

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

Présenté en vue de l'obtention
du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : Communication

Thème:

Méthodes de mesure en compatibilité électromagnétique des circuits intégrés

Proposé et dirigé par :

M. KANANE.H

Présenté par :

M. ADDOUR Redouane
M. DROUCHE Lounes

Année universitaire 2008/2009

Soutenu le : 30/06/2009

«Remerciements»

Arrivés au terme de ce travail nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre promoteur H. KANANE pour son aide et son suivi durant l'élaboration de ce mémoire.

Nous remercions également les membres de jury qui nous feront l'honneur de juger notre travail.

Nous n'oublions pas de remercier aussi :

- M. AMROUCHE Rachid pour son aide et son soutien.
- M. KHENNECHE Kamel pour son soutien continu, son aide et pour nous avoir procuré documentation.
- Melle AFFETOUCHE Fariza pour son aide et soutien.

Redouane & Lounes

«Dédicaces»

Je dédie ce mémoire à toutes les personnes que j'aime

beaucoup :

- *Ma mère : Dahbia.*
- *Mon père : Amar.*
- *Me frères : Rachid, Karima, Kahina, Rabah et Kamel.*
- *A mes amis : Samir, Samia, Sabrina, Djamel.*
- *A mes amis d'Electronique & de la faculté geni-electrique.*
- *A mon Binôme ADDUOR-REDOUANE et toute sa famille.*

A tous ceux qui m'aiment

LOUNES

«Dédicaces»

Je dédie ce mémoire à toutes les personnes que j'aime

beaucoup :

- *Ma mère : Aldjia.*
- *A la mémoire de mon chère père : Meziane.*
- *Me frères : Sofiane, malik, Nadir.*
- *A mes amis Mohsaid et Samir.*
- *A mes amis d'Electronique & de la faculté geni-electrique.*
- *A mon Binôme DROUICHE-LOUNES et toute sa famille.*

A tous ceux qui m'aiment

REDOUANE

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I: Notions de base de la compatibilité électromagnétique des circuits intégrés

I-1) Introduction.....	01
I-2) Rappels sur la technologie CMOS.....	01
I-2-1) Structure physique de transistor NMOS.....	01
I-2-2) Structure physique de transistor PMOS.....	01
I-2-3) Fonctionnement d'un transistor NMOS.....	02
I-2-4) Fonctionnement d'un transistor PMOS.....	02
I-2-5) Symboles électriques des transistors NMOS et PMOS.....	02
I-3) Rappels d'électromagnétisme.....	04
I-3-1) Les équations de Maxwell.....	04
I-3-2) Génération d'un champ magnétique.....	04
I-3-3) Génération d'un champ électrique.....	05
I-3-4) Propagation d'un champ électromagnétique.....	05
I-4) Compatibilité électromagnétique.....	06
I-4-1) Aspects fondamentaux de la CEM.....	07
I-4-2) Les normes CEM des circuits intégrés.....	07
I-4-3) CEM des circuits intégrés.....	08
I-4-3-1) Principales sources d'émission parasite due aux circuits intégrés.....	08
a) Le courant dans les transistors.....	08

b) L'horloge.....	09
c) Le plot d'alimentation.....	09
d) Le boîtier.....	09
e) Les interconnexions	10
f) Plan de masse	10
g) Le substrat.....	10
I-4-3-2) Les principales sources de perturbations électromagnétiques.....	11
a) Les décharges électrostatiques.....	11
b) Les décharges inductives.....	12
c) Les réseaux de communication sans fil	13
d) Les téléphones mobiles et les stations relais associées.....	13
e) Les circuits intégrés.....	13
f) Les radars.....	14
I-5) Modes de couplage d'une onde électromagnétique.....	15
I-5-1) Mode différentiel.....	15
I-5-2) Mode commun.....	16
I-5-3) Mode antenne.....	16
I-6) Les effets des perturbations sur les circuits intégrés.....	17
I-7) Conclusion.....	18
 Chapitre II Méthodes de mesure CEM des circuits intégrés en émission	
II-1) Introduction.....	19
II-2) Méthodes de mesure de l'émission des circuits intégrés.....	19
II-3) Méthodes rayonnées.....	20
II-3-1) Méthode de mesure en cellule TEM (Cellule de Crawford).....	20
a) Présentation générale.....	20

b) Caractéristiques de la cellule TEM.....	21
c) Spécificité de la carte de test.....	24
d) Couplages des radiations émises par le circuit intégré dans la cellule TEM...	25
e) Mesure en cellule TEM des radiations émises par un microcontrôleur	27
f) Avantages et inconvénients de la cellule TEM.....	30
g) Cellule GTEM.....	30
h) Corrélation des resultats de mesure des différentes cellule.....	31
i) Cellule TEM tridimensionnelle (3D).....	32
II-3-2) Mesure en champ proche.....	33
a) Présentation générale.....	33
b) Description des sondes de mesure.....	36
c) Caractérisation des sondes champ proche.....	37
c-1) Influence des sondes champ proche sur le dispositif sous test.....	37
c-2) Sélectivité des sondes champs proche.....	38
c-3) Définition du facteur de performance.....	41
d) Modélisation des sondes magnétiques.....	42
e) Modélisation des sondes électriques.....	43
II-4) Méthodes conduites.....	45
II-4-1) Méthode $1\ \Omega - 150\ \Omega$	45
a) Présentation générale.....	45
b) Principe de la mesure $1\ \Omega$	45
c) Caractéristiques de la méthode.....	46
II-4-2) Méthode de la sonde magnétique.....	46
a) Description de la méthode.....	46
b) Principe de la méthode.....	47

