.....	45
Tableau II-3 :	Brève description des programmes chargés dans le Microcontrôleur.....	56
Tableau II-4 :	Spécification de la sonde RF de courant 1 Ohm	87
Tableau III-1 :	Description des standards de mesure de susceptibilité des circuits intégrés IEC62132.....	93
Tableau III-2 :	Sources de parasites électromagnétiques.....	95
Tableau III-3 :	Exemples de cellule TEM.....	103
Tableau III-4 :	exemple de cellule de Laplace.....	105

INTRODUCTION GENERALE :

Les microprocesseurs utilisés dans les ordinateurs personnels fonctionnent aujourd'hui à des fréquences supérieures au Gigahertz. Dans l'industrie automobile, les équipements électroniques, de plus en plus sophistiqués, sont contrôlés par des microcontrôleurs intégrant de nombreuses fonctionnalités, des mémoires de grande taille et des protocoles d'interfaces complexes.

Cette complexité exponentiellement croissante des circuits intégrés et la hausse de leurs fréquences de fonctionnement sont à l'origine de l'augmentation des émissions parasites. Simultanément, afin de réduire les consommations et rendre possible l'amincissement des épaisseurs d'oxyde, la diminution des tensions d'alimentation a conduit à une vulnérabilité supérieure des composants aux agressions électromagnétiques. La baisse des tensions d'alimentation du cœur et des entrées/sorties des circuits intégrés a de lourdes conséquences sur la vulnérabilité des composants aux interférences électromagnétiques, puisqu'elle réduit leurs marges de bruit et les seuils de commutation des circuits numériques.

Les agressions conduites ou rayonnées, se traduisent par une énergie polluante qui perturbe les systèmes induisant des dysfonctionnements pouvant aller d'un simple bruit à la faute permanente.

L'utilisation de plus en plus grande des systèmes électriques et électroniques dans tous les domaines de l'activité humaine actuelle a accru l'attention portée à la Compatibilité électromagnétique (C.E.M.)

Pour assurer une meilleure fiabilité des circuits intégrés et limiter les risques de leurs émissions parasites il était donc indispensable de réglementer l'utilisation de tout ensemble électrique ou électronique en quantifiant les niveaux autorisés en émission et les niveaux supportables en susceptibilité. Ces contraintes de CEM, initialement appliquées de manière globale aux appareils, se sont peu à peu reportées sur les éléments qui les composent, dans un premier temps sur les systèmes complets, puis sur les cartes électroniques (ou équipements) qui les constituent, jusqu'à approcher désormais les briques élémentaires de l'électronique actuelle que sont les circuits intégrés. Cette réglementation se manifeste à travers l'adoption des tests normalisés dont le but est de caractériser les niveaux d'émissions des C.I susceptibles de nuire aux fonctionnements des composants voisins d'une part et leur immunité aux agressions électromagnétiques très présentes de nos jours, d'autre part.

L'objet de ce mémoire est ainsi définir et expliquer les techniques ou alors les méthodes de mesures en compatibilité électromagnétique dans les circuits intégrés, le travail sera structuré comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à donner des notions de base de la CEM. des circuits intégrés.

Le deuxième et le troisième chapitre seront dédiés respectivement à la présentation des méthodes de mesure de l'émission et la susceptibilité des circuits intégrés.

Chapitre I : Notions De Base De La CEM. Des Circuits Intégrés.

I-1) Introduction :

Les émissions parasites dans les circuits logiques proviennent en grande partie de la commutation des transistors. Dans cette partie, nous ferons un rappel sur le fonctionnement des transistors MOS et l'inverseur CMOS ensuite nous présenterons le rôle majeur des circuits intégrés dans les émissions électromagnétiques, sur l'origine des pics de courant générés au moment de la commutation des portes logiques. Nous prenons comme exemple l'inverseur, car il constitue la porte logique de base dans les circuits logiques. On abordera les différents vecteurs de propagation du bruit avant de terminer par citer les principales sources de perturbations environnantes notamment celles qui engendrent des dysfonctionnements au niveau de circuit intégré mais aussi les différents modes de couplage.

I-2) Le transistor, composant de base des circuits intégrés

En 1958, Jack KILBY invente le circuit intégré en fabriquant cinq composants sur le même substrat. Les années 1970 verront le premier microprocesseur d'Intel (2250 transistors) et les premières mémoires. La complexité des circuits intégrés ne cessera de croître exponentiellement depuis (doublement tous les deux-trois ans, selon la "loi de Moore") grâce à la miniaturisation des transistors. Le transistor (de l'anglais *Transfer Resistor*, résistance de transfert), composant de base des circuits intégrés microélectroniques, le restera à l'échelle de la nanoélectronique: adapté également à l'amplification, entre autres fonctions, il assume en effet une fonction basique essentielle: laisser passer un courant ou l'interrompre à la demande, à la manière d'un commutateur (figure I-1). Son principe de base s'applique donc directement au traitement du langage binaire (0, le courant ne passe pas; 1, il passe) dans des circuits logiques (inverseurs, portes, additionneurs). Les circuits logiques utilisant des transistors bipolaires, appelés TTL (*Transistor Transistor Logic*), sont plus consommateurs de courant que les transistors à effet de champ, qui présentent un courant de grille nul en régime statique et sont commandés par l'application d'une tension. Ce sont ces derniers, sous la forme MOS (Métal oxyde semi-conducteur), qui composent aujourd'hui la plupart des circuits logiques du type CMOS (C pour complémentaire). Sur un cristal de silicium de type p, deux régions de type n sont créées par dopage de la surface. Appelées là aussi source et drain, ces deux régions ne sont donc séparées que par un petit espace de type p, le canal.

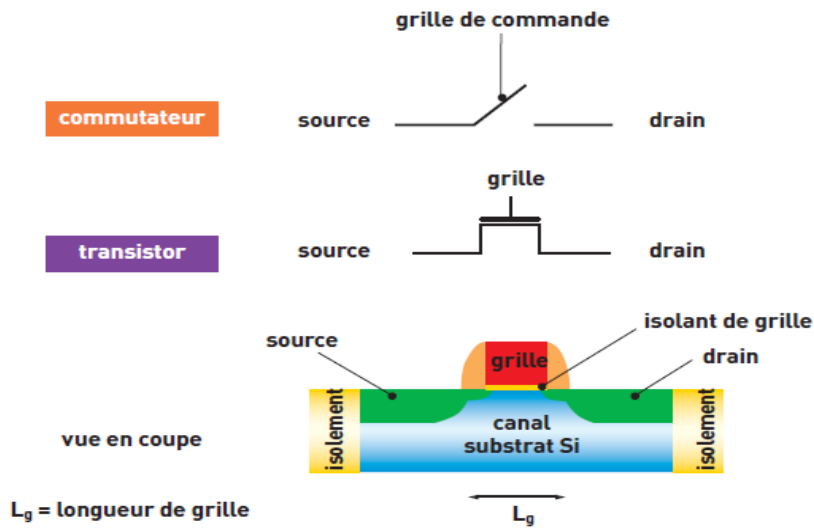


Figure I-1: Un transistor MOS est un commutateur qui permet de commander le passage d'un courant électrique de la source (S) vers le drain (D) à l'aide d'une grille (G) isolée électriquement du canal de conduction. Le substrat en silicium est noté B (pour *Bulk*).

I-2-1) Constitution de transistors MOS

On distingue deux types de transistors MOS suivant que l'on se base sur un substrat de type P ou N. On y diffuse deux régions très fortement dopées de nature contraire au substrat qui forment le drain et la source. Entre les deux on effectue une oxydation du silicium pour constituer un isolant sur lequel on place une grille métallique. La *Figure a* illustre le résultat pour un transistor MOS à canal P (associé à son symbole) et la *Figure b* pour un transistor à canal N. On note que la flèche rappelle la diode canal–substrat.

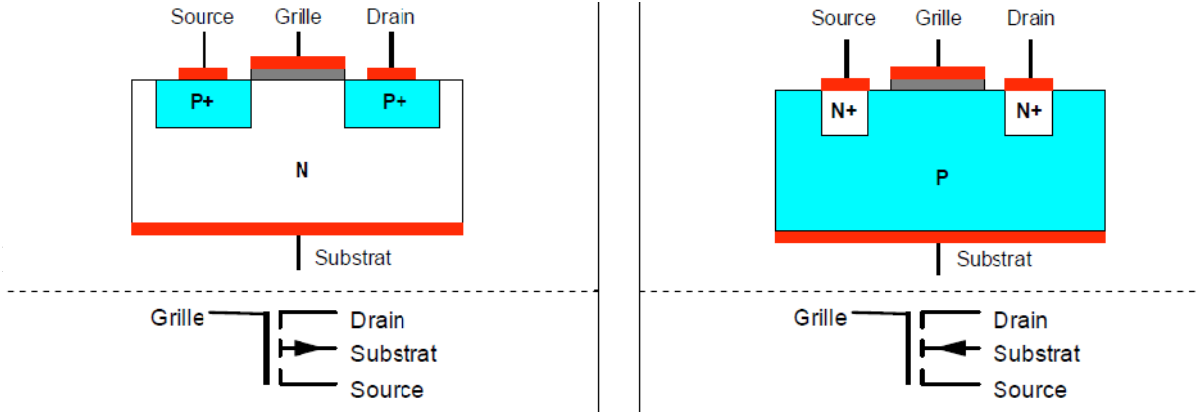


Figure a : NMOS

Figure b : PMOS

Figure I-2 les deux types du transistor MOS suivant le substrat

Par simplification, le fonctionnement d'un transistor MOS est comparable à celui d'un interrupteur comme le montre la figure I-3. L'ouverture ou la fermeture de la circulation du courant entre le drain et la source est contrôlée par un troisième port, appelé grille. En technologie CMOS, il existe deux types de transistors MOS : Le transistor MOS à canal N (ou NMOS) et le transistor MOS à canal P (ou PMOS). La grille du transistor NMOS doit être à la valeur logique '1' (c'est-à-dire à la tension d'alimentation VDD) pour être passant. A l'inverse, la grille du transistor PMOS doit être à la valeur logique '0' (c'est-à-dire à la masse GND) pour être passant. Quand le transistor MOS est passant, le chemin drain-source est équivalent à une résistance de quelques dizaines à plusieurs centaines d'ohms suivant la taille du transistor. Lorsque le transistor est coupé, la résistance drain-source équivalente est considérée comme infinie ; en réalité, elle est de l'ordre de plusieurs millions d'ohms.

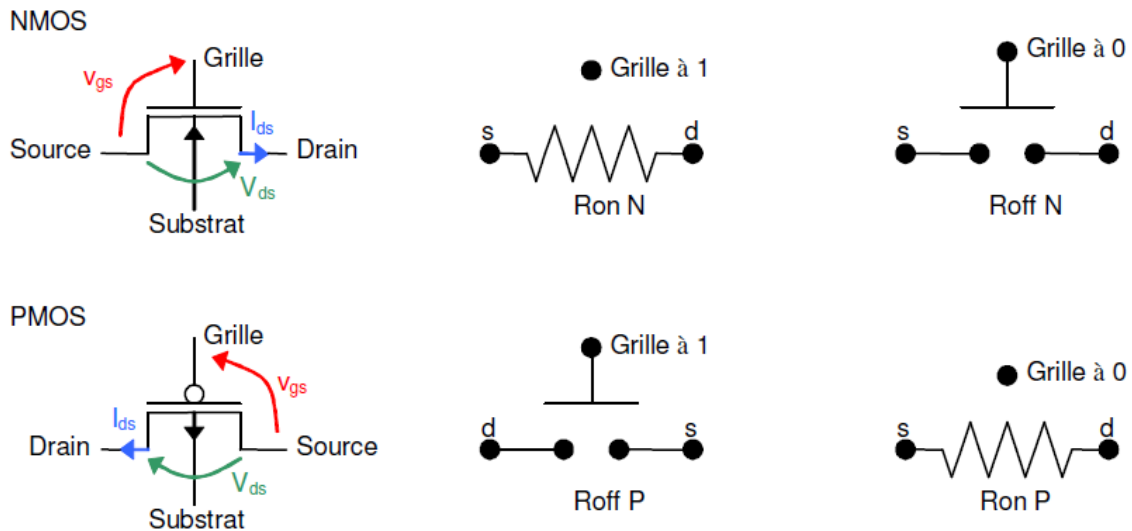


Figure I-3 : Symboles électriques et schémas équivalent des transistors MOS

I-2-2) Zones de fonctionnement du transistor MOS

Le transistor MOS est caractérisé par son courant drain-source I_{ds} en fonction de la tension drain-source V_{ds} et de la tension grille-source V_{gs} . Nous distinguons quatre zones de fonctionnement différentes : région bloquée, région linéaire, région saturée et région d'avalanche (Figure I-4). A partir des transistors élémentaires, il est possible de combiner plusieurs de ces composants pour recréer les fonctions logiques de base (AND, NAND, OR, NOR, XOR...). La réalisation d'un niveau logique '1' est confiée à un transistor PMOS,

tandis que celle d'un niveau logique '0' est effectuée par un transistor NMOS, du fait de la capacité de chacun à mieux conduire autour de VDD ou de GND.

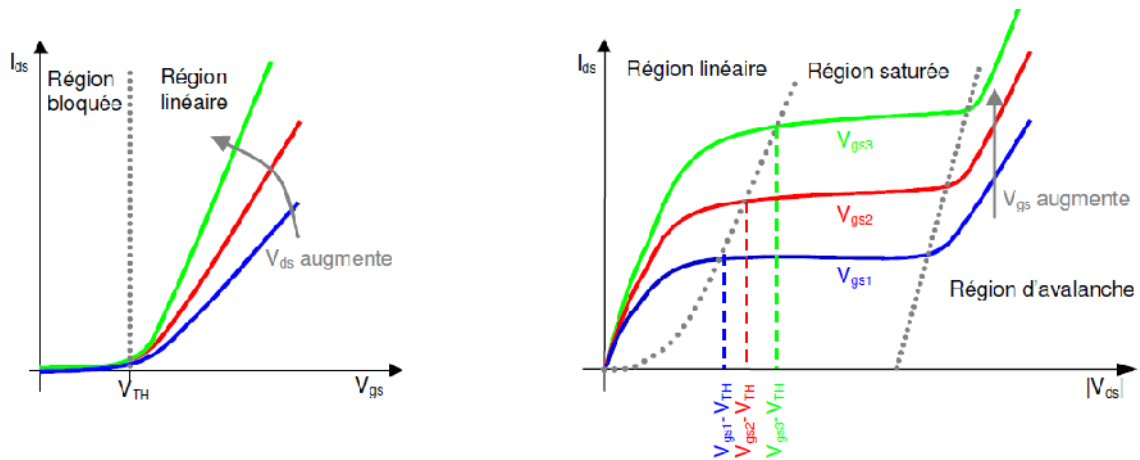


Figure I-4 : Caractéristiques statiques du transistor MOS

I-2-3 Fonctionnement du NMOS et PMOS

Les fonctionnements des deux transistors sont similaires, il n'y a que la polarité qui diffère, récapitulons donc :

Pour le transistor NMOS

- Le transistor conduit lorsque $V_{GS} > V_T$
- Le transistor est bloqué lorsque $V_{GS} < V_T$
- V_T : tension de seuil du transistor
- $V_T \approx 0,5 - 1$ [V]

Pour le transistor PMOS

- Le transistor conduit lorsque $V_{GS} < V_T$
- Le transistor est bloqué lorsque $V_{GS} > V_T$
- V_T : tension de seuil du transistor
- $V_T \approx -1$ [V]

Chacun des deux types de transistor MOS pourrait être utilisé seul pour créer une logique PMOS ou NMOS. Le problème majeur résiderait alors dans la qualité du signal transmis : un NMOS transmet correctement un signal logique 0 mais imparfaitement un signal logique 1 (faible). À l'inverse, un PMOS transmet bien le niveau 1 mais faiblement le niveau 0. Dans l'exemple d'un NMOS pris comme porte de transmission, on considère que le MOS

charge une capacité (cas typique) sur son drain (Figure I-5). Le transistor va transmettre l'état 0 de sa source vers son drain en 3 temps :

- A l'instant initial, la capacité est chargée à la tension d'alimentation VDD. Les tensions de source et de grille sont nulles.
- La grille est à VDD : $V_{GS} = V_{DD}$ et $V_{DS} = V_{DD}$; la capacité se décharge via le courant I_{DS} au travers du MOS.
- La capacité se déchargeant, V_{GS} reste constante, mais V_{DS} diminue progressivement jusqu'à devenir nulle : $I_{DS} = 0$ et le transistor est fermé.

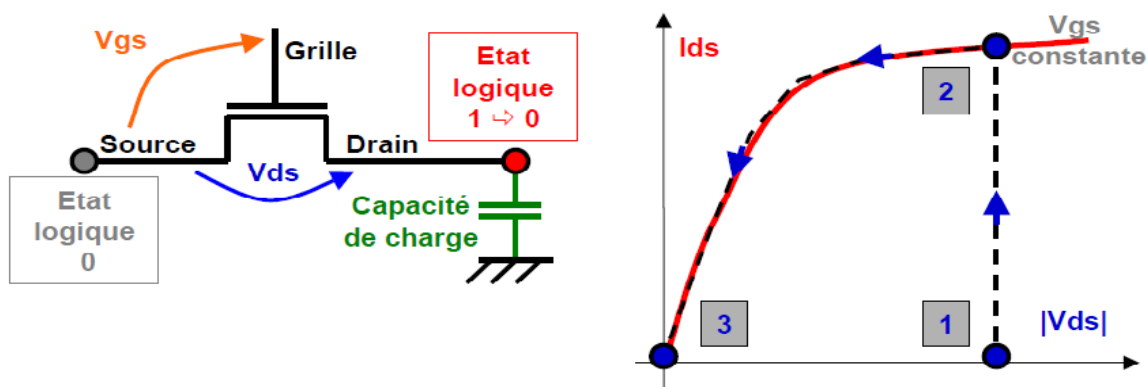


Figure I-5 : Le NMOS, porte de transmission de l'état 1 à l'état 0.

Le transistor va également transmettre l'état 1 à sa capacité de charge en 3 temps ; cependant on intervertit en ce cas les noms de drain et de source (qui sont interchangeables) afin d'utiliser les mêmes courbes I(V) (Figure 1-6):

- A l' instant initial, la capacité (source) est déchargée. La tension de grille est aussi nulle. La tension d'entrée (drain) est à VDD.
- La grille est à VDD : $V_{GS} = V_{DD}$ et $V_{DS} = V_{DD}$; la capacité va se charger via le courant I_{DS} au travers du MOS : la tension drain-capacité V_{DS} et la tension grille-capacité V_{GS} vont alors diminuer.
- La capacité s'est chargée jusqu'à $(V_{DD} - V_T)$. La tension grille –capacité V_{GS} vaut alors V_T , soit $[V_{DD} - (V_{DD} - V_T)]$. Le courant I_{DS} est nul, le transistor est fermé, mais l'état logique 1 aux bornes de la capacité est inférieur à VDD et vaut $(V_{DD} - V_T)$.

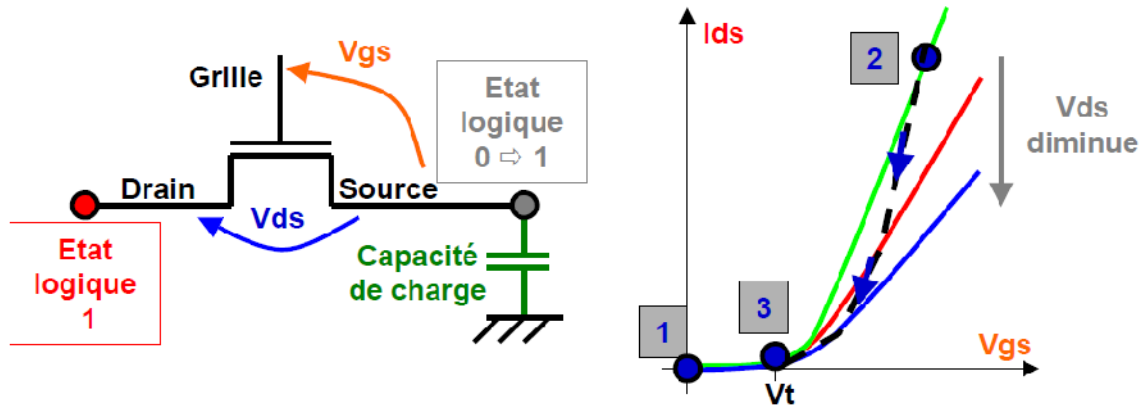


Figure I-6 : Le NMOS, porte de transmission imparfaite de

De la même manière, un transistor PMOS donnera un état logique 0 dégradé (V_T).

I-2-4) L'inverseur CMOS

La technologie CMOS (*complementary metal oxide semiconductor*) est actuellement la technologie dominante du marché. Son principal intérêt par rapport à d'autres technologies comme le bipolaire est une consommation d'énergie remarquablement faible. En fait, les circuits CMOS ont un courant statique (quand ils sont au repos) pratiquement négligeable. L'inverseur est le composant élémentaire des circuits logiques CMOS.

Comme nous l'avons expliqué l'utilisation du NMOS ou du PMOS pour basculer d'un état logique à un autre est possible, cependant les signaux sont d'une qualité bien imparfaite d'où l'association des deux transistors pour donner les fameux circuits CMOS qui résous ce problème et offre une qualité plus au moins parfaite avec des signaux clairs.

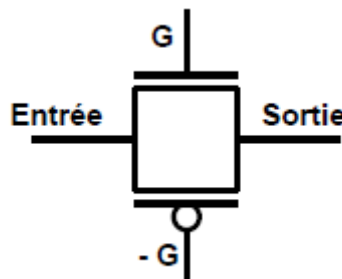


Figure I-7 : Interrupteur avec NMOS

Cependant, ce type de porte de transmission nécessite l'arrivée sur les grilles des MOS de deux signaux de commande complémentaires G et $-G$ et ne régénère pas le signal. Une

configuration permettant la régénération du signal est celle de l'inverseur CMOS présenté dans la figure I-8 où le même signal commande le PMOS et le NMOS qui sont placés en série. La sortie de l'inverseur est reliée au VDD par le PMOS (qui la maintiendra à l'état 1) et à la masse par le NMOS (qui la maintiendra à l'état 0). L'inverseur est l'élément de base de la conception de circuits CMOS.

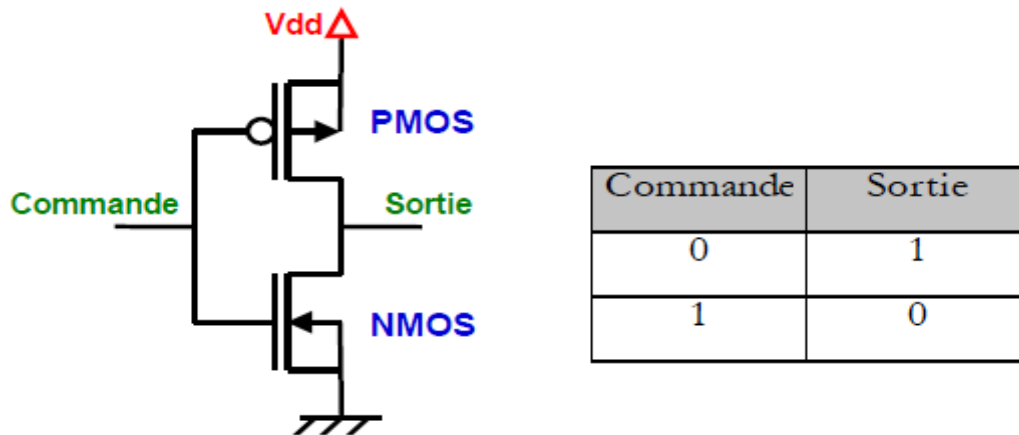


Figure I-8 : Inverseur CMOS et table de vérité

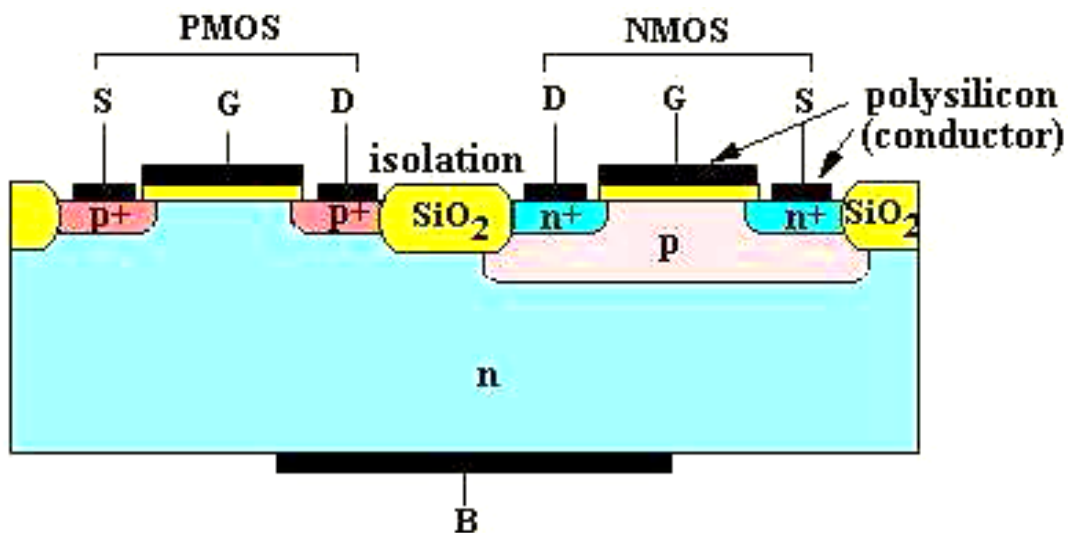


Figure I-9 : Structure physique d'une paire NMOS/PMOS en technologie CMOS

Le motif de base du cœur logique est l'inverseur CMOS, représenté sur la figure I-10. Lorsqu'on applique à l'entrée un niveau haut, le transistor N est passant et le P est bloqué. On

place ainsi la sortie au potentiel VSS, c'est à dire à l'état bas. Inversement, en mettant l'entrée à l'état bas, le transistor P est passant et le N est bloqué, la sortie est alors a l'état haut.

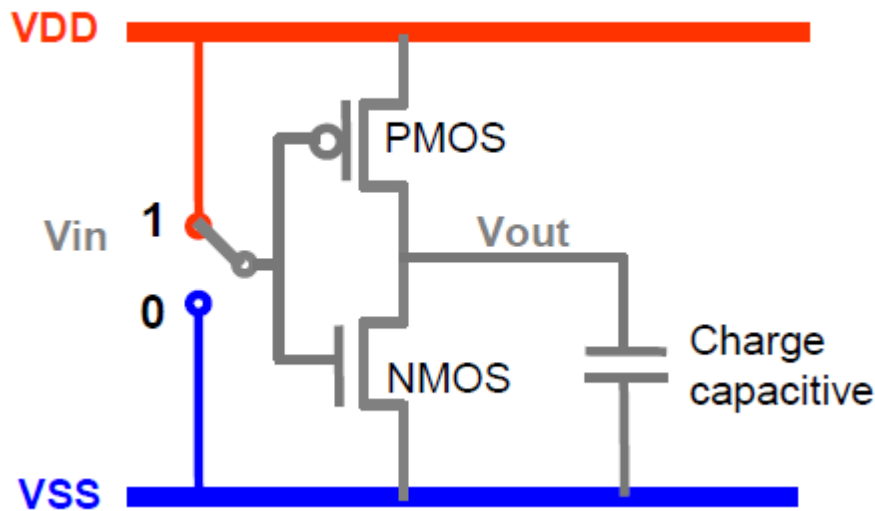


Figure I-10 : Représentation schématique de l'inverseur CMOS

I-2-5) Les avantages et inconvénients des transistors MOS

Plus lente que la technologie bipolaire, on peut dire que la technologie MOS est favorisée par un faible encombrement sur substrat favorisant une intégration dense, une très faible consommation d'énergie car les transistors sont commandés en tension sans courant statique, une large immunité au bruit et une sortance élevée. Autre avantage, celui de ne nécessiter que l'intégration de transistors, qui peuvent être employés entant que résistances. Ceci permet l'uniformisation de la fabrication pour répondre favorablement à la complexité des composants numériques

I-3) La compatibilité électromagnétique des circuits intégrés

I-3-1) Définition

La compatibilité électromagnétique est définie de manière générale comme étant l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet

environnement. Ainsi que le souligne cette définition, s'assurer de la compatibilité électromagnétique d'un circuit intégré consiste à vérifier d'une part que le composant n'est pas trop susceptible aux perturbations électromagnétiques environnantes, et d'autre part qu'il ne génère pas des niveaux d'émission trop élevés et qui risquent de perturber le fonctionnement des autres dispositifs électroniques situés à proximité. Il faut bien sûr avant toute chose vérifier l'auto-compatibilité du composant, c'est-à-dire s'assurer que le bruit généré par les blocs bruyants ne perturbe pas les blocs les plus sensibles.

La compatibilité électromagnétique (**CEM**) est un domaine dont le but est de rendre compatible le fonctionnement d'un système électronique sensible dans un environnement électromagnétique perturbé. En résumé Un système « électromagnétiquement compatible » respecte 3 critères :

- Il ne produit aucune interférence avec d'autres systèmes.
- Il n'est pas susceptible aux émissions d'autres systèmes.
- Il ne produit aucune interférence avec lui-même.

Que ce soit en terme d'émission ou d'immunité, on fait la distinction entre les perturbations électromagnétiques qui se propagent d'un composant à un autre à travers le dispositif électronique (c'est-à-dire via les pistes du PCB), que l'on appelle mode conduit, et les perturbations électromagnétiques qui se propagent sous forme d'onde électromagnétique depuis le composant source jusqu'au composant victime .

I-3-2) Perturbation électromagnétique, différents type de couplages :

On appelle perturbation tout signal indésirable produit par un matériel susceptible de gêner le fonctionnement d'autres équipements, la perturbation étant un signal se propageant par rayonnement ou par conduction.

On dénombre deux types de propagation de ce signal parasite :

- La propagation par rayonnement, (couplage en mode rayonné)
- La propagation par conduction (couplage en mode conduit)

Le couplage en mode rayonné est défini comme étant un couplage par onde électromagnétique engendré par des courants et des tensions. Ce mode de couplage est décrit par les *équations de Maxwell* qui sont une généralisation des lois d'Ampère et de Faraday.

Le couplage en mode conduit est défini comme étant un couplage se faisant par les conducteurs et leurs composants électriques associés. Ce mode de couplage est régi par les lois classiques de l'électricité, loi des mailles, théorèmes de Norton, Thévenin ... où les

phénomènes parasites sont engendrés par des éléments (capacitifs, inductifs, résistifs) qu'il faut impérativement identifier.

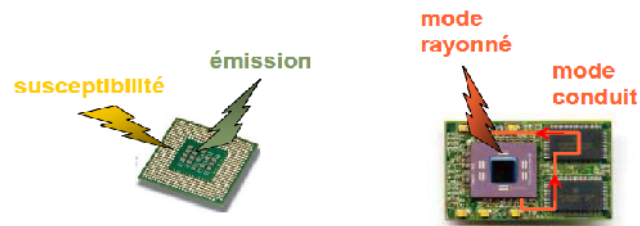


Figure I-11 : notions de base de la CEM

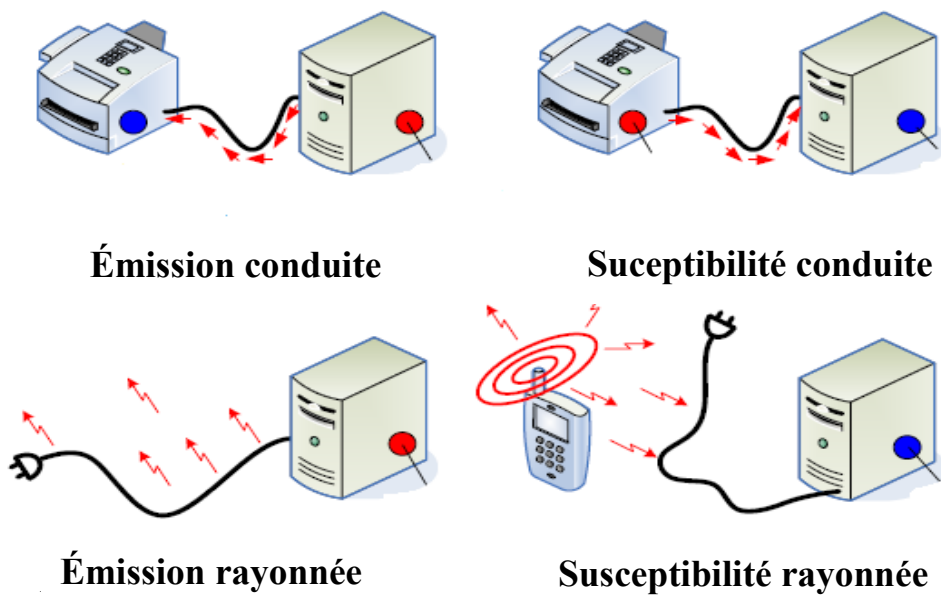


Figure 1-12 : Les quatre situations d'un problème CEM

I-3-3) Les normes de mesures

Au cours de ces dernières années, différentes techniques de mesure ont été normalisées afin de caractériser l'émission et la susceptibilité des circuits intégrés, aussi bien en mode conduit qu'en mode rayonné. Ces méthodes de mesure, listées dans les tableaux ci-dessous, permettent d'évaluer de manière quantitative le comportement CEM d'un composant, mais également de choisir, parmi plusieurs composants de fonctionnalités identiques, celui qui émet le moins et qui présente la plus grande immunité aux perturbations.

Tableau I-1- méthodes normalisées de mesure d'émission

Norme	Description	Mode
IEC 61967-1	Normes de mesure d'émission : généralités et définitions	
IEC 61967-2	Cellule TEM/GTEM	Rayonné
IEC 61967-3	Scan champ proche	Rayonné
IEC 61967-4	1 Ω /150 Ω	Conduit
IEC 61967-5	WBFC (Work bench Faraday Cage)	Conduit
IEC 61967-6	Sonde magnétique	Conduit
IEC 61967-7	Chambre réverbérante à brassage de modes	rayonné

Tableau I-2- méthodes normalisées de mesure de susceptibilité

Norme	Description	Mode
IEC 62132-1	Normes de mesure de susceptibilité : généralités et définitions	
IEC 62132-2	Cellule TEM/GTEM	Rayonné
IEC 62132-3	BCI (Bulk Current Injection)	Conduit
IEC 62132-4	DPI (Direct Power Injection)	Conduit
IEC 62132-5	WBFC (Work bench Faraday Cage)	Conduit
IEC 62132-6	Chambre réverbérante à brassage de modes	rayonné

I-4) Émission parasite des circuits intégrés

I-4-1) Évolution technologique des circuits intégrés

La miniaturisation des transistors et la diminution de leur temps de réponse a rendu possible l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des composants. En contrepartie, la réduction de l'épaisseur d'oxyde de grille nécessite de diminuer les tensions d'alimentation, afin de ne pas détériorer cet oxyde. Ces tendances sont résumées dans le Tableau qui donne l'estimation de l'évolution des caractéristiques des microprocesseurs pour ces prochaines

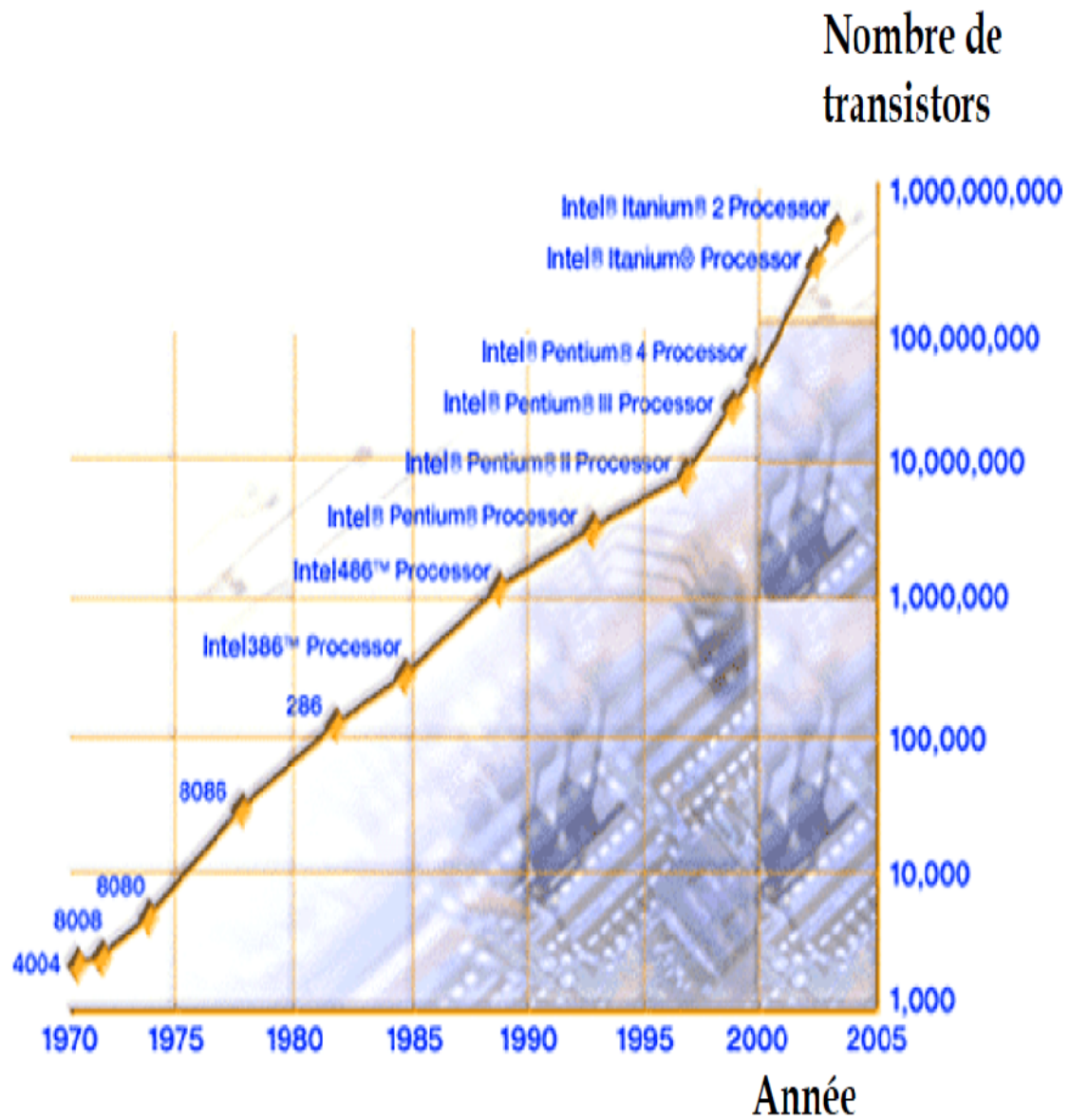









Figure I-13 : Loi de Moore appliquées aux microprocesseurs

Tableau I-3 Évolution des caractéristiques des microprocesseurs

	2001	2004	2007	2010	2013
Lithographie (nm)	120	90	65	45	32
Densité (10^6 transistors/ cm^2)	89	178	357	714	1427
Surface (mm^2)	385	430	620	750	880
Tension de cœur (V)	1,2	1	0,8	0,7	0,6
Niveau de métaux	8	9	11	12	12
Nombre d'entrées/sorties	2700	3100	3500	3850	4200
-signaux	900	1050	1100	1300	1400
-alimentation	1800	2050	2400	2550	2800
Nombre de broches du boîtier	1200	1600	2150	2780	3600
Fréquence de l'horloge interne (GHz)	1,2	4,1	9,3	15	23

Ces chiffres soulignent en particulier que malgré la réduction des dimensions physiques des transistors, la surface des puces en silicium ne cesse d'augmenter. Ce phénomène s'explique par le fait que l'on cherche à intégrer de plus en plus de fonctions sur un même composant. Ceci implique toujours davantage de périphériques d'entrées/sorties, et davantage de plots d'alimentation. Les boîtiers dans lesquels sont encapsulées les puces ont du s'adapter à cette évolution. Ainsi que le montre le Tableau I-2 ,les boîtiers des microprocesseurs de dernière génération possèdent plusieurs milliers de broches.

Tableau I-4 : Évolution des boîtiers et du nombre de broches d'entrées/sorties

Nom	Boîtier	Nombre maximal des entrée/sorties
Dual In Line (DIL)		40
Shrink Dual In Line (SDIL)		100
Small Outline Package (SOP)		100
Quad Flat Pack (QFP)		250
Ball Gate Array (BGA)		1000
Fine Pitch Ball Gate Array (FBGA)		3000
Chip Scale Package (CSP)		>5000

I-4-2) Impact de l'évolution technologique

Les avancées technologiques ont un impact important sur l'émission et la susceptibilité des composants, les concepteurs doivent adapter les règles de conception et de routage aux nouvelles technologies de fabrication.

L'accroissement du nombre de transistors intégrés sur une même puce signifie davantage de portes logiques commutant de manière simultanée, d'où une augmentation des amplitudes des pics de courant générés sur les rails d'alimentation.

La diminution des tensions d'alimentation des circuits digitaux réduit la marge de bruit, et augmente de ce fait les risques de changements erronés d'état logique.

La densification du réseau d'interconnexion implique un couplage diaphonique plus important entre pistes adjacentes, qui peut entraîner des problèmes liés à l'intégrité des signaux : délais, retards de commutation. Quant à l'augmentation des fréquences d'horloge, elle a pour effet de décaler les spectres d'émission vers les hautes fréquences. Les commutations des transistors, plus rapides, génèrent des signaux transitoires dont les pentes sont plus raides. Les valeurs des di/dt augmentent, engendrant ainsi des fluctuations de potentiel plus importantes sur les rails d'alimentation. D'autre part, les problèmes de susceptibilité aux champs électromagnétiques des réseaux de communication sans fil 2.45GHz et à 5GHz doivent être plus que jamais pris en compte, car ces fréquences correspondent aux fréquences de fonctionnement des microprocesseurs actuels, ces phénomènes seront évoqués tout le long de notre études notamment dans cette première partie.

I-4-3) Origine de l'émission parasite des circuits intégrés :

La Figure 1-7 présente le layout d'un microcontrôleur commercialisé en 2005 par Freescale, le MC9S12XDP512. Les dimensions de la puce sont d'environ 6mm × 8mm. Le cœur logique du circuit, adressé sur 16 bits, représente en surface environ un tiers de la superficie totale de la puce, quant aux mémoires (RAM, Flash et EEPROM), elles occupent plus de la moitié du silicium.

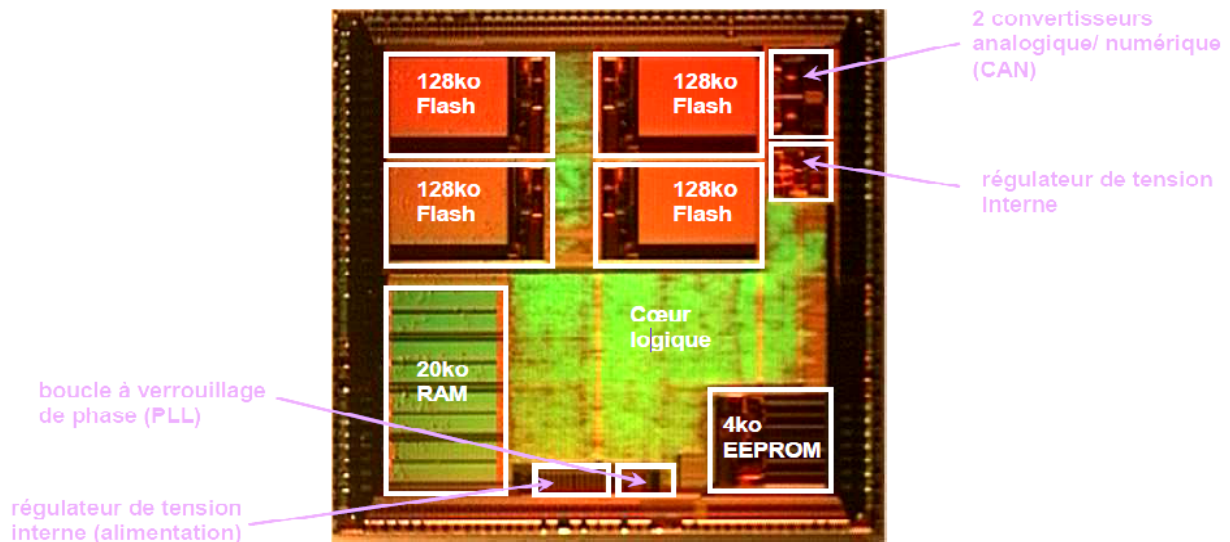


Figure I-14 : Layout d'un microcontrôleur 16 bits

Ce microcontrôleur possède de nombreux périphériques d'entrées/sorties (ports) et huit paires de broches d'alimentation. Des blocs analogiques sont également intégrés sur la puce : deux convertisseurs analogique/numérique, qui permettent de recevoir, de traiter et de transmettre des signaux analogiques, une boucle à verrouillage de phase, qui synthétise la fréquence d'horloge, ou encore un régulateur de tension interne qui convertit la tension d'alimentation externe de 5V en tension de 2.5V servant à alimenter le cœur digital.