c) Caractéristiques de la méthode.....	48
II-4-3) Méthode de Work Bench Faraday Cage (WBFC).....	48
a) Principe de fonctionnement.....	48
b) Résultats de mesure.....	49
II-5) Conclusion.....	50
Chapitre III Méthodes de mesure CEM des circuits intégrés en susceptibilité	
III-1) Introduction.....	51
III-2) Méthodes de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés.....	51
III-3) Les méthodes rayonnées.....	52
III-3-1) Cellule TEM.....	52
a) Description de la méthode.....	52
b) Caractéristiques de la cellule TEM.....	53
c) Cellule GTEM.....	53
III-3-2) Les mesures en chambre anéchoïde.....	54
a) Principe de fonctionnement.....	54
b) Caractéristiques de la chambre anéchoïde.....	55
III-3-3) Les mesures en chambre réverbérante.....	56
a) Principe de fonctionnement.....	56
b) Caractéristiques de la chambre réverbérante.....	57
III-3-4) La stripline.....	57
a) Principe de fonctionnement.....	57
b) Caractéristiques de la stripline.....	58
III-4) Méthodes conduites.....	58
III-4-1) Injection directe de puissance (DPI).....	58
a) Principe de la méthode d'injection directe de puissance.....	59

b) Calcul de la puissance transmise dans la DPI.....	61
c) Organigramme de mesure en DPI.....	61
d) Exemple de mesure.....	62
e) caractéristiques de la DPI.....	64
III-4-2) Worck Bench Faraday Cage.....	65
a) Description de la methode.....	65
b) Domaine d’application de la WBFC.....	66
c) Concept de la WBFC.....	67
d) Caractéristiques de la WBFC.....	68
e) Mesure en WBFC.....	68
III-4-3) Boucle d’injection de courant (BCI).....	69
a) Principe de fonctionnement.....	69
b) Calibration du système d’injection RF.....	70
c) Signal de perturbation RF.....	72
d) Algorithme de la méthode BCI.....	73
e) Caractéristiques de la méthode.....	74
III-5) Conclusion.....	75

CONCLUSION GENERALE

GLOSSAIRE

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE



Introduction générale



Introduction générale:

Depuis une trentaine d'année, l'évolution des circuits intégrés est à l'origine d'une véritable révolution industrielle. Les performances des circuits intégrés n'ont cessé de progresser par exemple leurs fréquence d'horloge a été multipliée par dix en 10 ans. S'ajoutent, pour des raisons de performances, une tendance à la mixité des fonctions analogiques et numériques, une évolution des composants dont les tensions d'alimentation diminuent et les courants de commutations de plus en plus forts. D'où l'intérêt d'avoir des composants ayant une immunité suffisamment satisfaisante afin d'assurer son bon fonctionnement dans son environnement électromagnétique et sans produire lui-même des perturbations intolérables susceptibles de nuire à son environnement : on est dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) qui est donc une contrainte à laquelle les circuits intégrés sont soumis.

Le problème de la CEM se pose lorsqu' un système émet une onde électromagnétique pouvant perturber un système sensible et inversement. Pour empêcher de telles interférences et pour assurer le fonctionnement simultané des différents circuits intégrés, il est important de fixer des normes pour les émissions parasites permettant d'effectuer des essais standardisés. Depuis le 1 janvier 1996, la directive européenne 98/336/CEE est entrée en vigueur. Ainsi, pour obtenir sa conformité, chaque circuit intégré mis sur le marché a subi une série de tests en émission et en immunité.

Les tests pratiqués sur des prototypes nécessitent un équipement relativement coûteux et un personnel spécialisé en mesure de compatibilité électromagnétique. On signale un dysfonctionnement d'un circuit intégré lorsque l'énergie transmise dépasse un niveau critique.

Notre travail qui consiste à étudier les différentes méthodes de mesure de perturbations électromagnétiques dans le domaine de la CEM des circuits intégrés est structuré comme suit:

Le premier chapitre illustre quelques rappels sur les technologies CMOS, d'électromagnétisme, de sources de perturbations et des différents modes de couplage d'une agression électromagnétique.

Le deuxième chapitre décrit les méthodes de mesure des émissions des circuits intégrés.

Le troisième chapitre est consacré aux méthodes de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés.

Nous terminons par une conclusion générale.

Chapitre I

Notions de base de la compatibilité
électromagnétique des circuits intégrés



I-1) Introduction:

L'évolution du monde des circuits intégrés est principalement dûe à la technologie CMOS (Complementary Metal Oxyde Semiconductor). De ce fait l'étude de leurs comportements électromagnétiques dépend de cette technologie. C'est pourquoi dans ce chapitre nous allons faire un bref rappel sur cette technologie et sur l'électromagnétisme. Nous aborderons la définition CEM, les normes CEM des circuits intégrés et les principales sources d'émission parasite des circuits intégrés. Enfin nous terminerons ce chapitre en détaillant les sources de perturbations et leurs différents modes de couplages.

I-2) Rappels sur la technologie CMOS:

La technologie CMOS repose sur le principe de deux transistors MOS à effet de champ complémentaires l'un de type N appelé NMOS et l'autre de type P appelé PMOS. Pour bien comprendre leurs fonctionnements il est préférable d'étudier séparément les deux transistors.

I-2-1) Structure physique de transistor NMOS:

Le transistor de type N repose sur un substrat de type P, sur lequel deux zones dopées N⁺ ont été créées (drain et source) et une fine couche d'oxyde de quelques Angströms pour séparer le canal de la grille de commande en polysilicium. Enfin, deux zones en polysilicium surmontent respectivement le drain et la source afin de former des contacts métalliques.

I-2-2) Structure physique de transistor PMOS:

La structure physique de transistor de type P est similaire à celle de transistor N, il faut juste remplacer la polarité de substrat (N) et le dopage des deux zones drain et source avec (P⁺). Voir la figure I-1.

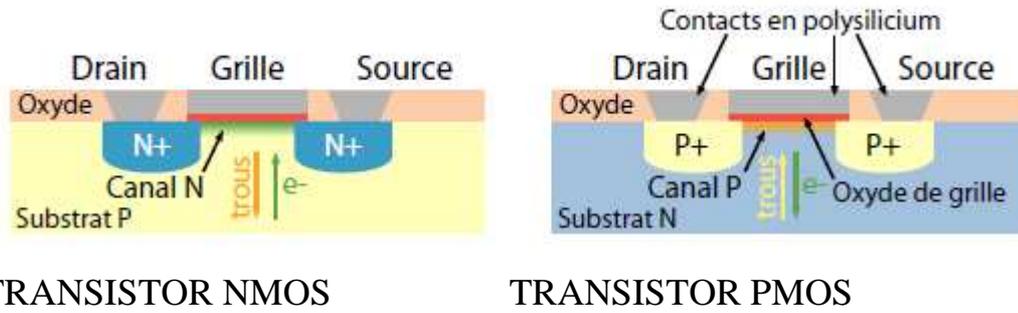


Figure I-1: Représentation des transistors NMOS et PMOS

I-2-3) Fonctionnement du transistor NMOS:

En fonctionnement nominal, une différence de potentiel est appliquée entre le drain et la source. Bien qu'il n'existe pas de distinction physique entre ces deux éléments, on connecte généralement la source d'un transistor NMOS au potentiel le plus bas (bien souvent la masse) de façon à obtenir une tension drain-source V_{DS} positive. Le substrat du transistor est également connecté au point de potentiel le plus bas. Quant à la grille, c'est en appliquant une tension supérieure à la tension de seuil V_T que l'on ouvre ou bloque la circulation de courant. C'est par son intermédiaire que l'on crée le champ électrique qui va permettre la formation du canal d'électrons dans le transistor NMOS.

I-2-4) Fonctionnement du transistor PMOS:

Le fonctionnement d'un transistor PMOS est similaire à celui du NMOS, il faut juste considérer à la place des électrons des trous et changer la polarité.

I-2-5) Symboles électriques des transistors NMOS et PMOS:

La figure I-2 représente les symboles électriques NMOS et PMOS ainsi que les grandeurs qui caractérisent leur fonctionnement (V_{GS}, V_{DS} , et I_{DS}).



Figure I-2: Symbole électrique d'un transistor NMOS et PMOS

Maintenant que nous avons vu le fonctionnement d'un transistor élémentaire, on peut étudier le fonctionnement de l'inverseur CMOS. Voir figure I-3.

Si on applique une tension nulle sur l'entrée de l'inverseur on aura le transistor PMOS passant et NMOS bloqué. La tension V_{dd} est transmise sur la sortie de l'inverseur donnant ainsi un 1 logique. Imposons maintenant une tension égale à V_{dd} sur l'entrée de l'inverseur. Dans ce cas, c'est le transistor PMOS qui est bloqué tandis que le transistor NMOS conduit. La source du NMOS étant connectée à la masse, la sortie est donc à l'état logique 0.

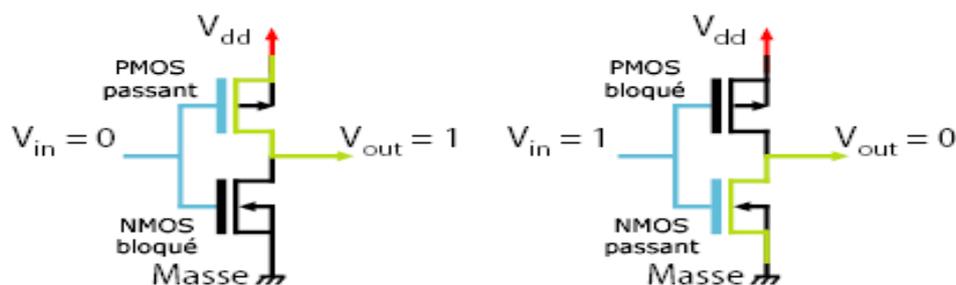


Figure I-3: Symbole et principe de fonctionnement d'un inverseur CMOS

L'intérêt majeur de la technologie CMOS vient du fait qu'elle consomme très peu d'énergie lorsque le régime est établi. En revanche à chaque commutation, un pic de courant est observé comme l'illustre la figure I-4. [1]

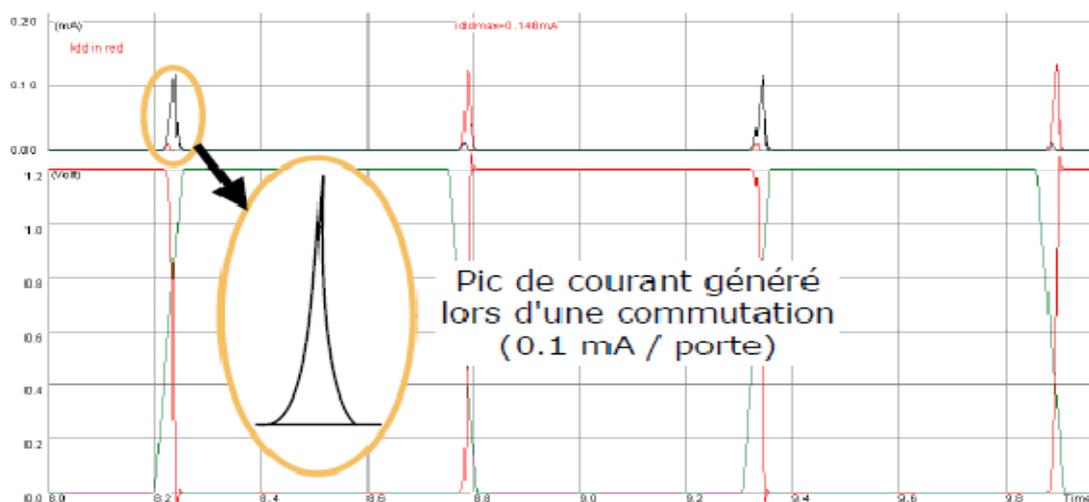


Figure I-4: Consommation de courant dans un inverseur CMOS

Par ailleurs, cette consommation de courant, le nombre de transistors qui commutent et la fréquence d'horloge interne des circuits intégrés influent directement sur leur émission parasite. Au regard des caractéristiques de la technologie CMOS, nous pouvons dire que le spectre d'émission de tels composants risque d'être très riche.