I-4-3-1) Le bruit de commutation simultanée (SSN ou Simultaneous Switching Noise)

L'émission parasite issue d'un circuit intégré a pour principale origine le bruit de commutation simultanée (SSN ou Simultaneous Switching Noise) au niveau de l'inverseur. En fonctionnement normal, il n'y a donc aucun chemin de courant entre l'alimentation (VDD) et la masse (VSS) : la consommation de l'inverseur est quasi-nulle en régime établi. Cependant, lors des commutations entre états, les deux transistors sont simultanément conducteurs. Cette phase de transition, durant laquelle apparaît un courant de court-circuit entre VDD et VSS, ne dure cependant que très peu de temps (quelques picosecondes). [7]

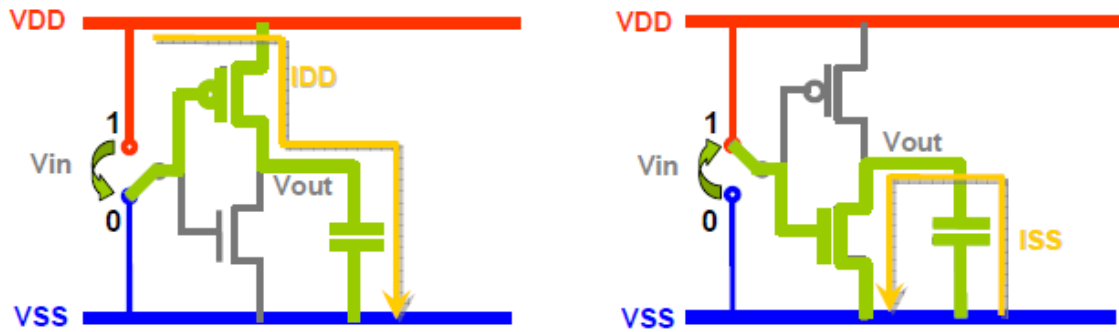


Figure I-15 : chemins de courant lors des commutations de l'inverseur CMOS

Le bruit lié au passage du courant de commutation des circuits au travers des inductances parasites des différentes interconnexions est appelé ΔI noise dont l'amplitude peut être évaluée à partir de l'équation suivante :

$$V_{\Delta I \text{ noise}} \approx L \times \frac{di}{dt} \quad (\text{I-1})$$

Avec : L : Inductance parasite du chemin d'alimentation.

di/dt : Pente du courant traversant les interconnexions.

Néanmoins, le chemin d'alimentation est aussi constitué d'une petite résistance parasite, variant de $100 \text{ m}\Omega$ à $10 \text{ }\Omega$ suivant la technologie et la taille du circuit. Le bruit lié au passage du courant appelé lors de la commutation des circuits au travers des résistances parasites est appelé IR noise. Avec l'augmentation de la résistance des interconnexions à chaque nœud technologique, le IR noise devient un problème de plus en plus contraignant. Alors que le ΔI noise entraîne une fluctuation de tension, le IR noise entraîne une chute de potentiel et dégrade les vitesses de commutation des portes logiques, faisant ainsi apparaître des délais parasites. Cependant, l'ajout de résistances sur les rails d'alimentation permet d'amortir les oscillations produites par le ΔI noise et de réduire le bruit de commutation. Ainsi, la cumulation de ces deux effets permet de calculer l'amplitude du bruit de commutation en fonction du courant appelé par le circuit.

$$V_{SSN} = R \times i + L \times \frac{di}{dt} \quad (\text{I-2})$$

La figure I-16 décrit le phénomène de génération de bruit de commutation simultanée et la variation de tension d'alimentation produite.

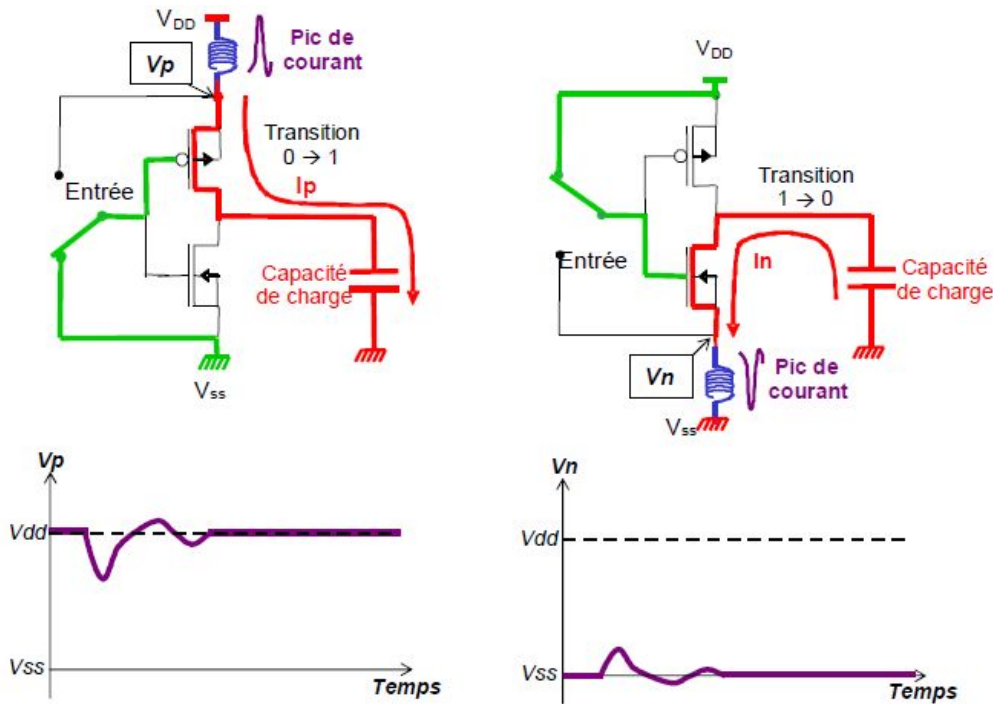


Figure I-16[7] : Courant circulant dans un inverseur CMOS lors de sa commutation et génération de bruit de commutation simultanée sur les lignes d'alimentation.

De nombreux modèles ont été développés afin de prédire l'amplitude du bruit de commutation. Celui-ci dépend d'un certain nombre de facteurs:

- La forme de l'appel de courant.
- Les paramètres technologiques et géométriques des transistors.
- Le nombre de portes commutant simultanément.
- L'impédance du chemin d'alimentation ou de masse.
- La disposition des plans d'alimentation et de masse.
- La capacité de charge.

Le tableau I-5 présente les appels de courant typiques en fonction des technologies. Il apparaît clairement que l'amplitude du pic de courant et donc le bruit de commutation simultanée augmentent avec l'évolution technologique. On peut remarquer que, même si le pic de courant généré par porte ainsi que la tension d'alimentation diminuent, l'appel de courant total augmente puisque les circuits deviennent de plus en plus denses.

Tableau I-5 : Évolution des pics des courants en technologie CMOS.

Technologie	Tension d'alimentation (V)	Densité de porte (/mm)	Pic de courant (Am/porte)	Capacité (fF/porte)	Pic de courant (A/mm ²)
1,2 µm	5	8K	1,1	60	8,8
0,8 µm	5	15 K	0,9	40	13,5
0,5 µm	5	28K	0,75	30	21
0,35 µm	5 - 3,3	50K	0,6	25	30
0,25 µm	5 - 2,5	90K	0,4	20	36
0,18 µm	3,3 - 2	160K	0,3	15	48
0,12 µm	2,5 - 1,2	240K	0,2	10	48
90 µm	2,5 - 1	480K	0,1	7	48
65 µm	2,5 - 0,8	1000K	0,07	5	50
45 µm	1,8 - 0,8	2000K	0,05	3	55

Le courant de court-circuit, négligeable devant le courant de charge/décharge, la durée du pic de courant de charge/déchargé dépend de la valeur de la capacité équivalente vue en sortie de l'inverseur (dont l'ordre de grandeur est 100 fF). Son amplitude n'est que de quelques centaines de microampères.

Cependant, comme à chaque front d'horloge, un grand nombre de portes logiques commutent de manière simultanée, les pics de courant générés sur les rails d'alimentation s'additionnent et leur amplitude totale peut atteindre plusieurs ampères. Pour cette raison, les blocs digitaux doivent être considérés comme des blocs bruyants.

Une autre source de bruit dans un circuit intégré est l'arbre d'horloge : afin de synchroniser le fonctionnement des différents blocs, le signal d'horloge est délivré à chaque bloc digital au moyen d'un réseau de distribution complexe. Pour pallier aux différences de longueurs d'interconnexion entre les chemins, des mémoires tampons (ou buffers) sont ajoutés qui jouent le rôle de cellules de délai. Tous les blocs logiques du composant sont cadencés à la fréquence d'horloge, et on observe d'importants pics d'émission à cette fréquence et à ses harmoniques.

Enfin, il faut citer comme sources de bruit les périphériques d'entrées/sorties. En effet, des buffers de grande taille sont utilisés pour synchroniser les entrées et sorties des signaux. Leurs commutations créent de forts appels de courant sur les rails d'alimentation.

A l'inverse, les blocs analogiques ne sont en général pas considérés comme des blocs bruyants, mais ils sont souvent plus susceptibles aux perturbations électromagnétiques. Prenons l'exemple d'une boucle à verrouillage de phase (PLL pour Phase Locked Loop), fonction analogique utilisée dans les microcontrôleurs pour produire le signal d'horloge à la

fréquence voulue. Les travaux d'Alexandre Boyer ont montré qu'en générant à proximité de ce bloc analogique un champ électromagnétique de fréquence proche de la fréquence d'horloge, on parvient à faire décrocher la boucle à verrouillage de phase. Ce dysfonctionnement est observable même avec des champs de faible puissance.

I-4-3-2 La propagation du bruit

Les perturbations électromagnétiques générées au niveau des blocs bruyants risquent alors de se propager jusqu'aux blocs les plus critiques et perturber leur fonctionnement nominal. Il existe différents mécanismes de propagation du bruit : propagation conduite à travers le réseau d'alimentation, couplage parasite entre pistes métalliques, propagation par le substrat, rayonnement électromagnétique,...

a- A travers le réseau de l'alimentation

Compte tenu de leur forme géométrique, les rails du réseau d'alimentation interne présentent une impédance caractéristique élevée équivalente à une inductance. En se propageant sur les rails d'alimentation, les pics de courant générés au niveau des portes logiques engendrent des fluctuations de potentiel, Ces variations des tensions d'alimentation se répercutent au niveau des signaux de sortie des portes logiques : ainsi que le montre la Figure 1-11, lorsque l'entrée d'un inverseur est au niveau haut, la sortie, au niveau bas, transmet les fluctuations de la tension VSS. Inversement, lorsque l'entrée est au niveau bas, le bruit présent sur le rail VDD se retrouve sur le signal de sortie.

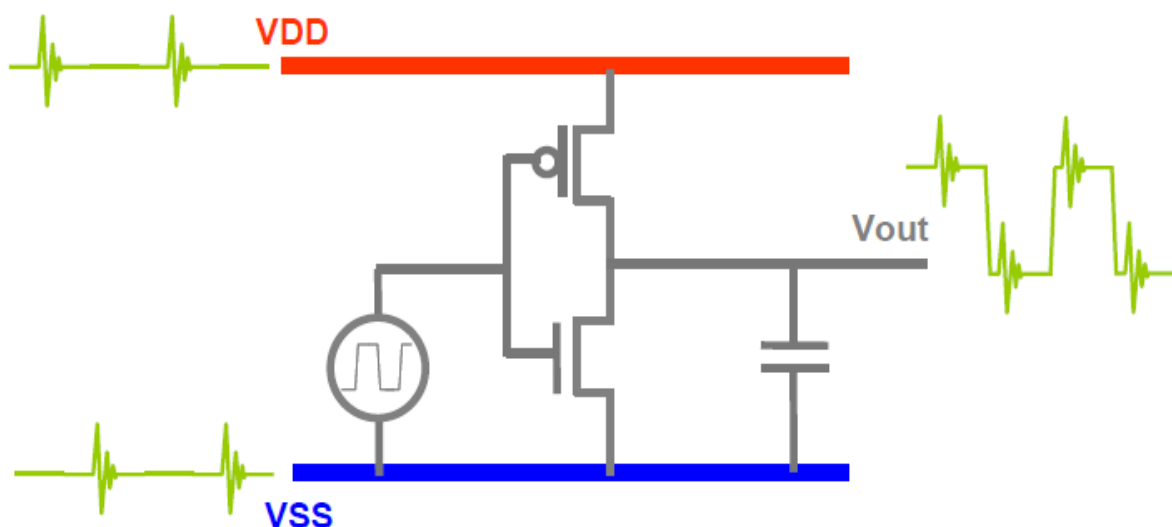


Figure 1-17 : propagation du bruit de l'alimentation sur les signaux de sortie d'un inverseur

De la même façon, les fluctuations de tension présentes sur les rails d'alimentation des buffers sont transmises aux signaux transitant dans les périphériques d'entrées/sorties. Pour protéger les blocs les plus sensibles des perturbations générées par les blocs bruyants, on cherche à séparer autant que possible les réseaux d'alimentation, en assignant a chaque bloc fonctionnel (cœur digital, PLL, régulateur de tension, convertisseur analogique/numérique, périphériques d'entrées/sorties,...) sa propre paire de signaux VDD/VSS.

b- Au niveau des interconnexions

La miniaturisation des transistors, la multiplication du nombre de niveaux de métaux ont entrainé une densification du réseau d'interconnexions. Si toutes les pistes constitutives du réseau d'interconnexions d'un microprocesseur étaient mises bout à bout, leur longueur totale serait de plusieurs kilomètres ! Du fait des très faibles distances séparant les lignes, celles-ci sont soumises à de fortes interactions : couplage principalement de type capacitif entre les différents éléments métalliques.

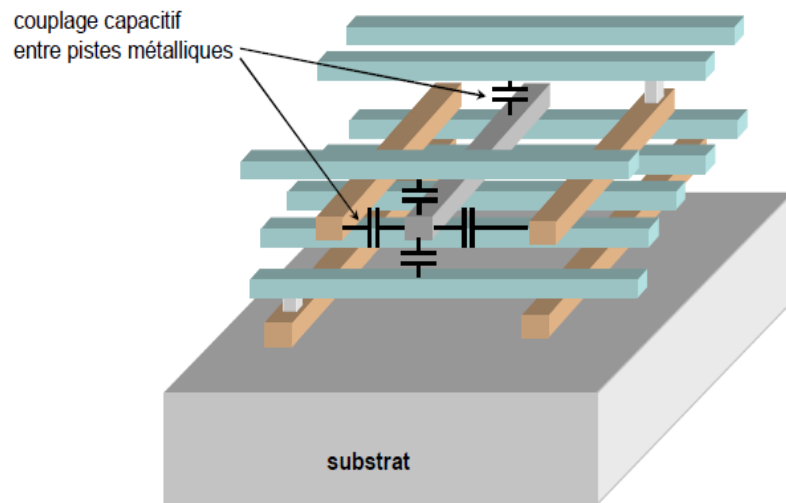
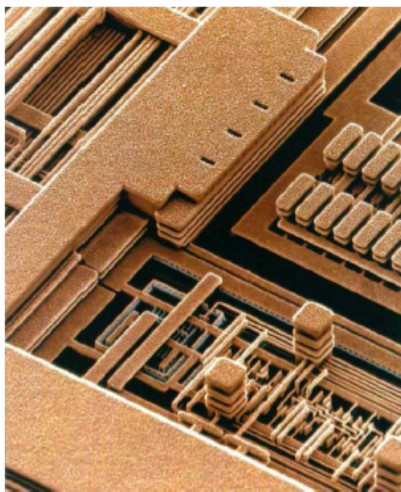


Figure I-18[1] : phénomènes de couplage capacitif entre les éléments du réseau d'interconnexions

Si une perturbation se propage sur l'une des pistes, elle sera transmise par couplage aux pistes adjacentes. Le couplage diaphonique entre pistes est d'autant plus important que la fréquence est élevée (une capacité tend à se comporter comme un court-circuit à haute fréquence). Par conséquent, des bruits haute fréquence, comme par exemple les harmoniques du signal d'horloge, risqueront davantage de se propager à travers le réseau d'interconnexions.

c- Dans le substrat

Même si le substrat est souvent considéré comme un bon isolant entre les différents blocs, il reste cependant un vecteur non négligeable de propagation du bruit. Certaines techniques, telles que l'utilisation d'anneaux de garde ou de caissons d'isolation, permettent de protéger les blocs analogiques les plus sensibles des perturbations transmises par le substrat. Un substrat fortement dopé, et donc très peu résistif, permet d'obtenir un potentiel constant sur la totalité du silicium. En général, la face arrière du substrat est polarisée à la masse, créant ainsi un chemin de faible impédance vers la masse, par où les perturbations seront évacuées.

Au contraire, un substrat faiblement dopé présente une forte résistance. Si les blocs sensibles sont placés suffisamment loin des blocs bruyants, le bruit sera suffisamment atténué pour ne pas perturber leur fonctionnement.

d- A travers les éléments du boîtier

Les entrées/sorties des différents blocs fonctionnels ainsi que les rails d'alimentation sont connectés à des plots métalliques (en anglais, les pads) situés en bordure de la puce, qui permettent de relier électriquement l'intérieur du circuit intégré au circuit imprimé sur lequel il est monté (le PCB pour Printed Circuit Board). Sur ces plots sont soudés des fils d'or appelés bondings, qui connectent les pistes internes aux éléments métalliques du boîtier (les leads) dont les extrémités sont soudées au PCB. [1]

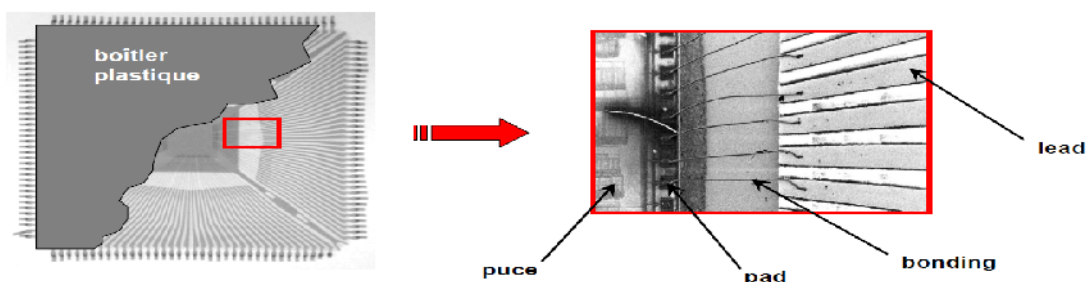


Figure 1-19 : présente les différents éléments du boîtier.

En se propageant à l'extérieur du circuit intégré à travers les bondings, les leads et le long des pistes du PCB, les signaux bruyants peuvent atteindre d'autres composants et perturber leur fonctionnement. Mais de plus, compte tenu de leurs dimensions physiques, les éléments métalliques du boîtier (de même que les blocs les plus bruyants, et les principaux rails

internes) doivent être considérés comme des antennes miniatures qui rayonnent des champs électromagnétiques.

e- Le plan de masse

Le plan de masse est une source rayonnée par mode commun. Dans ce mode plusieurs circuits ont le même plan de masse et ils peuvent y créer des chutes de tension, ces dernières peuvent induire des courants parasites dans les lignes et des couplages avec des circuits reliés au plan masse (boucle de masse). Le plan de masse se comporte alors comme une antenne pour les interconnexions extérieures. Le bruit de commutations simultanées provoque le rayonnement du plan de masse (ground bouncing).

I-4-4) Effet de l'émission parasite sur l'environnement des circuits intégrés

En plus de l'auto-susceptibilité des circuits intégrés, le bruit peut également perturber un système situé à proximité à cause des émissions conduites ou rayonnées. Une fois la perturbation transmise à un autre composant les erreurs possibles sur le circuit victime sont du même type que dans le cas de l'auto-susceptibilité. Les niveaux de perturbations émis sont généralement de l'ordre du milliwatt. Mais du fait de la diversité des composants et l'augmentation de leur fréquence d'horloge, la bande de fréquence qu'ils couvrent est très large et s'agrandit au fil des générations de circuits. L'apparition des boîtiers multi-circuits, également appelé "system in package" (SiP) ou "multi-chip module" (MCM), risque aussi d'augmenter les problèmes de perturbations entre les circuits du fait de la très faible distance entre les composants.

I-5 La susceptibilité des circuits intégrés

Tout courant électrique, tant celui qui circule dans les lignes à haute tension que celui qui alimente les appareils électroménagers ou qui circule dans des circuits intégrés (microprocesseur, microcontrôleur...), engendre un champ électrique et un champ magnétique. Ce courant peut ensuite perturber d'autres circuits et systèmes, soit directement (en mode conduit), soit par l'intermédiaire de ces champs (en mode rayonné).

La susceptibilité correspond au comportement anormal d'un dispositif dans un environnement perturbé par des signaux ou ondes électromagnétiques. La susceptibilité dépend des niveaux

d'agression pouvant provoquer un dysfonctionnement du système, selon des critères prédéfinis.

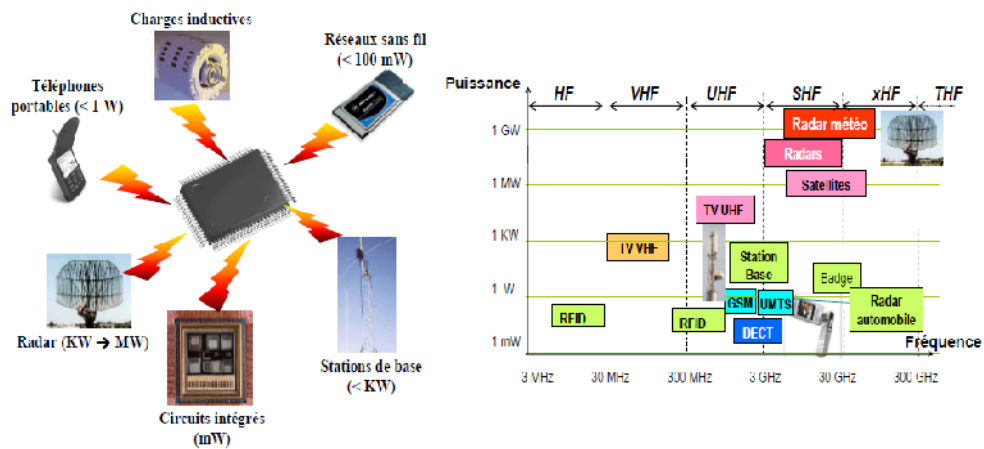


Figure I-20 : Exemple de sources de perturbation

I-5-1) Rappels d'électromagnétisme

a- Les équations de Maxwell

Les fondements théoriques de l'électromagnétisme et de la propagation des ondes ont été formulés à la fin du XIXème siècle par les équations de Maxwell. Elles prennent leurs formes définitives telles qu'on les connaît actuellement. Ces équations différentielles sont au nombre de quatre. Elles permettent de relier les densités de charge ρ_c (C/m³) et de courant j (A/m) qui sont à l'origine du champ électromagnétique. Le champ est formé d'un champ électrique E (V/m) et d'un champ magnétique B (T ou Wb/m²) liés l'un à l'autre.

$$\text{div } \vec{E} = \frac{\rho_c}{\epsilon} \tag{I-3}$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \tag{I-4}$$

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{I-5}$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{I-6}$$

Ces quatre équations peuvent être complétées avec l'équation de conservation de la charge (équation I-7), où \vec{j} est le vecteur densité de courant (A/m²) et ρ la densité volumique de charge libre (C/m³).

$$\operatorname{div} \vec{j} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (\text{I-7})$$

Les permittivités et perméabilité de référence sont celles du vide et ont pour valeur respectivement :

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$$

L'équation I.3 correspond au théorème de Gauss et indique que la densité de flux électrique sortant par les surfaces d'un élément de volume V est équivalente à la densité de charge de ce même élément.

L'équation I.4 est similaire à la loi de conservation du flux magnétique.

L'équation I-5 et l'équation I-6 sont respectivement appelées équation de Maxwell-Faraday et équation de Maxwell-Ampère. Elles permettent de faire le lien entre les quantités électrique et magnétique. Comme toutes les équations différentielles, les équations de Maxwell ont une infinité de solutions. Elles ne peuvent donc être résolues que pour des cas précis dans lesquels les conditions aux limites sont connues.

b- Génération d'un champ électromagnétique

Penchons nous sur la génération physique d'un champ électromagnétique. Afin de simplifier les explications, nous allons distinguer la génération du champ électrique de celle du champ magnétique, mais il est bien évident que dans la réalité, elles sont toutes les deux liées.

Initialement, la circulation d'un courant i dans une boucle conductrice va générer un champ magnétique qui pourra être transmis à son environnement par l'intermédiaire d'une antenne (Figure I.21 partie de gauche). Dans le cas des circuits intégrés ce sont les interconnexions qui forment la boucle émettrice, et qui par conséquent jouent le rôle d'antennes.

De façon similaire, la fluctuation d'une différence de potentiel v va créer un champ électrique qui pourra également être transmis au travers d'une antenne (Figure I.21 partie de droite). Dans ce cas, la variation de la différence de potentiel a lieu entre le substrat, qui sert de plan de référence, et les interconnexions dont le potentiel fluctue en fonction de l'activité du composant. Là encore, ce sont les interconnexions qui jouent le rôle d'antennes. La combinaison des deux champs, magnétique et électrique, donne naissance au champ électromagnétique. Les caractéristiques de ce champ peuvent alors être déterminées à l'aide des équations de Maxwell précédemment énoncées.

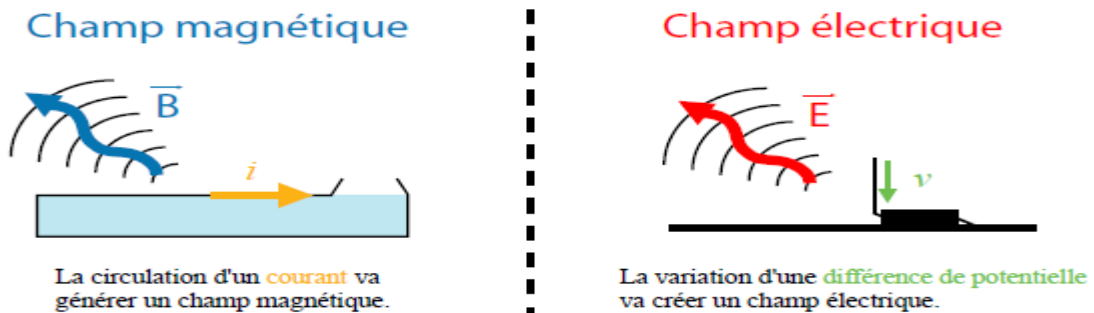


Figure I.21 : Génération des champs magnétique (gauche) et électrique (droite).

c- Propagation d'une onde électromagnétique

Jusqu'à présent, nous n'avons pas considéré de sens de propagation particulier. Cependant, dans le cas des composants électroniques, les principaux éléments de propagation sont les interconnexions, que l'on peut assimiler à des antennes émettrices (émission parasite) ou réceptrices (susceptibilité). De ce fait, on peut considérer que leur comportement est similaire à celui d'un guide d'onde et ainsi privilégier la direction longitudinale de l'interconnexion. A partir de cette constatation, nous pouvons distinguer trois modes de propagation. Le mode transverse électrique (TE), qui correspond à une propagation du champ électrique selon l'axe longitudinal de l'interconnexion, et où la composante parallèle à la direction de propagation de ce même champ est nulle

Le mode transverse magnétique (TM), qui a des caractéristiques similaires au mode TE mais où c'est le champ magnétique qui est considéré ($B_{//} \text{ sens propagation} = 0$)

Et enfin le mode transverse électromagnétique (TEM), qui regroupe les caractéristiques des deux modes précédents, c'est-à-dire que les composantes électrique et magnétique selon la direction de propagation de l'onde sont nulles.

De ces trois modes, seul le mode TEM est représentatif de la propagation des ondes

électromagnétiques dans les circuits intégrés. En effet, les modes TE et TM, dans des milieux homogènes comme les interconnexions, présentent des fréquences de coupures basses, et donc une atténuation de l'onde. La Figure I-22 illustre Les trois modes de propagation d'une onde électromagnétique.

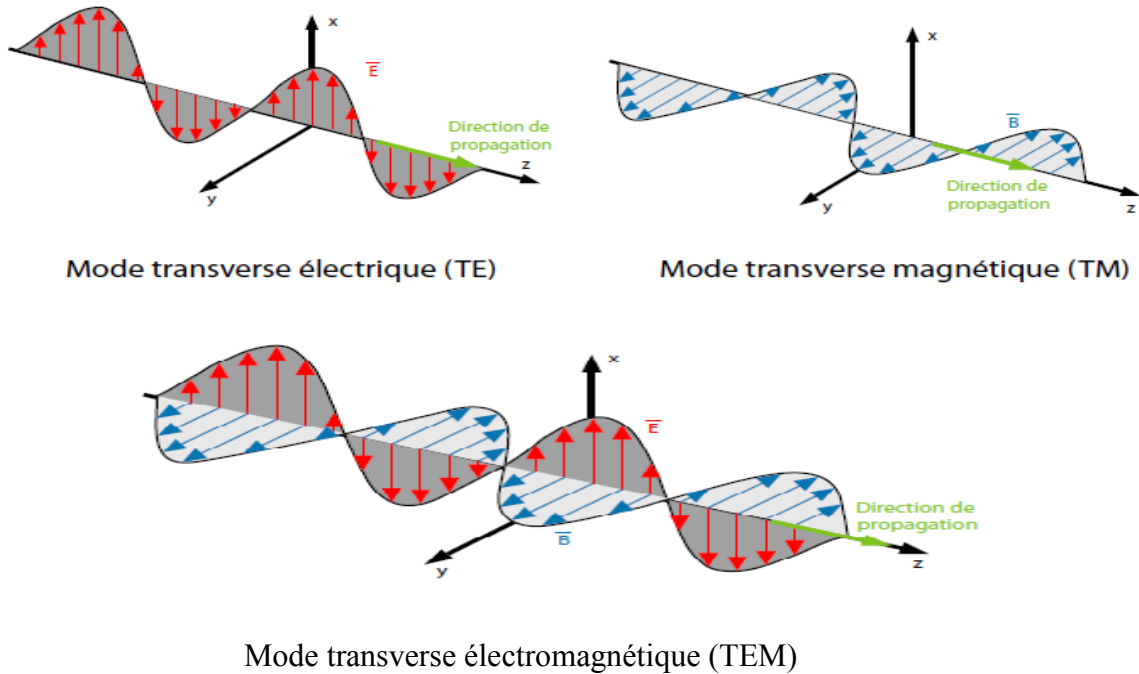


Figure I-22 Les trois modes de propagation.

I-5-2 Principales sources de perturbations

a- Les décharges électrostatiques ou les ESD (ElectroStatic Discharges)

Les décharges électrostatiques (ESD - Electrostatic Discharge) sont l'un des facteurs qui pourra endommager le fonctionnement d'un composant ou circuit électronique. Les ESD se produisent lorsque deux surfaces différemment chargées sont frottées l'une contre l'autre. Un phénomène se produit d'après la règle de Cohen qui indique que lorsque deux matériaux différents sont frottés l'un contre l'autre, celui dont la constante diélectrique est la plus élevée se charge positivement. En effet, dans ce cas, l'isolant se polarise plus facilement et cède des électrons à l'autre corps.

Il existe deux types de sources d'ESD : prédictible et aléatoire. Les sources prédictibles sont contrôlables, et leurs effets peuvent être facilement contrôlés. Les sources aléatoires sont plus difficiles à gérer, elles sont généralement d'origine humaine ou causées par un foudroiement. La différence entre ces deux derniers types est simplement liée à l'échelle de décharge. Les deux types d'ESD possèdent l'allure d'une onde à double potentiels, comme le montre la figure I-23[9] pour les impulsions prédictibles, et

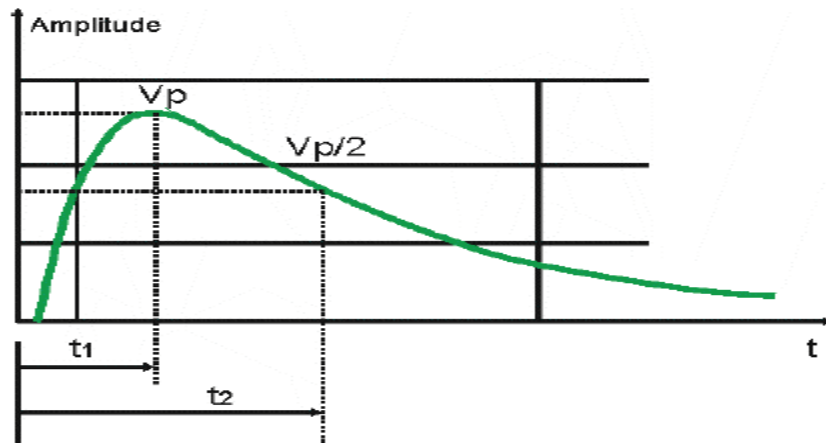


Figure I-23 Forme d'onde prédictible

la figure I-24 pour les impulsions aléatoires. Ainsi, l'ESD initialement isolé, subit un champ électrique et se charge, pour ensuite se décharger dès qu'il a un contact externe.

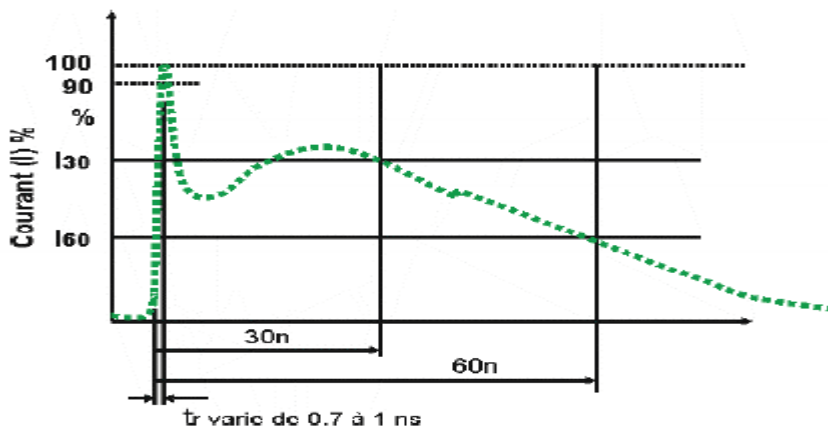


Figure I-24 Forme d'onde aléatoire

Une décharge électrostatique peut avoir deux effets néfastes sur un circuit intégré. Elle génère un courant important qui, au passage dans le circuit, peut élever sa température jusqu'à atteindre sa destruction thermique. Elle provoque aussi dans le circuit une surtension

qui peut mener à la rupture d'un diélectrique ou la mise en conduction par avalanche d'une jonction dans le silicium. Les défaillances peuvent intervenir à plusieurs endroits dans le circuit intégré. Dans le semi-conducteur, sous l'effet d'un fort courant et d'un champ électrique important, les jonctions peuvent atteindre localement la température de fusion du silicium, ce qui entraîne une diffusion des dopants, et une modification des caractéristiques. Une jonction qui, avant d'être exposée à une décharge électrostatique, était bloquée à la tension d'alimentation du circuit, devient maintenant passante, entraînant un dysfonctionnement du circuit. Les oxydes de grille des technologies MOS sont aussi menacés par la décharge sous l'effet d'un champ électrique élevé. Enfin le courant de décharge qui circule dans un métal peut provoquer sa fusion. La métallisation peut s'évaporer et créer un circuit ouvert. Ou alors, au cours du refroidissement du métal, un court-circuit peut se former entre des lignes adjacentes. Un contact métallique peut aussi diffuser dans le silicium et atteindre une jonction. Il y a alors court-circuit de cette dernière.

Historiquement, ce sont les technologies MOS qui étaient les plus susceptibles aux décharges électrostatiques, de par la grande sensibilité de leurs oxydes de grille. Cette tendance s'est ensuite généralisée aux autres technologies avec la réduction de leurs dimensions. Les jonctions moins profondes, les oxydes plus fins et les métallisations (connexions métalliques entre deux étages voisins d'interconnexions) moins larges, sont des progrès technologiques qui rendent les circuits intégrés de plus en plus sensibles aux décharges électrostatiques.

b- Charges inductives

La plupart des appareils de notre vie quotidienne sont composés de nombreux dispositifs électriques, telles que les automobiles qui sont de plus en plus équipées et confortables et exigent l'utilisation d'un grand nombre de moteurs pour actionner le toit, les miroirs, les essuie-glaces, les lève-vitres, les ventilateurs ... Le développement des voitures électriques ouvre aussi la porte aux divers problèmes posés par le CEM. Ainsi, des courants perturbateurs à haute ou basse fréquence peuvent apparaître partout sur ces charges inductives, et les impulsions correspondantes sont émises sous forme de champs perturbateurs ou couplées par voie capacitive ou inductive (figure I-25). Pour éviter les effets de ces courants perturbateurs, on peut ajouter des interrupteurs ou des relais. [9]

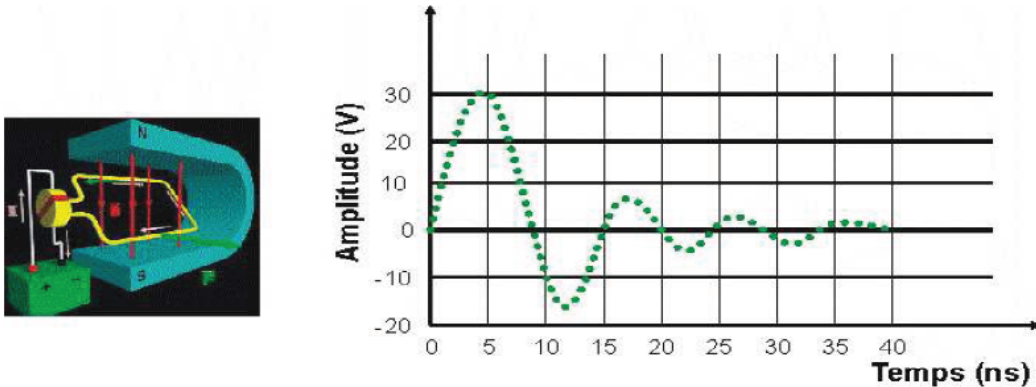


Figure I-25[9] : Exemple d'une onde transitoire générée par un moteur

c- Les Radars: RAdio Detection And Ranging

Les radars ou systèmes de radiodétection permettent de détecter la présence, la direction et la distance d'aéronefs, de navires ou autres objets, généralement en mouvement. Ces systèmes reposent sur l'émission d'un champ électromagnétique pulsé de haute fréquence et font partie des sources de perturbation. Parmi les types courants de radars utilisés, on peut citer :

- les radars de contrôle aérien utilisés pour le repérage des aéronefs et le guidage de leur approche de l'aéroport jusqu'à l'atterrissage. Les radars classiques de contrôle aérien peuvent avoir des puissances de crête de 100 kW ou davantage, mais la puissance moyenne émise n'est que de quelques centaines de watts.
- les radars météorologiques sont souvent situés au même endroit que les radars de contrôle aérien. Ils opèrent à des fréquences plus élevées
- les radars militaires dont les fréquences peuvent atteindre quelques dizaines de GHz et les puissances 10 GW.

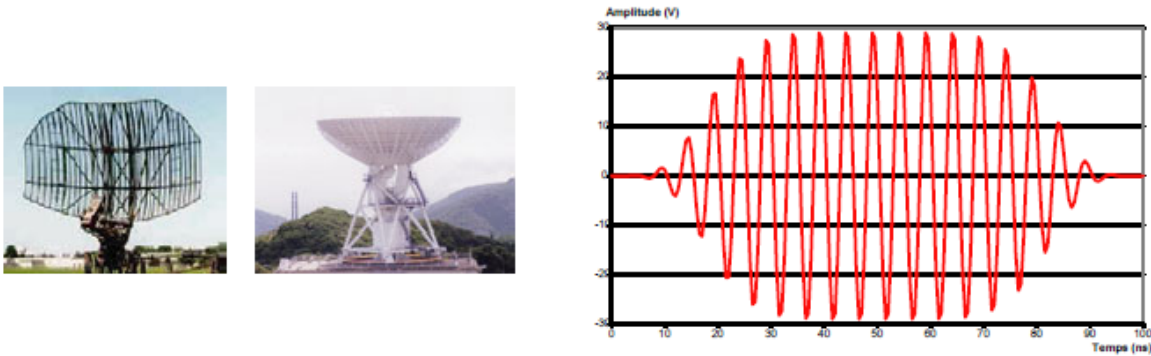


Figure I-26 : Radars (à gauche) et exemple de forme d'onde générée par un radar (à droite).

d- Les circuits intégrés :

En raison des courants importants qui circulent dans les rails d'alimentation, le circuit se comporte comme une antenne, créant une émission en mode rayonné, une étude sur l'émission produite par une boucle à verrouillage de phase (PLL) intégrée montre un pic de courant de 16 ampères généré par la commutation de 4000 bascules simultanément, où chaque bascule consomme 4 mA. Un exemple de spectre d'émission d'un circuit logique, mesuré dans une cellule transverse électromagnétique (TEM) est illustré par la figure I-27.

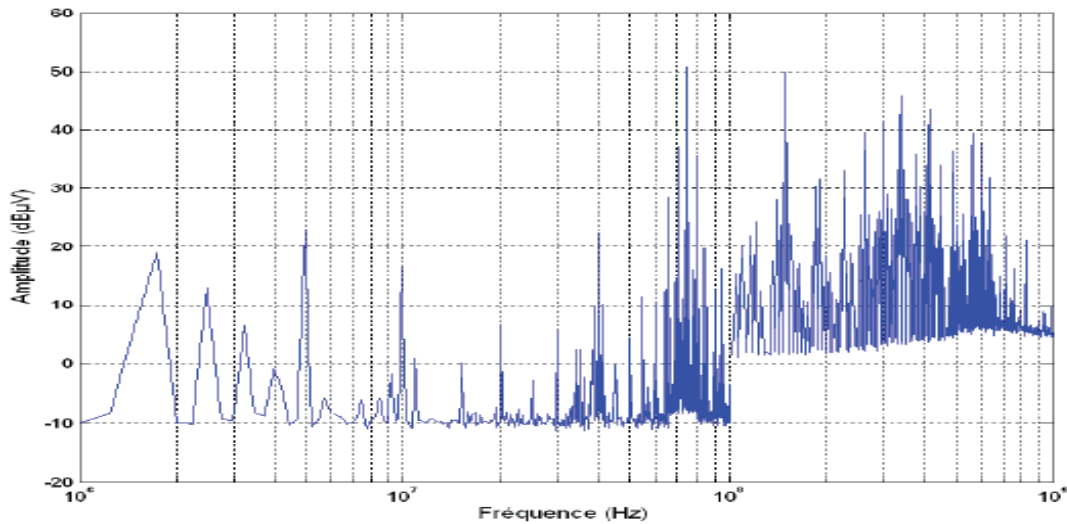


Figure I-27: Spectre émis par un circuit logique

e- Les réseaux de communication de données sans fil

Avec l'essor des systèmes embarqués et portables, les protocoles de communication sans fil ont vu le jour. Ils mettent en jeu des liens de type transpondeur (inférieur à 10 cm)

pour les très courtes distances, infrarouge pour de courtes distances (inférieures à quelques mètres), et hertzien de faible puissance pour les distances inférieures à quelques centaines de mètres. Ce sont bien évidemment les communications hertziennes de faible puissance telles que Bluetooth, Wifi, RFHome ou HiperLAN2 qui font l'objet de toutes nos attentions (Figure-28).

Ces communications, de plus en plus nombreuses, mettent en jeux des puissances de l'ordre de quelques dizaines de milliwatts à des fréquences situées actuellement aux alentours de 2.5 GHz, mais qui devraient monter jusqu'à 5 GHz (WiFi3, HiperLAN2) dans les années à venir. De plus, le fait de créer des réseaux locaux mobiles (Bluetooth), rend difficile un contrôle précis des paramètres de puissance émise, et par conséquent les niveaux de pollution électromagnétiques engendrés.

La figure I-28 illustre quelques exemples matériels utilisés par les communications sans fils moyennant le Bluetooth ou le Wifi. [7]

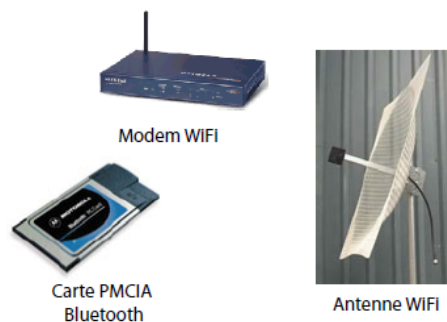


Figure I-28 : Exemples d'équipements de réseaux de données sans fil.

f- Les téléphones mobiles et les stations relais associées

Si l'on se réfère aux nombres de portables et de relais téléphoniques existant dans le monde, la téléphonie mobile (Figure I-29) est incontestablement la source de perturbation électromagnétique la plus dense. Concernant les caractéristiques fréquentielles, que l'on considère un téléphone mobile ou une antenne relais, elles sont identiques et situées dans trois bandes principales centrées autour de 900 MHz (GSM), 1,8 (DCS) et 1,9 GHz (UMTS).



Figure I-29 : Téléphone mobile (à gauche) et antenne-relais (à droite) de type

Les signaux sont transmis en modulation de phase mais leur puissance et leur gestion diffèrent selon que l'on a affaire à une station relais ou un téléphone cellulaire. En effet, la puissance, transmise par un téléphone portable en communication peut atteindre un watt, tandis que celle d'une antenne-relais peut atteindre la centaine de watts. Il est bon de noter que dans les deux cas, la puissance émise est susceptible de fluctuer en fonction de la distance et de l'environnement qui sépare la station de base du téléphone mobile.