I-3) Rappels d'électromagnétisme:

I-3-1) Les équations de Maxwell:

Ces équations différentielles sont au nombre de quatre. Elles permettent de relier les densités de charge ρ (C/m³) et de courant \vec{j} (A/m²) qui sont les sources du champ électromagnétique.[2]

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{équation I-1.a}$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{équation I-1.b}$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad \text{équation I-1.c}$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad \text{équation I-1.d}$$

Où:

\vec{E} : champ électrique (V/m)

\vec{H} : champ magnétique (A/m)

\vec{B} : induction magnétique (T)

\vec{D} : induction électrique (C/m²)

Ces quatre équations peuvent être complétées avec l'équation de conservation de la charge (équation I-1.e).

$$\text{div} \vec{j} = - \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad \text{équation I-1.e}$$

I-3-2) Génération d'un champ magnétique:

La circulation d'un courant dans un conducteur quelconque va générer un champ magnétique. Dans le cas des circuits intégrés ce sont les interconnexions qui jouent le rôle d'antennes émettrices. Voir figure I-5.

I-3-3) Génération d'un champ électrique:

La variation d'une différence de potentiel V va créer un champ électrique. Dans le cas des circuits intégrés cette variation de potentiel a lieu entre le substrat (masse) et les interconnexions, là encore ce sont les interconnexions qui jouent le rôle d'antenne. Voir figure I-5.

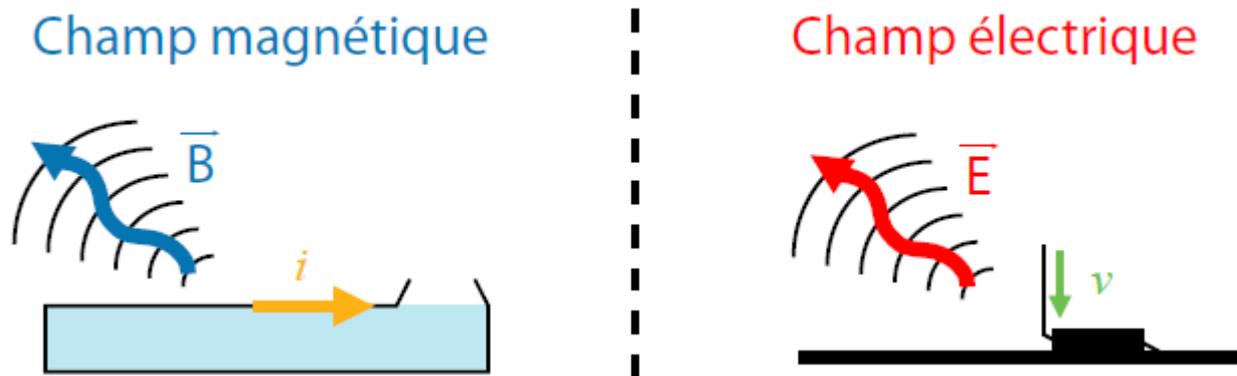


Figure I-5: Génération d'un champ magnétique et électrique

I-3-4) Propagation d'un champ électromagnétique:

Nous allons maintenant nous intéresser à la propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux représentatifs des technologies silicium, c'est-à-dire conducteur-diélectrique. En partant respectivement des équations de Maxwell-Faraday et Maxwell-Ampère, on peut déterminer les équations de propagation des champs électrique (équation I.2-a) et magnétique (équation I.2-b).[2]

$$\vec{\Delta} \vec{E} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \overrightarrow{\text{grad}} \frac{\rho}{\epsilon} + \mu \frac{\partial \vec{J}}{\partial t} \quad (\text{équation I-2.a})$$

$$\vec{\Delta} \vec{B} = -\mu \overrightarrow{\text{rot}} \vec{J} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \quad (\text{équation I-2.b})$$

Dans le cas des circuits intégrés les principaux éléments de propagation sont les interconnexions que l'on peut assimiler à des antennes. 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 (transverse électrique (TE), transverse magnétique (TM) et transverse électromagnétique (TEM)).

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. Voir figure I-6.

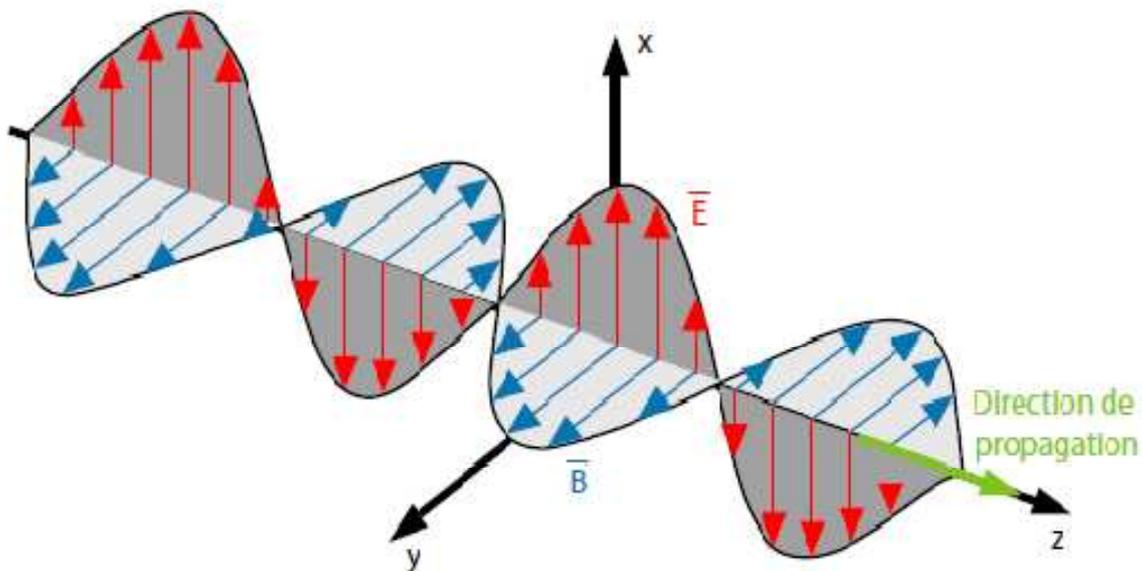


Figure I-6: Propagation d'une onde en mode transverse électromagnétique (TEM)

I-4) Compatibilité électromagnétique :

En général, la compatibilité électromagnétique (CEM ou EMC en appellation Anglaise), peut être définie comme l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, et sans produire lui-même des perturbations intolérables dans cet environnement.