Pour les standards GSM, les signaux sont transmis en modulation de phase (partie centrale de la Figure I-30). Par contre, leur gestion est différente. Le portable a une forme d'onde de type burst (Figure I-30 partie de gauche), c'est-à-dire qu'il émet son signal pendant une durée relativement courte ($577\mu s$) comparée à la période de répétition (4,61 ms). La station relais a une transmission plus aléatoire du fait qu'une même station peut gérer jusqu'à 8 communications "simultanément". Dans les périodes creuses, elle se comporte pratiquement comme un téléphone mobile, et en périodes de forte affluence, elle transmet quasiment en continu (Figure I-30 partie de droite).

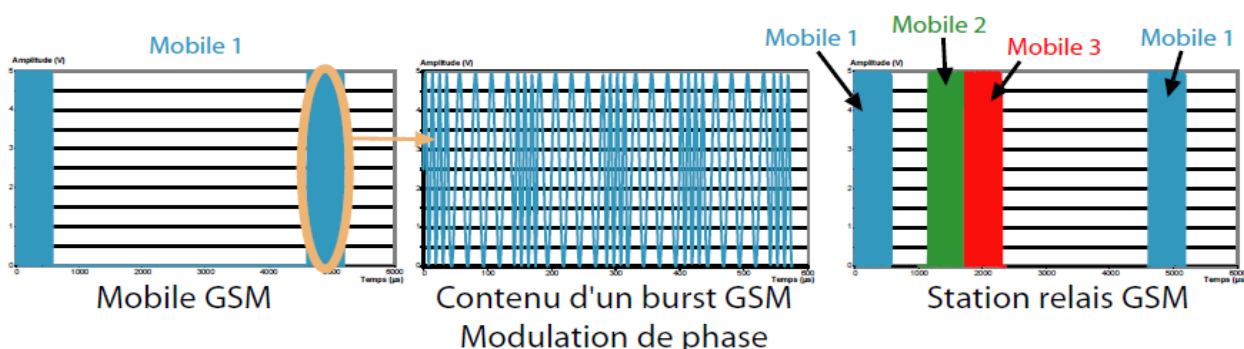


Figure I-30 : Formes d'onde par un téléphone mobile (parties centrale et de gauche) et une antenne-relais en communication avec trois téléphones portables.

g- Les relais de radiodiffusion ou de télédiffusion

Bien que moins nombreux en comparaison des relais de téléphonie mobile , les antennes-relais de radiodiffusion ou télédiffusion (Figure I-31 partie de gauche) n'en sont pas moins des perturbateurs électromagnétiques importants. En effet, ils transmettent en continu des signaux modulés en fréquences (Figure I-31 partie de droite) dont l'énergie peut atteindre quelques kilowatts. Une telle puissance est susceptible de perturber le fonctionnement d'un système embarqué, tels que ceux équipant une voiture, qui se situerait dans son environnement proche.

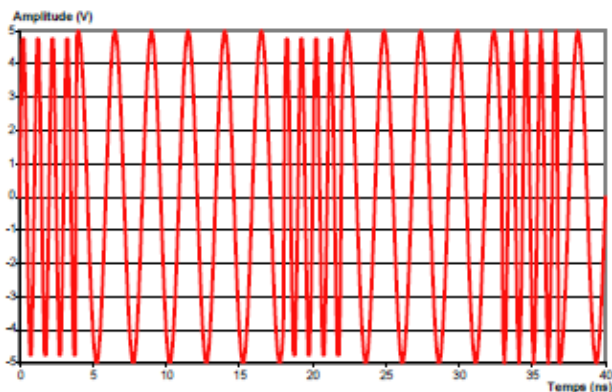


Figure I-31 : Antenne-relais de radiodiffusion (à gauche) et la forme d'onde qui lui est assignée (à droite).

h- Armes électromagnétiques de forte puissance :

Les armes électromagnétiques de forte puissance produisent un champ magnétique d'une telle intensité que les dégâts occasionnés peuvent être bien plus importants que ceux d'une guerre traditionnelle. L'effet qu'exploitent ces dernières est basé sur la technologie des HPM (High Pulse Microwave)

i- Autres sources

D'autres systèmes de communications peuvent être aussi l'origine de fortes perturbations, comme les scanners utilisés dans les bibliothèques et les aéroports, etc. Toutes ces sources génèrent des ondes électromagnétiques qui rendent les systèmes embarqués de plus en plus susceptibles.

I-5-3 Différents modes de couplage

a- Mode différentiel

Dans le cas de deux conducteurs très proches, une perturbation peut se coupler au système (Figure I.32) et induire un courant de mode différentiel. C'est-à-dire que le chemin de retour ne passe pas directement par la référence du système. Dans ce mode de couplage, le plan de référence ne joue aucun rôle dans le couplage.

b- Mode commun

Dans le cas d'un couplage en mode commun (Figure I.32), l'ensemble des courants aller se propagent dans le même sens, et le courant de retour s'effectue directement par la référence de masse.

c- Mode antenne

Enfin le dernier mode de couplage est le mode antenne (Figure I.32). Ce mode de couplage est principalement rencontré dans les systèmes de transports : par exemple un avion traversant un champ radar. Dans ce mode, tous les courants circulent dans le même sens, que ce soient les courants aller ou retour. Ce mode ne génère donc pas de problèmes particuliers, excepté si ces courants sont transformés en courants de mode différentiel ou de mode commun par des variations d'impédance de différents chemins de courant.

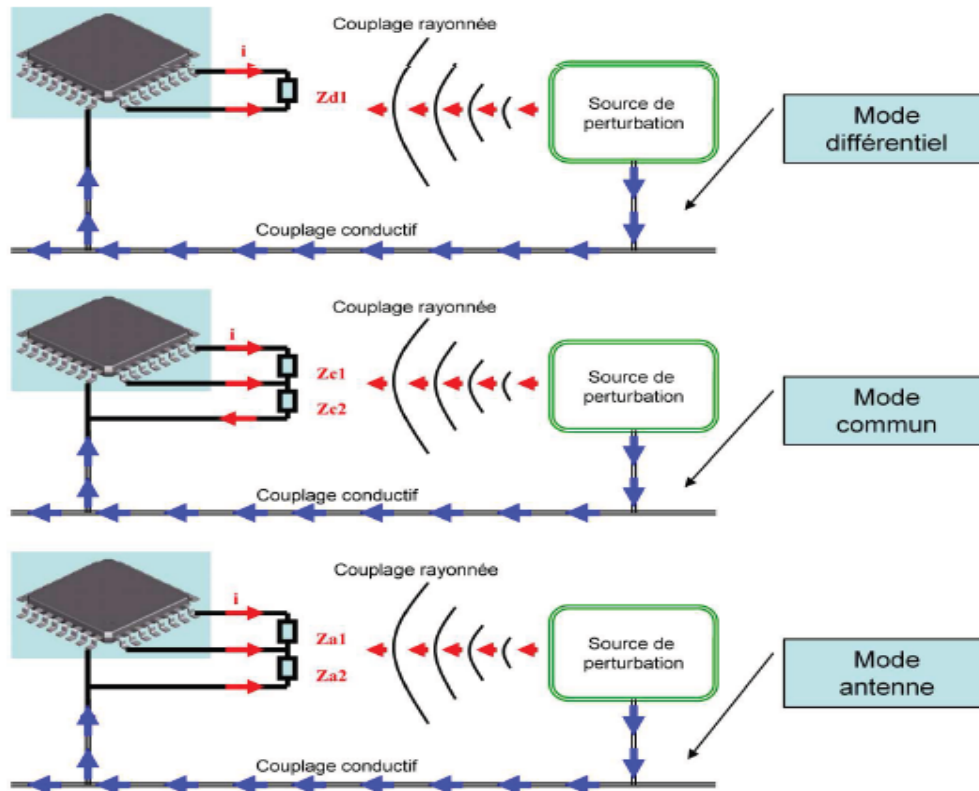


Figure I-32 [9] :Les trois modes de couplage en présence d'une perturbation conduite

I-5-4 Effets des perturbations sur le comportement des circuits intégrés

Les circuits intégrés, qu'ils soient numériques ou analogiques peuvent être largement perturbés dans leur fonctionnement ou même d'une manière destructive dans leur structure par la présence de perturbations électromagnétiques en mode conduit ou rayonné. Par exemple, le flash EPROM sont à priori très sensibles d'un point de vue CEM, les microcontrôleurs sont également susceptibles aux interférences électromagnétiques sous deux principaux aspects : au niveau matériel et au niveau logiciel.

✓ Les circuits analogiques

Tous les circuits ont un domaine de fréquence dans lequel leur fonctionnement est normal. Donc, pour les perturbations électromagnétiques deux cas de figure peuvent se présenter : elles peuvent tomber dans l'intervalle de fonctionnement nominal du circuit ou en dehors de celui-ci.

a- Hors bande de fréquence du composant

Il faut distinguer le mode de fonctionnement dans la bande de fréquence du composant analogique de celui hors bande. En effet, considérons une perturbation électromagnétique dans la bande de fréquence du composant susceptible de générer un dysfonctionnement. Pour que la même perturbation soit capable de provoquer un dysfonctionnement comparable hors bande, il lui faudra avoir des caractéristiques énergétiques bien supérieures. Ce phénomène est directement lié aux caractéristiques intrinsèques des circuits intégrés, qui se comportent de manière générale comme un filtre passe-bas. Ce phénomène est d'autant plus vrai avec les composants analogiques.

b- Dans la bande de fréquence du composant

Une faible variation de tension ou de courant en entrée est susceptible de créer un dysfonctionnement sur un capteur de pression, de température ou tout autre composant analogique (Figure I- partie de gauche). La perturbation va venir se superposer au signal utile et a pour principal effet de créer une tension d'offset comme l'illustre la partie de droite de la Figure I-33. Cet offset est ensuite transmis au système de contrôle qui va traiter des valeurs en entrée erronées avec toutes les conséquences qui en découlent.

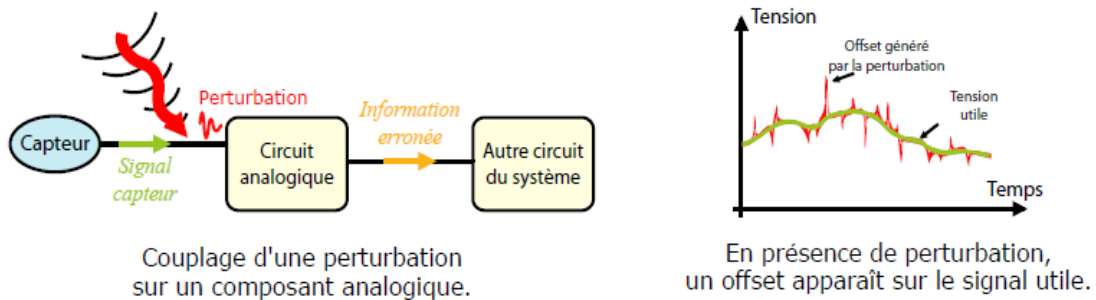


Figure I-33 : Couplage (à gauche) et génération d'offset (à droite) due à une perturbation électromagnétique sur un composant analogique.

D'autres effets existent, et parmi eux nous pouvons retenir la fluctuation de tension d'alimentation. En effet, certains composants analogiques, tels que les convertisseurs analogique/numérique ou numérique/analogique, ou les amplificateurs de précision, y sont particulièrement sensibles. La susceptibilité des convertisseurs est liée au fait que

l'alimentation leur sert également de référence et que les données délivrées sont directement en rapport avec les références basse et haute. De surcroît, plus la résolution porte sur un nombre important de bits, et plus la susceptibilité du composant est forte. Quant à la susceptibilité des amplificateurs, elle vient principalement du fait qu'ils tirent leur puissance de l'alimentation. Des fluctuations du niveau d'amplification sont alors perceptibles, d'autant plus aisément lorsqu'il s'agit de signaux audio. De plus, il a été montré que l'étage différentiel des amplificateurs est un élément critique de par le fait qu'il conduit simultanément les bruits de mode commun et différentiel.

Enfin, les effets des perturbations électromagnétiques sur les composants analogiques revêtent un caractère généralement temporaire voire éphémère. Une fois la perturbation disparue, le comportement du composant redevient souvent nominal. Ce qui n'est pas forcément le cas pour les composants numériques qui font l'objet des paragraphes suivants.

✓ **Les circuits numériques**

Le phénomène de latchup

Le phénomène de latchup est dû à la mise en conduction involontaire (suite à une perturbation électromagnétique par exemple), d'une succession de jonctions PNPN formant un thyristor parasite entre l'alimentation et la masse (Figure I-34). Le déclenchement de thyristor parasite provoque un court-circuit entre l'alimentation et la masse du circuit intégré qui peut être destructif.

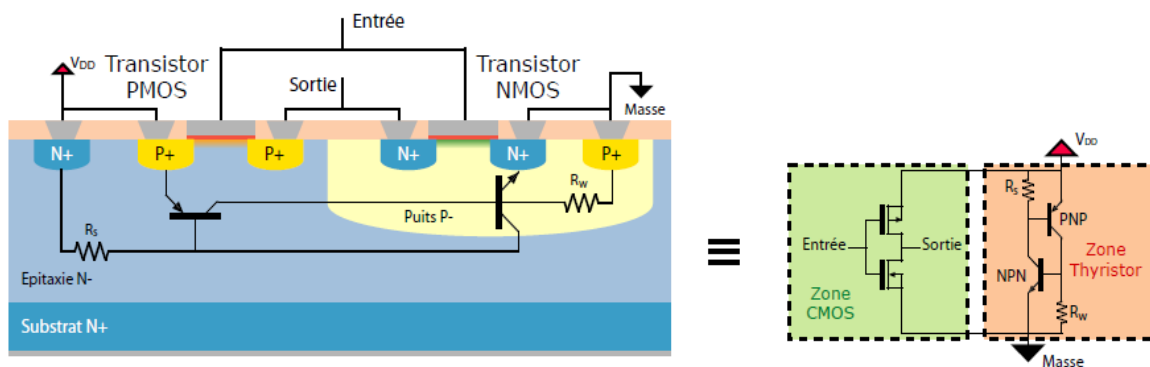


Figure I-34 : Phénomène du latchup dans les circuits intégrés numériques.

- **Effet sur les sorties**

Un autre élément des composants numériques peut s'avérer susceptible : la sortie d'un composant élémentaire. Du fait de sa faible impédance, une sortie numérique peut être perturbée par l'injection d'un courant parasite d'amplitude relativement faible (de l'ordre de la dizaine de milliampère). L'effet d'une telle perturbation se traduit généralement par un changement d'état de la sortie.

- **Effet sur les entrées**

Bien que leur impédance soit relativement élevée en comparaison de celles des sorties, les entrées numériques peuvent également être perturbées. En effet, la réduction des tensions d'alimentation s'accompagne d'une réduction des seuils de commutation et par conséquent d'une diminution des marges de bruits en entrée. De ce fait, les entrées sont toutes aussi susceptibles. Et cette susceptibilité se traduit, comme pour les sorties, par une inversion du niveau de l'information d'entrée.

I-6 Conclusion

Dans cette première partie nous avons présenté des notions fondamentales et essentielles pour aborder notre études des mesures de la compatibilité électromagnétique des C.I, nous avons vu à quel point les inverseurs CMOS peuvent constituer une sources incontournables des perturbations électromagnétiques provoquant des dysfonctionnements parfois fatales des composant voisins, la compatibilité électromagnétique est ce domaine qui devrait répondre à ces problèmes avec des solutions efficaces en partant de leurs détections jusqu'à prévoir des remèdes ,d'autre part la CEM doit garantir l'immunité des systèmes car l'environnement électromagnétique actuel dont fait partie le circuit intégrés est excessivement pollué.

Chapitre II : Mesure De L'émission Des Circuits Intégrés.

II-1) Introduction

Nous avons bien constaté dans le premier chapitre que le circuit intégré constitue une source d'émission parasite pouvant perturber son fonctionnement et le fonctionnement des appareils voisins, la caractérisation de ces émissions se fait par des mesures normalisés dans le but de nous renseigner sur les niveaux d'émission pour ensuite juger selon les normes définies par le C.E.I l'acceptabilité de son usage et de sa commercialisation. Dans ce chapitre en passant par les généralités sur les mesures en CEM des circuits intégrés nous présenterons ces fameuses méthodes qui se classent dans deux catégories différentes :

- **Mesure rayonnée** : consiste à mesurer les émissions rayonnées du circuit intégré.
- **Mesure conduite** : consiste à mesurer les émissions conduites du circuit intégré.

Ainsi que le montre la figure I-1 et les tableaux I-1, six normes sont dédiées à la mesure de l'émission des circuits intégrés.

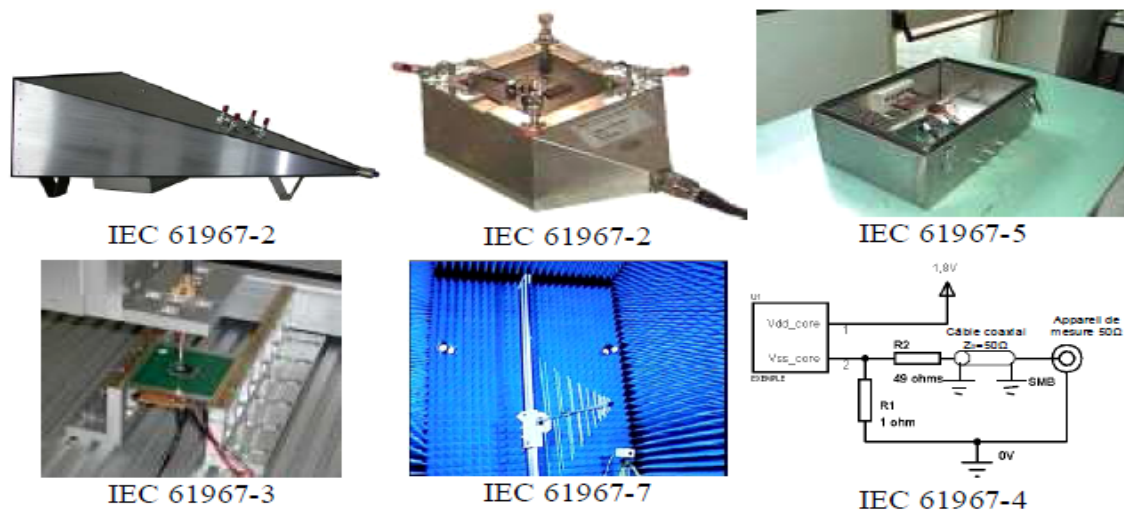


Figure II-1 [7]: Méthode de mesure de l'émission de circuit

Tableau II-1[7] : Description des standards de mesure d'émission des circuits intégrés

standard	Description	Type d'émission	statut
61967-2	Cellule TEM/GTEM : 150KHz–18GHz	Rayonné global	Achevé
61967-3	Scan champ proche en surface : 10KHz–3GHz	Rayonné localisé	Rapport technique
61967-4	Méthode 1Ω – 150Ω : 150KHz–1GHz	Conduite différentielle	Achevé
61967-5	Cage de faraday (WBFC) : 150KHz-1GHz	Conduite, mode commun	Achevé
61967-6	Sonde magnétique : 150KHz-1GHz	Rayonné localisé	Achevé
61967-7	Chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM)	Rayonné global	Nouvelle proposition

II-2) Généralités sur les méthodes de mesure en CEM

a. mesure de champ et de courant

On a vu précédemment que les perturbations électromagnétiques peuvent se propager dans des milieux conducteurs ou dans des milieux diélectriques : on différenciera donc les perturbations conduites des perturbations rayonnées, bien qu'elles trouvent la plupart du temps leur origine dans le même phénomène, dans notre cas la commutation des circuits à logique CMOS.

- **Perturbations conduites**

On fera là encore la distinction entre deux types de perturbations, selon que le signal à mesurer aura une forte amplitude en courant (et faible en tension) ou une forte amplitude en tension (et faible en courant). Dans le cas qui nous intéresse principalement, les appels de courants des circuits CMOS se propagent sur les circuits d'alimentation qui sont peu résistifs : on mesure alors davantage un courant qu'une tension. Les changements d'état des sorties d'un circuit intégré provoqueront en revanche des signaux aux fortes variations de tension (de 0V à 5V typiquement) avec de faibles courants (sur des charges de 10 k Ω par exemple).

- **Mesures de courant**

Dans ce cas le signal mesuré devra être transformé en tension, puisque les appareils usuels mesurent le plus couramment des tensions, avec en outre la nécessité d'une adaptation 50 Ω . Si la tension résultant du courant à mesurer est suffisamment élevée, on pourra utiliser une sonde haute impédance (1 M Ω) pour la mesure). Si la tension à mesurer est trop faible, on peut introduire une résistance sur le chemin du courant, aux bornes de laquelle on viendra aisément lire la tension ; cependant cette méthode intrusive peut modifier la répartition initiale des courants. Les méthodes qui ne nécessitent pas de contact avec le conducteur utilisent le principe de Faraday : les variations du courant dans le conducteur induisent une force électromotrice dans une boucle conductrice proche. La sonde est donc une petite boucle qui peut soit être située près du conducteur, soit l'entourer complètement.

- **Mesures de tension :**

Cette mesure peut se faire à l'aide des sondes haute impédance citées plus haut, ou par des ponts diviseurs de tension permettant l'adaptation 50 Ω . De petites antennes pourront aussi mesurer ces variations de tension, mais la difficulté consistera alors dans le choix entre la

résolution spatiale et la sensibilité de la mesure, qui dépendent toutes les deux de la forme de l'antenne.

- **Perturbations rayonnées**

On aura là recours à des antennes réceptrices qui transforment les champs électromagnétiques en signaux électriques mesurables par les appareils usuels. De nombreuses formes d'antennes existent, depuis les dipôles demi-onde, les monopoles quart d'onde, jusqu'aux antennes biconiques et réseau d'antennes, pour des applications et des fréquences variées qui dépendent des facteurs d'antennes et des ouvertures effectives de ces antennes.

b. Mode commun et mode différentiel

Les notions de mesure en mode commun et en mode différentiel, très importantes en C.EM, renvoient à des mesures conduites de perturbations (Figure II-2).

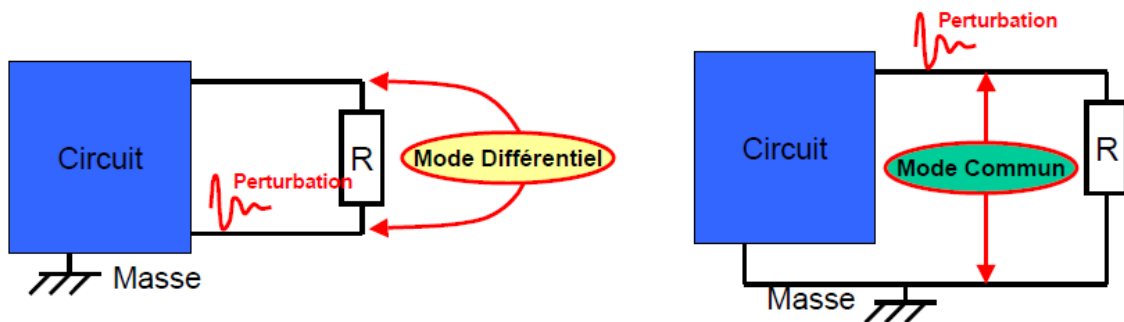


Figure II-2 : mesure en mode commun et mode différentielle

On appelle perturbation en mode commun une perturbation dont le chemin de retour du signal est la référence commune de masse. Une mesure en mode commun est donc une mesure par rapport à la référence commune de masse. Une perturbation en mode différentiel aura pour chemin de retour du signal un autre chemin que la référence commune de masse. Une mesure en mode différentiel est donc faite par rapport à une référence autre que la masse.

c. Mesure temporelle et mesure fréquentielle

Que la mesure soit réalisée sur des perturbations conduites ou rayonnées, elle pourra trouver deux représentations contenant les mêmes informations mais différemment

interprétables : une représentation temporelle et une représentation spectrale. C'est la mesure spectrale qui est la plus couramment utilisée, puisqu'elle permet aisément de différencier des signaux très semblables dans leur forme temporelle.

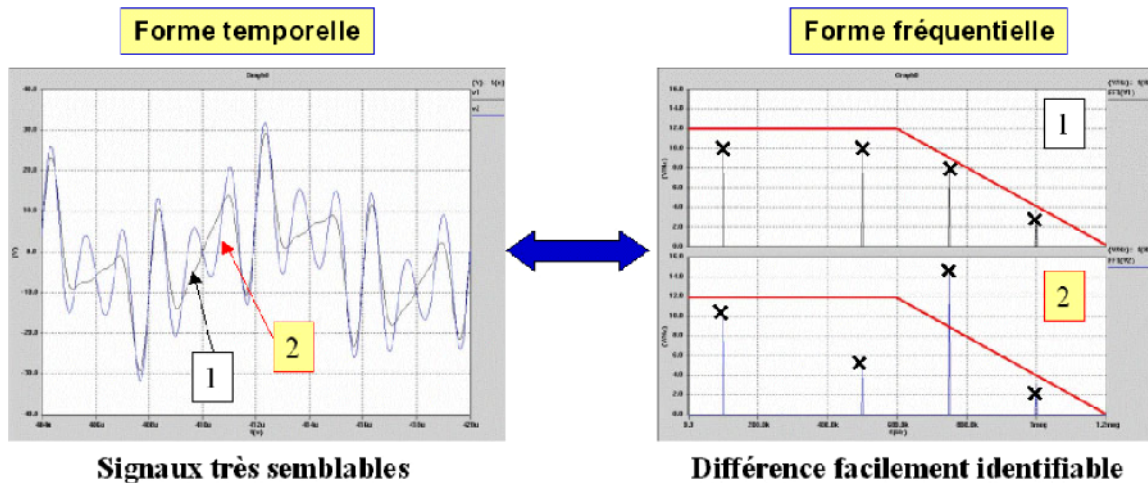


Figure II-3: Deux signaux sous formes temporelle et

d. Appareil de mesure et gamme de fréquence

❖ Appareils de mesure

- **Oscilloscope :**

L'oscilloscope est un moyen de mesure utilisé en CEM davantage à des fins d'évaluation qualitative que pour une analyse quantitative des émissions. Il y a à cela deux raisons : on mesure à l'oscilloscope la forme temporelle des signaux, dont l'exploitation peut s'avérer limitée, puisque deux signaux très semblables dans le domaine temporel peuvent avoir des signatures spectrales très différentes.

D'autre part la bande passante des oscilloscopes, qui pour les plus performants atteint aujourd'hui plusieurs GHz, est le plus souvent limitée à quelques centaines de MHz.

- **Analyseur de spectre :**

Un analyseur de spectre est un instrument indiquant l'amplitude de signaux périodiques, il s'agit d'un récepteur radio dont le filtre passe-bande est modifié pendant le temps de mesure. C'est l'appareil par excellence des mesures de CEM, qui permet des

mesures précises à chaque fréquence et jusqu'à des fréquences élevées, de quelques centaines de MHz à plusieurs dizaines de GHz pour les plus performants.

e. Signaux large bande et signaux à bande étroite

On distingue deux types de signaux selon leur étalement spectral : ceux à large bande et ceux à bande étroite, dont la mesure est différente. La norme IEC 61967-1 précise comment différencier ces signaux : il faut effectuer deux mesures, l'une avec la largeur de bande par défaut, l'autre avec cette largeur réduite d'un tiers. Si le niveau mesuré des valeurs de crête du spectre est réduit de 5 dB ou plus lorsque la largeur de bande est réduite de 1/3, les émissions peuvent alors être considérées comme étant majoritairement à large bande. Les circuits intégrés numériques commandés par une horloge synchrone constituent des exemples de sources à bande étroite. En général, ils produisent un spectre d'émission continu dominé par les harmoniques et fractions d'horloge. Pour cette raison, le détecteur choisi n'influence pas les valeurs indiquées. Les circuits intégrés produisant un spectre discontinu, tels que convertisseurs et circuit logiques asynchrones, sont des éventuelles sources à large bande. Les gammes de fréquence d'intérêt pour la mesure des perturbations émises par les circuits intégrés dépendent largement du type de circuits, et notamment de leur fréquence d'horloge. On a en effet vu que le spectre émis par un circuit s'étend le plus souvent jusqu'à quelques dizaines d'harmoniques de la fréquence d'horloge du circuit. Dans le cas des circuits pour l'automobile, la gamme de fréquence 150kHz-1GHz qui est la plus courante est adaptée à des circuits avec des fréquences d'horloge inférieures à 100MHz.

Le Tableau II-2 présente les largeurs de bande de mesure recommandées par la norme IEC 61967-1 pour les récepteur RF et analyseurs de spectre selon la gamme de fréquence:

Tableau II-2: Largeur de bande de mesure selon les gammes de fréquence considérées.

Gamme de fréquence	150 kHz – 30 MHz	30 MHz – 1 GHz
Largeur de bande de résolution du récepteur ou de l'analyseur de spectre à 6 dB	9 kHz – 10 kHz	100 kHz – 120 kHz

f. unité de mesure de l'émission

- *Unités*

A cause de la large échelle d'amplitude nécessaire lors de mesures de compatibilité électromagnétique, l'échelle logarithmique est d'utilisation courante. La plupart d **(II-1)** (sans dimensions) et des amplitudes sont ainsi donnés en décibels (dB), définis comme suit :

$$\text{Puissance (dB)} = 10 \log (P2 / P1)$$

$$\text{avec } P = V^2 / R$$

$$\text{Puissance (dB)} = 20 \log (V2 / V1) + 10 \log (R1 / R2) \quad (\text{II-2})$$

$$\text{Si } R1 = R2, \text{ alors Puissance (dB)} = 20 \log (V2 / V1) = 20 \log (I2 / I1) \quad (\text{II-3})$$

L'expression en dB de la tension ou du courant est obtenue en substituant 1V ou 1A à V1 ou I1:

$$dBV = 20 \log (V) \text{ et } dBA = 20 \log (A) \quad (\text{II-4})$$

$$VdB\mu V = 20 \log (V / 1\mu V) = 20 \log (V) + 120 \quad (\text{II-5})$$

$$PdBmW = 10 \log (P / 1mW) = 10 \log (P) + 30 \quad (\text{II-6})$$

L'équivalence entre $VdB\mu V$ et $PdBmW$ (avec $P = V^2 / Z$) est alors:

$$VdB\mu V = PdBmW + 10 \log (Z) + 90 \quad (\text{II-7})$$

$$VdB\mu V = PdBmW + 107 \text{ pour } Z = 50 \Omega \quad (\text{II-8})$$

On a donc les correspondances suivantes entre les différents systèmes d'unités:

$$1 \mu V = 0 \text{ dB}\mu V$$

$$1 \text{ mW} = 0 \text{ dBmW}$$

$$1 \text{ mW sur } 50 \Omega \iff 107 \text{ dB}\mu V$$

- **Niveaux de mesure**

On peut présenter les mesures effectuées sous la forme d'un simple graphique amplitude/fréquence où sont indiqués les niveaux d'émission maximum de la mesure (Figure II-4)

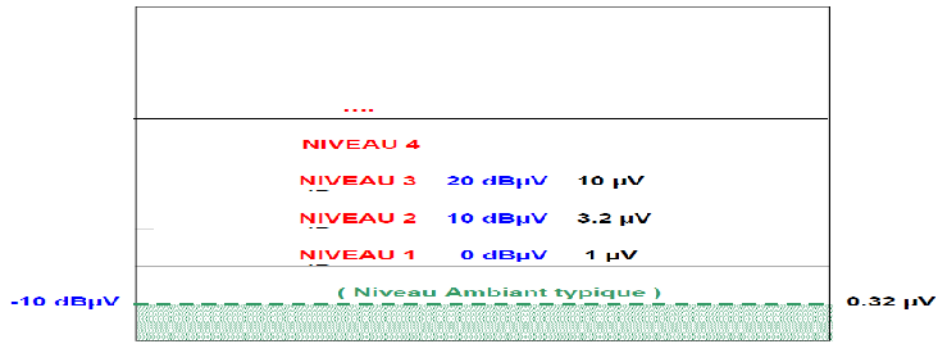


Figure II-4: Largeur de bande de mesure selon les gammes de fréquence considérées.

Par ailleurs, des méthodes de classement des niveaux d'émission des circuits intégrés ont été définies dans la norme IEC 61967 pour des $dB\mu V$. Ce diagramme des niveaux d'émission proposé suit la théorie d'une réponse à impulsions trapézoïdales et propose 3 pentes différentes d'amplitudes d'émission:

1. 0 dB/décade (amplitude constante jusqu'à la première fréquence de coude $1/(\tau)$)
2. -20 dB/décade (réduction d'amplitude jusqu'à la seconde fréquence de coude $1/(\tau)$)
3. -40 dB/décade (réduction de l'amplitude à des fréquences $> 1/(\tau)$)

Les fréquences de coude dépendent des temps de montée/descente ainsi que de la durée de l'impulsion.

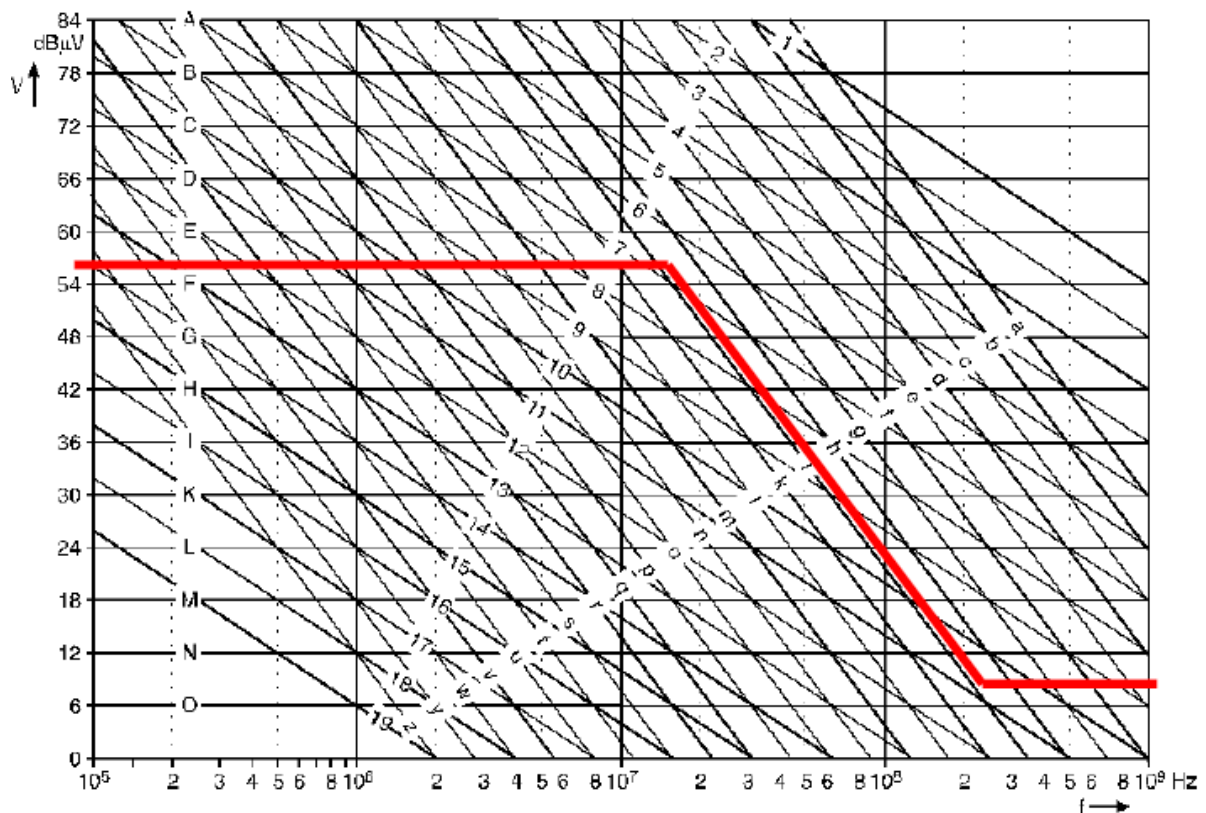


Figure II-5: Diagramme des niveaux d'émission selon la fréquence.

Le diagramme des niveaux d'émission (Figure II-5) permet de sélectionner différentes pentes pour différentes gammes de fréquences, par exemple uniquement deux pentes, voire même une seule pente sur toute la gamme de fréquences. Ces pentes sont repérées par des lettres ou des chiffres. Le niveau d'émission déterminé par la courbe rouge de la Figure II- 5 sera ainsi désigné par E_{jO}. Les niveaux repérés sur le diagramme sont distants de 6 dB.

g. impédance caractéristique de mesure

On utilise le plus souvent pour les mesures en CEM des adaptations dites 50 Ohms. Ce terme désigne en réalité l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission ou d'un câble. Le principe de l'adaptation 50 Ohms est de ne pas provoquer de discontinuité sur le chemin de mesure, depuis le point de test jusqu'à l'appareil de mesure, ce qui, en terme de propagation, revient à éviter la discontinuité du milieu propageant l'onde, qui entraînerait des réflexions indésirables modifiant le signal à mesurer. L'impédance caractéristique d'un câble ou d'une ligne de transmission est son impédance en chacun de ses points par rapport à la masse. Il ne s'agit donc pas de l'impédance série du câble (qui a par exemple le plus souvent une résistance série inférieure à 1 Ohm). Si l'on caractérise une petite portion de câble avec des éléments discrets RLCG (Figure II-6), on donne alors son impédance caractéristique Z_c par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \tag{II-9}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \tag{II-10}$$

Où ω est la fréquence de l'onde considérée et γ est la constante de propagation de cette onde. L'impédance caractéristique Z_c est donc dépendante de la fréquence à laquelle on se place.

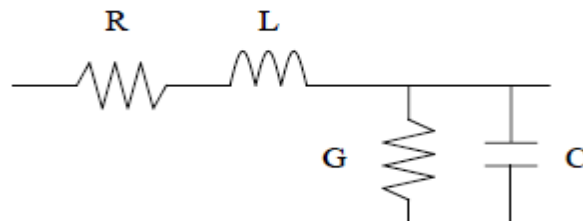


Figure II-6 : Portion de câble modélisée par des éléments

II-3) Les méthodes de mesure normalisées de l'émission du circuit intégré

La norme IEC 61967 concerne l'émission des circuits intégrés, « Integrated circuit : Measurement of electromagnetic emissions, 150 KHz to 1 GHz » qui spécifie les méthodes de mesures de l'émission parasites des C.I. Cette norme comporte six parties, la première partie

(IEC 61967-1) est dédiée aux conditions générales et aux définitions. Les autres parties que nous présenterons par la suite décrivent les méthodes de mesures.

L'IEC 61967-1 décrit les conditions communes à toutes les méthodes conduites et rayonnées de l'évaluation d'émissions du CI qui composent la norme. Celles-ci incluent les états de mesure, l'équipement d'essai, l'installation d'essai générale et les méthodes de mesures. Une grande partie de 61967-1 couvre la description des bancs d'essais du C.I. Lors du montage des manipulations des cartes de test spécifiques sont exigées dans le but d'harmoniser les mesures entre différents utilisateurs. Ainsi leurs résultats de mesures et de simulations pourront être comparés.

II-3-1) Méthodes rayonnées

II-3-1-1) La cellule TEM

A. Description

La cellule TEM (figure II-7) [3] – l'acronyme anglais de Transverse Electro-Magnétique cell – présentée sur la Figure II-1, se compose d'une armature métallique externe et d'un conducteur interne plan, appelé septum. C'est un guide d'onde coaxial rectangulaire d'impédance caractéristique 50Ω , dont la partie centrale comporte un orifice de 10cm de côté, et dont les deux parties latérales sont fuselées de manière à présenter en toute section transverse une impédance caractéristique de 50Ω . Chacune des extrémités est terminée par un connecteur de type N.

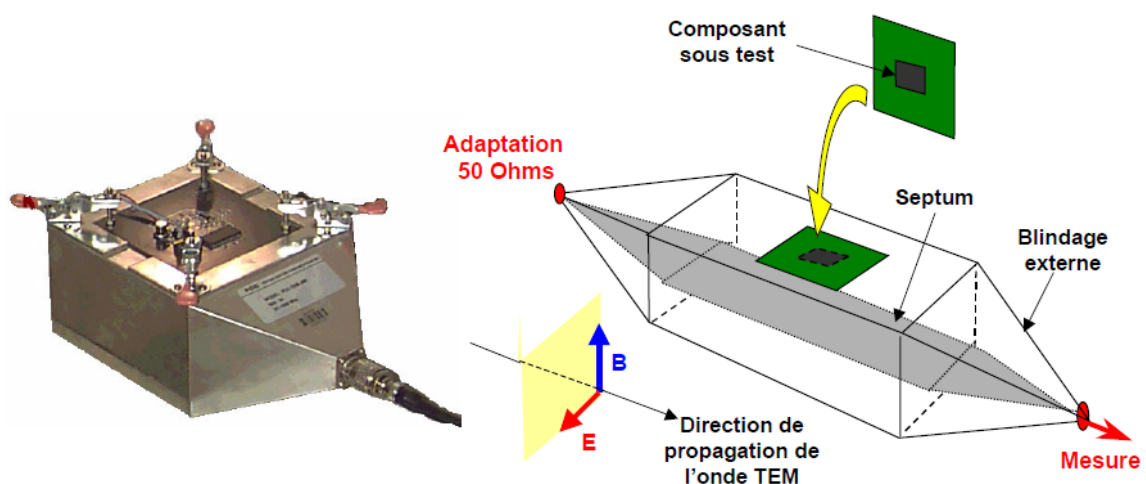


Figure II-7 : Cellule TEM et schéma.

L'originalité de la méthode est que la carte carrée où est placé le circuit à tester ne sera pas mise à l'intérieur de la cellule, comme dans de nombreux tests de CEM, mais fera partie

intégrante du blindage externe de masse de la cellule en le prolongeant. Seul le circuit intégré se trouve ainsi à l'intérieur de la cellule, les composants associés étant placés à l'extérieur (Figure II-8 pour la vue en coupe de la mesure) [3]. Le septum, qui est la plaque métallique figurant l'âme de la ligne de transmission et assurant par sa géométrie l'adaptation 50Ω sur toute la longueur de la cellule, reçoit l'onde émise par le circuit et la propage vers le récepteur de mesure.

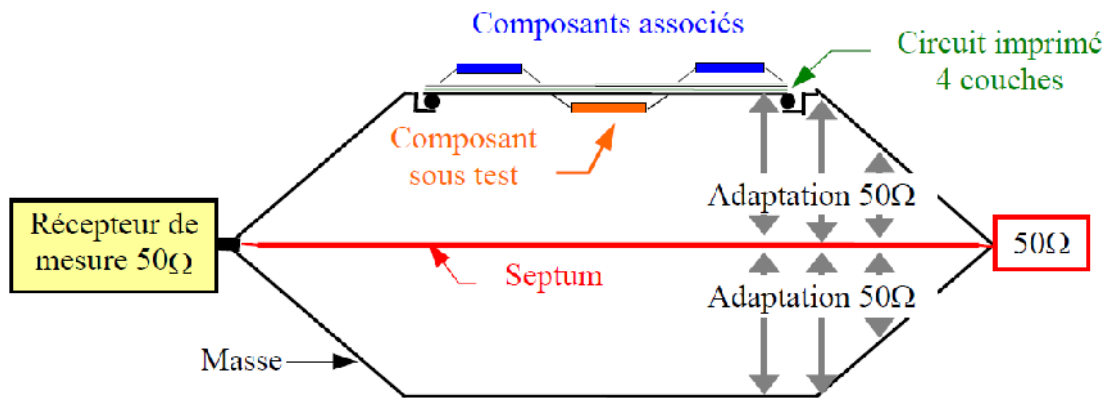


Figure II-8 : Vue en coupe de la mesure en

B. Dimensions

La figure II-9 donne les dimensions d'une cellule TEM typique utilisée pour la caractérisation des circuits intégrés : l'ouverture de l'armature externe est située à une distance de 45mm au-dessus du septum. Il existe des cellules de plus grandes dimensions, qui sont employées pour des mesures sur les équipements électroniques, plus volumineux. [1]

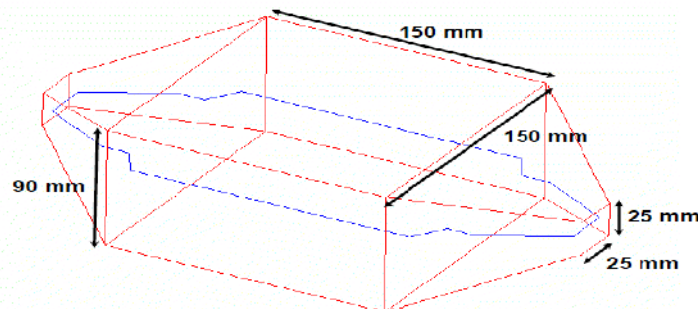


Figure II-9 : Dimensions d'une cellule TEM pour composants

C. Propagation d'une onde à l'intérieur

Comme pour tout guide d'onde coaxial, une onde transverse électromagnétique peut se propager à l'intérieur de la structure: les composantes électriques et magnétiques sont orthogonales entre elles, et toutes deux sont perpendiculaires à la direction de propagation de l'onde TEM le long de la structure. L'impédance d'onde est égale à l'impédance caractéristique du vide, soit 120π . La Figure II-10 présente la répartition des champs dans une section transverse de la cellule. [1]

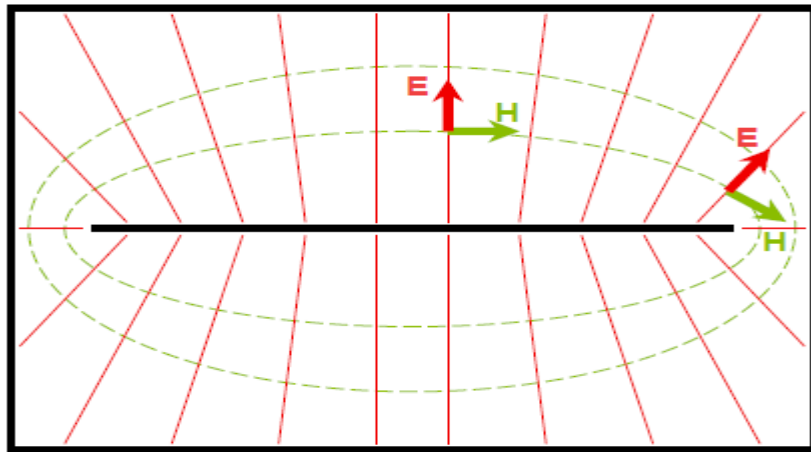


Figure II-10 : Distribution du champ électromagnétique dans une section de la cellule

D. Impédance caractéristique

La figure II-11 [4] représente une coupe transversale de la cellule TEM. L'impédance caractéristique de la partie uniforme de la cellule TEM peut être calculée, en première approximation, à partir de la capacité du guide d'onde TEM. [4]

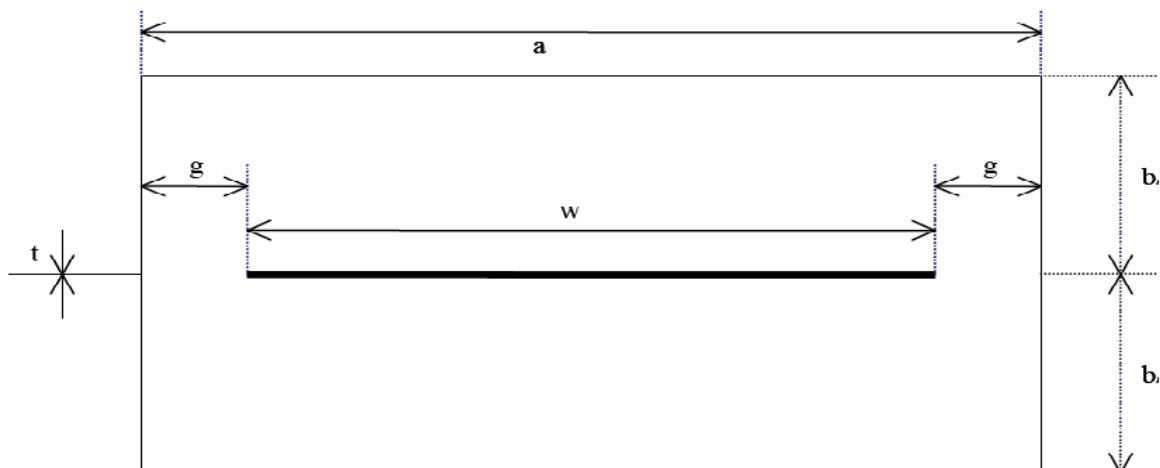


Figure II-11 Coupe de la partie uniforme de la cellule

$$Z_0 = \frac{120\pi}{4[w(b-t) + \frac{cf'}{\epsilon}]} \quad (\text{II-11})$$

Avec $\epsilon = 8.852 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$

$$\frac{cf'}{\epsilon} = \frac{2b}{\pi(b-t)} \ln \left| 1 + \coth \left(\frac{\pi(a-w)}{2(b-t)} \right) \right| + \frac{t}{a-w} \dots \quad (\text{II-12})$$

Cette équation est valide pour la condition $(a-w)/2b < 0.4$

Le champ dans la zone de test est calculé en utilisant la relation suivante :

$$E = \sqrt{(p \times Z_0)/b} \quad \text{et} \quad H = \frac{E}{Z_0} \quad (\text{II-13})$$

Au centre de la cellule, à mi chemin entre le conducteur central et la paroi supérieure ou inférieure de la cellule, le champ électrique est polarisé verticalement et est uniforme.

La première exigence générale consiste en la vérification du mode TEM, notamment par rapport aux modes supérieurs et aux résonances qui peuvent exister sur certaines gammes de fréquences.

Afin de simplifier l'étude des résonances d'ordre supérieur dans la cavité, on néglige dans une première approche les deux parties de transition du guide rectangulaire ou taper (appellation anglo-saxonne), ce qui revient à une étude de guide d'ondes rectangulaire avec la même longueur totale de la cellule sans le septum. Le premier mode de résonance (TE₁₀) est donné par l'équation :

$$f_{c(01, TE)} = \frac{c}{2a} \quad (\text{II-14 a})$$

Avec c : la célérité

Les autres fréquences de coupures sont déterminées par :

$$f_{c(01, TE, TM)} = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{II-14 b})$$

E. Protocole de mesure avec une cellule TEM

Pour réaliser une mesure en cellule TEM, le circuit intégré dont on veut quantifier le rayonnement doit être monté sur un circuit imprimé particulier, dont les caractéristiques requises sont spécifiées dans la norme IEC :

Le PCB, de 10 cm de côté (de façon à être inséré dans l'ouverture de l'armature externe) doit posséder quatre couches de métallisation (Figure II-12) [1]. Le composant à tester est positionné seul au recto de la carte, alors que les éléments nécessaires à son activation (capacités de découplage, quartz externe, régulateur de tension,...) sont soudés au verso du PCB. Le plan de masse en couche M1 permet de réaliser le contact métallique avec l'armature externe de la cellule, c'est un plan de masse qui réalise la continuité avec le boîtier de la cellule TEM. Vient ensuite, un plan d'alimentation qui est au potentiel VDD Puis on trouve une couche qui regroupe les différents signaux nécessaires au fonctionnement du circuit. Enfin, sur la dernière couche, où sont implantés les composants associés, la continuité des lignes d'alimentation, de masse et de signal à des différentes couches est assurée. Afin de limiter l'émission des pistes de la couche interne, on ajoute, dans certains cas, un plan de masse supplémentaire sur la face où est implanté le composant à tester.

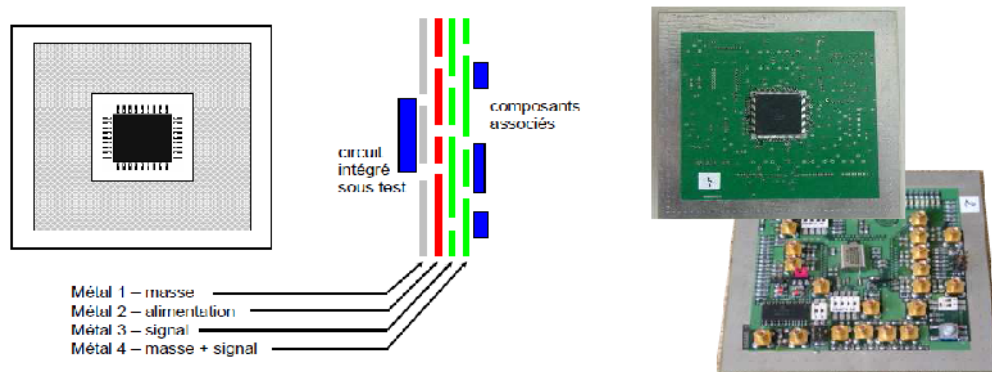


Figure II-12 : spécificités du circuit imprimé pour les mesures en cellule

L'un des ports de la cellule est connecté à un analyseur de spectre, via un préamplificateur faible bruit, l'autre extrémité est terminée par une charge 50. Le protocole de mesure est représenté sur la Figure I-13 [1].

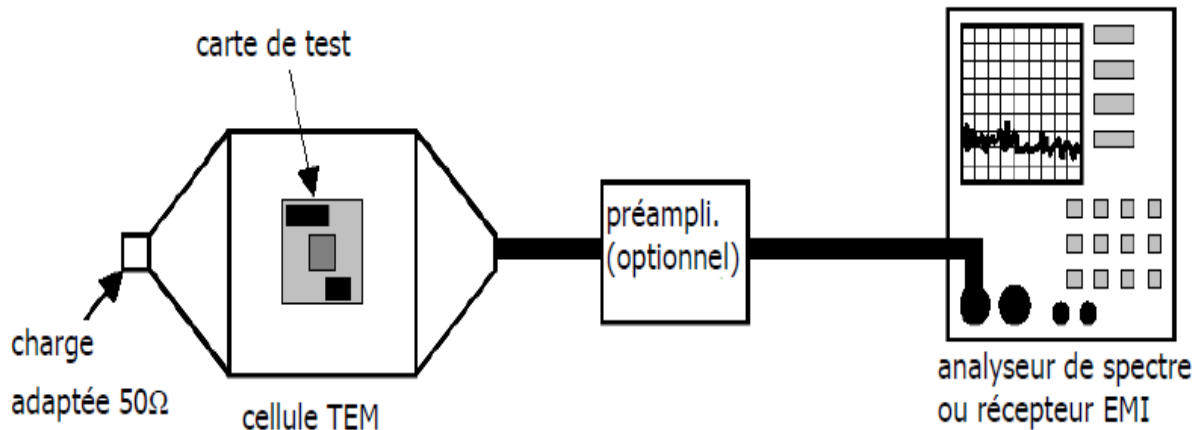


Figure II-13 : Protocole de mesure d'émission rayonnée en cellule TEM

Lorsque le circuit intégré est activé, son rayonnement induit un champ électromagnétique local. Ce champ génère une onde TEM qui se propage dans la cellule et dans le câble coaxial jusqu'à l'appareil de mesure.

Le signal mesuré à l'analyseur de spectre est alors proportionnel au spectre de rayonnement électromagnétique du composant. Le mécanisme de couplage entre le rayonnement du circuit intégré et l'onde TEM est décrit dans la figure II-15 les courants générés à l'intérieur du composant se propagent dans les pistes métalliques du silicium et à travers les éléments du boîtier qui se comportent comme des sources de champ électrique ou de champ magnétique. Selon l'orientation du composant dans la cellule, seuls certains de ces éléments rayonnants vont induire une onde TEM.

Dans l'exemple donné sur la Figure I-, la trajectoire du courant peut être décomposée comme la combinaison d'une boucle verticale et d'une boucle horizontale. [1]

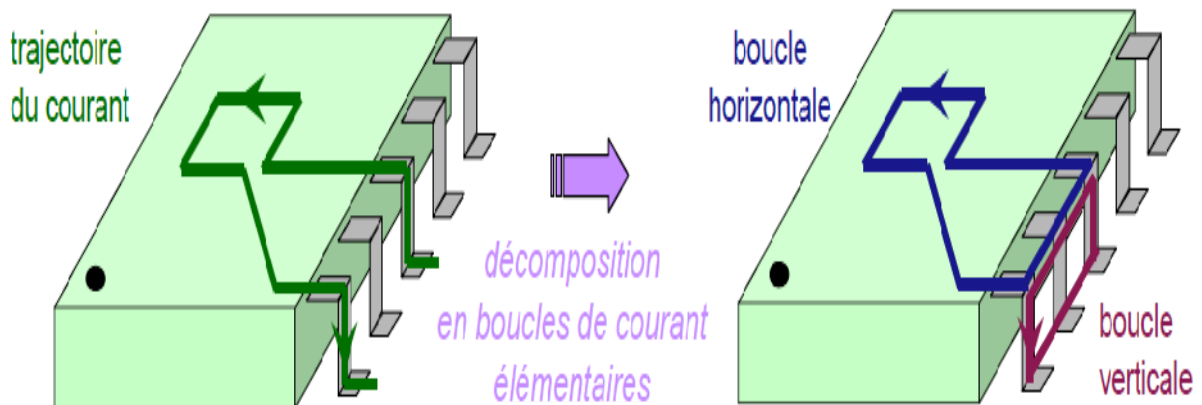


Figure II-14: décomposition des boucles de courant en boucles élémentaires de surface

Lorsque le composant est placé selon l'orientation A définie sur la Figure II-15, la boucle horizontale génère un champ magnétique polarisé verticalement, c'est à dire perpendiculaire au champ magnétique du mode TEM. Le rayonnement de cette boucle ne peut donc pas engendrer une onde TEM. Par contre, le champ magnétique rayonné par la boucle verticale est colinéaire à la composante magnétique du mode TEM. Il génère une onde transverse électromagnétique dont l'amplitude est proportionnelle à l'amplitude du champ magnétique rayonné par la boucle. Le composant étant positionné selon l'orientation B, les champs magnétiques induits par les boucles élémentaires sont tous deux perpendiculaires à la composante magnétique du mode TEM. En conséquence, le rayonnement de cette boucle de courant ne contribuera pas au spectre d'émission mesure à l'analyseur de spectre. Cet exemple souligne l'importance du choix de l'orientation du circuit intégré lors des mesures en cellules TEM. En règle générale, une première mesure est réalisée pour une position de la carte choisie de manière empirique, puis une seconde mesure est lancée avec la carte tournée de 90° par rapport à la première.

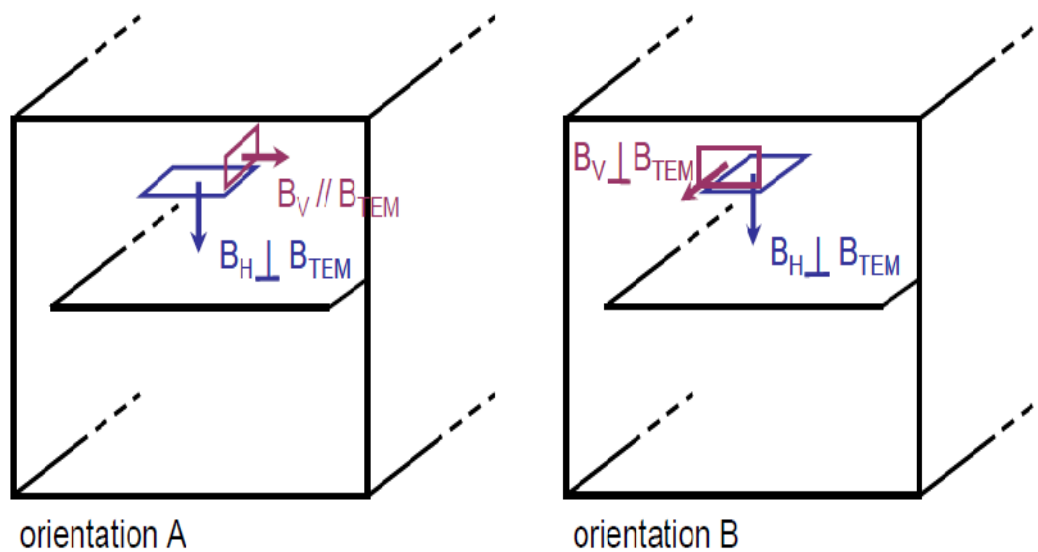


Figure II-15: Mécanisme de couplage entre les circulations de courant dans un circuit intégré et l'onde TEM

F. Exemple de mesure et résultat

On présentera quelques exemples de spectres d'émission mesurés en cellule TEM. Le circuit intégré sous test est un microcontrôleur 16 bits (le HC12) monté sur un PCB développé spécifiquement pour les mesures d'émission, et en particulier pour les mesures en cellule

TEM. La cellule utilisée est de marque Fischer : elle présente une distance de 45mm entre le septum et l'armature externe.

Deux programmes (OUTCLK et OUTCAPA) sont brièvement décrits dans le tableau II -3 et chargés dans l'EEPROM du microcontrôleur.

Cet exemple va nous montrer l'efficacité de la mesure en cellule TEM à la détection de rayonnement qui dépendra du l'activité du microcontrôleur mais également du l'orientation choisie de la carte de test.

Tableau II-3 : Bref description des programmes chargés dans le Microcontrôleur

Programme	Description
OUTCLK	PLL active Fréquence d'horloge 50Mhz Signal d'horloge qui circule à travers les broches E/S du composant Les autres ports sont inactifs
OUTCAPA	PLL active Fréquence d'horloge 50Mhz Signal d'horloge qui circule à travers les broches E/S du composant 8 broches reliées à des charges capacitives

Les mesures de la cellule TEM sont exécutées dans la gamme de fréquence 1Mhz - 1Ghz, pour chaque programme exécuté par le microcontrôleur, et pour les deux orientations de la carte de test, avec une rotation de 90° entre les deux orientations. Le spectre d'émission mesuré pour les deux programmes (OUTCLK et OUTCAPA) avec la même orientation du microcontrôleur sont comparés dans la figure II-16 [1].

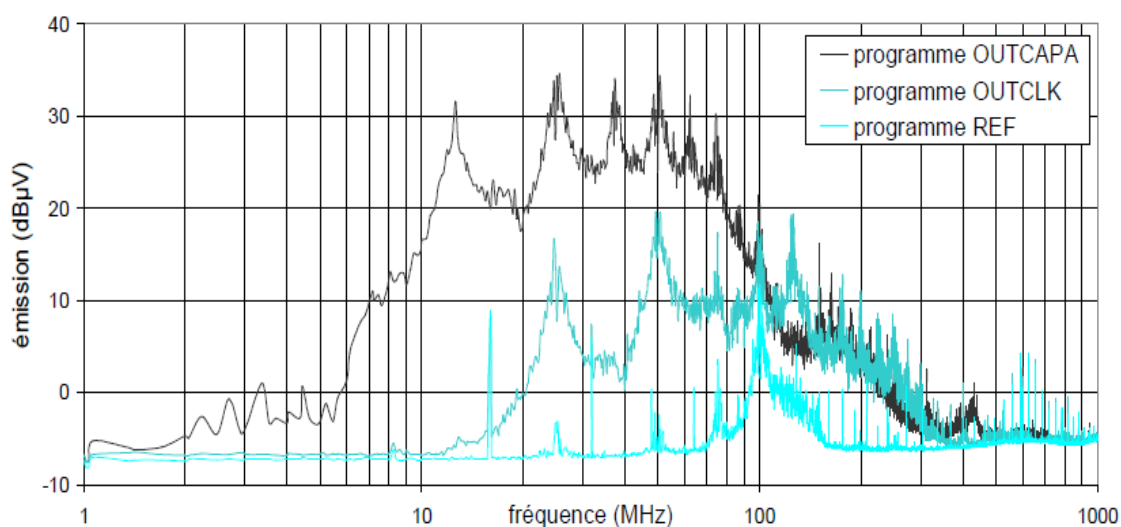


Figure II- 16 : Mesure du rayonnement d'un circuit intégré en cellule TEM : même orientation, différents programmes.

Ces résultats montrent l'importance du programme exécuté dans le composant. On voit bien que dans la bande de fréquence 1Mhz-1Ghz le microcontrôleur qui exécute le programme OUTCAPA génère des perturbations plus gênantes que le microcontrôleur qui exécute le programme OUTCLK.

La Figure 1-17 présente les résultats expérimentaux relatifs au même programme de test, mais pour deux orientations du PCB dans la cellule. L'écart entre les spectres (près de 15dB sur certaines bandes de fréquence) démontre l'importance de réaliser deux mesures complémentaires avec des orientations orthogonales de la carte, afin de ne pas sous-estimer le rayonnement du composant.

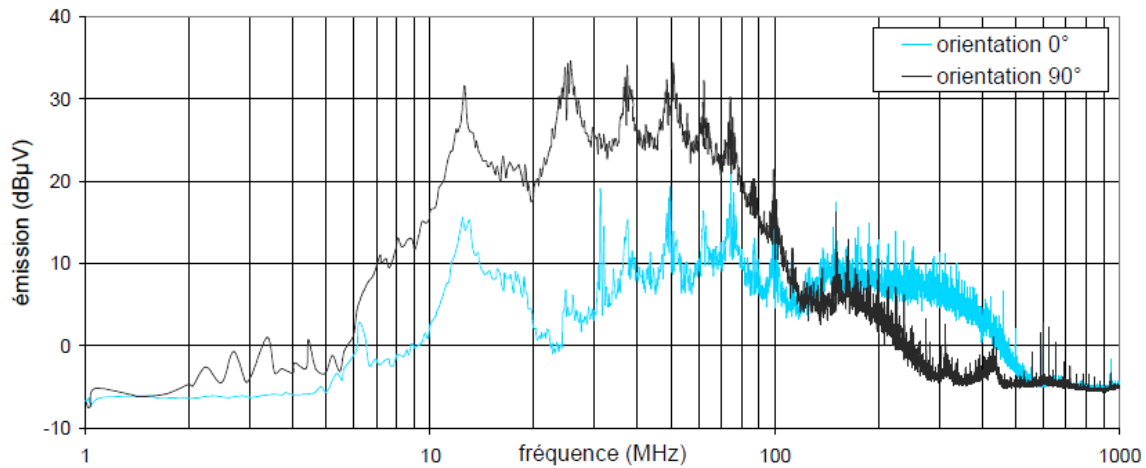


Figure 1-17 : mesure du rayonnement d'un circuit intégré en cellule TEM : même programme, différentes orientations du circuit intégré.

G. Evaluations des résultats obtenus par la mesure en cellule TEM

On peut souhaiter transformer les niveaux mesurés, exprimés en dBµV, en terme de champ ou de source électrique ou magnétique, afin d'obtenir des comparaisons plus simples ou plus expressives entre circuits intégrés. Les moments des dipôles magnétique ou électrique peuvent être des moyens de comparaison et servir au calcul du champ lointain. Dans le cas d'une cellule TEM à terminaison simple de 50 Ohms, l'information sur la nature électrique ou magnétique des dipôles sources équivalents est perdue.

Cependant, les moments de dipôles magnétique et électrique peuvent être calculés indépendamment en supposant que la source est ou magnétique ou électrique.

Hypothèse du Dipôle Magnétique:

$$m = \frac{Ep D 377 \times 2}{\mu_0 \omega} \quad \text{(II-15)}$$

Où:

E_p est la tension mesurée en sortie de la cellule TEM sur une charge 50 Ohms.

D est la distance du septum à la carte sous test en mètres

μ_0 est la perméabilité du vide ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)

ω est la fréquence angulaire en radians/sec ($\omega = 2\pi f$)

f est la fréquence en Hz

m est le moment du dipôle magnétique en Ampères carrés

ou avec les unités de mesure:

$$m(\text{dB}\mu\text{A} - \text{m}^2) = E_p(\text{dB}\mu\text{V}) + 20\text{Log}[D] - 20\text{Log}[f] + 125.6$$

Hypothèse du Dipôle Electrique:

$$p = \frac{E_p \times D \times 2}{50} \quad \text{(II-16)}$$

p est le moment du dipôle électrique en Ampères mètres ou avec les unités de mesure:

$$p(\text{dB}\mu\text{A} - \text{m}) = E_p(\text{dB}\mu\text{V}) + 20\text{Log}[D] - 28.0$$

H. Limitation

De l'étude théorique du couplage entre champ électromagnétique local et onde TEM, on peut conclure que certains des éléments rayonnants du circuit intégré (tels que les boucles de courant horizontales) ne sont pas pris en compte dans le spectre d'émission mesuré en sortie de la cellule TEM. A cette limite de la méthode de mesure, il faut ajouter sa limitation en fréquence : en effet, à des fréquences peu élevées, seul le mode fondamental (le mode TEM) peut se propager le long de la cellule. Mais lorsque les fréquences de rayonnement augmentent et deviennent supérieures aux fréquences de coupure des modes d'ordre supérieur les modes Transverses Electriques (TE) et Transverses Magnétiques (TM), ceux-ci deviennent propagatifs. Dans la cavité que représente la structure, des phénomènes de résonance apparaissent à certaines fréquences. Le rayonnement du composant génère à ces fréquences un mode TE ou TM, sous forme d'onde stationnaire : la quasi-totalité de l'énergie contenue dans le champ électromagnétique reste confinée dans la cellule et ne se propage pas jusqu'à l'analyseur de spectre. Ainsi, pour des fréquences supérieures à la première fréquence de résonance du premier mode d'ordre supérieur, le comportement de la cellule TEM n'est plus linéaire en fonction de la fréquence. La fréquence maximale d'utilisation d'une cellule TEM de dimensions standards est 1GHz.

II-3-1-2) Amélioration apportées à la mesure en cellule TEM :

➤ Cellule TEM tridimensionnelle

Le mécanisme de couplage entre les sources d'émission et le mode TEM de la cellule néglige les boucles de courants horizontales (dans le plan du circuit intégré et de la carte de mesure) par rapport aux boucles verticales. Ceci s'explique par le fait que le champ électrique généré par une boucle de courant est maximum dans le plan de cette boucle et est polarisé dans ce plan, ce qui est en contradiction avec le mode TEM de la cellule.

La démonstration s'appuie sur des calculs de résistance de rayonnement (calculée par la méthode des moments et figurant le couplage entre source et mode TEM), et est validée à l'aide de mesures en chambre anéchoïde. Cette constatation des faiblesses de la cellule TEM à représenter tous les couplages possibles, du fait de la présence d'un axe de couplage privilégié, a conduit à la création d'une nouvelle cellule TEM plus représentative des cas d'applications réels, par l'utilisation des couplages dans les 3 dimensions au moyen de 6 septums. Cette cellule, initialement développée pour des cartes et systèmes, pourrait être adaptée aux mesures d'émission et de susceptibilité des circuits intégrés.

Ainsi l'un des grands inconvénients de la cellule TEM classique est de changer à chaque fois l'orientation du circuit à tester mais une solution en utilisant une cellule à 3D, qui permet de mesurer directement l'émission rayonnée dans toutes les directions sans changer l'orientation du composant sous test, figure II-18 a révolutionné les mesure en cellule TEM.

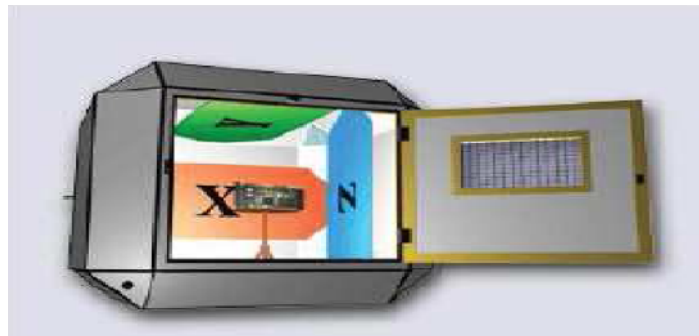


Figure II-18 : Cellule TEM tridimensionnelle

➤ 2. De nouvelles cellules TEM 2 et 3 GHz

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, les mesures effectuées en cellules TEM sont malheureusement limités en fréquence cependant des travaux ont été réalisés afin d'élargir le domaine de fréquence en fabriquant des cellules allant jusqu'à mesurer des émissions de 2 GHz ou 3GHz, la figure II-19 montre une cellule TEM Fcc-jm2 DC-2GHz.

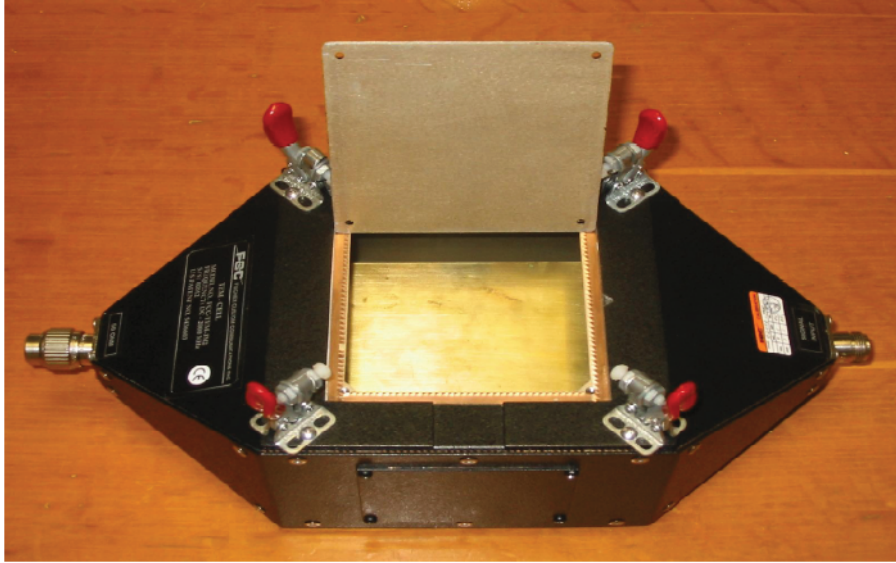


Figure II-19 : La cellule TEM Fcc-jm2 DC-

Les cellules TEM peuvent avoir différentes tailles pour s'adapter à des besoins particuliers et à des gammes de fréquences données. Dans le domaine de la CEM des composants, la plupart des cellules TEM classiques permettent des mesures jusqu'à 2 GHz. Afin de garantir des mesures sur une plus large bande en cellule TEM une nouvelle structure de cellule permettant de mesurer du DC à 3 GHz avec des particularités innovantes a été développée.

➤ **Particularités innovantes**

La figure II-20 représente la nouvelle structure réalisée sur une bande passante plus large que ses prédécesseurs de cellules TEM. La particularité innovante est d'avoir un support circulaire et deux supports rectangulaires permettant d'avoir plusieurs positions du champ de la carte sous test de 0° à 360° avec un pas de mesure variable. Les autres cellules permettent des mesures selon quatre positions au maximum.

Une particularité en est la variation de l'impédance caractéristique du taper en fonction de la distance L'autre particularité intéressante est la bande de fréquence de mesures qui s'étale du DC à 3 GHz sans utilisation des absorbants électromagnétiques. La plupart des résonances d'ordres supérieurs de la cavité sont éliminées grâce à la forme particulière du septum.

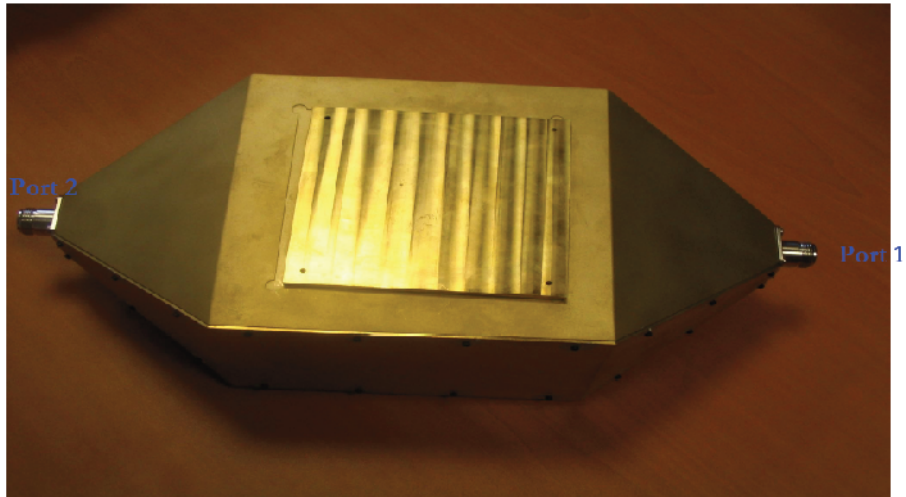


Figure II-20 La nouvelle cellule TEM DC-3GHz

La forme géométrique du septum est primordiale dans l'optimisation et l'adaptation de la cellule TEM. Les cellules commerciales existantes utilisent souvent des absorbants électromagnétiques afin de supprimer les résonances indésirables de la cavité. Le développement et la réalisation de la nouvelle structure est basé sur ces principaux axes:

- Influence des paramètres géométriques du septum (rapport w/t et a/w) dont t l'épaisseur du septum, w la largeur du septum et a la largeur du guide.
- Optimisation de la forme de septum dans sa zone de transition.
- Optimisation de la transition connecteur- cellule.

Ce choix des axes de recherche est justifié par le fait que la structure des parois latérales est figée, l'étude de nouvelles formes de septum permettra de réduire le coût de réalisation en supprimant les absorbants électromagnétiques. L'optimisation de la zone de transition renforcera l'adaptation de la cellule en diminuant les réflexions multiples de l'onde incidente. [4]

II-3-1-3) La cellule GTEM

Afin de pallier à cette limitation en fréquence, la cellule GTEM (pour Giga-Transverse Electro-Magnétique cell) a été proposée par le comité de normalisation américaine, la SAE (Society of Automotive Engineers). [1]

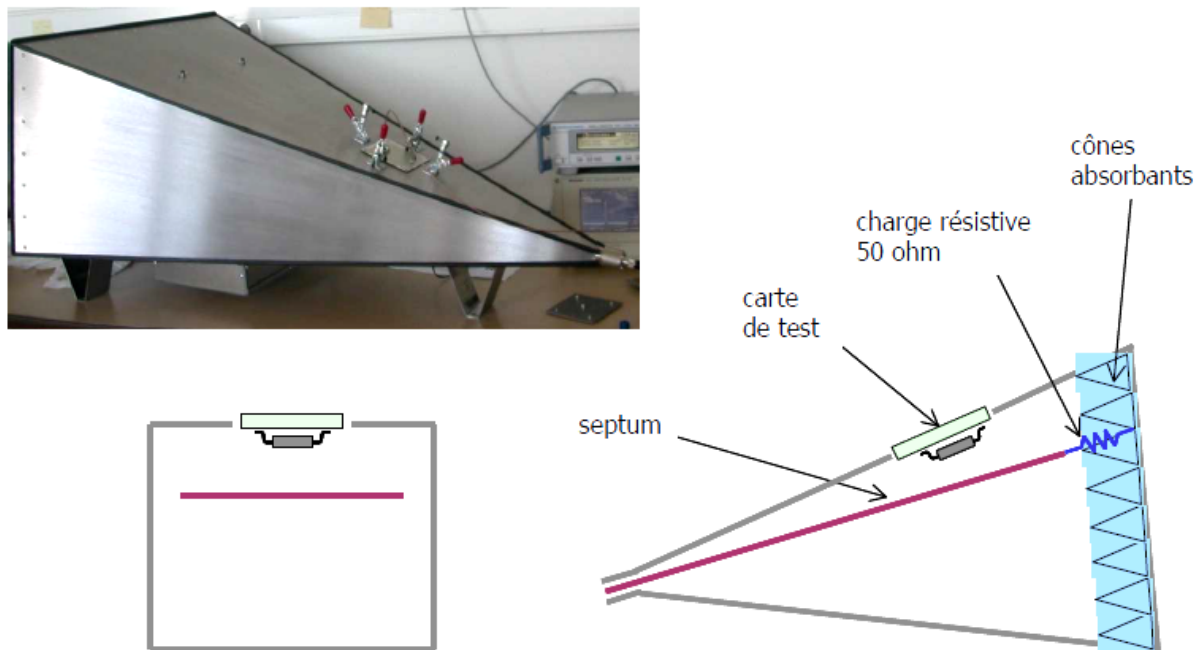


Figure II-21: photographie et schéma descriptif de la cellule GTEM

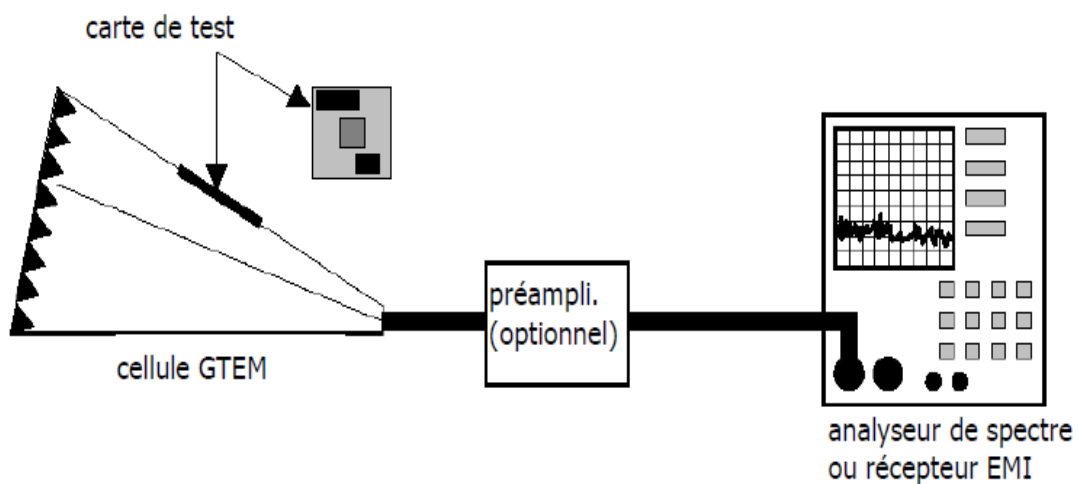


Figure II-22 : protocole de mesure d'émission rayonnée en cellule GTEM

Ainsi que le présente la Figure I-21, la cellule GTEM est un guide d'onde coaxial rectangulaire de forme pyramidale. Le septum est positionné de manière asymétrique au sein de l'armature métallique, ses dimensions sont optimisées afin de garantir une impédance caractéristique de 50 tout le long de la structure. L'extrémité la plus étroite est terminée par un

connecteur de type N, tandis que l'extrémité évasée est terminée par un réseau d'éléments résistifs d'impédance globale 50Ω , et par un matériau absorbant, qui empêche toute réflexion des ondes électromagnétiques à haute fréquence. Ainsi, la cellule GTEM peut être utilisée jusqu'à des fréquences très élevées (typiquement 18GHz) sans voir apparaître des phénomènes d'ondes stationnaires.

Le protocole de mesure, représenté sur la Figure I-22, est identique à celui de la mesure en cellule TEM : le composant à tester est positionné dans une ouverture de l'armature externe, de $10\text{cm} * 10\text{cm}$. Lorsque le circuit intégré est activé, son rayonnement génère des ondes électromagnétiques, pas seulement le mode TEM, mais également des modes TE et TM. Tous ces modes se propagent dans la structure, jusqu'à l'extrémité connectée à l'appareil de mesure. Au fur et à mesure que les dimensions de la section transverse diminuent, les modes d'ordre supérieur ne peuvent plus se propager et transfèrent un à un leur énergie au mode fondamental. A l'extrémité de la cellule, quasiment toute l'énergie est transportée sous forme d'onde TEM.

➤ Corrélation des mesures réalisées dans différentes cellules

Les expérimentations mises en œuvre pour évaluer la méthode de mesure en cellule TEM et en GTEM ont montré la grande répétitivité de cette technique. Néanmoins, il est courant d'observer des décalages de niveaux entre les spectres d'émission mesurés avec des cellules différentes, étant donné que l'amplitude du signal mesuré en sortie de la cellule est directement liée à l'altitude du composant au-dessus du septum.

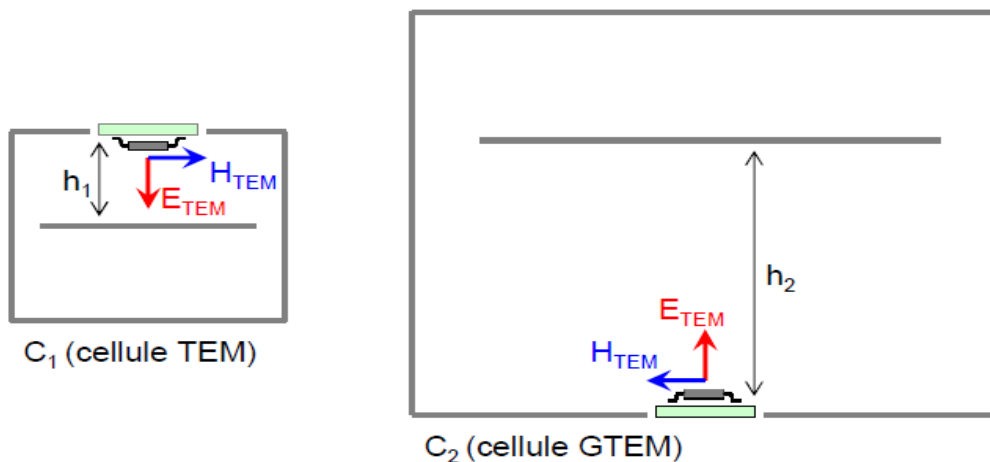


Figure II-23 : Le niveau du spectre d'émission mesuré en sortie d'une cellule TEM ou GTEM dépend de la distance entre le septum et l'orifice dans lequel est inséré le composant.

Pour comprendre ce phénomène, considérons une structure élémentaire : une charge ponctuelle placée successivement dans les cellules C1 et C2 (Figure II-23), et de potentiel :

$V(t) = V_0 e^{(j2\pi f_0 t)}$ La charge génère un champ électrique :

$$E = -gradV \quad (II-17)$$

En conséquence, si on note hi la distance entre l'ouverture dans laquelle est positionnée la carte de test et le septum de la cellule Ci, l'amplitude du champ électromagnétique induit dans la cellule est :

$$E(TEM) = \frac{V_0}{hi}, H(TEM) = \frac{E(TEM)}{120\pi} \quad (II-18)$$

$$P(TEM) = \frac{E(TEM) \times H(TEM)}{2} = \frac{V_0^2}{240\pi hi^2} \quad (II-19)$$

Et la tension V_{out} mesurée à l'analyseur de spectre est égale à :

$$V_{out} = \sqrt{\frac{P(TEM)}{50}} = \sqrt{\left(\frac{1}{50 \times 240\pi}\right) \frac{V_0^2}{hi^2}} \quad (II-20)$$

Le facteur de corrélation δ , c'est-à-dire l'écart observé entre les niveaux mesurés dans les deux cellules, peut être alors déterminé :

$$\delta = \frac{V_{out1}}{V_{out2}} = \frac{h1}{h2} \quad (II-21)$$

Connaissant la distance entre l'armature externe et le septum, il est ainsi possible de comparer des résultats expérimentaux provenant de cellules différentes.

Plus la distance septum/ouverture est importante et plus les signaux mesurés à l'analyseur de spectre sont faibles. Pour que le spectre d'émission ne soit pas en grande partie en dessous du niveau de bruit de l'appareil de mesure, il est donc préférable d'utiliser des cellules de petites dimensions.

II-3-1-4) Le scan en champ proche

A. Intérêt de scan en champ proche

Le champ proche correspond à une zone délimitée entourant la source de rayonnement où l'onde plane émise n'est pas encore formée. Dans cette zone, les champs électromagnétiques ont la particularité d'avoir de fortes amplitudes qui décroissent très rapidement avec l'éloignement. Ainsi, la mesure en champ proche d'un champ électromagnétique apporte de nombreuses informations sur la source d'émission, informations qui disparaissent lorsque l'onde plane se forme, telle que la géométrie de la source et la répartition des courants à sa surface. A l'intérieur de systèmes électroniques, à l'échelle d'une carte ou d'un composant, les distances sont telles que les couplages se font en champ proche. La mesure ou la prédiction de ce champ sont donc essentielles à la compréhension et à la réduction des problèmes d'interférences électromagnétiques.

La mesure du rayonnement en champ proche ou scan champ proche est une technique de mesure très en vogue depuis quelques années dans le domaine de la CEM composant. En effet, elle permet de réaliser des caractérisations non invasives de l'émission rayonnée des cartes électroniques (PCB) et des circuits intégrés. Cette méthode est un standard de mesure de l'émission des circuits intégrés appelé IEC61967-3. Contrairement aux autres moyens standards de caractérisation de l'émission des circuits électroniques, cette technique offre la possibilité de détecter et de cartographier les sources de rayonnement à la surface des composants électroniques. Néanmoins, elle ne permet pas de fournir un niveau global de l'émission d'un composant ce qui limite son intérêt pour une qualification CEM. Le scan champ proche est donc principalement dédié au diagnostic des problèmes liés à l'émission d'un composant électronique ou d'un circuit imprimé. Ainsi, on trouve de nombreux exemples d'utilisation du scan en champ proche, qui concernent en premier lieu la localisation des sources d'émission de circuits intégrés, de type microcontrôleur ou microprocesseur. Il fournit alors une image permettant de distinguer les chemins par lesquels s'écoulent les courants parasites, donnant ainsi des informations complémentaires de celles fournies par une mesure de l'émission conduite. En outre, il fournit une cartographie des zones où apparaissent de fortes variations de potentiel internes ou *voltage drops*. Seule la simulation permettait jusque là de réaliser des cartographies du *voltage drop* à la surface du silicium d'un circuit intégré. Si un *scanner* champ proche dispose d'une résolution suffisante, alors il pourra fournir en mesure cette même cartographie.

Une autre utilisation intéressante pour la compatibilité électromagnétique concerne la

détection de résonances à l'intérieur de structures métalliques. Aux fréquences de résonances, des structures telles que des câbles, des plans de masse ou des pistes de PCB peuvent se comporter comme des antennes assez efficaces pour engendrer des problèmes d'interférences électromagnétiques. Le scan champ proche peut aussi être utilisé dans le cadre d'analyses de circuits hyperfréquences, afin de détecter des fréquences de résonance, des atténuations dans la propagation des signaux, ou de mesurer sans contact des paramètres S.

La principale difficulté pour réaliser la cartographie d'un circuit électronique réside dans la résolution spatiale et dans la sensibilité de la sonde de mesure. Pour améliorer ces deux caractéristiques essentielles des sondes de mesure, de nombreux travaux ont été effectués portant soit sur l'amélioration même des bancs de mesure champ proche et des sondes de mesure, soit sur l'utilisation d'outils de *post-processing*, soit sur le développement de méthodes concurrentes telles que le scan champ proche optique.

Dans la partie qui va suivre, nous allons décrire le principe de la mesure champ proche adaptée à celle des circuits intégrés, et la façon avec laquelle nous pouvons quantifier les champs mesurés à partir de cette mesure.

B. Le dispositif de mesure

Le cahier des charges du banc a été défini en accord avec les indications fournies par le document IEC 69167-3, dans l'optique de réaliser uniquement des mesures de circuits intégrés. Ainsi, certaines de ses spécificités (deux axes de translation seulement dans le plan horizontal, course des axes motorisés limitée à 256×215mm²) le rendent difficilement utilisable pour des mesures au niveau système : pour scanner des cartes de grande taille, sur lesquelles sont montés des composants discrets de dimensions et de formes variables, il faudra s'orienter préférentiellement vers des bancs de mesure tels que celui de l'IRSEEM qui dispose de trois axes de translation, de deux axes de rotation, et qui offre la possibilité, grâce à un dispositif d'acquisition du relief de la carte et d'asservissement en z, d'effectuer des mesures à distance constante de la surface du système sous test.