La compatibilité électromagnétique prend trois aspects :

- Ne pas produire des interférences dans un autre système (émission).
- Ne pas subir d'interférence d'environnement (susceptibilité).
- Ne pas interférer avec lui-même (auto-compatibilité).

I-4-1) Aspects fondamentaux de la CEM:

Lors de l'étude du phénomène d'agression électromagnétique on constate que le problème se compose de trois éléments: une source de perturbation qui émet l'énergie électromagnétique, un canal de couplage des interférences et enfin une victime (récepteur) qui capte cette énergie. Voir figure I-7.

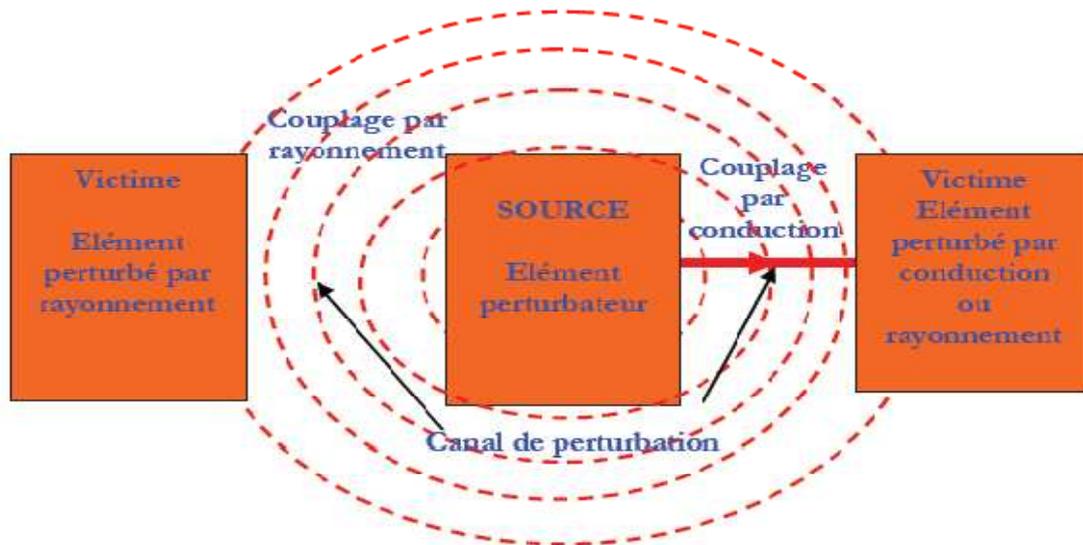


Figure I-7: Transmission des perturbations

I-4-2) Les normes CEM des circuits intégrés:

La compatibilité électromagnétique doit d'une part, respecter les normes afin de ne pas polluer l'environnement et garantir la sécurité humaine, et d'autre part respecter les critères du fabricant, dans le but de satisfaire le client.

Ces normes sont proposées par la Commission Electrotechnique Internationale (CEI), plus particulièrement le comité international spécial de perturbation radioélectrique (CISPR) qui propose les niveaux de perturbations admissibles et définit les méthodes de mesures et d'essais.

Les normes proposées à l'IEC sont aux nombres de trois, décrivant séparément l'immunité, l'émission et les méthodes de modélisations. [3]

- IEC 61 967 : Méthodes de mesure des émissions des circuits intégrés.
- IEC 62 132 : Méthodes de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés.
- IEC 62 014 : Méthodes de modélisation CEM des circuits intégrés.

I-4-3) CEM des circuits intégrés:

I-4-3-1) Principales sources d'émission parasite due aux circuits intégrés:

L'émission parasite générée par les circuits intégrés ont trois origines :

- Le courant consommé lors de commutation des portes logiques est la principale source de perturbation au travers des rails d'alimentations VDD et VSS.
- Les commutations des signaux au niveau des entrées/sorties du circuit créant une émission en mode conduit.
- Les bondings (connexion entre la puce et le boîtier); les broches de boîtier ainsi que les pistes du circuit imprimé jouent un rôle très important dans la génération des perturbations électromagnétiques en haute fréquence.

a) Le courant dans les transistors:

La figure I-8 montre le courant dans une structure CMOS. Lorsque l'entrée passe de 0 à 1 le courant traverse l'étage Pull up et charge la capacité. Lorsque l'entrée passe de 1 à 0 le courant traverse l'étage Pull down et décharge la capacité donc à chaque commutation le transistor induit une variation de courant $\frac{di}{dt}$ ce qui génère un champ électromagnétique.