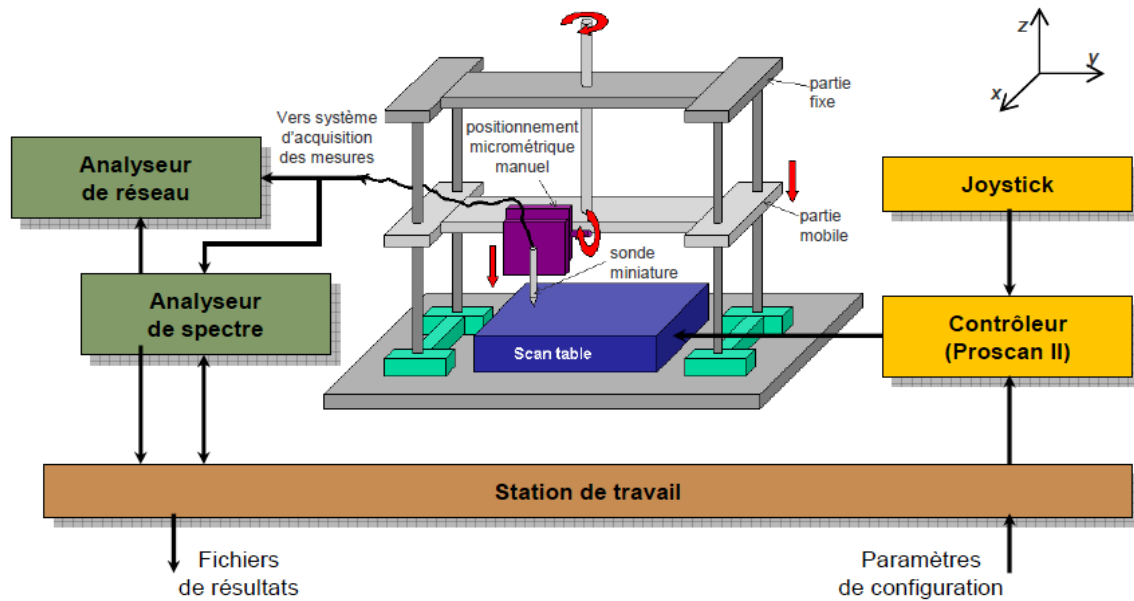


Figure II-24 : Un banc de mesure pour champ proche

La Figure II-24[1] présente le synoptique du banc de mesure. Le circuit intégré à tester est positionné sur un plateau horizontal muni de deux axes motorisés. Les moteurs pas à pas permettent des translations micrométriques selon les axes x et y avec un pas de $0.25\mu\text{m}$ et une répétitivité atteignant $8\mu\text{m}$. Grâce à une unité de commande (Prior ProscanII) reliée au plateau par liaison GPIB, les déplacements de la table peuvent être pilotés à l'aide d'un joystick, ou contrôlés depuis une station de travail via une liaison RS232.

Le plateau est surmonté par une arche en aluminium. L'arche se compose d'une partie fixe et d'un plateau mobile dont l'altitude peut être réglée à l'aide d'une tige filetée munie d'un volant. La sonde de mesure est fixée sur le plateau mobile au moyen d'un support en plexiglas monté sur une platine de translation. Cette platine est équipée d'une vis micrométrique graduée dont la course est de 18mm . Grâce à ce dispositif, présenté sur la Figure II-25, le positionnement en z de la sonde peut être réglé avec une précision de $10\mu\text{m}$.

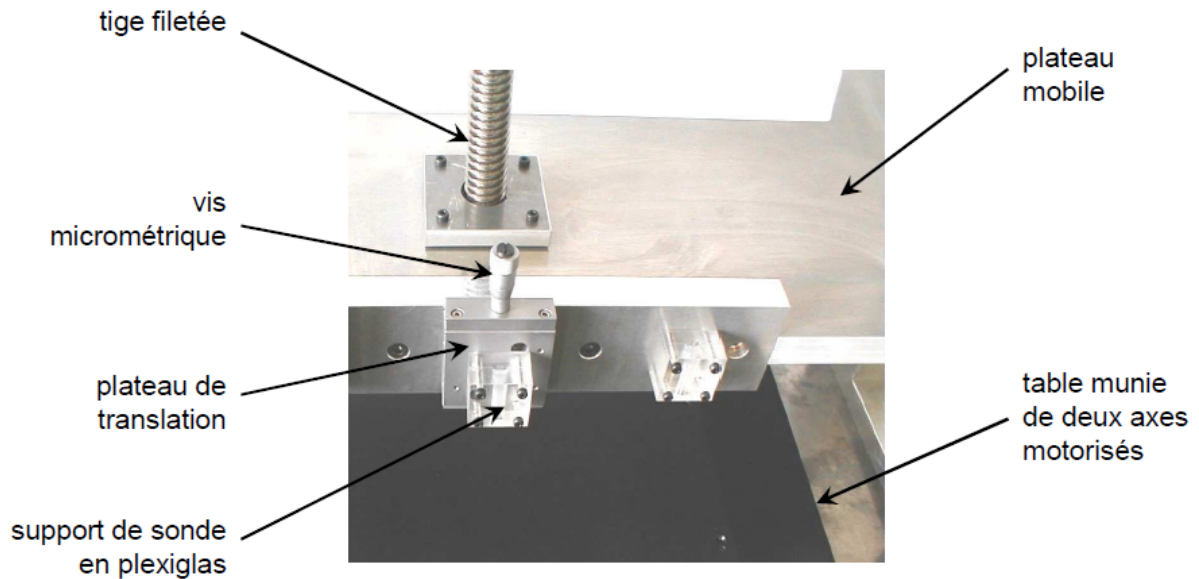


Figure II-25 : dispositif manuel de positionnement en z de la sonde

L'altitude de la sonde au-dessus du circuit intégré est ajustée à l'aide d'un jeu de cales métalliques : une cale d'épaisseur connue est posée à la surface du boîtier du composant à tester. En abaissant la sonde à l'aide de la vis micrométrique jusqu'à faire contact avec la cale, on peut déterminer l'altitude exacte de la sonde au dessus du composant. Il est ensuite possible, avec la vis graduée, de positionner la sonde à l'altitude voulue par écart relatif avec cette altitude de référence. L'extrémité de la sonde est connectée à un appareil de mesure. Deux instruments disponibles au laboratoire sont choisis pour faire office de récepteurs : un analyseur de spectre (modèle R3131A de la marque Advantest) couvrant la gamme de fréquence 9kHz-3GHz, associé à un préamplificateur 30dB faible bruit (Schaffner CDA9231A : 9kHz-1GHz) un analyseur de réseau vectoriel (Anritsu 37369C) fonctionnant sur la bande de fréquence 40MHz-40GHz. L'utilisation de l'un ou l'autre de ces appareils dépend du type de mesure que l'on souhaite réaliser ainsi que de la gamme de fréquence désirée. L'analyseur de réseau vectoriel permet de recueillir l'information sur la phase des champs électromagnétiques rayonnés connectant l'un des ports de l'analyseur de réseau à un signal de référence (un signal de masse ou le signal de sortie d'horloge d'un microcontrôleur par exemple), et l'autre port à la sonde de mesure, on peut observer le déphasage par écart relatif avec la phase du signal de référence.

Pour améliorer la résolution du banc, il a été choisi dans un premier temps d'optimiser les caractéristiques des sondes, plutôt que de développer un outil de post-

traitement complexe. De plus, l'utilisation d'un analyseur de spectre associé à un amplificateur faible bruit permet de capter des émissions électromagnétiques très faibles, qu'il serait impossible de visualiser au moyen d'un analyseur de réseau. Par conséquent, la quasi-totalité des mesures champ proche ont été réalisées en utilisant l'analyseur de spectre. La photographie de la Figure II-26 montre une vue d'ensemble du banc.

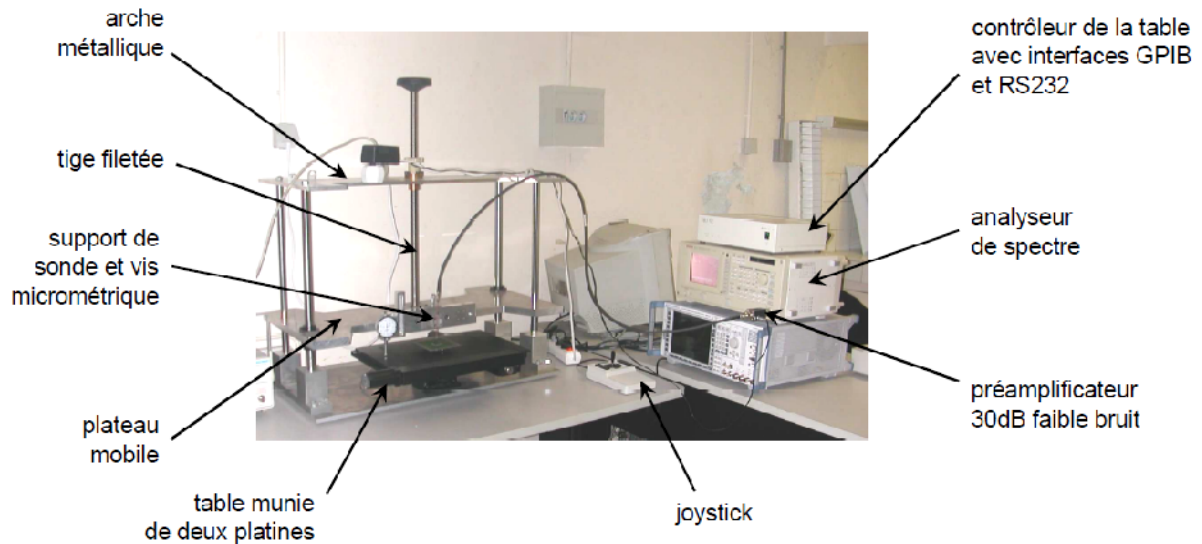


Figure II-26 : vue d'ensemble du dispositif de mesure

C. Principe

Le scan champ proche consiste à mesurer, à l'aide de sondes miniatures, le rayonnement électromagnétique à la surface du circuit intégré. Couramment utilisée au niveau des circuits imprimés, cette technique fut appliquée pour la première fois au niveau composant en 1999 par Kevin Slattery, qui développa des sondes ayant une résolution suffisante pour observer les variations des champs au-dessus du boîtier.

Depuis, le scan champ proche s'est avéré un puissant outil d'investigation et de diagnostic, complémentaire de la mesure en cellule TEM (qui permet d'obtenir une caractérisation globale du rayonnement). L'utilisation combinée de ces deux techniques si un spectre d'émissions mesuré en cellule TEM présente un pic d'émissions à une fréquence particulière, la cartographie du champ électromagnétique rayonné à la surface du composant permet d'identifier le bloc responsable de ce rayonnement anormal. Le layout de ce bloc peut alors être modifié de manière à réduire son émission.

D. Lien entre phénomène électrique et rayonnement électromagnétique

Le champ électromagnétique mesuré à la surface du boîtier fournit des informations sur les phénomènes électriques à l'intérieur du circuit intégré : circulation de courant et fluctuations de potentiel. Lorsqu'un lead est parcouru par un courant transitoire dont la forme temporelle est périodique (par exemple, les pics de courant sur les broches d'alimentation du cœur digital, cadences par la fréquence d'horloge), celui-ci doit être considéré comme une portion d'une boucle de courant. Cette boucle engendre un champ magnétique, dont les lignes de champ au niveau du lead sont présentées sur la Figure II-27. Un chemin de courant pourra donc être identifié par la mesure du champ magnétique : il correspond à un maximum du champ magnétique tangentiel, ou a un minimum du champ magnétique vertical entouré par deux maximums.

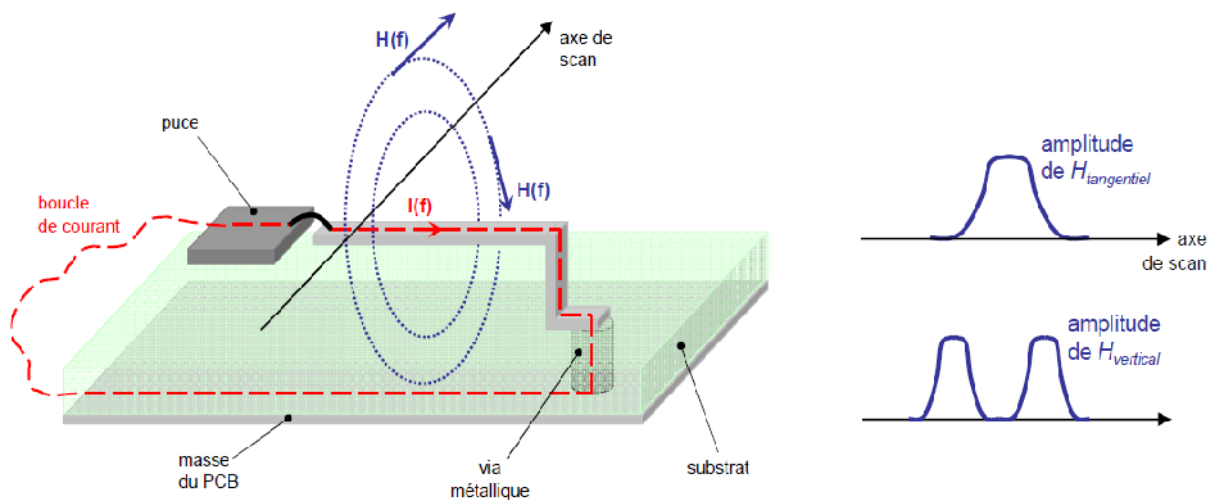


Figure II-27 : boucle de courant et champ magnétique

Lorsqu'un lead est soumis à des variations périodiques de tension (c'est le cas des broches des ports d'entrées/sorties sur lesquelles transitent des signaux), la différence de potentiel entre ce lead d'une part, les leads adjacents et le plan de masse du PCB d'autre part, génère un champ électrique à proximité du lead :

$$E = -gradV .$$

En notant d la distance séparant le lead dans lequel circulent des signaux du lead adjacent (ou bien l'altitude du lead au-dessus du plan de masse). La mesure du champ électrique permet ainsi d'identifier les éléments métalliques du circuit intégré portés à un potentiel $V(t)$.

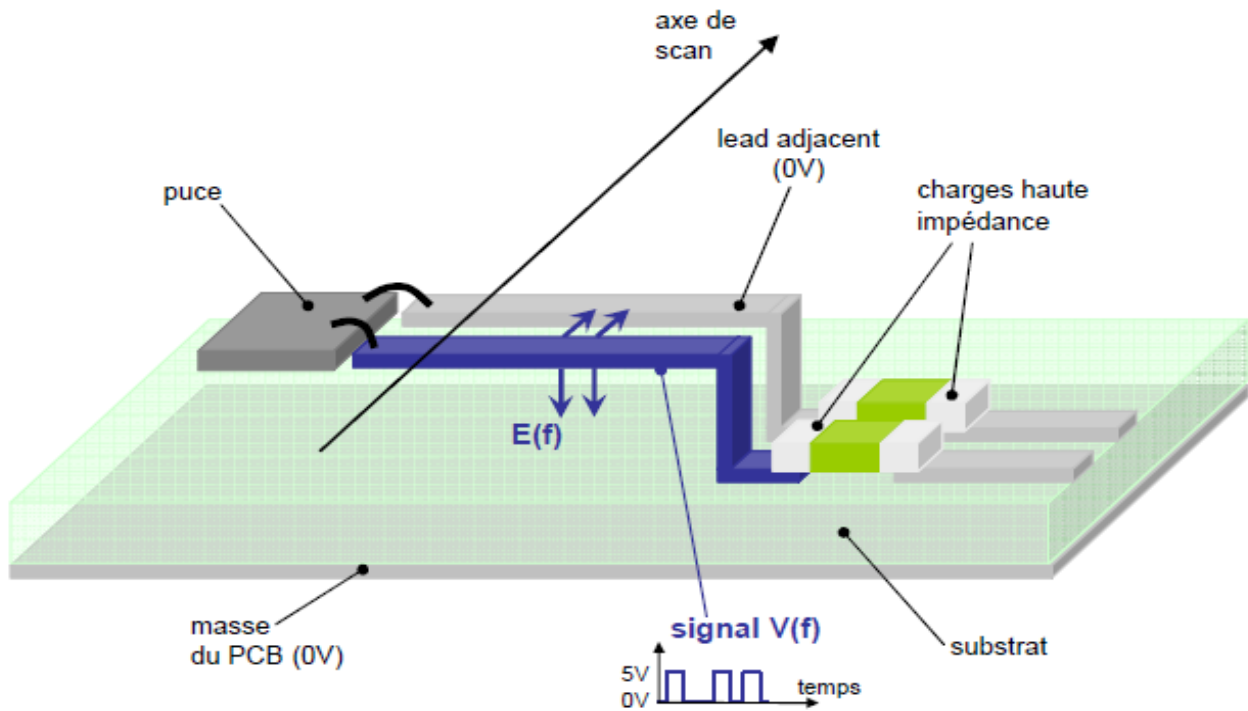


Figure II-28 : gradient de potentiel et champ

E. Protocole de mesure

Contrairement à la mesure en cellule TEM et en GTEM, il n'existe pas de banc de mesure champ proche de référence. Le document technique délivré par l'IEC fournit seulement des recommandations sur les appareils de mesure à utiliser, sur la conception des sondes et sur les moyens de les calibrer. Un exemple de banc est donné sur la Figure 1-29. Le principal élément est un dispositif de positionnement motorisé, pouvant être piloté de manière automatique depuis une station de contrôle, et avec une résolution spatiale suffisante pour se déplacer avec précision au-dessus du composant. La sonde est connectée à l'appareil de mesure, qui est en général un analyseur de réseau ou un analyseur de spectre. Certains bancs permettent de piloter les déplacements de la sonde au-dessus du circuit intégré. Dans d'autres cas, la sonde est fixe, et c'est le composant à tester qui est positionné sur une table mobile.

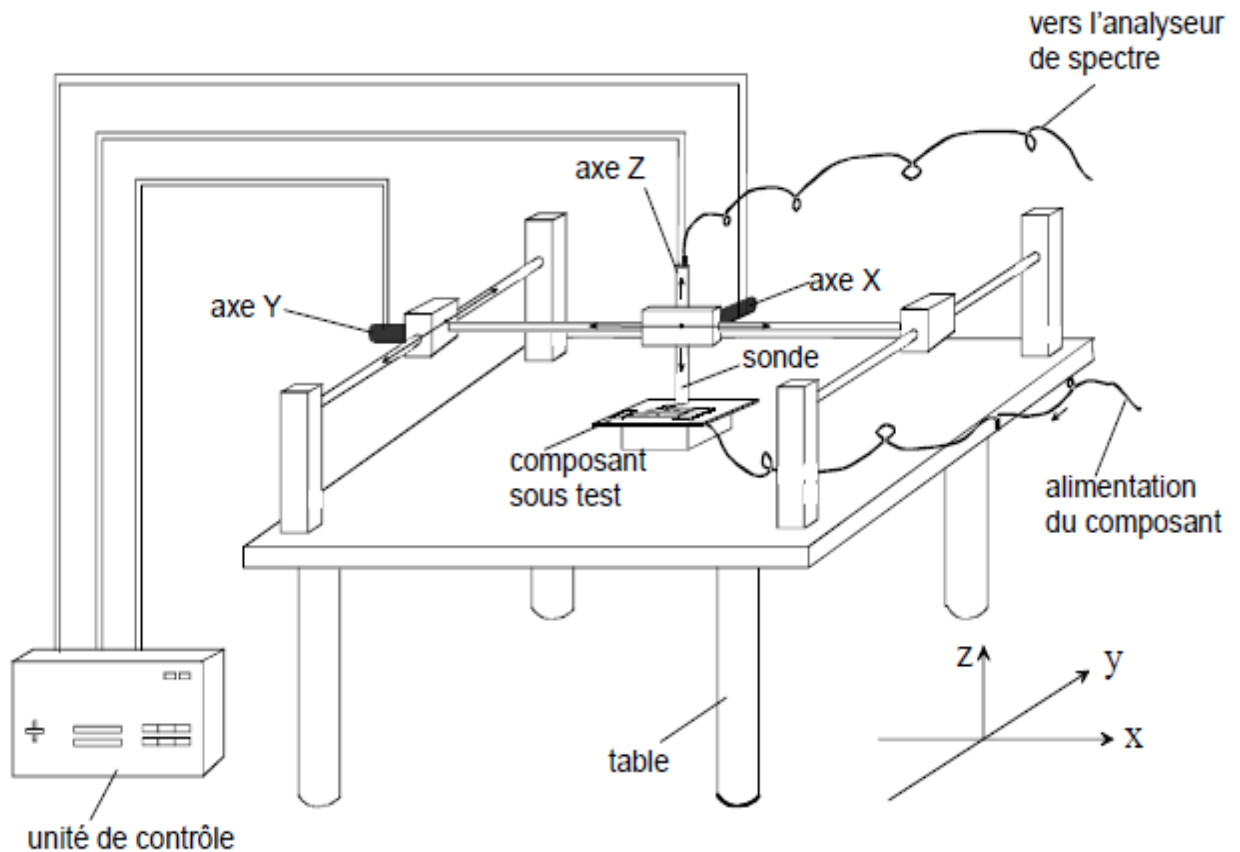


Figure II-29: banc de scan en champ proche

La figure suivante représente l'organigramme d'une mesure en champ proche, un processus qui balaye différents points de mesure pour différentes fréquences, elle montre le mécanisme du fonctionnement des différents outils et appareil de mesure.

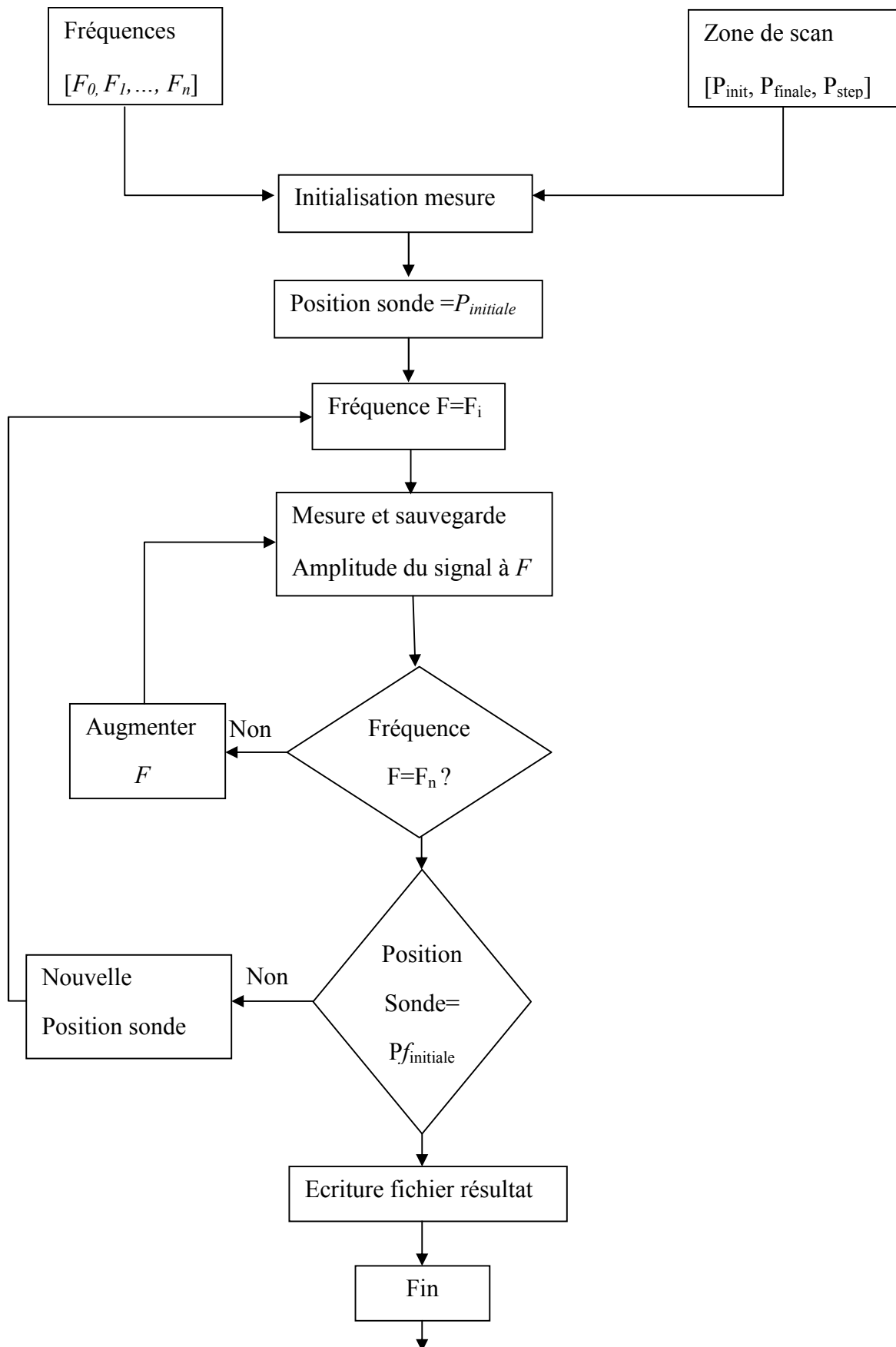


Figure II-30 : Organigramme de la mesure de scan en champ proche

F. Exemple de résultat de mesure

Un exemple de résultat de scan est donné sur la Figure II-31, qui présente la composante verticale du champ magnétique rayonné par un microprocesseur 32bits monté dans un boîtier de type BGA à 130MHz (la première harmonique de la fréquence d'horloge). La seule différence entre les deux cartographies est la résolution spatiale du scan : 1mm selon les axes X et Y pour la figure de gauche, 500µm dans le cas de la figure de droite. Chaque pixel correspond à un point de mesure.

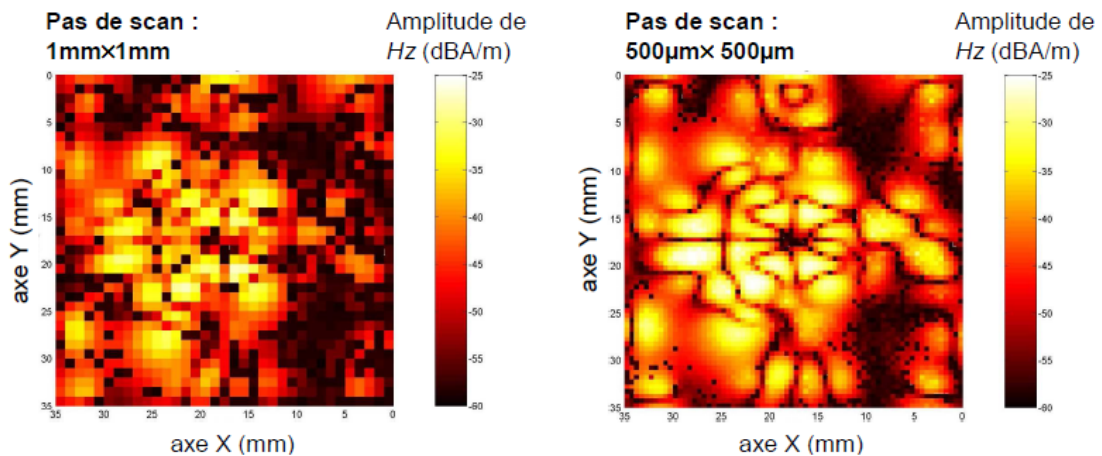


Figure II-31 : cartographies du champ Hz rayonné par un microprocesseur 32bits, pour deux résolutions spatiales

Sur la seconde cartographie, l'effet de pixellisation est très atténué. On peut observer beaucoup plus nettement les minimums de champ, et en déduire la localisation des chemins de courant. En contrepartie, une résolution deux fois plus grande requiert une durée de mesure quatre fois supérieure.

G. Limitation

Ainsi que le montre l'exemple précédent, la limitation essentielle de cette technique est la durée des mesures. Comme l'illustre l'exemple précédent, une cartographie détaillée des champs implique de nombreux Points de mesure. Le scan d'un microcontrôleur de dimensions typiques (20 mm×20 mm), avec une résolution de 500µm, requiert 1681 points de mesure. En considérant que chaque acquisition à l'analyseur de spectre demande 1s par point de fréquence, il faut 16810s, soit environ 4h40min pour obtenir les cartographies aux dix premières harmoniques de la fréquence d'horloge.

Pour caractériser de manière exhaustive le rayonnement électromagnétique d'un circuit intégré, il est nécessaire de mesurer les trois composantes du champ électrique ainsi que les trois composantes du champ magnétique, et donc multiplier ce temps de mesure par six. Ce qui fait une durée totale de 28h. On comprend pourquoi le scan champ proche ne peut être utilisé qu'à des fins d'investigation, à quelques fréquences particulières.

I. Caractérisation des sondes pour scan en champ proche

En champ proche, en raison de la présence de modes évanescents, il n'existe pas a priori de relation entre les composantes du champ électrique et du champ magnétique. Afin de caractériser avec précision le rayonnement d'un circuit intégré et de le relier à des phénomènes électriques, il est nécessaires de connaître les différentes composantes du champ électromagnétique. Pour cela, des sondes de formes différentes sont utilisées, dont chacune permet de capter préférentiellement l'une ou l'autre des composantes du champ. Quelques exemples de sondes couramment utilisées pour les mesures champ proche sont présentés

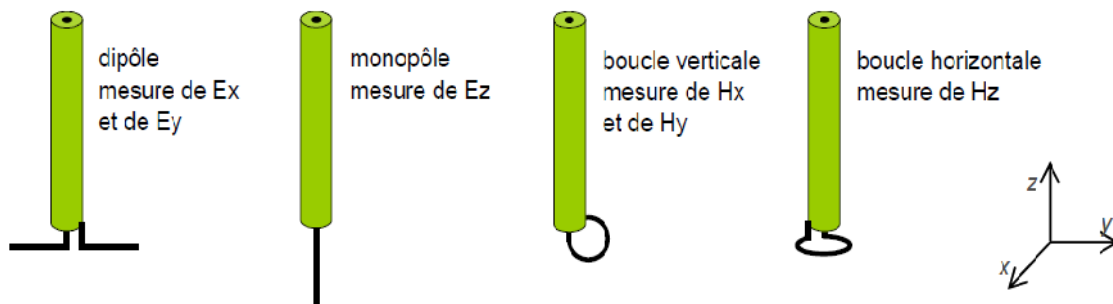


Figure II-32 : sondes typiques de mesure champ proche

Pour mesurer le champ électrique ou magnétique, il est nécessaire d'effectuer une mesure de chaque composante du champ suivant les trois dimensions de l'espace. Ces composantes se regroupent en deux catégories : la composante normale, perpendiculaire à la surface à mesurer (suivant l'axe z) et les deux composantes tangentielles situées dans le plan de la surface à mesurer (suivant les axes x et y). Nous devons donc disposer de deux sondes pour connaître le champ électrique ou magnétique global : l'une pour la composante normale et l'autre pour les deux composantes tangentielles. On a donc fabriqué un ensemble de quatre sondes pour évaluer le champ électromagnétique total rayonné par un dispositif en zone proche.

Les sondes ont été spécialement fabriquées pour la mise en place du banc de mesure de champ proche. Elles ont été réalisées à partir de câbles coaxiaux 50Ω dénudés à l'une de leurs extrémités. Par la suite, c'est le travail effectué sur l'âme centrale ainsi ajourée qui va déterminer la nature de la sonde. De manière à permettre le maintien des sondes mais aussi afin de pouvoir les permuter facilement, les extrémités sensibles des câbles sont encastrées dans des stylos perforés dédiés à la table traçante. De plus, ces stylos en plastique, tout en protégeant le capteur, ont un impact très réduit sur l'environnement électromagnétique. Le schéma ci-dessus montre comment sont placés les câbles coaxiaux dans les stylos :

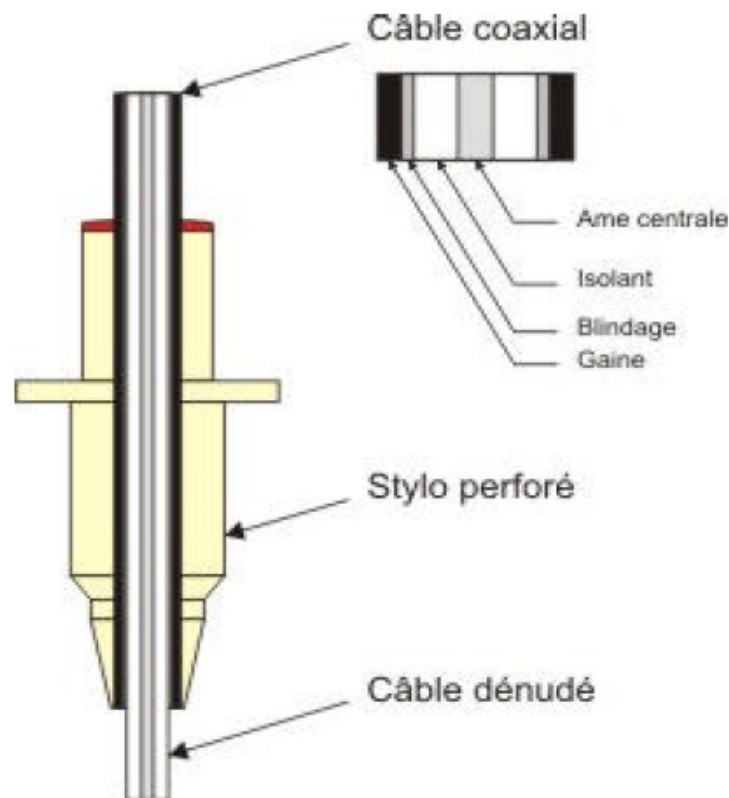


Figure II-33: Support des sondes

La technique employée pour réaliser ces sondes nous permet donc de nous placer dans un bon compromis entre la taille des sondes et leur sensibilité. En effet, les sondes ne doivent pas être trop grosses afin de minimiser les perturbations du champ mesuré mais aussi afin de disposer d'une résolution spatiale suffisante. Par ailleurs, ce système nous permet de mettre en place un mode opératoire peu contraignant au niveau du temps de changement de la sonde et de son positionnement. La technique utilisée est aussi relative au matériel dont nous disposons et à la volonté de conserver un système au coût peu élevé tout en permettant un large éventail de réalisations possibles. [6]

➤ **La sonde électrique pour la composante normale E_z**

Comme nous l'avons décrit précédemment, la sonde électrique chargée de capter la composante de champ E_z est constituée d'un câble coaxial 50Ω dénudé et disposé suivant la direction verticale z . Ainsi, la gaine et le blindage ont été ôtés sur une longueur de $3mm$ comme le montre la figure suivante ci-contre Le câble est directement relié à l'analyseur de spectre.

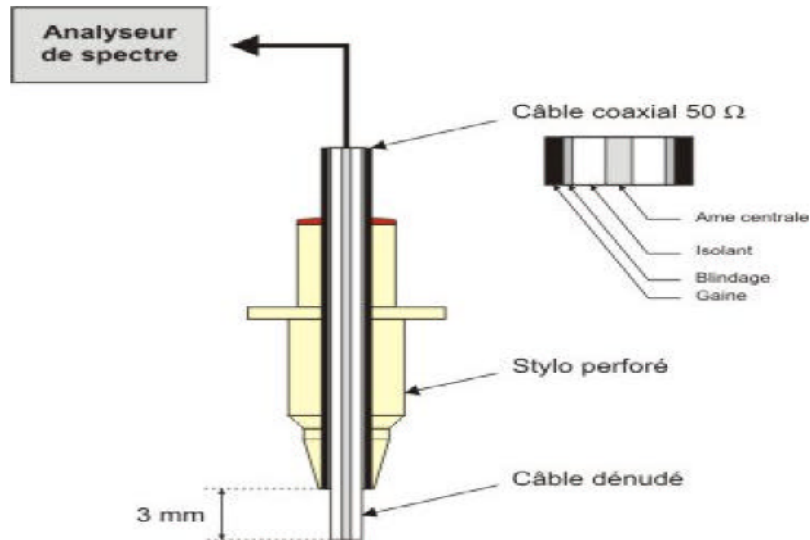


Figure II-34 : La sonde électrique pour la composante

➤ **La sonde électrique pour les composantes tangentielles E_x et E_y**

Dans un premier temps, la sonde chargée de mesurer les composantes E_x et E_y du champ électrique que nous avons fabriqué reprenait le design de la sonde chargée de mesurer la composante E_z . L'âme centrale mise à nue était simplement recourbée à 90° de manière à pouvoir se retrouver colinéaire aux axes x ou y . Il est apparu que les résultats obtenus n'étaient pas convenables et divergeaient énormément de la théorie. Dans un second temps, nous avons donc étudié un autre design qui a aboutit à celui-ci Cette nouvelle sonde est constituée de deux câbles insérés dans le stylo. Disposés côte à côte, leurs âmes centrales sont dénudées et recourbées à 90° de manière à former un T. L'un des câbles est relié à l'analyseur de spectre dont l'impédance d'entrée est de 50 et l'autre est directement relié à une charge de 50 . Chacun des brins à l'air libre a une longueur de $3 mm$. Les brins sont disposés de manière à être parfaitement alignés.

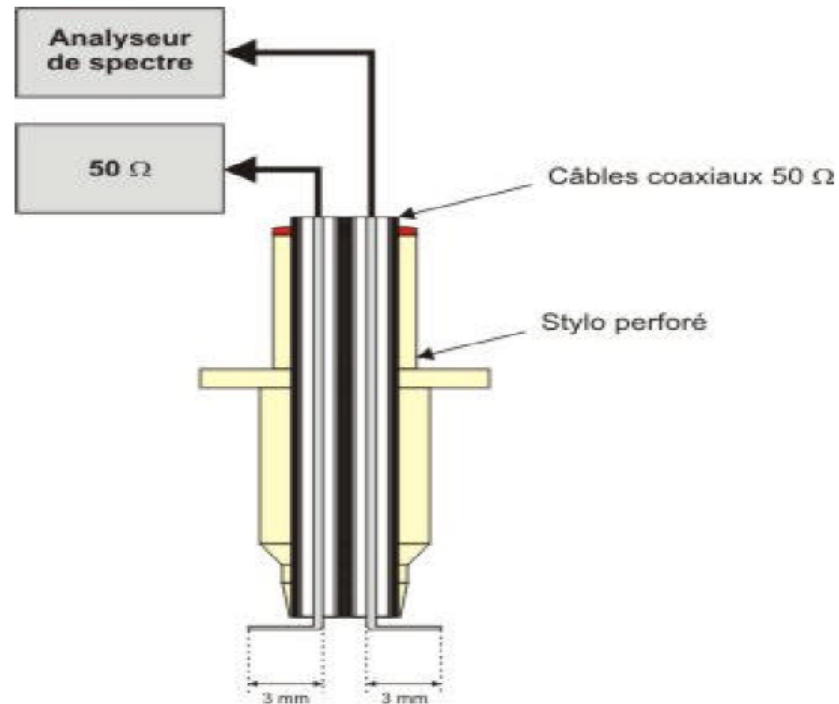


Figure II-35 [6] : La sonde électrique pour les composantes tangentielles E_x et E_y

➤ La sonde magnétique pour la composante normale H_z

Pour former une sonde magnétique, le principe employé est semblable à celui de la sonde électrique E_z , à l'exception du fait que l'âme centrale dénudée doit être reliée à une boucle métallique de faible dimension. Dans le cas d'une sonde chargée de mesurer la composante normale H_z , l'axe de la boucle doit être placée suivant la direction verticale z . La surface de la boucle se situe donc parallèlement à la surface à tester. La boucle présente un diamètre d'environ 2 mm . Le schéma suivant illustre la manière dont a été fabriquée cette sonde :

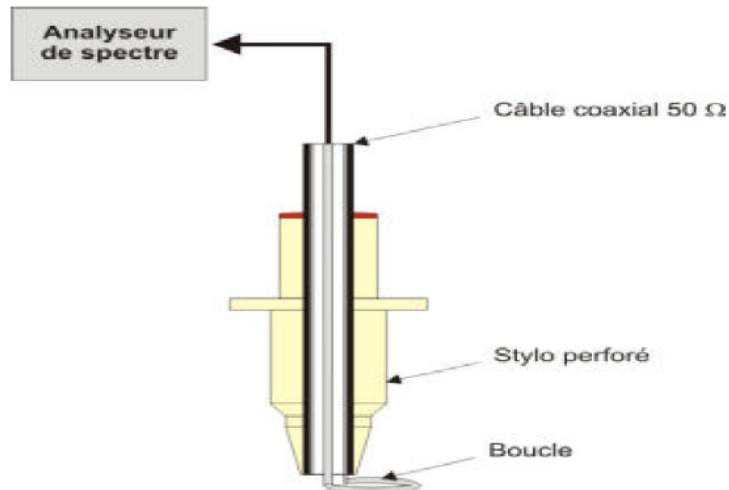


Figure II-36 : La sonde électrique pour la composante normale H_z

➤ **La sonde magnétique pour les composantes tangentielles H_x et H_y**

Cette sonde a été réalisée sur le même modèle que la sonde magnétique H_z . Pour cette sonde, l'axe de la boucle est placé suivant la direction horizontale x ou y . La surface de la boucle se trouve alors perpendiculaire à la surface à mesurer. La figure suivante montre comment la boucle est située par rapport au reste de la structure de la sonde :

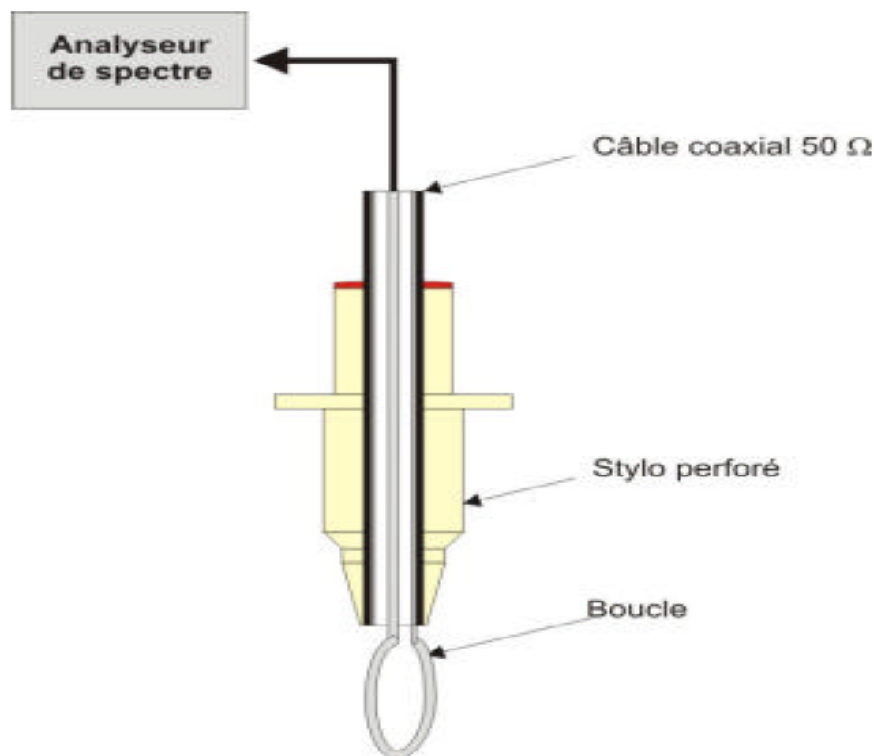


Figure II-37 : La sonde électrique pour les composantes tangentielles H_x et H_y

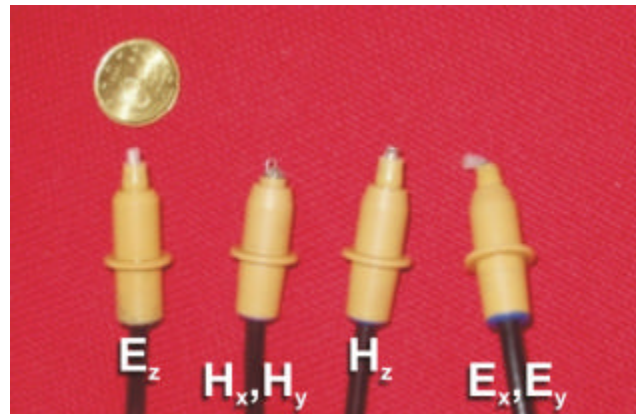


Figure II-38 : Photographie des sondes pour scan en

J. Influences des sondes sur le test

Pour vérifier l'influence des sondes champ proche sur un dispositif sous test, on approche une sonde magnétique tangentielle d'une ligne micro ruban présentant une discontinuité en son milieu. La figure II-39.a illustre le cas d'étude. La sonde est une boucle de 2 mm de diamètre, placée à 200 μm au dessus de la ligne. Ensuite, on mesure les paramètres S aux bornes de la ligne, avec et sans la sonde. En comparant les coefficients de réflexion (figure II-39.b) et de transmission (figure II-39.c), on vérifie que l'écart entre les mesures effectuées avec et sans la sonde ne dépasse jamais 0,25 dB (c'est-à-dire une différence de 3%), prouvant que l'influence de la sonde de mesure sur le dispositif sous test reste négligeable. [7]

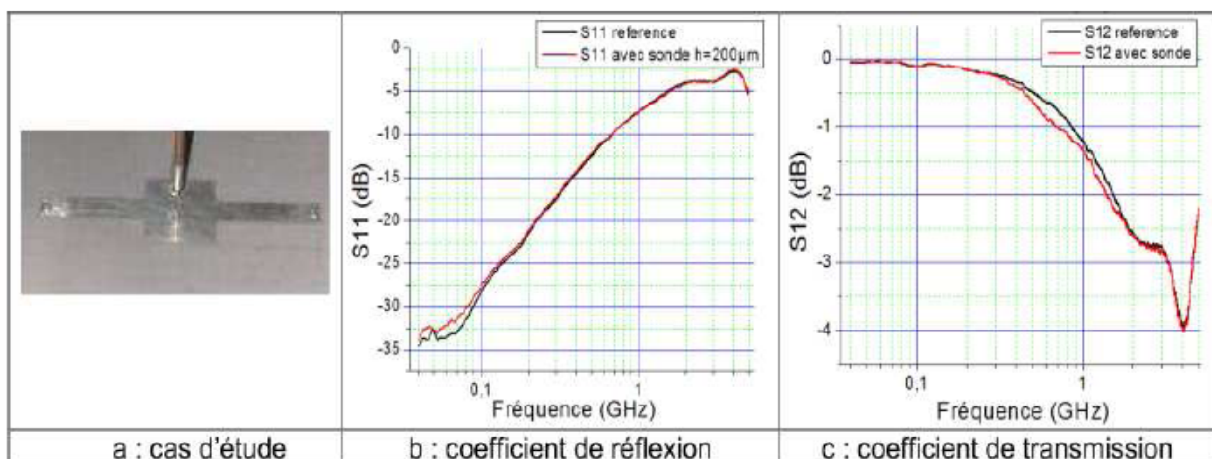


Figure II-39 : Influence de la sonde magnétique sur le comportement du dispositif sous test

K. Sélectivité des sondes champs proche

Dans La deuxième hypothèse nous considérons que les sondes utilisées ne capturent qu'une seule composante, soit du champ électrique, soit du champ magnétique. Pour vérifier cette hypothèse, nous pouvons utiliser un simulateur électromagnétique et simuler le rayonnement des différentes sondes. Comme les sondes sont des dispositifs purement passifs, nous pouvons leur appliquer le principe de réciprocité: si une sonde émet dans une direction privilégiée, alors celle-ci se couplera principalement avec une onde dirigée selon cette direction. La sélectivité d'une antenne reste inchangée qu'elle soit utilisée en émission ou en réception. Nous construisons donc un modèle géométrique de sonde magnétique tangentielle sous un simulateur électromagnétique.

On ajoute une source de tension sinusoïdale au modèle pour utiliser la sonde comme source d'émission. La figure II-40 présente la sonde ainsi que son modèle maillé. On simule ensuite le champ électromagnétique à proximité de la sonde. La figure II-40 de gauche présente l'évolution de l'impédance d'onde en fonction de la fréquence à 1 mm sous la sonde. L'impédance d'onde correspond au rapport entre le champ électrique et le champ magnétique, elle est égale à 377Ω dans le cas d'une onde plane. Le résultat de la simulation montre que jusqu'à 1 GHz, l'impédance d'onde est très inférieure à 377, ce qui prouve que la sonde rayonne principalement du champ magnétique. La figure II-18 de droite présente la simulation des trois composantes du champ magnétique au même point et montre que seule la composante normale H_x à la boucle est significative. On peut donc conclure que cette sonde ne capte qu'une composante tangentielle du champ magnétique

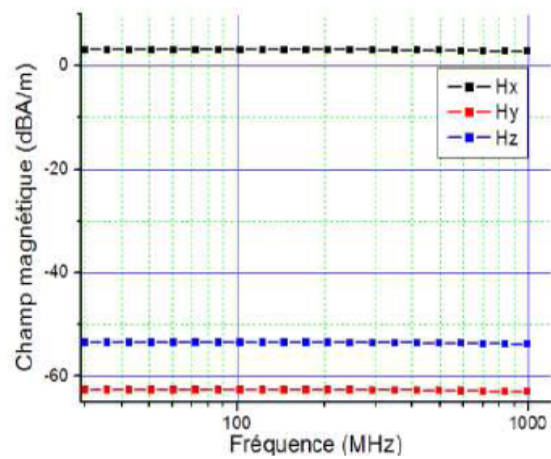
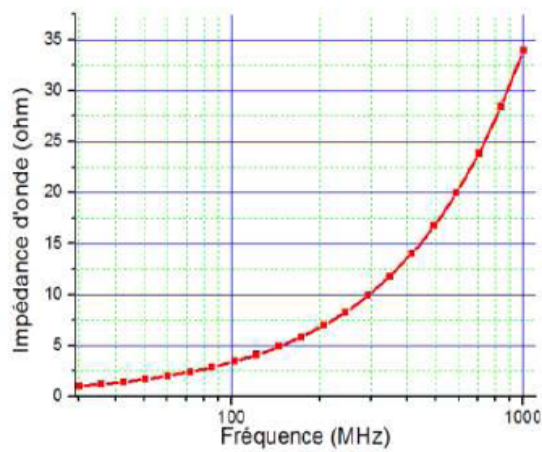
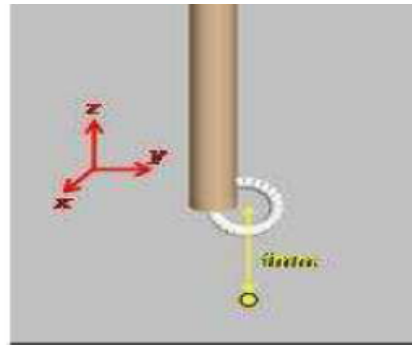


Figure II-40: Simulation de l'émission d'une sonde magnétique tangentielle

Enfin, la dernière hypothèse consiste à considérer que les sondes sont ponctuelles, c'est-à-dire que leurs dimensions sont suffisamment négligeables pour considérer que le champ électromagnétique sur la surface ou le long de la sonde reste relativement constant.

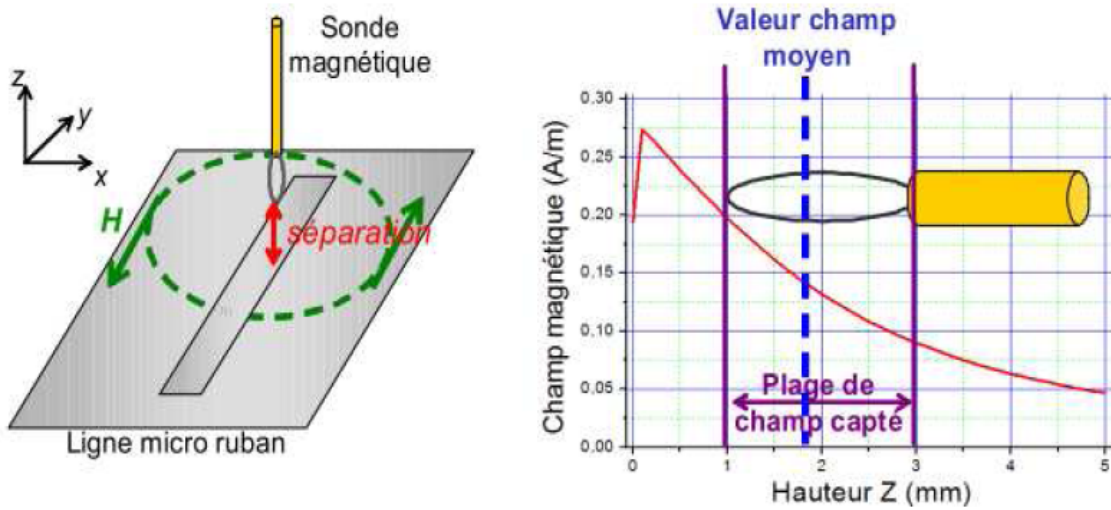


Figure II-41: Problèmes de non ponctualité de la sonde de mesure.

Si on considère une boucle magnétique de 2mm de diamètre, sa dimension est négligeable par rapport à la longueur d'onde d'un signal jusqu'à 1Ghz, puisque son diamètre est alors égal à $\lambda/150$.

Cependant, en champ proche, le champ décroît très rapidement. Si le champ n'est pas constant sur la surface de la sonde, il n'est pas trivial d'attribuer une valeur unique du champ à la tension mesurée aux bornes de la sonde. La figure II-41 illustre le problème de non ponctualité dans le cas d'une sonde magnétique au-dessus d'une ligne micro-ruban.

L'amplitude du champ magnétique décroît de manière non linéaire à mesure qu'on s'éloigne de la ligne micro-ruban. Si on calcule l'amplitude du champ magnétique en tout point de la surface de la sonde magnétique, on remarque qu'elle n'est pas constante et que pour une sonde de 2 mm placée à 1 mm au-dessus de la ligne, elle est divisée par deux entre l'extrémité supérieure et l'extrémité inférieure de la sonde. Or, la tension induite à leurs bornes est proportionnelle à l'intégrale du champ capté sur la surface de la sonde. Il est possible de relier la tension induite aux bornes de la boucle avec le champ magnétique moyen sur la surface de la sonde à partir de l'équation II-5 donnée par la loi de Lenz :

$$v_{ind} = j\mu_0\omega \iint \vec{H} d\vec{s} = j\mu_0\omega \bar{H} \delta S \quad (\text{II-22})$$

Avec :

μ_0 : perméabilité magnétique du vide $4 \times 10^{-7}(\text{H/m})$.

ω : pulsation (rad/s).

S : surface de la boucle (m²).

H : champ magnétique en fonction de la hauteur (A/m).

H_0 : champ magnétique moyen à la surface de la sonde (A/m).

L. Définition du facteur de performance

Le fait que les sondes soient considérées comme ponctuelles permet de relier par une constante la tension induite et mesurée à l'analyseur de spectre avec une valeur unique du champ, représentative du champ présent à la surface de la sonde. De plus, comme les sondes ne captent qu'une seule composante du champ, la tension mesurée aux bornes de la sonde et la composante du champ mesurée ne sont reliées que par une constante. Enfin, comme la sonde ne modifie pas les caractéristiques du dispositif sous test, cette constante dépend uniquement des caractéristiques de la sonde et de la fréquence. On peut donc écrire la relation générale donnée par l'équation II- 23 reliant la tension induite et le champ mesuré, quelle que soit la sonde utilisée.

$$V_{mes}(x, y, z, f) = PF(x, y, z, f) \quad \text{(II-23)}$$

C : Composante captée du champ électrique ou magnétique

PF : Facteur de performance

V_{mes} : Tension mesurée aux bornes de la sonde

f : fréquence

x, y, z : position de la sonde

La constante reliant le champ capté et la tension mesurée est appelée le facteur de performance ou facteur de calibration de la sonde. Il prend en compte l'intégration du champ incident par la sonde ainsi que sa fonction de transfert. Il est indépendant de la position relative de la sonde par rapport au dispositif sous test et pour une sonde donnée, il ne dépend que de la fréquence.

II-3-1-5 mesure dans la chambre réverbérante à brassage de modes

Une chambre réverbérante est une enceinte (ou cage de Faraday) dans laquelle ne peuvent subsister que des ondes stationnaires, imposées par les conditions aux limites que constituent les parois métalliques de la chambre. En introduisant un brasseur de mode mécanique en rotation, les conditions aux limites sont modifiées constamment.

On peut ainsi considérer qu'au-delà d'une certaine fréquence, le champ électromagnétique est statistiquement homogène et isotrope. Le protocole de mesure d'émission en Chambre réverbérante à Brassages de Modes (CRBM) est donné sur la Figure I-42.

Dérivée des normes appliquées au niveau système, cette technique de mesure est difficilement applicable pour la mesure au niveau composant : en effet, il est difficile de distinguer le rayonnement du circuit intégré lui-même du rayonnement de la carte sur laquelle il est monté. Aujourd'hui, aucune demande des clients de Freescale Semi-conducteurs ne porte sur des caractérisations de composants en chambre réverbérante à brassage de modes.

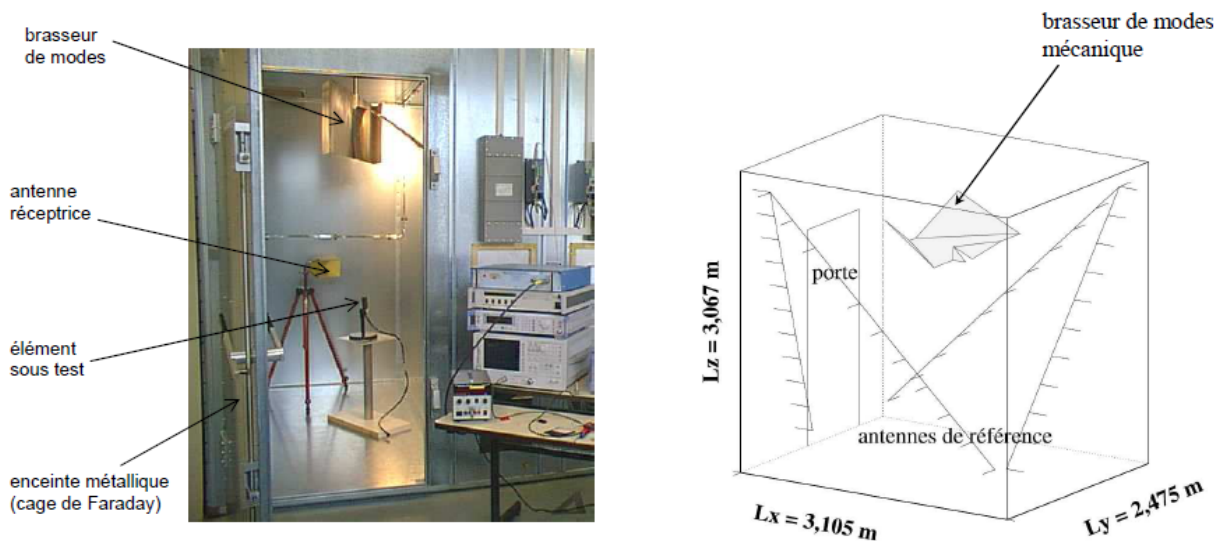


Figure II-42 : chambre réverbérante à brassage de

II-3-2 Méthodes conduites

II-3-2-1 Méthode 1 Ω -150 Ω

Une méthode très utile pour évaluer l'émission des circuits intégrés est de mesurer les courants de bruit menée sur chaque broche. Cette méthode consiste à placer une faible résistance de 1 Ω en série avec la broche et mesurer la tension abandonnée sur cette résistance. Cette - placée entre la broche VSS d'un cœur logique du circuit et la masse de la

carte, afin de mesurer le courant. Une Deuxième résistance de 49Ω sert à l'adaptation d'impédance entre le point de mesure et l'entrée de l'analyseur de spectre comme le montre la figure II-45.

Cette méthode, proposée par le comité technique allemand VDE se fonde sur ce principe de retour de boucle des courants: les variations de tensions et de courants rapides à l'intérieur du circuit intégré entraînent des courants radiofréquences (RF) à l'intérieur et à l'extérieur du circuit intégré. Les courants qui se propagent à l'extérieur du circuit sont les perturbations électromagnétiques à mesurer et ont nécessairement leur boucle de retour vers le circuit intégré par l'intermédiaire de la liaison de masse : le trajet de retour commun par l'intermédiaire de la masse constitue un emplacement approprié pour mesurer la perturbation conduite.

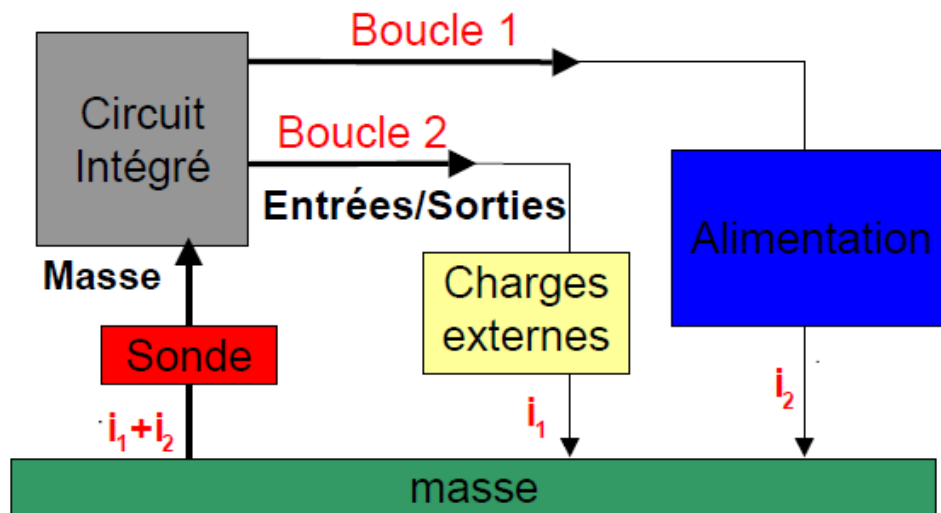


Figure II-43: Exemple de deux boucles d'émission retournant vers le CI par l'intermédiaire de la masse de référence

a. Mesure sur l'alimentation

La norme précise que cette mesure doit être effectuée en utilisant une résistance de 1Ω (figure II-45) sous forme d'une sonde de courant RF. On mesure la chute de tension dans cette résistance c'est le niveau total d'émission du circuit intégré en essai. La spécification de la sonde et le montage sont donnés sur la Figure II-44. Dans le cadre des mesures effectuées à l'INSA pour ce travail, la spécification n'a pas été suivie à la lettre mais a été adaptée aux besoins de recherche : la sonde coaxiale spécifique recommandée a ainsi été remplacée par des composants montés en surface (CMS) discrets de même valeur placés en différents points de l'alimentation du circuit intégré. Cependant l'adaptation spécifique à 50Ω a été conservée

pour ne pas provoquer de rupture d'impédance entre le point de mesure et l'appareil de mesure.

Tableau II-4 : Spécification de la sonde RF de courant 1 Ohm

Gamme de fréquence	DC – 1 GHz
Résistance de mesure	Résistance RF (faible inductance) 1Ω (1%). La résistance de mesure peut également comprendre des résistances montées en parallèle, ce qui accroît l'intensité de courant maximale admissible dans la sonde (par exemple $2\Omega//2\Omega$)
Résistance d'adaptation	49Ω (1%)
courant maximal	$<0,5$ A
Impédance de sortie Z_0	$40 - 60 \Omega$
Perte d'insertion dans le circuit d'étalonnage	$34 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$
Liaison câble	Double coaxial souple à double protection avec une impédance de ligne de $50\Omega \pm 2\Omega$. Le connecteur RF doit être monté avec une faible réflexion. La perte d'insertion comprend le câble et la sonde. Les variations de la longueur du câble font que les résultats des mesures doivent prendre en compte un affaiblissement supplémentaire.
montage	Sonde coaxiale pouvant être reliée à une prise coaxiale d'une longueur de 4 mm. la résistance de mesure doit être le plus près possible de l'embout de la sonde. Elle doit être montée de manière à éviter tout dommage de nature mécanique. La liaison du câble de sonde doit être coaxiale. Bien que les embouts de la sonde puissent généralement être remplacés, ils doivent toutefois être solidement reliés au câble.

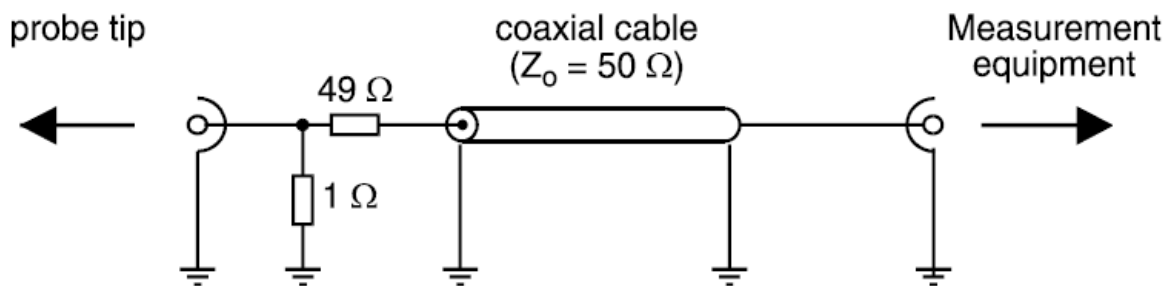


Figure II-44: Montage de la sonde de courant RF

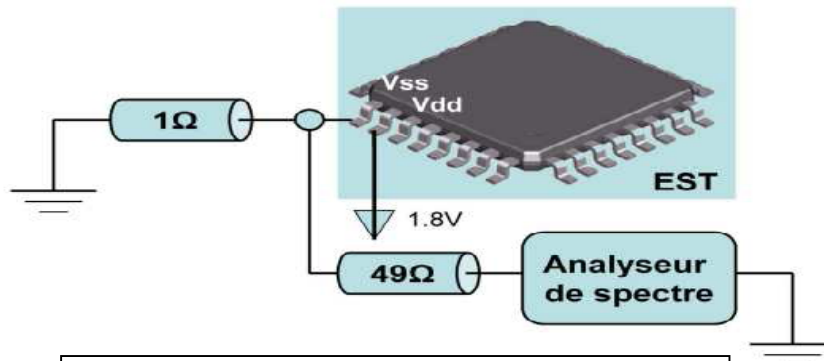


Figure II-45 : principe d'une mesure 1Ω

b. Mesure sur les entrées /sorties

La norme décrit également une mesure permettant d'évaluer les contributions spécifiques des entrées/sorties destinées à être reliées à de longs rubans (> 10 cm) de carte ou de câble. On charge alors ces broches par une impédance d'antenne type de 150Ω; un réseau d'adaptation permet d'amener l'impédance du point de mesure à 50Ω.

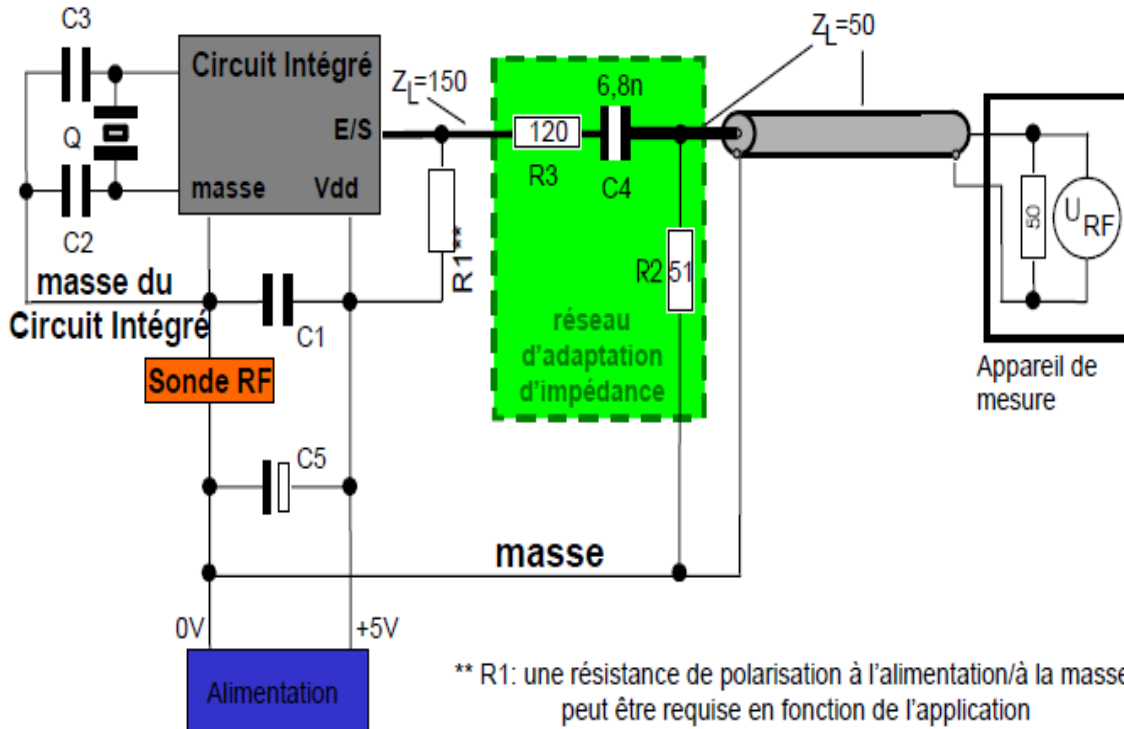


Figure II-46: Schéma d'utilisation des sondes de masse et des sondes de broche sur un circuit intégré.

Cette méthode a les propriétés suivantes :

- reproductibilité élevée des mesures.
- évaluation de la contribution conduite totale du circuit intégré.
- évaluation de la contribution des entrées/sorties du circuit broche par broche.
- fonction de transfert linéaire (mesure effectuée sur une impédance résistive).
- mesure possible à de très basses fréquences.

c. Mise en œuvre de la méthode

Afin d'obtenir une reproductibilité élevée des mesures ainsi que pour comparer différentes cartes d'essai, on appliquera les règles de mise en œuvre suivantes :

La carte pour essai est généralement constituée d'un matériau approprié de type époxydique (Épaisseur 1,5 mm à 3 mm, constante diélectrique d'environ 4,7). Les côtés supérieur et inférieur sont recouverts d'une couche de cuivre de 35 μ m. La couche inférieure est généralement utilisée comme masse globale, mais il est recommandé de ne pas l'utiliser comme masse du circuit intégré. Il convient que tous les composants nécessaires au fonctionnement du dispositif en essai soient montés sur le côté supérieur de la carte pour essai et que la plus grande partie possible du câblage soit acheminée vers la couche supérieure ; le circuit intégré en essai sera placé au centre de la carte. En règle générale, la sonde de courant RF utilise une prise dont le blindage est relié à la masse globale.

F. Fiori propose une évaluation critique de cette méthode de mesure en montrant que les charges 150 Ω sur les entrées/sorties et le réseau d'adaptation associé forment une surcharge pour ces entrées/sorties et ne présentent pas une fonction de transfert constante en fonction de la fréquence.

II-3-2-2) Méthode de la sonde magnétique

A. Description de la méthode

Cette méthode est une proposition Japonaise, référenciée par l'IEC 61 967-6. Elle consiste à mesurer les émissions conduites d'une broche du circuit intégré en utilisant une sonde magnétique, comme illustre la figure II-47 à l'aide d'un circuit imprimé trois couches (l'âme de la sonde en couche 2 étant entourée de deux plans de masse en couche 1 et 3).

Le dispositif mesure le champ magnétique du circuit intégré émis par les pistes du circuit imprimé qui entoure le circuit intégré, en particulier les lignes d'alimentations. Par ailleurs, lors de l'utilisation d'une telle sonde, il est nécessaire de faire des pistes suffisamment longues de façon à pouvoir introduire la sonde. De plus, dans le but de mesurer effectivement

les perturbations présentes sur la ligne d'alimentation, le découplage doit être situé en bout de la ligne et non pas au plus près du circuit intégré pour ne pas atténuer le bruit propre du circuit intégré.

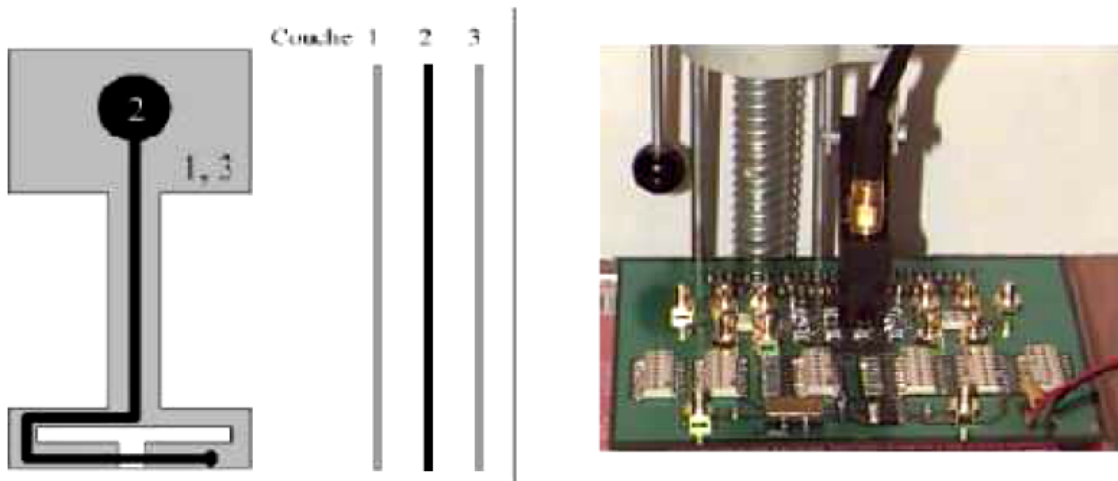


Figure II-47: Schéma et photographie de la sonde magnétique

b) Principe de la méthode

Le dispositif de mesure est constitué d'une sonde de 20 mm de diamètre, comportant un écran électrostatique pour s'affranchir du champ électrique (figure II-48). Il balaye la surface du circuit afin de détecter la zone d'émission. Cette méthode, moins précise que les autres, à surtout pour but de localiser les parties sensibles du circuit afin d'aider les concepteurs. Cette technique permet de mesurer des signaux dont les fréquences sont comprises entre 1 Mhz et 1 GHz.

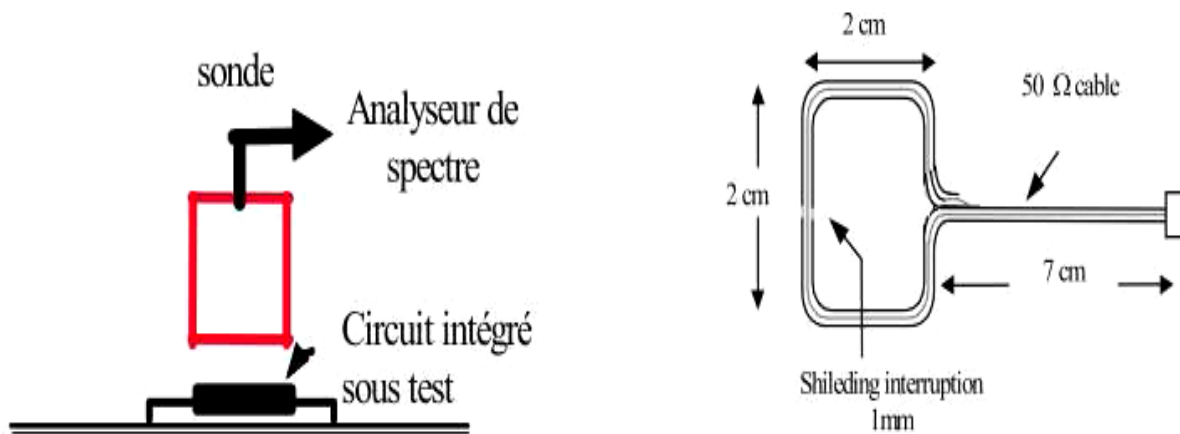


Figure II-48: Principe de la méthode de la sonde magnétique

c) Caractéristiques de la méthode

- la méthode en sonde magnétique recueille le champ magnétique issu des pistes associées au circuit intégré.
- elle permet de traduire les changements d'activités du dispositif sous test.
- Elle offre une bonne reproductibilité de la mesure.

II-3-2-3 Méthode de Work Bench Faraday Cage (WBFC)

A. Principe de fonctionnement

Cette méthode de mesure des émissions électromagnétiques conduites est définie par l'IEC (International Electrotechnic comite) sous la référence 61967-5 et permet de mesurer l'émission conduite en mode commun du câble connecté au dispositif sous test (DST) qui doit être placé à l'intérieur du WBFC. Les signaux de puissance injectés dans un circuit intégré sont filtrés et reliés aux bobines du mode commun. Le bruit conduit est mesuré aux endroits indiqués des composants décrits par la norme. Cette méthode est valable dans la bande de fréquence allant de 150Khz à 1Ghz, et permet de superposer de manière relativement simple une perturbation de mode commun sur un composant. Cependant, les résultats obtenus sont fortement dépendants de la conception de la carte de test. L'inconvénient de cette méthode est que la cage de faraday peut se comporter comme une cavité résonante dans le cas ou les parois métalliques ou la carte sous test ont des dimensions non négligeables devant la longueur d'onde.

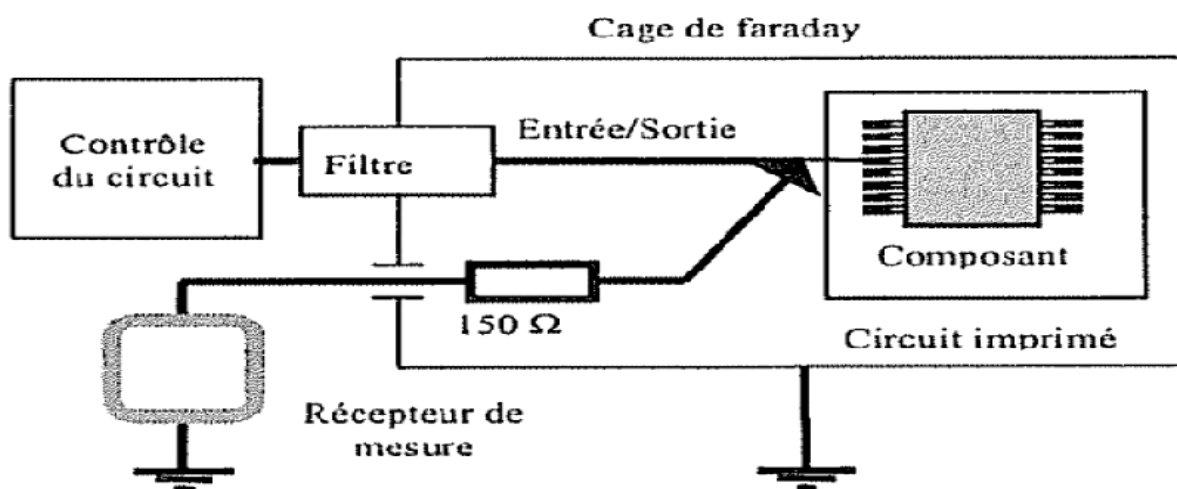


Figure II-49: Mesure de perturbation émise à l'aide d'un banc

B. Résultats de mesure

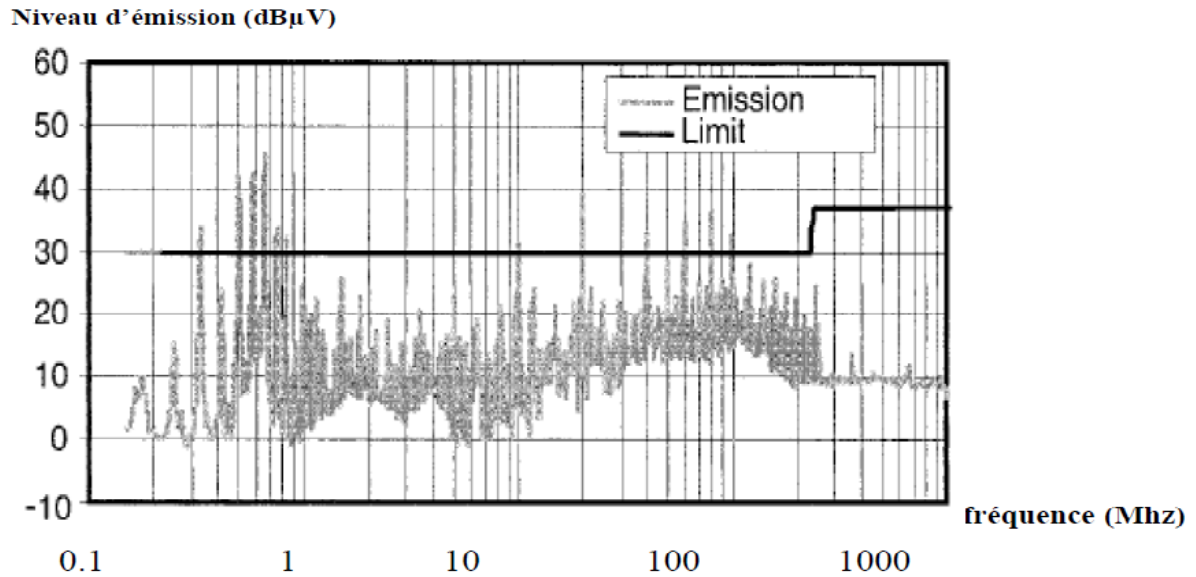


Figure II-53: Exemple d'émission d'un circuit intégré avec la méthode WBFC

Avec la technique WBFC le spectre de l'émission RF du circuit intégré monté sur une carte de test standard peut être mesuré dans la bande 150 KHz à 1Ghz. Ces mesures sont répétées pour les différents modes d'opération du circuit intégré. De plus ces mesures sont similaires à celles de la cellule TEM c'est-à dire que le dispositif sous test doit être testé dans les quartes orientations. La figure II-53 montre le niveau d'émission RF en fonction de la fréquence.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les mesures normalisées de l'émission des circuits intégrés nous avons également données quelques généralités sur les mesures de l'émission en C.E.M du composant .les mesures en cellule TEM sont bien entendu efficace mais restent limités en fréquence et ne donne aucune informations sur la nature et l'origine de bruit en mode rayonnée c'est pourquoi l'idée d'une cellule GTEM est venue résoudre ce problème de limitation en fréquence en élargissant la bande de fréquence qui monte à plusieurs gigahertz sans se soucier de l'apparition des modes supérieurs grâce à sa géométrie spécifique et l'utilisation des absorbants.

La mesure en champs proche vient en complémentarité avec ces mesures citées en haut en donnant des renseignements exactes sur les blocs bruyants et l'origine du bruit en mesurant sélectivement chaque composante du champ électromagnétique.

Les mesures conduites consistent à caractériser les perturbations conduites notamment sur les chemins d'alimentation et les entrées/sorties des circuits logiques où peut se superposer les courants due à l'activité des circuits logiques.

Chapitre III : Mesure De la susceptibilité Des Circuits Intégrés.

III-1) Introduction

Le circuit intégré constitue une source d'émission parasite qui perturbe le fonctionnement des circuit voisins il est aussi vulnérable aux agressions qui peuvent provenir de différentes sources dans la nature ,comme pour l'émission ces perturbations peuvent se propager dans le milieu conducteur ou le milieu diélectrique nous allons dans ce chapitre nous intéresser à la prédiction de l'immunité des circuit intégrés en présentant les différentes mesures quelles soient rayonnées ou conduites notamment celles normalisées qui visent à caractériser les seuil de susceptibilités d'un circuit intégrés.

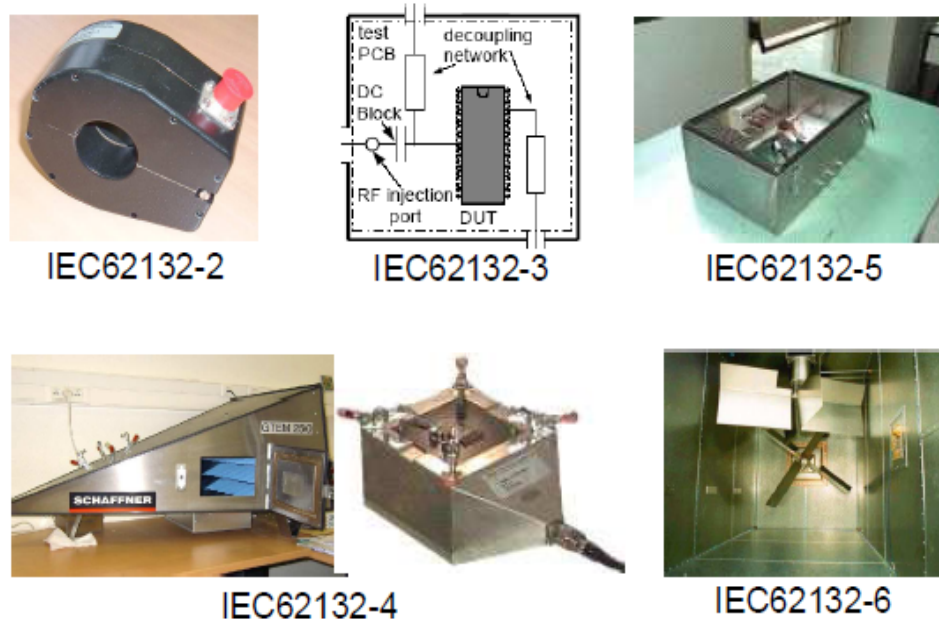


Figure III-1[7] : Méthode de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés

Tableau III-1[14] : Description des standards de mesure de susceptibilité des circuits intégrés IEC62132

standar d	Description	Type d'émission	statut
62132-2	Bulk Current Injection (BCI) : 10 KHz-400MHz	Conduite	Rapport technique
62132-3	Direct Power Injection : 150KHz-1GHz	Conduite	Commitee Draft
62132-4	Cellule TEM/GTEM : 150KHz-18GHz	Rayonné	Commitee Draft
62132-5	Cage de faraday (WBFC) : 150KHz-1GHz	Conduite	Commitee Draft
62132-6	Chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM)	Rayonné	Nouvelle proposition

Dans notre présentation des mesures d'immunité des circuits intégrés nous n'allons pas nous limiter aux méthodes normalisées, d'autres méthodes qui s'avèrent efficace prendrons part dans ce chapitre.

III-2. Généralités sur les mesures de susceptibilité des circuits intégrés

L'agression d'un circuit intégré par une onde haute fréquence peut être due à différents phénomènes selon la puissance mise en jeu, la fréquence de l'onde et son mode de pénétration. Lorsque l'onde électromagnétique est de puissance importante et lorsqu'elle pénètre dans le système par un dispositif de réception, on parle d'agression front-door. C'est un mode d'agression généralement utilisé dans le domaine militaire pour brouiller ou détruire les systèmes de communication ennemis. Dans ce cas de figure, que nous ne traiterons pas, ce sont les dispositifs de protection des amplifications qui entrent en œuvre.

Lorsque l'onde électromagnétique pénètre dans le système par des câbles ou une ouverture (aération, passages de connexions, etc.) on parle d'agression back-door. Ce phénomène, intentionnel en cas d'agression militaire ou parasite sur un système civil, est dû à un couplage entre l'onde et un conducteur (câble, PCB, composant). Pour des gammes de fréquence inférieures au GHz, le phénomène le plus courant est le couplage sur câble, ce dernier se comportant comme une antenne de réception. La propagation de ce signal est relativement bien connue et peut donc être considérablement filtrée. En revanche lorsque la source génère un signal de fréquence relativement élevée (RADAR, MFP), l'onde peut pénétrer le système par n'importe quelle ouverture et se coupler directement sur le PCB voire sur les circuits intégrés. Le tableau III-1 présente quelques sources de parasites que le système peut rencontrer selon les utilisations : la foudre, les DES (Décharge Electrostatique) et les impulsions RADAR sont rencontrées par certains systèmes embarqués tandis que les MFP (Micro-onde de Forte Puissance, ou HPM High Power Microwave) et les IEMN (Impulsion Electro-Magnétique Nucléaire) sont des perturbations de type militaire. [10]

Tableau III-2 : Sources de parasites électromagnétiques.

	Spectre	Amplitude	Forme	Remarque
IEMN	Très large bande	E=50k V/m H=200A/m	Pulse de 50 à 200ns	Temps de montée <10n. onde plane, niveau constant sur large bande
Foudre	Large bande	E=1,5k V/m I=200kA	Pulse de 0,5 à 100µs	Temps de montée <1µs. Décroissance en 1/r autour de l'éclair.
RADAR	De 0,5 à 12GHz	$P_{\max} < 10\text{Mw}$	Pulse de quelques µs	Influence à proximité (quelques km).
HPM	>0,1GHz	$P_{\max} = 10\text{Mw}$	Pulse de quelques 100µs	Arme.
DES	De 1MHz à 1GHz	$V_{\max} = 20\text{kV}$ $I_{\max} = 15\text{A}$	pulse ≈ 30µs	Temps de montée ≈ 5ns. Décharges typiques, test normalisés.

Afin de connaître le comportement d'un composant sous agression micro-onde, il est nécessaire de procéder à des tests en accord avec les contraintes environnementales et techniques. Les bancs d'agressions sont de type rayonné ou conduit, c'est-à-dire que la perturbation est émise sous forme de champs électromagnétiques, ou conduite jusqu'au circuit par un chemin préférentiel. Il existe des méthodes de tests normalisées mais beaucoup d'expérimentations sont faites selon d'autres procédures.

III-2-1 Les paramètres de réglage d'un banc d'agression

A. La forme d'onde

On distingue généralement deux formes d'onde pour les tests d'agressions qui ont chacune leurs conséquences au niveau circuit :

- Continuous Wave, le signal n'est pas modulé. Le but recherché est une agression continue dont la durée couvre tous les états du système, avec une amplitude et une fréquence constante.
- Modulation AM, la porteuse HF est modulée en amplitude par un signal sinusoïdal (sinus AM), cyclique (forme d'onde en créneau ou trapèze) ou impulsif (durée et forme variables), de fréquence inférieure. Le spectre du signal d'agression peut donc être plus ou moins riche, selon les formes de modulation. Le but de ce type de modulation est de provoquer des effets de détection dans les circuits, comme dans la figure III-2[10], qui génèrent une trame de brouillage.