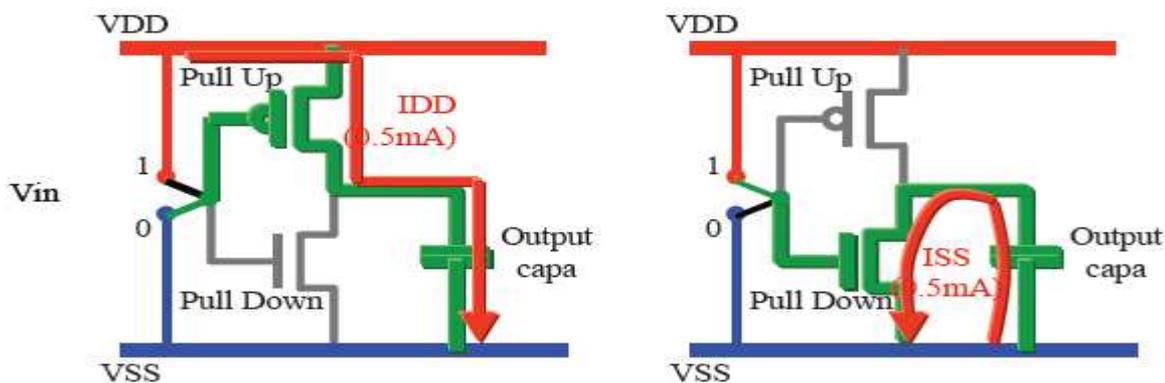


Figure I-8: Appel de courant mis en jeu durant la commutation dans une structure CMOS

b) L'horloge:

Dans un circuit synchrone, les éléments séquentiels commutent au rythme de signal d'horloge. Ainsi les appels de courant sur l'alimentation à chaque front montant /descendant de l'horloge sont élevés. Plus la fréquence d'horloge est grande, plus le nombre de transistors qui commutent est élevé, plus les variations de courants brusques et plus le couplage avec les victimes est efficace donc l'horloge est la principale source d'émission rayonnée dans un circuit intégré.

c) Le plot d'alimentation:

Le bruit des commutations simultanées est une tension induite sur les connexions d'alimentations (VDD, VSS) et qui est due aux courants de commutation qui passent par les inductances parasites des boîtiers ou des pistes. Ce bruit radiofréquence (RF) peut être conduit à l'extérieur de circuit via des plots d'alimentations, donc on peut dire aussi que les plots d'alimentations sont des sources d'émission parasite dans les circuits intégrés.

d) Le boîtier:

Le rôle du boîtier est de relier le circuit intégré au circuit imprimé, tout en le protégeant des agressions extérieures. Cependant, il peut aussi influencer sur l'émission électromagnétique du circuit qui se caractérise par une discontinuité du point de vue électromagnétique entre la puce et le boîtier, ce qui est défavorable à la montée en fréquence (éléments parasites et réflexions des signaux) [2]. Voir figure I-9.

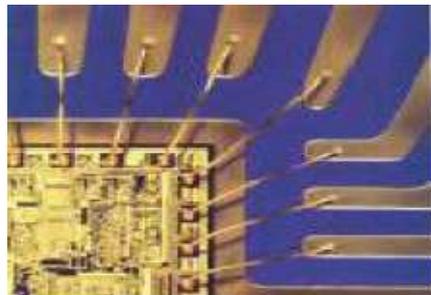


Figure I-9: Bonding du circuit intégré

e) Les interconnexions:

Un des problèmes majeurs à résoudre pour augmenter les performances des circuits est l'acheminement des signaux, que ce soit entre différents points de la puce, entre les puces (sur même boîtier ou entre boîtiers), entre cartes ou même entre équipements. La contrainte fondamentale à ce niveau est que la vitesse de propagation du signal est bornée par la vitesse de l'onde électromagnétique qui lui est associée. La réduction des dimensions transversales (largeur d'épaisseur) des métallisations qui constituent les interconnexions rend ces dernières très résistives, ce qui altère fortement leurs qualités [2].

En outre les interconnexions sont le siège et la source des phénomènes de perturbations et de couplages parasites (en émission comme en réception) qui peuvent altérer complètement leur fonctionnement.

f) Plan de masse:

Le plan de masse de dimensions finies constitue également une source d'émission rayonnée par mode commun. Dans ce mode, plusieurs circuits ont le même plan de masse et ils peuvent créer des chutes de tensions qui peuvent induire des courants parasites dans les lignes et des couplages avec des autres circuits reliés au plan de masse (boucles de masse). Le plan de masse se comporte alors comme une antenne pour les interconnexions extérieures. Le bruit dû à la commutation simultanée provoque le rayonnement du plan de masse.

g) Le substrat:

Le substrat peut être aussi une source d'émission conduite car le circuit est relié au substrat par des capacités de jonctions des transistors. Les signaux provenant de la commutation d'un nœud peuvent provoquer des variations de la tension du substrat.

I-4-3-2) Les principales sources de perturbations électromagnétiques:

De nombreuses sources de perturbations sont à l'origine de défaillances des circuits intégrés. Voici quelques – unes des ces sources, représentées sur la figure I-10.

- Les décharges électrostatiques.
- Les décharges inductives.
- Les réseaux de communication sans fil.
- Les téléphones mobiles et les stations relais associées.
- Les circuits intégrés.
- Les radars.