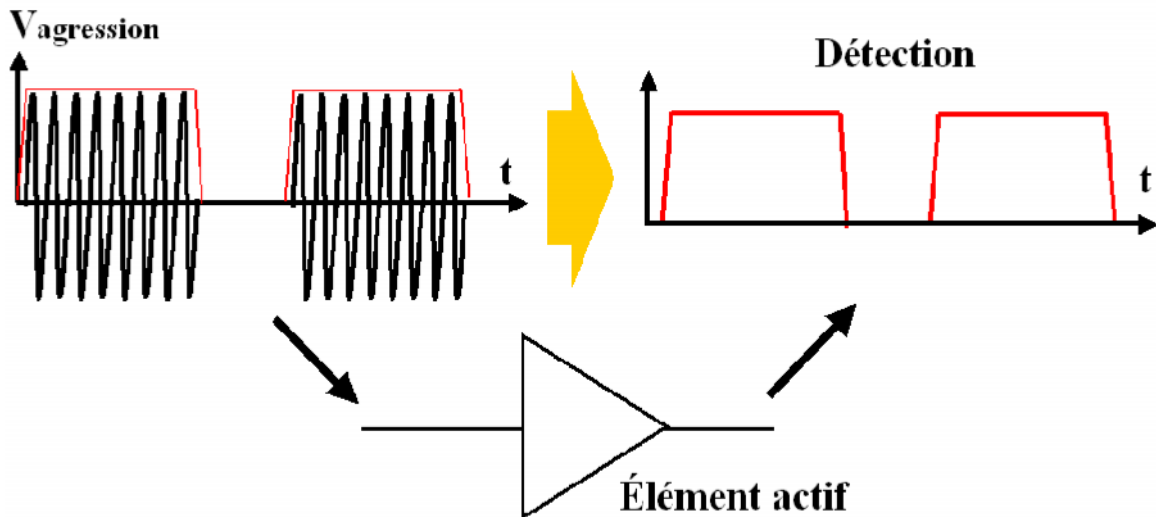


Figure III-2: Effet de détection par une entité électronique.

Les tests de type pulsé RADAR font partie des essais en modulation mais se caractérisent par un rapport cyclique très faible.

1. La fréquence

On parle de test in-band lorsque la fréquence de la porteuse (et donc du modulant) appartient à la gamme de fréquence du circuit sous test. Dans ce cas de figure, la superposition de l'agression et du signal utile est dans la gamme de fonctionnement du circuit. Le nouveau signal est donc directement interprété par le circuit.

Si la porteuse n'appartient pas à la gamme de fréquence du circuit sous test, on parle de test out-band. Plusieurs cas de figures sont alors possibles :

- L'agression est de type CW, le circuit voit alors un bruit continu.
- L'agression est de type modulé en amplitude, le circuit peut se comporter comme un détecteur, ne conservant que le modulant dont la fréquence peut être in-band. On se retrouve alors dans le cas de figure in-band cité plus haut.

Il est à noter qu'il n'existe en général pas de systèmes HF complets (amplificateurs, cornets, générateurs, etc.) capables de couvrir toutes les bandes de fréquences nécessaires au test. Ce dernier sera donc souvent divisé en différentes bandes de fréquence.

B. La synchronisation (agression pseudo-aléatoire)

Il est important de connaître le moment où est injectée / émise l'impulsion HF, car son effet va dépendre de l'état du circuit à ce moment là. Les effets ne seront pas les mêmes si l'impulsion a lieu sur une position statique (état logique « 1 » par exemple) ou sur un front

dynamique (montant ou descendant). Les approches seront donc différentes pour les circuits synchrones et les circuits asynchrones. Ces derniers seront, en général, abordés selon une approche statistique, en considérant le nombre d'erreurs en fonction d'un nombre d'agressions. Le banc d'agression peut donc être synchronisé sur le fonctionnement du circuit sous test.

C. Le niveau d'agression

C'est le paramètre le plus évident a fortiori. Cependant il n'est pas aisé de déterminer la fonction de transfert entre le générateur / amplificateur du signal d'agression et la puissance injectée dans le composant ou, dans le cas d'une agression rayonnée, le champ vu par le composant. Dans tous les cas, un équipement hyper-fréquence spécifique est nécessaire afin de connaître les puissances injectées (coupleur directif, wattmètre, etc.) dans le cas d'un banc en mode conduit ou de mesurer le champ électrique à proximité de l'équipement (sonde de champ) dans le cas d'une agression de type rayonné.

D. Polarisation

Dans le cas d'une agression de type rayonné, et selon le type de banc (chambre anéchoïde, cellule TEM), l'agression peut avoir lieu selon une orientation particulière de la carte par rapport à la polarisation de l'onde incidente.

E. Détecter l'erreur

Les détections d'erreurs sur des circuits ou des cartes électroniques font appel à des techniques matérielles (hardwares) ou softwares.

➤ La détection d'erreur matérielle

La détection d'erreur matérielle est souvent utilisée sur les bancs de tests d'agression et détecte alors les erreurs de type statique ou dynamique pour les circuits logiques. On appelle erreur statique une perturbation de niveau logique due à l'ajout d'un offset. Une perturbation dynamique correspond à une modification des temps de propagation ou de commutation d'un signal logique.

La technique de détection la plus simple est d'utiliser une broche particulière du composant sur laquelle est appliqué un critère de susceptibilité (tension, courant, temps de réponse, etc.). Tout changement d'état ou de performance du signal mesuré sur la broche (erreur logique, bruit important, erreur de transmission, etc.) est alors considéré comme une erreur induite par

l'agression. Le signal indiquant le changement de fonctionnement peut être optique (LED, voyant, fibre, etc.) ou électrique (sonde d'oscilloscope, entrée numérique d'un autre circuit, carte d'acquisition, etc.). La détection matérielle est de loin la plus utilisée en susceptibilité des composants.

➤ **La détection de type software**

La détection software est en réalité la seule méthode pour visualiser les erreurs internes non majeures (reset, latch-up, etc.). Toutefois leurs applications dépendent directement du circuit à tester. Au niveau équipement, il est possible d'activer des détections relativement élaborées. Ce n'est pas le cas au niveau circuit, car ce dernier offre des moyens plus rudimentaires. De plus, l'extraction de l'information « faute interne détectée » peut devenir problématique, car, elle aussi, sera soumise à une éventuelle modification perturbation.

III-3) Les Méthodes de mesures de la susceptibilité des circuits intégrés

Les normes décrivant l'agression harmonique des circuits intégrés sont regroupées sous le standard IEC62132. Celles-ci permettent d'étudier la susceptibilité des circuits intégrés soit de manière conduite soit de manière rayonnée jusqu'à 1 GHz. Certaines reprennent des techniques décrites dans les normes de mesure d'émission IEC61967.

III-3-1) Les méthodes rayonnées

III-3-1-1) Les mesures en chambre anéchoïde

A. Présentation

A l'origine utilisées pour des mesures systèmes, les chambres anéchoïde peuvent également servir pour des mesures orientées circuits intégrés au travers de certaines adaptations : il est nécessaire d'isoler le composant sur une face de la carte de test, et de concevoir cette face de façon à ce qu'elle puisse servir "d'antenne de réception" de la perturbation. En effet, les petites dimensions des composants font qu'un couplage direct est négligeable aux basses fréquences et relativement faible pour des fréquences de l'ordre du Gigahertz. Le principe de fonctionnement est décrit par la Figure II. Un générateur RF crée un signal harmonique ou modulé qui est ensuite transmis à un amplificateur de puissance. Ce dernier est connecté à une antenne large bande, généralement de type bi-cône ou log périodique, chargée d'émettre le champ électromagnétique. Le niveau du champ transmis vers

le composant sous test est mesuré par un indicateur de champ permettant ainsi de déterminer le niveau de perturbation qu'est capable de tenir le circuit. Les antennes et le composant sont placés dans l'univers confiné d'une chambre de Faraday dont les parois ont été recouvertes d'absorbants limitant ainsi les réflexions indésirables.

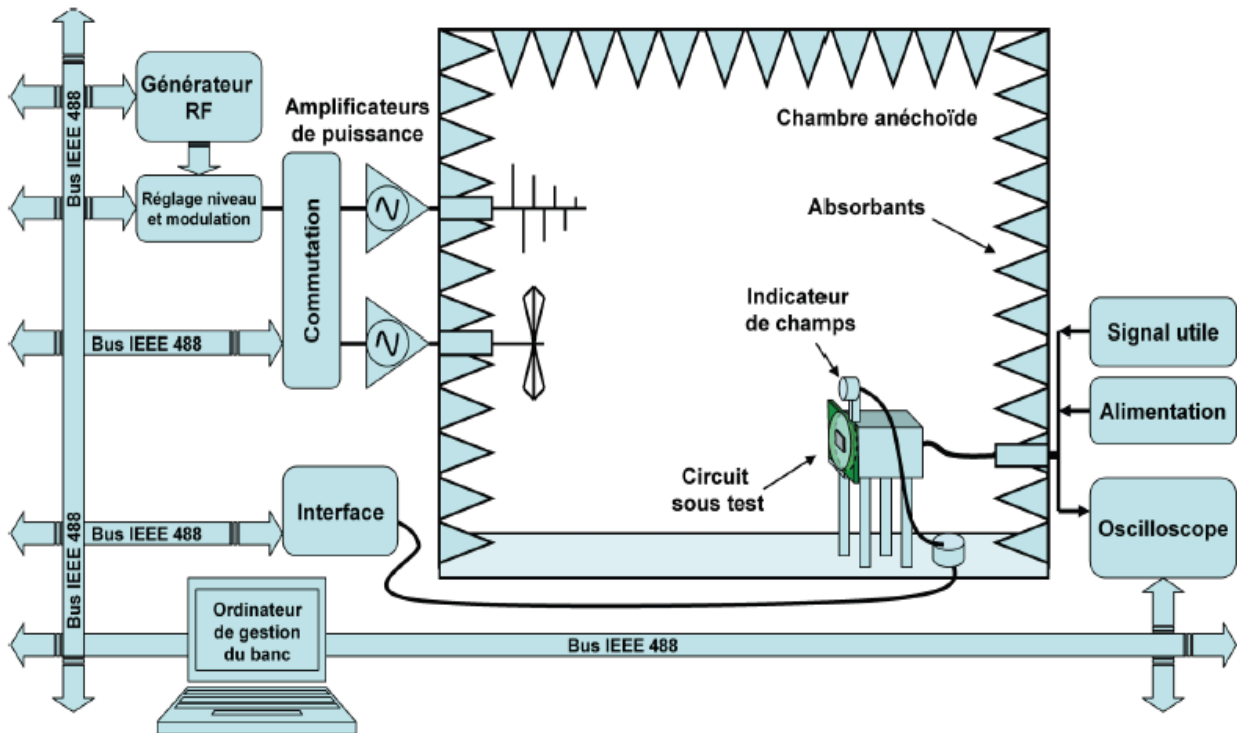


Figure III-3 : Principe de mesure en chambre

La directivité des antennes impose d'effectuer les mesures selon deux orientations de façon à tester les deux polarisations (horizontale et verticale) possibles.

Le principal avantage d'une telle méthode est le fait qu'elle soit effectuée dans un environnement limitant les phénomènes parasites comme l'apparition d'ondes stationnaires. En contre partie, l'utilisation d'antenne dont le taux d'onde stationnaire (TOS) est élevé aux basses fréquences nécessite des amplificateurs de forte puissance. En effet, la puissance fournie aux antennes, pour les basses fréquences, est principalement réfléchi. Enfin, les coûts financiers et en terme d'occupation de l'espace sont très importants pour une méthode qui n'est pas très bien adaptée au problème des circuits intégrés puisque le couplage direct du champ électromagnétique avec la puce est très faible.

A. Résumé des caractéristiques de la méthode

- Milieu isolé.
- Coût très important.
- Fréquence d'utilisation supérieure à 30 Mhz.
- Agression en champ lointain.

III-3-1-2) Chambre réverbérante à brassage de modes

A. Présentation

Comparée à une chambre anéchoïde, la chambre à brassage de modes permet d'injecter un niveau de champ supérieur vers le circuit à tester : selon Bäckström, 100 W permettent de générer un champ de quelques kV/m. De plus, le fait de ne plus avoir de polarisation du champ diminue les temps de mesures et permet une bonne reproductibilité de la mesure tout en ayant moins à se soucier de la position précise du composant testé. Enfin, le volume occupé par une chambre réverbérante est généralement moindre comparé à celui d'une chambre anéchoïde. En contre partie, travailler dans un milieu statistiquement uniforme et isotrope fait qu'il est difficile de reproduire les effets rencontrés en champ libre. Une autre difficulté apparaît lorsque l'on s'intéresse à des perturbations de type transitoire puisque l'on ne considère plus un champ homogène. De ce fait, ce type de test ne peut être effectué dans un tel environnement. Enfin, la génération d'un champ électromagnétique dont les caractéristiques fréquentielles sont inférieures à quelques centaines de MHz est très fortement dépendante du dimensionnement de la chambre réverbérante elle-même.



Figure III-4 : Chambre réverbérante a brassage de mode

Une chambre réverbérante ne possède pas d'absorbants. Le champ perturbateur généré par des antennes rotatives n'est pas polarisé selon une direction, il est statiquement uniforme et isotrope. Ces chambres sont généralement utilisées pour des mesures d'immunité de grands véhicules. Par exemple, l'intérêt envers les chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM) dans le domaine industriel automobile vient de la nécessité de rendre plus efficace le processus de préconisation-validation-homologation de la compatibilité électromagnétique d'un véhicule. Au niveau des circuits intégrés, l'utilisation de cette chambre permet d'injecter vers le circuit un niveau de champ supérieur à celui d'une chambre anéchoïque. Enfin, l'utilisation des chambres anéchoïque et réverbérante reste limitée sur les grands véhicules de test.

B. Résumé des caractéristiques de la méthode

- Simple à mettre en œuvre.
- Reproductibilité des résultats de mesure.
- Champ important pour des puissances injectées modérées.
- Fréquence d'utilisation supérieure à 100 MHz.
- Signaux pulsé non utilisable.
- Peu représentative des champs ouverts.

III-3-1-3) La stripline

A. Présentation

La stripline, ou ligne triplaque, créée par Groenveld et De Jong, repose sur le principe d'une ligne de transmission constituée de deux plaques parallèles (Figure II.3) entre lesquelles règne un champ électromagnétique uniforme. Sa propagation s'effectue selon le mode TEM. Le système ou le composant à tester est placé sur un support isolant à l'intérieur de ce champ. Pour réaliser une mesure complète il est nécessaire d'effectuer trois mesures selon les trois orientations possibles.

La stripline est une des premières méthodes de mesure rayonnée de la susceptibilité des composants, elle peut être utilisée aussi pour des mesures d'émission. Le principe de cette méthode est de placer deux plaques en parallèle, entre lesquelles une onde se propage en mode électromagnétique transverse (TEM) afin de produire un champ spécifié pour des essais (figure III-5) [9]. Ces plaques ont une forme rectangulaire au milieu et triangulaire aux extrémités. Cette technique est efficace en injectant la puissance d'agression par une des deux

entrées, l'autre étant adaptée à 50 Ω . La puissance d'injection suffisante pour agresser un composant de test placé sur un support isolant entre les deux plaques dépend de la distance qui les sépare et qui varie entre 150 mm et 800 mm selon le modèle, on parle donc du champ reproduit par cette injection. Quelques watts suffisent pour créer un champ d'environ 10 V/m. En contrepartie, la fréquence d'injection est limitée à des valeurs inférieures à 200 MHz.

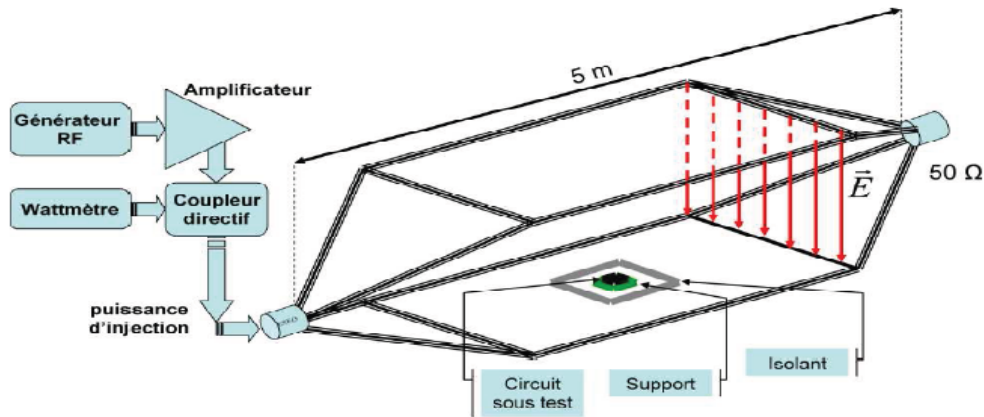


Figure III-5 : Mesure de la susceptibilité en stripline

B. Résumé des caractéristiques

- Puissance injectée modérée.
- Nécessite une cage de Faraday.
- Limitation de fréquence à 200 MHz.

III-3-1-4) Cellule TEM

A. Présentation

La cellule TEM (plus de détails dans le chapitre II) est un guide d'onde ayant une structure fermée et qui peut avoir un accès, deux accès des ou accès multiples. Elle est utilisée pour les mesures d'émission et de susceptibilité des circuits intégrés. Il existe différents types de cellules TEM.

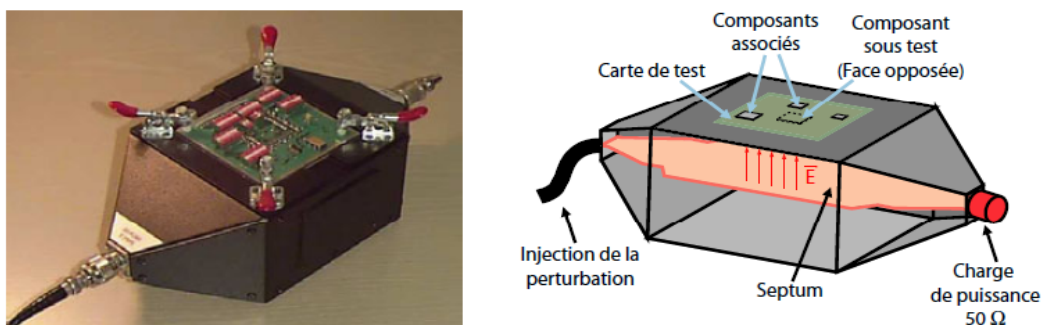


Figure III-6 : cellule TEM pour mesures de la susceptibilité

Généralement, pour les mesures d'immunité, on utilise les cellules TEM à deux accès, où le premier est destiné à l'injection de la puissance et le deuxième est adapté avec une charge de 50Ω . Comme sur la figure, la cellule TEM est une enceinte blindée auto-suffisante vis-à-vis des champs extérieurs ou des réflexions. L'élément essentiel de cette cellule est le septum qui sert, selon la puissance d'injection, à créer un champ par couplage électromagnétique avec le circuit sous test afin de mesurer l'immunité de ce dernier. De nouvelles cellules sont réalisées spécialement pour des mesures d'immunité avec une gamme de fréquence d'injection jusqu'à 3 GHz et de puissance jusqu'à 1.6 kW. Le tableau III-3 montre quelques relations entre la fréquence et la puissance d'injection ainsi que les dimensions de la cellule.

Tableau III-3 : Exemples de cellule TEM.

Cellule	TEMF200	TEMF500	TEMF1000	TEMF3000
Bande de fréquence	DC-200 MGz	DC-500 MGz	DC-1 GHz	DC-3GHz
Dimensions	130x70x62 cm	60x30x22 cm	45x22x16 cm	15x8x6 cm
Puissance d'injection (max)	1,6 kW	1 kW	750 W	400 W

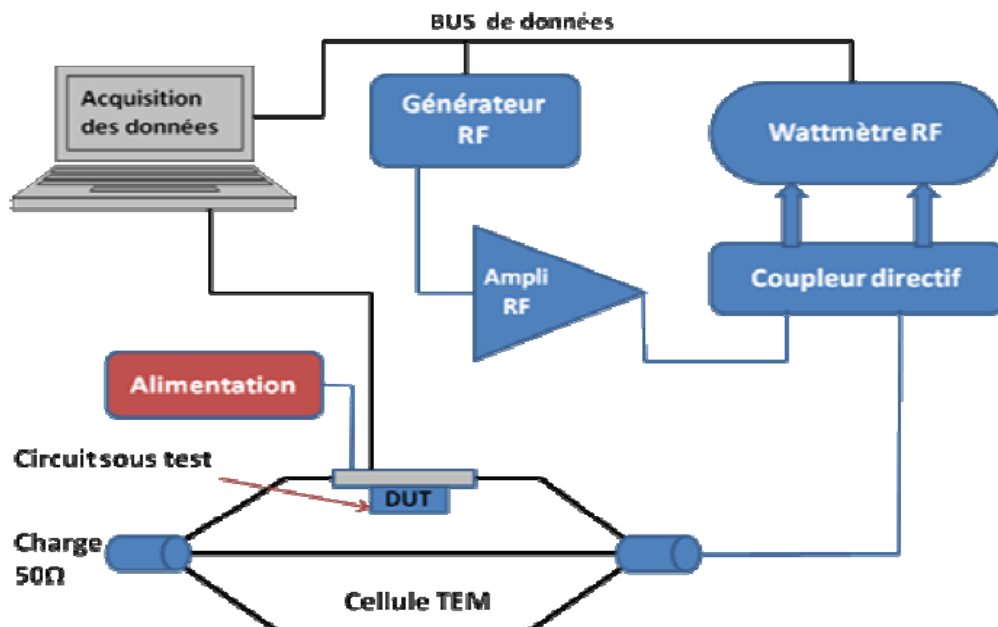


Figure III-7 :Banc de mesure de susceptibilité en cellule TEM

III-3-1-4) Résumé des caractéristiques de la méthode

- Coût modéré.
- Espace réduit.
- Puissance injectée modérée.
- Faible couplage à cause de la limitation en fréquence.
- Mesure dans la bande de fréquence 1 Mhz.

III-3-1-5) Cellule GTEM (Gigahertz TEM)

La première cellule GTEM a été développée en 1987, dans le but d'élargir la bande de fréquence d'injection au-delà de celle permise par une cellule TEM (1 GHz). L'idée est de minimiser l'influence des coins d'une cellule TEM, qui sont en fait la cause de la limitation en fréquence. La cellule GTEM se compose d'un septum la partageant en deux dans le sens de sa longueur. [9]

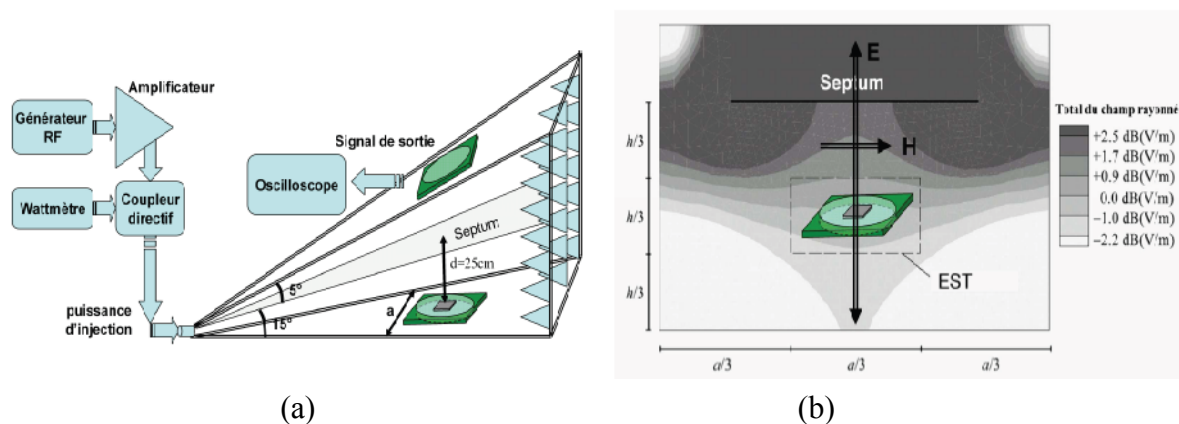


Figure III-8 : a-Mesure de susceptibilité en cellule GTEM.
b-Exemple de rayonnement d'un septum de cellule GTEM.

La partie (a) de la figure III-8 montre la position de ce septum, avec d'un côté l'accès adapté et de l'autre un mur de matériaux absorbants. La principale caractéristique permettant à cette cellule d'atteindre de telles performances vient de l'adaptation continue du septum à l'aide d'une charge résistive pour les basses fréquences et l'utilisation d'absorbants semblables à ceux des chambres anéchoïde pour la haute fréquence. La construction pyramidale assure une bonne propagation des ondes. Un exemple du champ rayonné produit par le septum autour du circuit est montré sur la partie (b) de la figure III-8. La gamme de fréquence d'injection peut atteindre 18 ou 24 GHz selon les modèles et le volume utile interne. Le champ électrique produit par le septum autour du circuit peut être calculé par l'équation III.1[9] :

$$E = \frac{\sqrt{PZ}}{h} \quad \text{(III-1)}$$

Où Z est l'impédance caractéristique (50 Ω), P la puissance d'injection et h la distance entre le septum et le circuit sous test. Comme dans la cellule TEM, les mesures de l'émission ou de l'immunité d'un circuit intégré nécessitent des besoins spécifiques au niveau du circuit imprimé (10.3x10.3 cm), et la position de ce circuit intégré sur la carte (placé seul sur la face en regard du septum).

III-3-2) Autres méthodes rayonnées

III-3-2-1) Cellule de Laplace

La cellule de Laplace ressemble à la cellule GTEM, mais avec un septum uniforme spécialement conçu, qui recouvre le circuit d'une façon volumique. Le principe est de placer le composant de test entre deux septa, ce qui produit un champ plus efficace. La limite fréquentielle d'injection est de 3 GHz, avec un champ électrique de l'ordre de 20 V/m en injectant une puissance de 10W à l'entrée. La figure III-montre la propagation du champ sur le composant en comparaison avec celui de la cellule GTEM. [9]

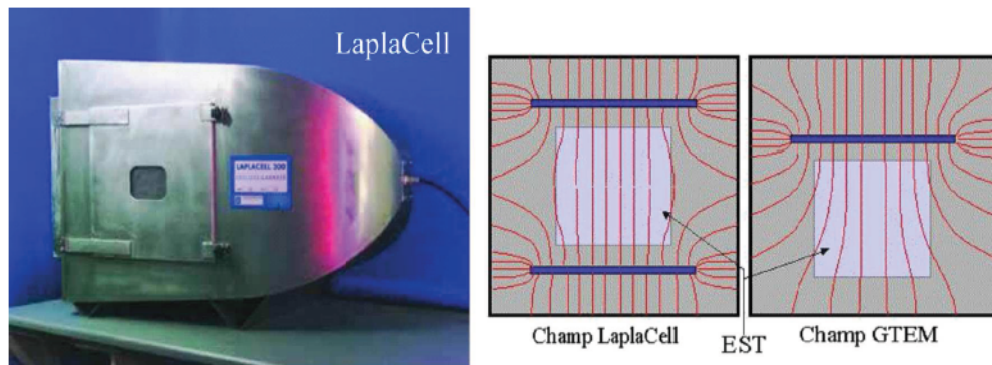


Figure II-9 : Cellule de Laplace

Le tableau III-5 montre quelques exemples de cellules de Laplace, et la relation entre la puissance d'injection, la fréquence d'injection et les dimensions de ces cellules.

Tableau III-4 : exemple de cellule de Laplace

	Lc300	Lc300/2	Lc600
Volume d'EST (MAX)	30 cm ³	30 cm ³	60 cm ³
Dimensions d'EST	35x38x45 cm	35x38x45 cm	78x82x87 cm
Fréquence	30-1000 Mhz	30-3000 Mhz	30-3000 Mhz
Puissance d'injection (max)	50W	100W	100W

III-3-2-2) Banc champ proche (Near-Field - NF)

La méthode de mesure en champ proche (Figure III-10) est basée sur l'injection directe de puissance en mode rayonné. On parle donc ici d'une sonde d'injection, de type magnétique ou électrique. Par exemple, la tête de la sonde magnétique est une boucle localisée au dessus de la broche du circuit à agresser. Un générateur sinusoïdal est utilisé pour créer un signal harmonique ou modulé qui est ensuite transmis à un amplificateur de puissance afin d'être injecté dans la sonde, via un coupleur directif qui est généralement utilisé pour mesurer les puissances incidente et réfléchie. Un champ est créé entre la boucle de la sonde et le circuit. Ce champ se couple ensuite et se transforme en courant électrique dissipé dans le circuit, et qui est capable de perturber ou même dégrader le fonctionnement interne de ce dernier. Le champ à créer peut être magnétique ou électrique, dépendant de la sonde d'injection et sa position. Ainsi, pour créer un champ magnétique, on utilise une boucle à axe vertical pour le champ H_z , et horizontal pour les champs H_x et H_y . Pour le champ électrique, on utilise un brin vertical pour le champ électrique E_z et horizontal pour les champs magnétiques E_x et E_y , comme le montre la partie droite de la figure. La mesure de la susceptibilité en champ proche pourra également s'effectuer à l'aide d'un scanner qui donne des résultats en trois dimensions.

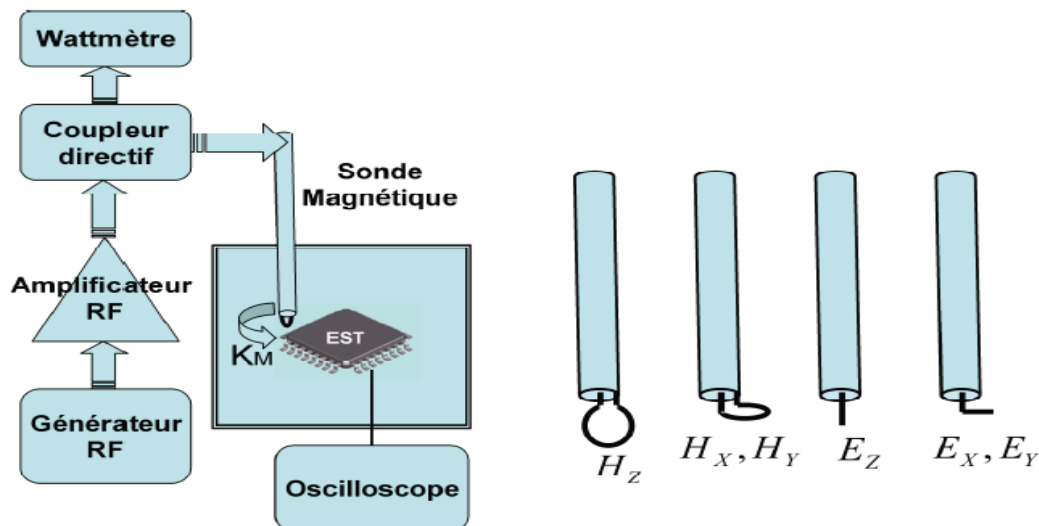


Figure III-10 : Banc de mesure en champ proche

III-3-2-3) Agression par lignes couplées

Il s'agit ici du couplage d'une ligne vers une autre, qui peut être électrique ou magnétique. Avec deux lignes, le couplage de la ligne 1 vers la ligne 2 fait apparaître des tensions et des courants sur la ligne 2 alors que celle-ci n'est pas alimentée. On peut utiliser ce phénomène de couplage comme méthode d'agression. La ligne 1 (perturbatrice) peut dans ce cas être alimentée par un signal sinusoïdal amplifié, alors que la ligne 2 est une ligne de communication entre un circuit intégré et une charge ou entre deux circuits intégrés (Figure III-11). La fréquence et la puissance d'injection dans la ligne perturbatrice et la distance séparant les deux lignes sont des facteurs importants dans la création du champ agresseur.

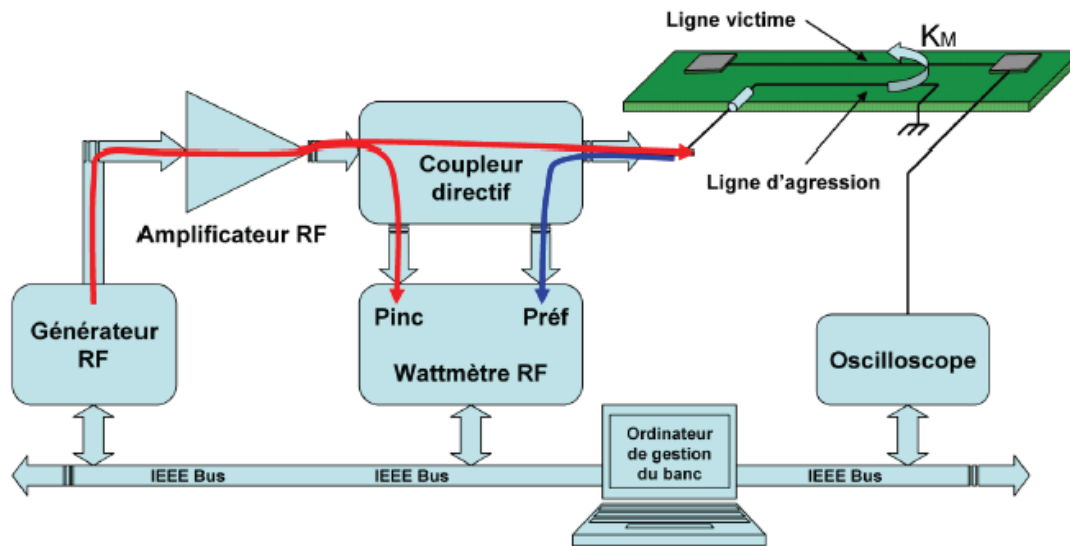


Figure III-11 : Agression du C.I par ligne couplées

III-3-2-4) Agression par une sonde conique (LIHA)

L'idée directrice de la sonde LIHA (pour Local Injection Horn Antenna), consiste à mimer le fonctionnement d'une cellule TEM en minimisant le volume. La figure III-12 illustre le principe d'agression similaire à celui de la DPI (page), avec une différence dans la technique de couplage du signal perturbateur avec le circuit sous test. L'avantage de cette méthode est la large gamme de fréquences d'injection qui peut atteindre 18 GHz, ce qui est largement suffisant à l'heure actuelle pour effectuer des tests de susceptibilité.

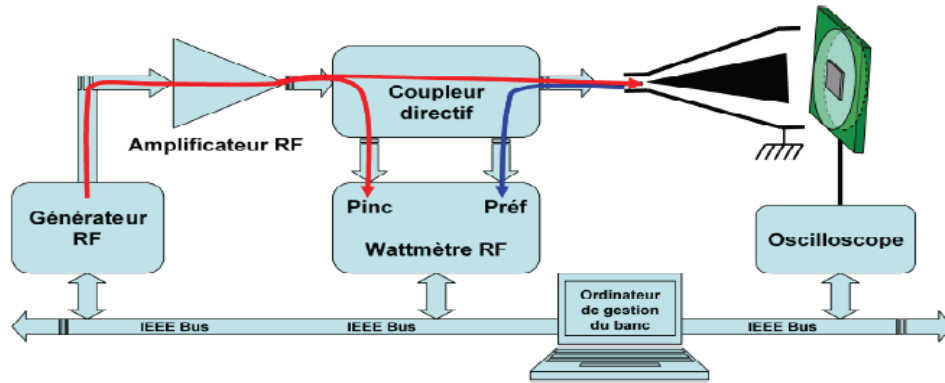


Figure III-12 : Aggression du C.I avec une sonde conique

Le but de la structure LIHA est de former un champ magnétique circulaire et un champ électrique perpendiculaire au circuit, de façon à y produire les couplages les plus perturbants. Nous nous sommes donc tournés vers une structure coaxiale terminée par une surface plane de façon à créer une capacité entre le point chaud et le plan de masse de la carte testée, le composant sous test étant « emprisonné » dans cette capacité. Le passage du connecteur de type SMA à des dimensions mécaniques adaptées au composant se fait par un évasement progressif de forme conique. La conservation d'un rapport précis entre le diamètre du cône intérieur et celui du cône extérieur permet de contrôler l'impédance caractéristique de la partie conique. La figure III-13[10] présente le principe énoncé. Afin de varier et faire progresser l'outil, plusieurs géométries ont été imaginées : élargissement du cône, LIHA pyramidal, point chaud filaire.

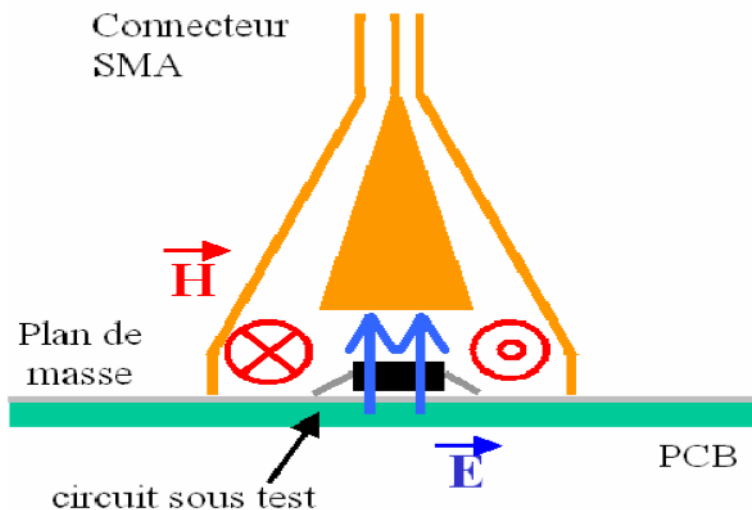


Figure III-13 : Principe du LIHA.

III-3-3) Méthodes conduites

III-3-3-1) Banc d'injection directe de puissance (DPI)

La caractérisation du comportement des circuits intégrés aux agressions électromagnétiques devient un sujet tout à fait actuel et important afin d'assurer la compatibilité électromagnétique de systèmes complets. Dans ce but, plusieurs méthodes de mesure ont été mises au point et sont en cours de normalisation par l'IEC (International Electrotechnical Commission), dont la méthode Direct Power Injection (DPI).

A. principe

Cette technique est basée sur l'injection directe de puissance sur une ou plusieurs broches d'un circuit sous test. Comme le montre la figure III-13[9], un signal d'agression de type continu (CW) ou modulé en amplitude (AM) est produit par un générateur sinusoïdal et amplifié par un amplificateur de puissance, afin qu'il soit injecté dans le circuit sous test à travers un coupleur directif. L'utilisation de ce coupleur permet de mesurer les deux puissances, incidente et réfléchiée. Une sonde est ajoutée pour injecter la puissance sur la broche choisie pour le test (système d'alimentation, entrée/sortie, etc.). Une capacité d'injection sera placée entre la sonde d'injection et la broche du circuit sous test. Des études ont été faites sur l'importance de cette capacité d'injection dans le banc DPI et montrent que plus la capacité de découplage est importante, plus la fréquence de résonance associée est basse. Le rôle initial joué par une capacité d'injection est de bloquer la tension continue du système d'alimentation du circuit sous test afin qu'elle ne détruise pas le système d'injection (amplificateur, générateur RF). La méthode d'injection directe de puissance est normalisée (IEC62132-4) et exige l'addition de réseaux de découplage entre le circuit, le contrôle du composant et le système d'alimentation. Quelques circuits ont été conçus avec un système d'alimentation intégré sur un circuit imprimé, ce qui exige d'augmenter l'inductance de l'alimentation. Généralement, l'agression en DPI est effectuée sur le réseau d'alimentation du circuit, soit le V_{dd} ou le V_{ss} ce qui implique la nécessité du réseau de découplage.

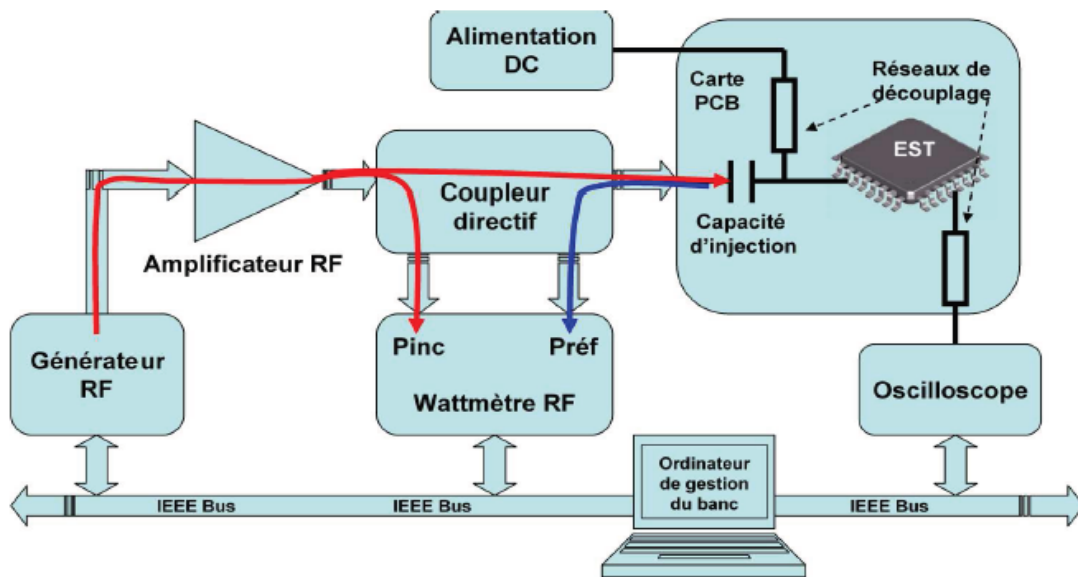


Figure III-13 : Principe de mesure par injection direct de puissance

B. Equipement de mesure

Les équipements de mesure utilisés, illustrés dans la figure III-15, sont les suivants :

- Générateur RF (de 10 MHz à 1 GHz) servant à reproduire une forme d'onde représentative du signal d'agression.
- Amplificateur de puissance d'impédance interne 50Ω pour amplifier le signal d'agression.
- Coupleur directif permettant de séparer les puissances injectée et réfléchi. Les valeurs de ces deux puissances sont récupérées par des wattmètres reliés à deux des sorties du coupleur ("3" et "4" dans la figure III-16).
- Sonde d'injection connectée à la dernière sortie du coupleur.
- Capacité d'injection placée entre la sonde d'injection et le point agressé dans le circuit

Cette capacité sert à bloquer la tension continue provenant du système d'alimentation du circuit et susceptible de dégrader l'amplificateur de puissance. Sa valeur varie selon la plage de fréquence d'injection. La puissance est ainsi injectée directement sur la broche agressée du composant.

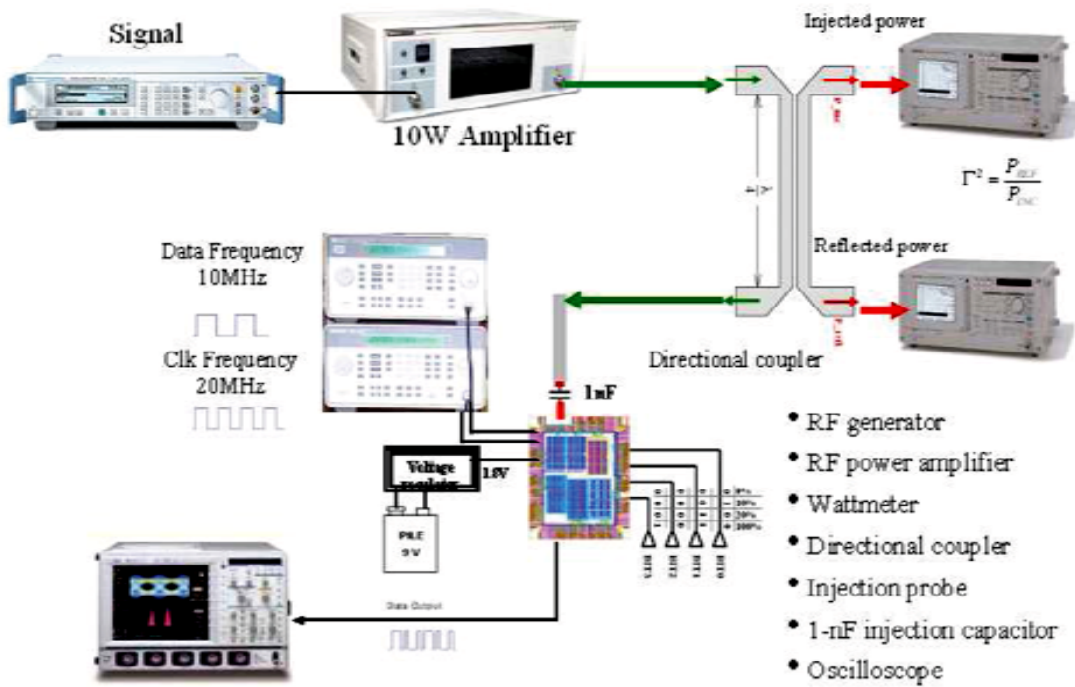


Figure III-14 : schéma et appareils utilisée pour une mesure de type DPI

Le coupleur directif est un élément très important dans les mesures en susceptibilité des circuits intégrés la figure suivante montre un coupleur directif avec ses différentes sorties.