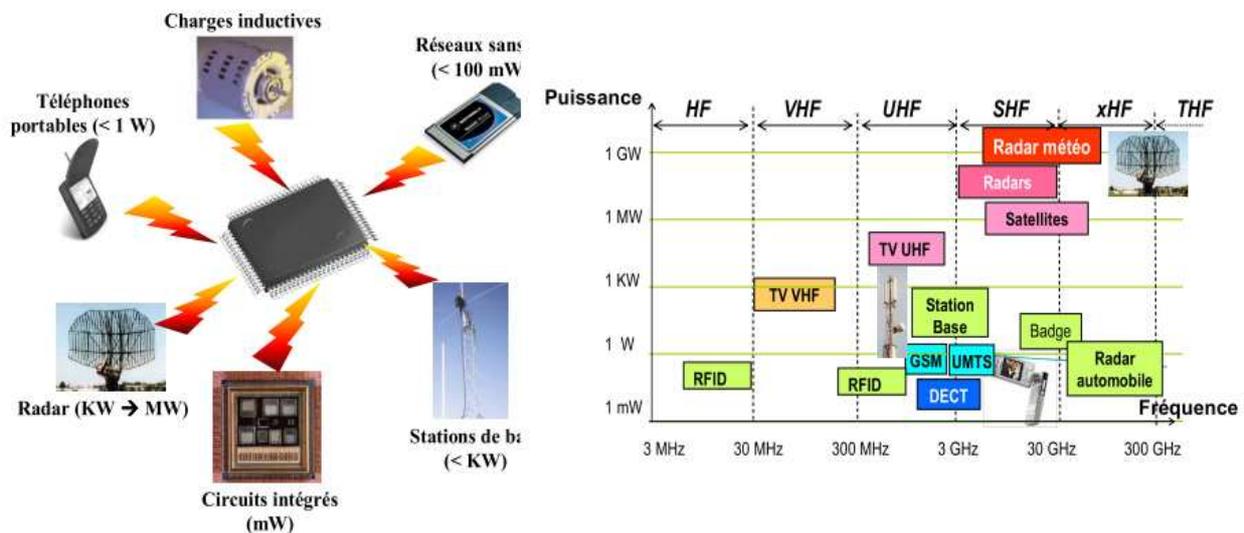


Figure I-10: Exemple de sources de perturbations électromagnétiques

a) Les décharges électrostatiques:

Les décharges électrostatiques sont des phénomènes transitoires qui peuvent apparaître lorsque deux corps différemment chargés sont suffisamment proches l'un de l'autre. Le transfert de charges d'un corps vers l'autre peut générer de forts courants et donner naissance à des formes d'ondes semblables à celles présentées à la figure I-11. La décharge électrostatique qui attire le plus d'attention est celle d'un corps humain, et qui met en jeu des courants de l'ordre de dizaines d'ampères sur des temps très courts (10ns). [1]

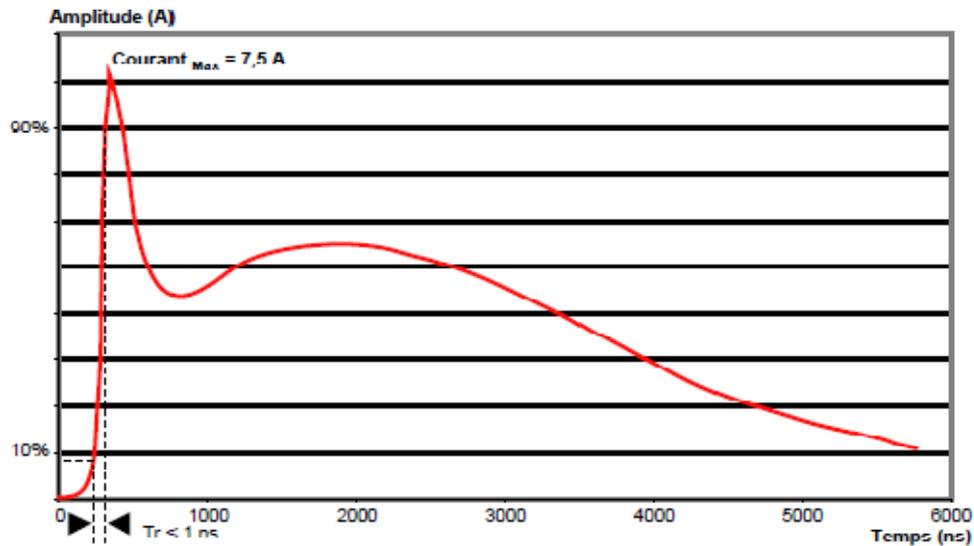


Figure I-11: Décharge électrostatique caractéristique du corps humain

b) Les décharges inductives :

Les décharges inductives sont essentiellement constituées par des appareils mettant en jeu des moteurs. L'origine de ces perturbations conduites, donne des forts appels de courant comme lors de la mise en marche d'un moteur, ou de forts courants induits lors de son arrêt.[1]

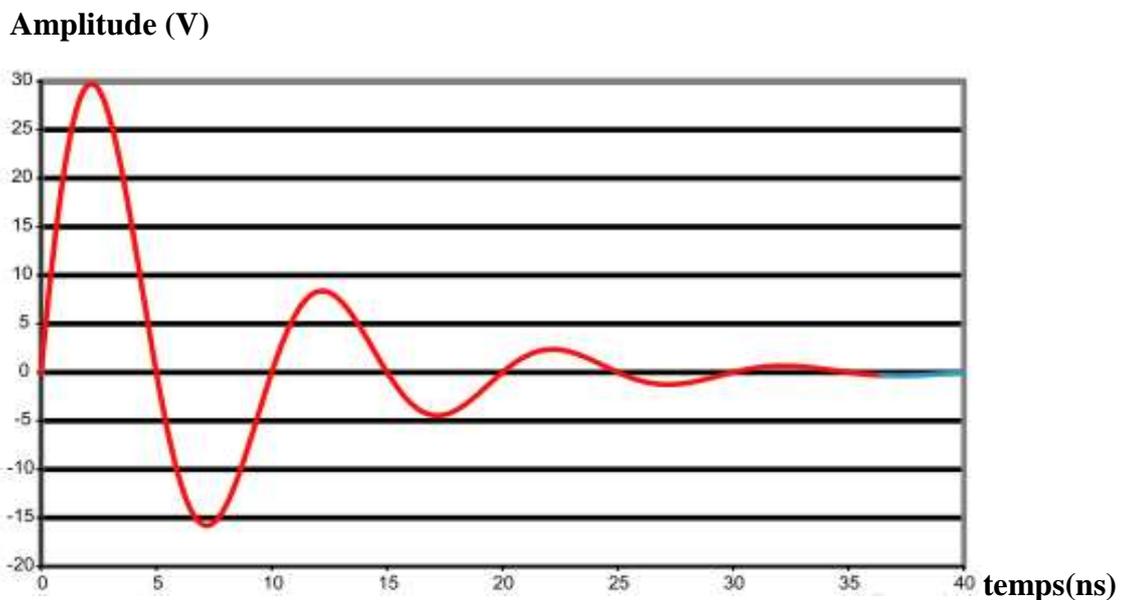


Figure I-12: Exemple d'une onde transitoire d'une charge inductive

c) Les réseaux de communication sans fil:

L'apparition des communications hertziennes de faible puissance tel que le Bluetooth ,Wifi et Hiper LAN2,...etc a multiplié les sources de perturbations. Ces communications de plus en plus nombreuses, mettent en jeu des puissances de l'ordre de quelques dizaines de milliwatts à des fréquences situées aux alentours de 2,5Ghz. 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.