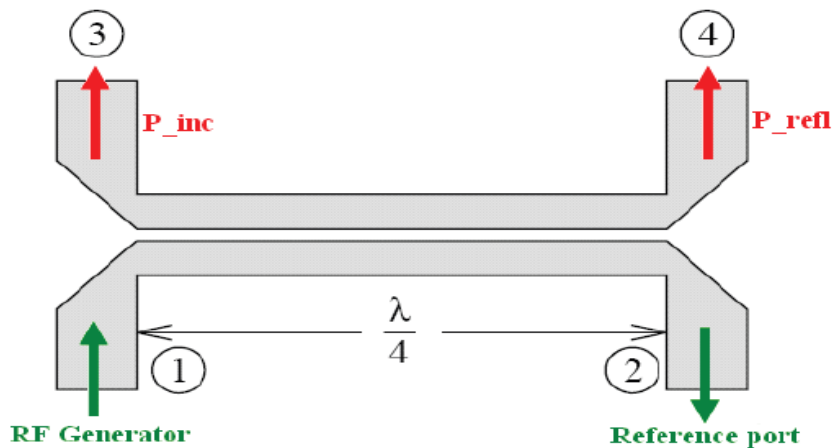


Figure III-16 : Coupleur directif pour mesurer les puissances injectées et réfléchies

C. Agression en DPI d'une entrée sortie d'un circuit intégré

- **Présentation du cas d'étude**

Le cas d'étude choisi est un microcontrôleur 16 bits : le HCS12X de Freescale [S12X]. Ce circuit, dédié aux applications automobiles, est construit en technologie CMOS 0.25 µm,

sur un substrat P fortement dopé. La version utilisée est montée dans un boîtier de type *ThinQuad Flat Package* à 144 broches (TQFP) et dispose de 14 ports d'entrée-sortie 8 bits, de 8 paires d'alimentation, d'un oscillateur et d'une boucle à verrouillage de phase interne, d'un cœur digital et de 16 entrées de conversion analogique numérique. La figure III-17 décrit le *set-up* de l'expérience.

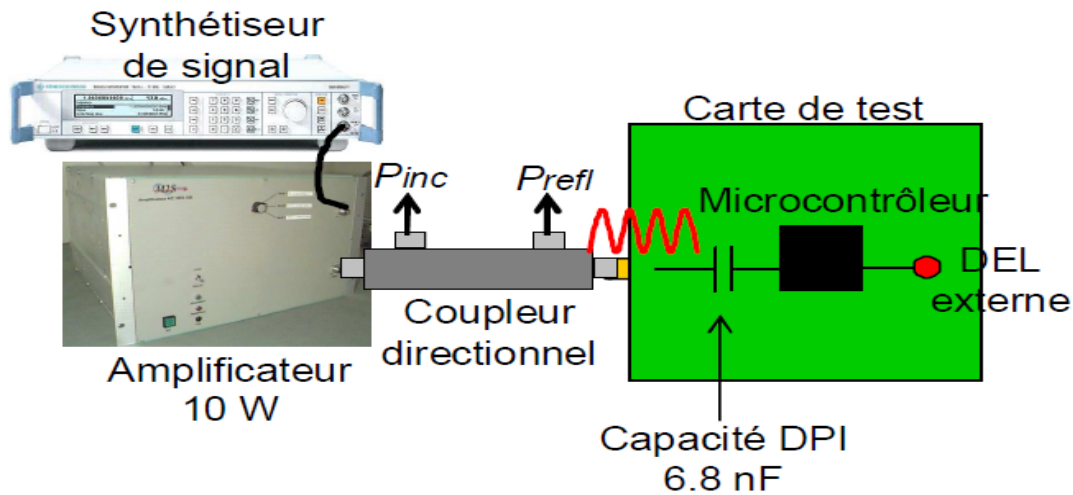


Figure III-17 : Agression en DPI d'une entrée/sortie d'un microcontrôleur

L'E/S testée est configurée en entrée, nous étudions sa susceptibilité à une perturbation radiofréquence (RF) incidente. Le microcontrôleur est monté sur une carte de test 4 couches au format TEM. Une capacité de 6.8 nF est placée en entrée de l'E/S et sert de capacité d'injection. La perturbation RF, produite par un synthétiseur de signal et un amplificateur 10 W, est injectée directement par l'intermédiaire d'un coupleur directif sur un connecteur de la carte, réduisant ainsi la longueur du chemin d'injection. Le critère de défaillance choisi est un changement erroné de l'état logique de l'E/S. Pour le tester, une routine implantée dans la mémoire programme du microcontrôleur vient lire régulièrement l'état de l'E/S et le recopie sur une autre E/S configurée en sortie, connectée elle-même à une diode électroluminescente (DEL). Celle-ci permet un contrôle visuel du critère de susceptibilité. Les tests de susceptibilité sur ce circuit sont effectués entre 10 MHz et 2 GHz en fixant une puissance incidente maximale de 25 dBm. La figure III-18 présente le résultat de caractérisation du seuil de susceptibilité de l'E/S. La puissance à injecter pour induire une défaillance en basse fréquence est faible, mais elle tend à augmenter de plus en plus vite avec la fréquence. On peut remarquer une diminution du niveau de susceptibilité entre 550 et 900 MHz. Au-dessus de 1450 MHz, il n'est plus possible de modifier l'état de l'entrée.

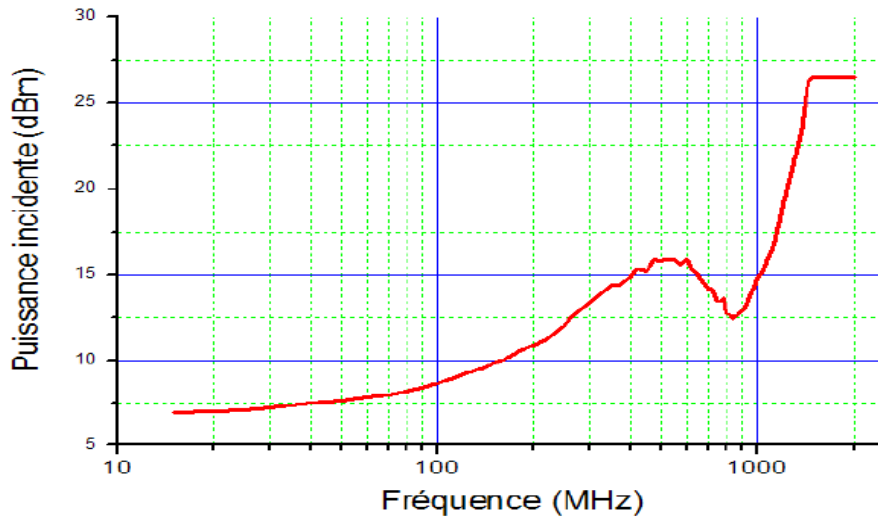


Figure III-18 : Mesure du seuil de susceptibilité de l'E/S étudiée

D. Organigramme de mesure

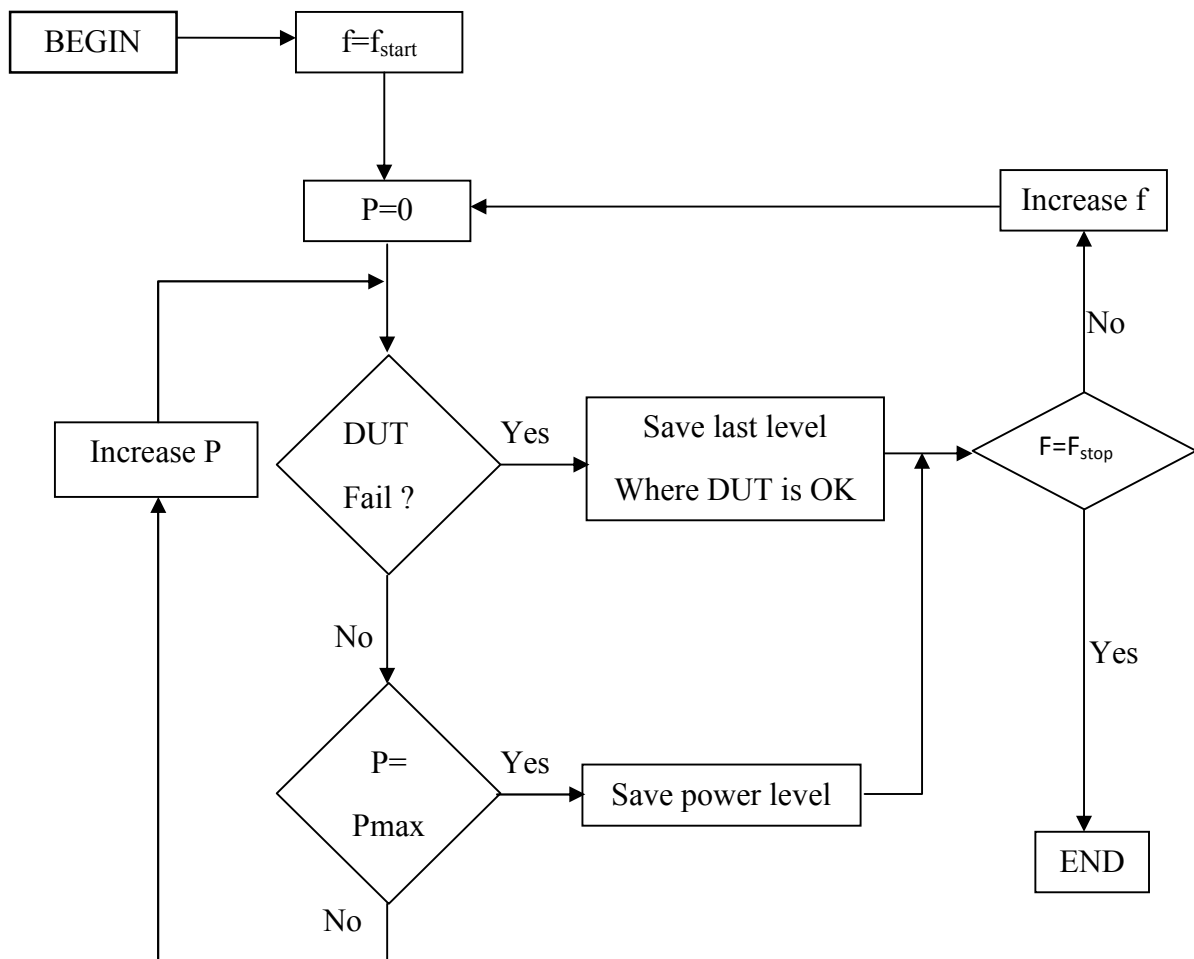


Figure III-19 : Organigramme de mesure DPI

E. Perte de puissance

Les mesures de susceptibilité ne sont pas effectuées dans des conditions parfaites. Une puissance importante est injectée à travers un dispositif complexe, et le circuit intégré subissant l'essai est monté sur un circuit imprimé. En haute fréquence, il est donc plus que probable que des pertes en puissance soient observées. Celles-ci comprennent :

- la puissance réfléchie vers le générateur, provenant d'une simple désadaptation d'impédance entre le circuit et le générateur
- les pertes conduites, dues à l'effet de peau dans les conducteurs,
- les pertes diélectriques, liées principalement au circuit imprimé,
- les pertes radiatives ou rayonnées, dans le dispositif d'injection et le circuit imprimé.

Du point de vue de la propagation, les puissances incidente et réfléchie sont déduites à partir des relations liant les ondes de tension et de courant. La tension transmise est donnée par l'équation :

$$V_t = V_i - V_r \quad \text{(III-2)}$$

Où V_i représente la tension incidente et V_r la tension réfléchie.

F. Calcul de la puissance

Un analyseur de réseau est dédié au calcul de paramètre S_{11} , la puissance transmise dépend de l'impédance du dispositif sous test et peut être donnée par l'équation suivante :

$$Z_{DST} = Z_0 \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \quad \text{(III-3)}$$

La puissance incidente est donnée par la formule suivante :

$$P_{inc} = I_{Z_0} \times V_{inc} = \frac{V_{inc}^2}{Z_{DST}} \quad \text{(III-4)}$$

La puissance transmise est donnée par

$$P_{trans} = \frac{4Z_0 Z_{DST}}{|Z_{DST} + Z_0|^2} \quad \text{(III-5)}$$

III-3-3-2) Cage de Faraday (Work Bench Faraday –WBFC)

A. Présentation

La cage de Faraday est une méthode standardisée pour les mesures d'immunité en mode conduit, elle modélise les perturbations issues de câbles directement connectés au circuit imprimé.

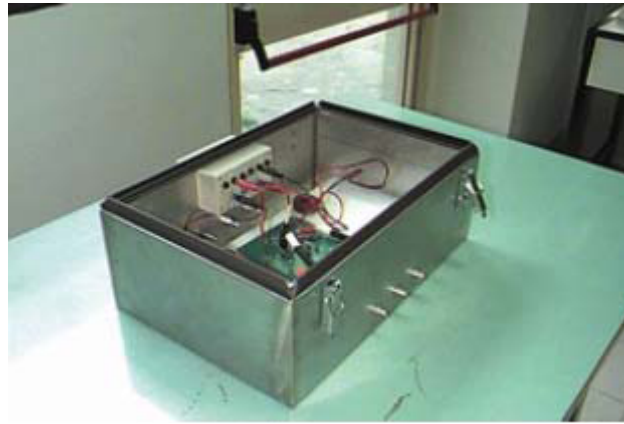


Figure III-20 : Cage de faraday pour test sur CI (WBFC).

Le circuit à tester est monté sur une carte spécifique PCB (50×35×15 cm). Placée à l'intérieur de cette cage, il est protégé de tout bruit électromagnétique extérieur. Aussi tous les signaux nécessaires au fonctionnement du composant ainsi que les signaux de contrôle entrant et sortant de l'enceinte métallique sont injectés via des filtres comme le montre la figure III-21. La gamme de fréquence est de 1Mhz à 1GHz.

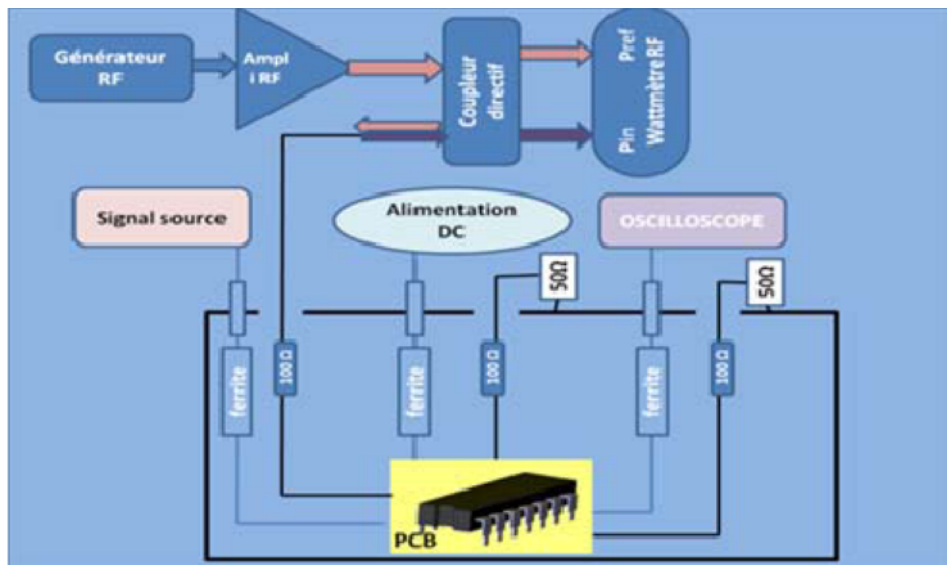


Figure III-21 : Banc de mesure en immunité pour WBFC

Comme pour la méthode DPI, le signal à injecter peut être continu (CW) ou modulé (AM), il est amplifié avec une puissance max de 5W. Un coupleur permet de récupérer les deux puissances, injecté et réfléchi.

B. Application de la mesure

Pour appliquer cette méthode il est à noter que la nécessité que la longueur des fils connectés à la source et la victime doivent être plus longue que les dimensions du circuit intégrés. La fréquence minimale de la bande utilisée est déterminée par la longueur maximale du fil connecté au port du circuit intégré.

C. Fréquences de résonance

Les dimensions d'une cage de Faraday utilisée pour le test d'immunité sont de 0,5×0,35×0,15 m ; la fréquence de résonance en dépend et elle est donnée par la formule suivante [14]:

$$F_{mnp} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 + \left(\frac{p}{h}\right)^2} \quad (\text{III-6})$$

Où :

F_{mnp} : fréquence Hz

μ_0 : Perméabilité (Air = 1,0)

μ_r : Perméabilité $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

ε_0 : permittivité absolue ($8,85 \times 10^{-12}$ F/m)

ε_r : permittivité relative (Air = 1,0)

$m n p$: modes (0,1,2)

M : la longueur en m

L : la largeur en m

H : la hauteur en m

Sur la figure III- un simple test est donné, en général les C.I ont plusieurs connexions dans le dessin de la figure nous avons considéré un circuit à 2 connexions seulement, lorsque les deux ports représentent une impédance de 150Ω en mode commun la tension du mode commun U_{com} vaut la moitié de la tension RF le champ électrique correspondant peut être donné en fonction de cette tension et la hauteur h qui sépare le circuit au support de mesure :

$$E = \frac{U_{com}}{h} \quad (\text{III-7})$$

Un courant en mode commun I_{com} distribué sur le dispositif sous test avec une densité de courant J_{com} engendrant ainsi un champ magnétique qui vaut :

$$H = \frac{I_{com}}{2\pi R} \quad (\text{III-8})$$

Et la tension aux bornes du DST est:

$$V_{AB} = Z_{DUT} \times i_{com} \quad (III-9)$$

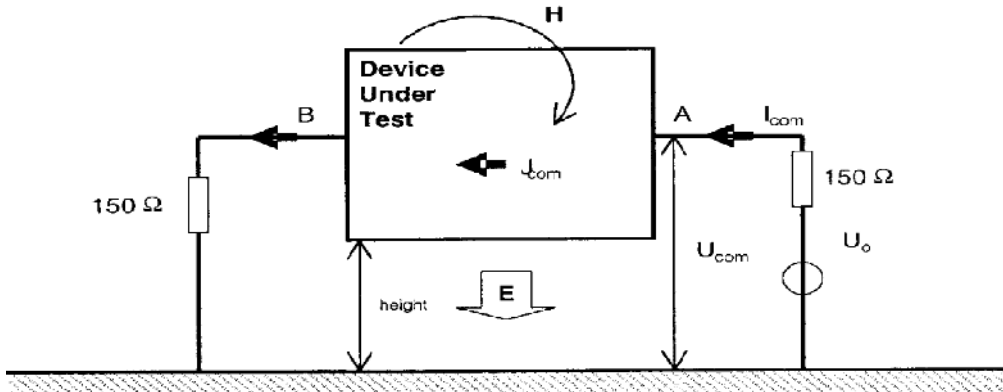


Figure III-22 : Concept électrique de la mesure WBFC

D. Exemple de mesure

Pour mesurer la susceptibilité du circuit intégré il est nécessaire de placer le circuit sur quatre orientation en le tournant de 90° à chaque fois, l'exemple illustré sur la figure III-23 montre la mesure d'une fluctuation (jitter) sur le cycle du programme du circuit intégrés suite à une agression RF dans la bande de fréquence de 0.1 Mhz à 100 Mhz. [14]

Jitter (ns)

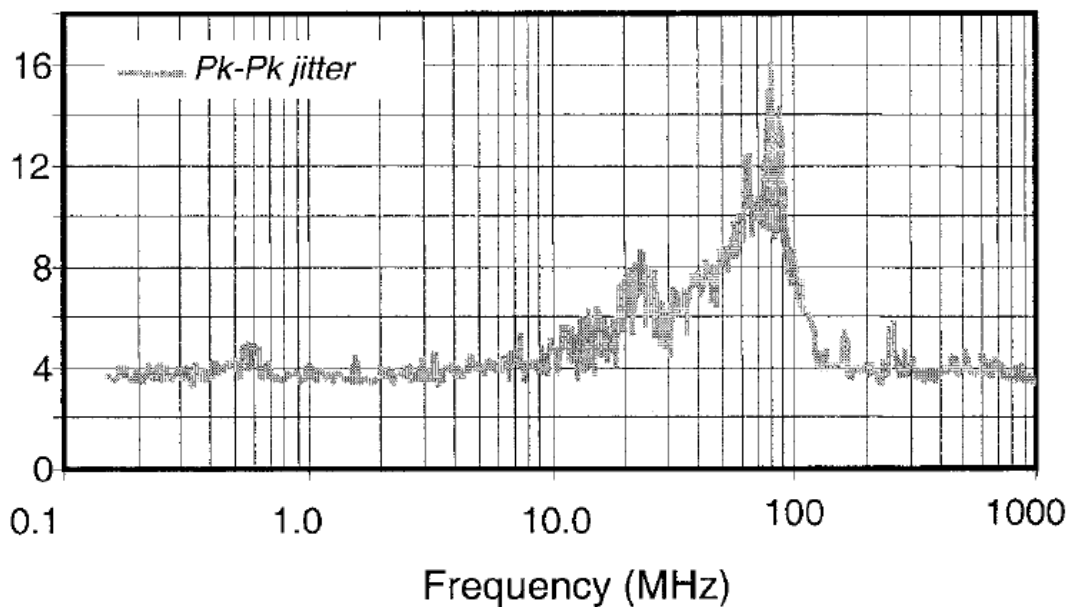


Figure III-23 : mesure de la fluctuation d'un circuit numérique à laide de WBFC

III-3-3-2) Injection par boucle de courant en immunité (Bulk Current Injection - BCI)

A. présentation

Cette technique est utilisée pour agresser directement le composant en courant en mode conduit. Elle est basée sur l'effet du couplage inductif : un courant sera injecté via une pince d'injection (transformateur) sur les broches du circuit sous test, comme indiqué sur la figure. Ces broches pourront être l'entrée/sortie ou les rails d'alimentation. Une deuxième pince (boucle) est placée plus près du composant afin de mesurer le courant injecté, selon un principe réciproque. A ce jour, La méthode BCI est largement utilisée pour tester l'immunité des composants et systèmes, depuis les circuits intégrés jusqu'aux systèmes aérospatiaux comme les réacteurs d'avion. Au début la méthode BCI a été normalisée pour une fréquence d'injection qui varie entre 10 kHz et 400 MHz, avec un courant d'injection de 50 mA à 1000 A. Actuellement, la méthode BCI est normalisée pour une gamme de fréquence plus large, de 150 kHz à 1 GHz sous la référence IEC62 132-5.

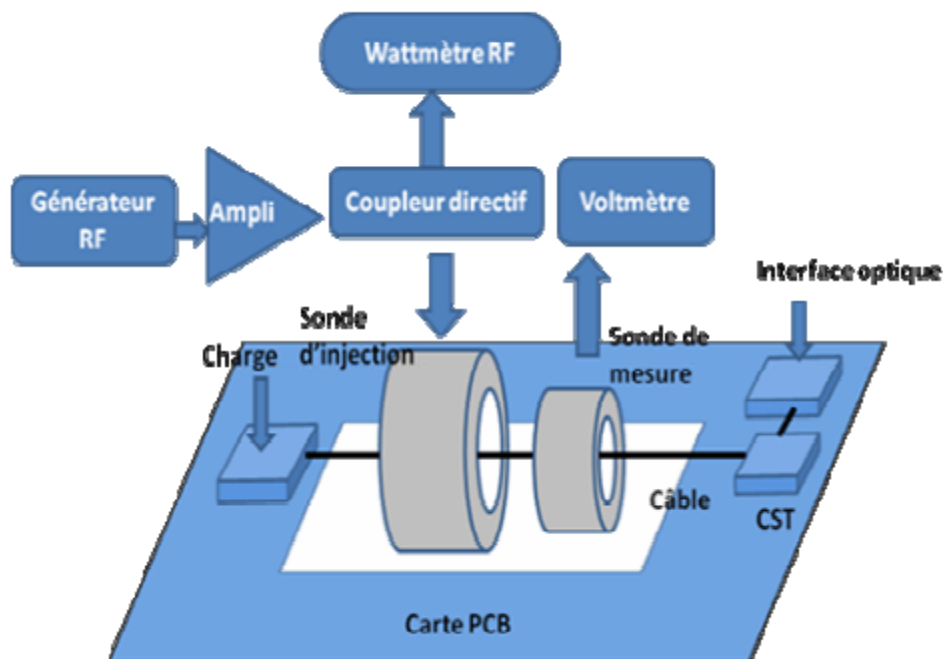


Figure III-24 : Banc d'injection par boucle de courant en immunité (BCI)

La philosophie de mesure consiste à reproduire le courant induit qui pourrait être généré dans le monde réel par des champs électromagnétiques couplés sur les fils d'un système.

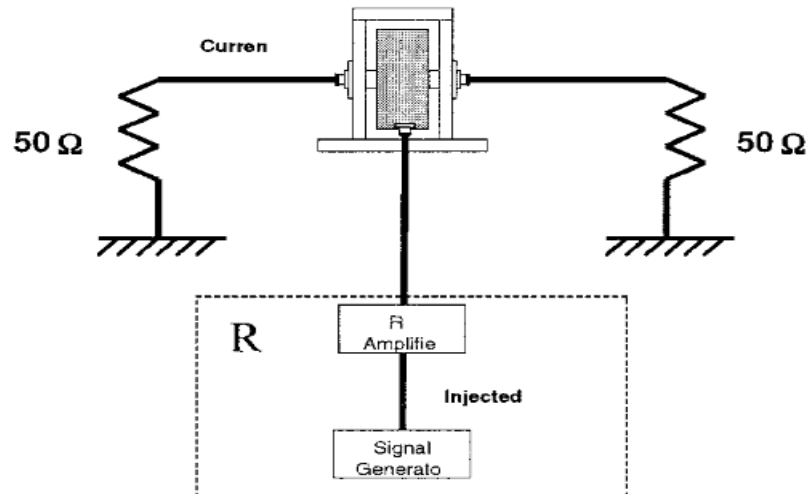


Figure III-26: Schéma et diagramme de calibration de la sonde d'injection de la perturbation RF.

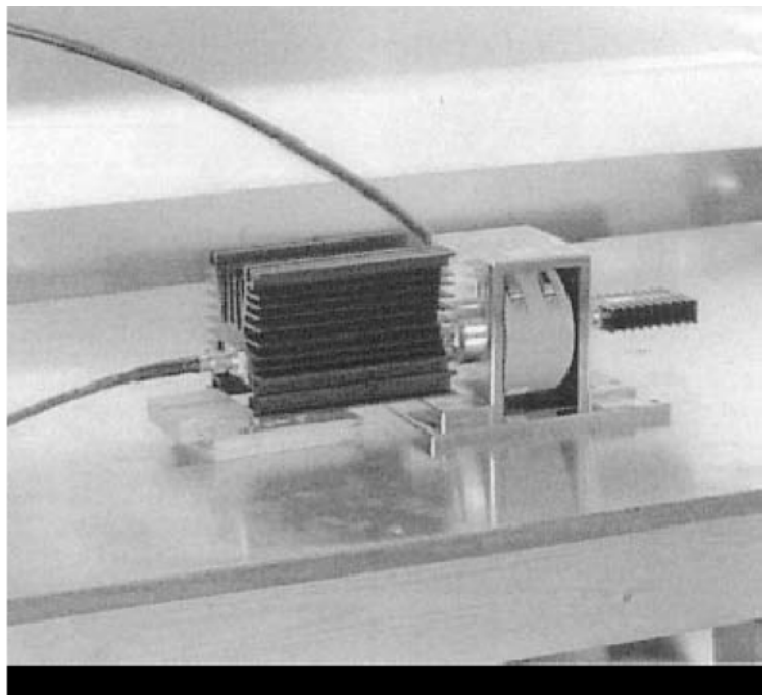


Figure III-26 : PHOTO de calibration de la sonde d'injection

Le procédé de calibrage produit une série de valeurs de courant nécessaire à l'injection de 200 mA dans l charge de 50Ω en fonction de la fréquence.

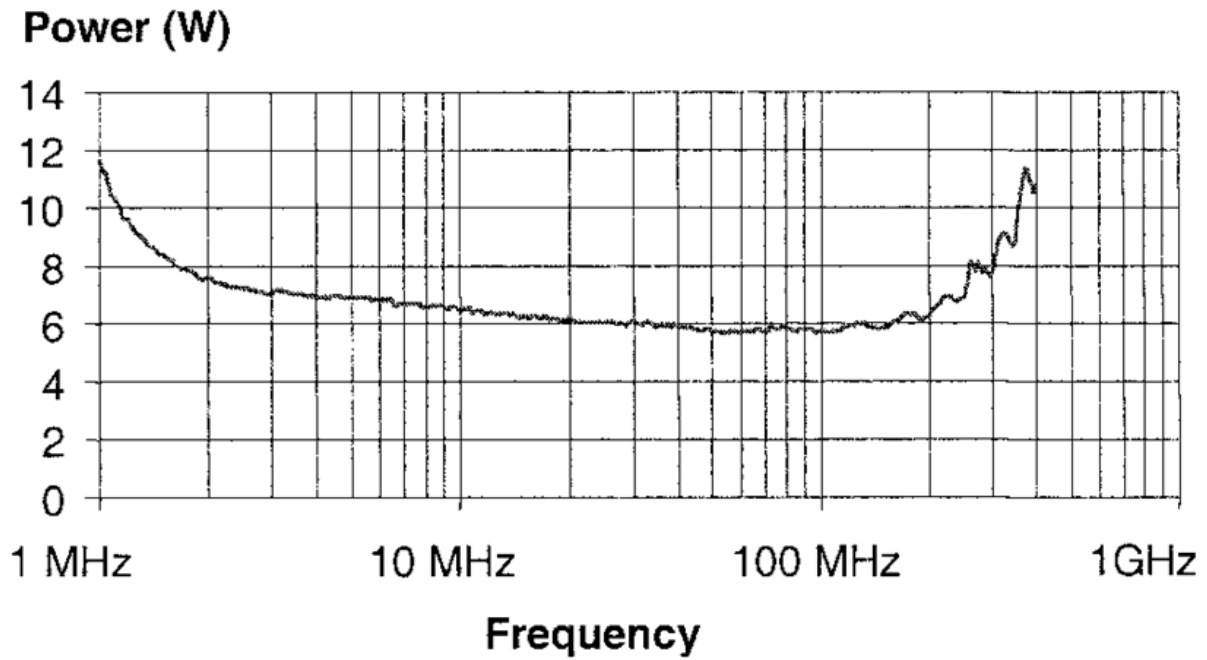


Figure III-27 : Puissance d'injection utilisé pour la calibration d'une sonde de 200 mA

C. La perturbation

Le signal utilisé comme la perturbation RF peut soit être : un signal sinusoïdal continue (CW) ou modulé (AM), habituellement, le signal de modulation est une forme d'onde sinusoïdale avec une fréquence de 1 kHz. Le m de facteur de modulation est souvent fixée à 80 %. Le rapport entre les deux amplitudes est donné par :

$$P_{AM} = P_{CW} \frac{2+m^2}{2(1+m)^2} \quad \text{(III-10)}$$

P_{AM} : puissance du signal modulé.

P_{CW} : puissance du signal sinusoïdale continu.

m : Facteur de modulation.

Pour $m = 0.8$ La relation devient :

$$P_{AM} = 0.407 P_{CW} \quad \text{(III-11)}$$

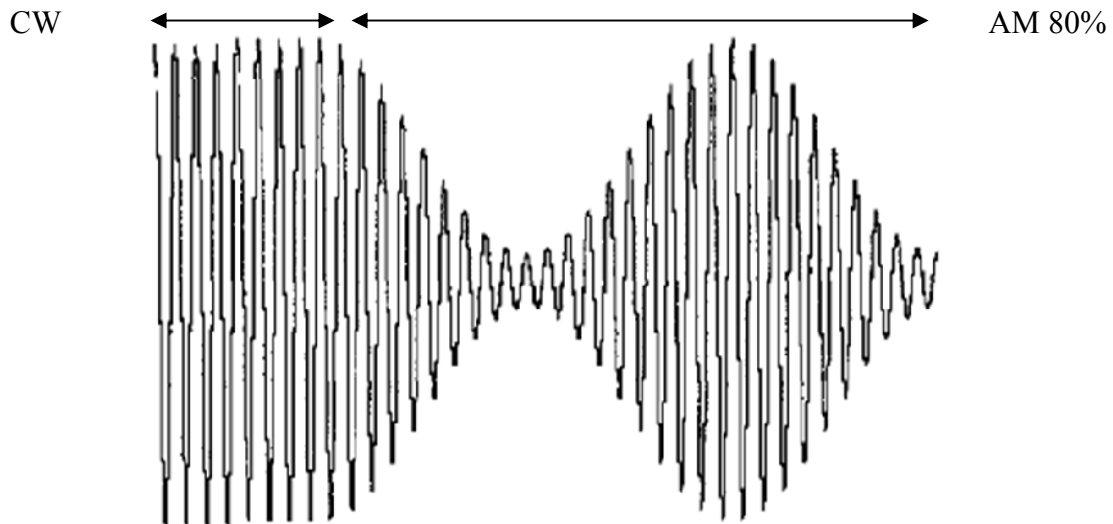


Figure III-28 : Rapport entre le signal CW et AM

À chaque étape, le DUT doit être exposée à la perturbation pendant un temps fixe appelée durée. Cette durée doit être au moins supérieure au temps de réponse minimal du DUT. Dans tous les cas, la durée devrait être pas moins de 1s.

D. Organigramme de la mesure BCI

L'algorithme de mesure est illustré dans la figure III-. Pour chaque fréquence, le niveau de perturbation RF est augmenté étape par étape jusqu'à ce qu'une des conditions est atteint : la limite actuelle a été atteint, ou le DUT a échoué. Pour réduire le temps de test, le niveau de puissance initiale au point de fréquence suivantes peut-être être défini par exemple 6 dB inférieur au précédent. Où DUT est OK.

E. Inconvénient de la méthode BCI

La méthode BCI est limité à des fréquences allant de MHz à GHz ceci est du aux caractéristique de la pince d'injection. Elle présente une dissipation de puissance car seule la puissance injectée dans la pince inductive crée la perturbation ,il est a noter la nécessité d'utilisation d'une cage de faraday pour échapper aux interférence de l'extérieurs mais aussi éliminer le risque d'une éventuelle émission de l'ensemble du montage du test test.

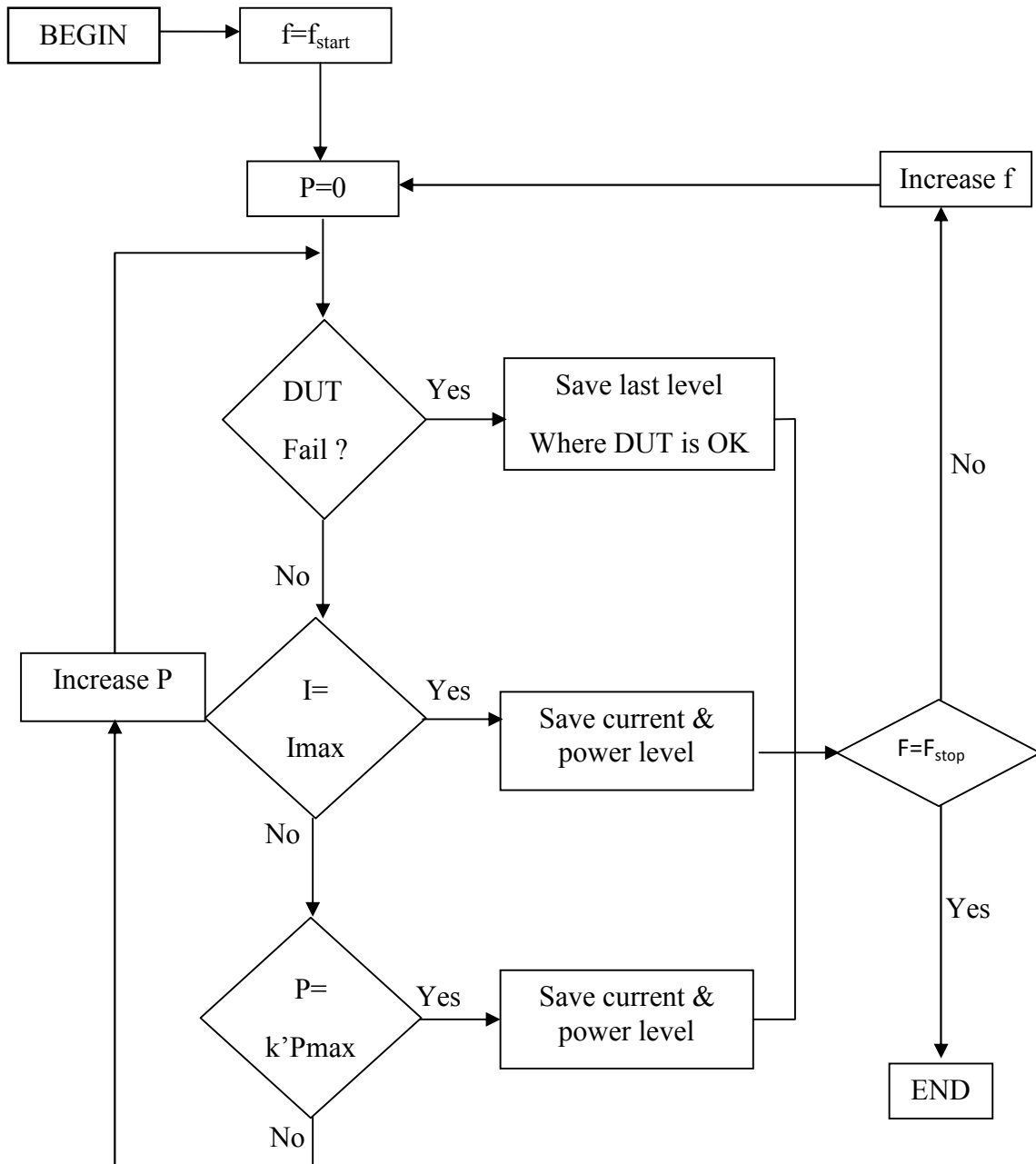


Figure III-29 : Organigramme de mesure BCI

III-4) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les techniques normalisées par l'IEC pour les mesures de susceptibilité des circuits intégrés. Nous avons également donné autres mesures de caractérisation de la susceptibilité des circuits intégrés. Ces tests permettent une mise en

situation proche de l'environnement de travail ; normalisés, elles assurent une reproductibilité, à fin de caractériser, comparer et valider les composants.

Les méthodes conduites telles que la DPI et la BCI et WBFC consistent à caractériser l'immunité des circuits aux agressions conduites tandis que dans les mesure rayonnée on s'intéresse à produire des champs électromagnétique suffisamment puissants et semblables à ceux du champ libre pour prédire l'immunité du circuit à ces phénomènes d'interférences présents dans la nature.

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons étudié les méthodes de mesure en compatibilité électromagnétique des circuits intégrés, la CEM est un domaine très important aussi bien pour les consommateurs que pour les fabricants. Dans le premier chapitre nous avons donné les notions essentielles pour comprendre l'intérêt des études de la compatibilité électromagnétique, nous avons présenté l'émission parasite du circuit intégrés qui trouve son origine dans la commutation des inverseurs CMOS et on a cité les perturbations électromagnétiques qui nuisent aux fonctionnements des systèmes et des composants électroniques.

Dans le deuxième chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude des méthodes de mesure de l'émission des circuits intégrés qu'elles soient rayonnées ou conduites, la mesure en cellule TEM est une méthode bien efficace pour caractériser l'émission rayonnée du circuit intégrés pour des fréquences ne dépassant pas 1 GHz mais elle ne donne pas des renseignements sur les blocs bruyants et la nature du bruit. La cellule GTEM peut mesurer l'émission des C.I avec une bande de fréquence élargie et peut atteindre les 18 GHz. Le scan en champ proche nous permet la caractérisation de l'émission, il renseigne sur l'origine du bruit et sa nature en mesurant sélectivement les composantes du champ électromagnétique. Nous avons également donné les mesures de l'émission conduite, les méthodes 1Ω , la sonde magnétique et les mesures en WBFC consistent à mesurer le parasite en mode conduit sur les entrées /sortie des broches du C.I.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les méthodes de caractérisation de l'immunité des circuits intégrés, les mesures rayonnées consistent à aggraver le circuit avec des champs suffisamment puissants pour déterminer le seuil à partir duquel le circuit peut tomber en panne ou présenter un dysfonctionnement, les mesures de l'immunité conduite ont pour but la détermination des niveaux de susceptibilité des circuits à la perturbation conduite en utilisant le moyen d'agression d'une broche du circuit par une perturbation RF qu'on varie afin de voir la limite de susceptibilité du circuit et en prévoir les remèdes nécessaires.

GLOSSAIRE

CEM : *Compatibilité Electromagnétique. Aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans un environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement.*

CMOS: *Complementary Metal Oxyde Silicium. Technologie reposant sur l'utilisation de transistors à canaux N et P pour réaliser des portes logiques élémentaires.*

E/S : *Entrée-Sortie. Interface entre le circuit intégré et la carte électronique sur lequel il est monté.*

ESD : *Electrostatic Discharge ou Décharge Electrostatique.*

IR noise : *Bruit produit par le passage du courant à travers des résistances, telles que les résistances des rails d'alimentation des circuits.*

Lead : *Interconnexion métallique à l'intérieur d'un boîtier de circuit intégré reliant un fil de bonding au circuit imprimé.*

PCB : *Printed Circuit Board ou Plaque de circuit imprimé.*

PLL : *Phase Locked Loop ou boucle à verrouillage de phase. Montage électronique permettant d'asservir la phase instantanée de sortie sur la phase instantanée d'entrée, mais aussi d'asservir une fréquence de sortie sur un multiple de la fréquence d'entrée.*

RF : *Radiofréquence.*

SiP : *System in Package ou système en boîtier. Concept visant à intégrer plusieurs puces au sein d'un même boîtier et constituant à lui seul un système complet.*

SoC : *System on Chip ou système sur puce. Concept visant à intégrer plusieurs composants électroniques sur une même surface de silicium. Il peut ainsi contenir des blocs numériques, analogiques, mixtes ou RF.*

SSN : *Simultaneous Switching Noise ou Bruit de commutation simultanée. Bruit généré par les appels de courant produits par l'activité d'un circuit.*

TEM : *Transverse Electromagnétique. Une onde dont les champs électriques et magnétiques la formant sont dans un plan perpendiculaire à la direction de*

propagation et sont eux-mêmes perpendiculaires. Il s'agit du mode de propagation d'une onde plane.

I noise : *Bruit produit par le passage du courant à travers des inductances, telles que les inductances boîtier*

BCI : *Bulk Current Injection, procédure d'agression utilisant une pince de couplage inductif*

DPI : *Direct Power Injection. Méthode de mesure de la susceptibilité des Composants basée sur une injection à travers une capacité de couplage.*

Jitter : *Phénomène de fluctuation d'un signal numérique qui implique une variation de la phase, c'est-à-dire une variation des instants d'apparition des fronts montants ou descendants. Il peut conduire à des erreurs d'interprétation du signal de sortie.*

PMOS Transistor MOS à canal P

RLC : *modèle Résistance Inductance Capacité*

VDD : *Tension d'alimentation positive*

VSS: *Tension d'alimentation negative*

WBFC: *Working Bench Faraday Cage*

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1) *Le Rayonnement Electromagnétique des Circuits Intégrés : Techniques de Caractérisation et Méthodes de Modélisation*

Thèse de doctorat Soutenue le 20 Décembre 2007 par Cécile LABUSSIÈRE-DORGAN à L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE TOULOUSE.

2) *Caractérisation et Optimisation de l'Emission électromagnétique de Système sur Puce.*

Thèse de doctorat Soutenue en 2005 par Bertrand VRIGNON à L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE TOULOUSE.

3) *Contribution à la réduction de l'émission parasite des Micro-contrôleurs en CMOS sub-micronique.*

Thèse de doctorat Soutenue le 12 mars 2003 par Sébastien CALVET à L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE TOULOUSE.

4) *Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés.*

Thèse de doctorat Soutenue 14 Juin 2006 par Adil EL ABBAZI A L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES.

5) *Compatibilité électromagnétique des circuits intégrés, caractérisation des interconnexions.*

Département de Génie Electrique et Informatique JY. FOURNIOLS, INSA Toulouse.

6) *Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé.*

Thèse de doctorat Présentée et soutenue le 31 août 2006 par Sylvain DEMARTY A L'UNIVERSITE DE LIMOGES.

- 7) Méthode de Prédiction de la Compatibilité Electromagnétique des Systèmes en Boîtier**
Thèse de doctorat Soutenue en 2007 par Alexandre BOYER à
- 8) Méthodologie de prédiction de l'émission conduite dans les circuits intégrés à l'aide de VHDL-AMS**
*Thèse de doctorat Soutenue en 2004 par Richard Perdriau A
L'UNIVERSITE CATHOLIQUE DE LOUVAIN*
- 9) Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de l'immunité électromagnétique des circuits intégrés.**
*Thèse de doctorat Soutenue le 16 octobre 2008 par Ali Alaeldine A
L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE RENNES.*
- 10) Etude de la susceptibilité des circuits intégrés numérique aux agressions hyper fréquences**
*Thèse de doctorat Soutenue le 25 janvier 2006 Enrique LAMOUREUX à
L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE*
- 11) Méthodologie de conception des protections des circuits intégrés contre les décharges électrostatiques**
*Synthèse de travaux Préparée au : Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes du CNRS En vue de l'obtention de l'Habilitation à Diriger des Recherches de l'Université Paul Sabatier de Toulouse
Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes Par : Nicola NOLHIER*
- 12) Prédire la susceptibilité des circuits aux agressions électromagnétiques**
Par Alexandre Boyer Insa de Toulouse Mars 2008
- 13) Susceptibilité des micro-contrôleurs aux agressions électromagnétiques**
*Thèse de doctorat Soutenue en 2006 Stéphane BAFFREAU à L'INSTITUT
NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE*

14) *Electromagnetic compatibility of integrated circuits, technique for low emission and susceptibility.*

*Sonia Ben Dhia, Mohamed Ramdani et Etienne Sicard
INSA-LESIA, Toulouse, France*

15) *Calibrage des sondes miniatures pour mesure en champ proches pour caractérisation de rayonnement du composant.*

*Article présenté par C. Labussière, A. Boyer, O. Pigaglio, J. W. Tao, E. Sicard, C. Lochot
14èmes Journées Nationales Microondes 11-12-13 Mai 2005 Nantes*