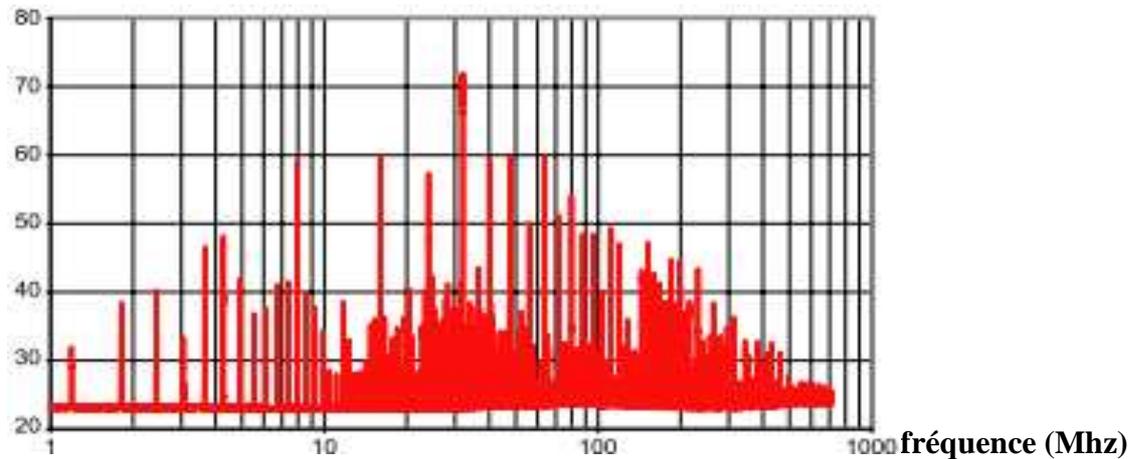
d) Les téléphones mobiles et les stations relais associées :

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

En effet la puissance transmise par un téléphone portable en communication peut atteindre 1Watt, tandis que celle d'une antenne relais peut atteindre une centaines 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 mobile.

e) Les circuits intégrés:

Comme nous avons déjà dit dans les parties précédentes de ce chapitre, les circuits intégrés sont à l'origine d'une émission électromagnétiques non négligeables, comme le montre la figure I-13.

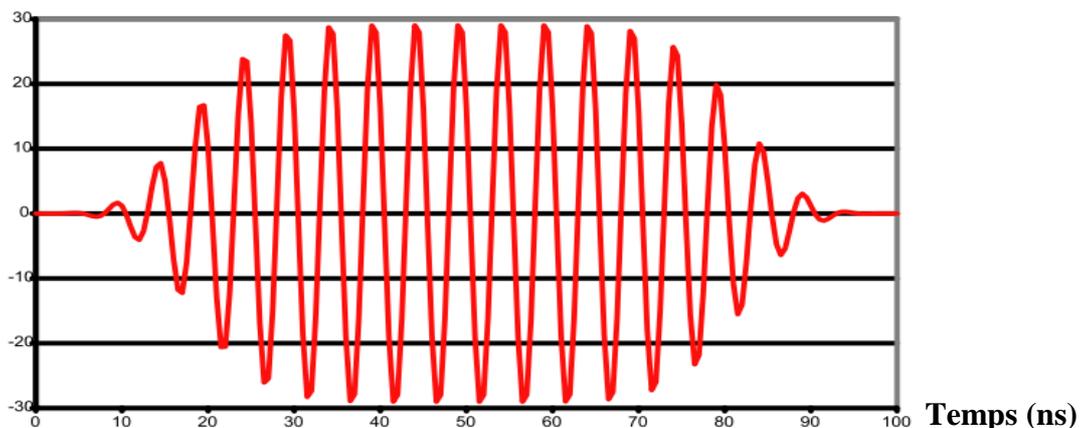
Amplitude (db μ v)**Figure I-13:** Spectre d'émission d'un circuit intégré

Les niveaux de perturbations émis sont généralement de l'ordre de 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.

f) Les radars:

Les radars font partie des sources de perturbations électromagnétiques parmi les plus énergétiques. De quelques kilowatts pour les radars classiques, ils peuvent émettre jusqu'à 10 GW pour les radars de forte puissance. La plupart d'entre eux fonctionnent dans des gammes de fréquences supérieures au Gigahertz. [1]

Amplitude (V)

**Figure I-14:** Forme d'onde générée par un radar

Un exemple de forme d'onde est présentée par la figure I-14. Cette forme d'onde peut être donnée par l'équation I-3.

$$S(t) = A_0 \exp\left[-\alpha \left(\frac{t-\xi}{\sigma}\right)^n\right] \cos(2\pi f t + \phi) \quad \text{équation I-3}$$

Où A_0 : Amplitude crête du signal (V).

α : est un paramètre agissant sur l'acuité de la forme.

σ : règle la largeur à mi-hauteur du signal (s).

ξ : est un retard (s).

n : est un entier positif qui permet avec α de régler la vitesse des fronts.

ϕ : est un déphasage.

f : est la fréquence de la porteuse.

I-5) Modes de couplage d'une onde électromagnétique:

Le champ électromagnétique peut se coupler à un circuit intégré selon trois modes: mode différentiel, mode commun et mode antenne.

I-5-1) Mode différentiel:

Le mode différentiel, appelé aussi mode série, mode normal ou symétrique, dans le cas de deux conducteurs très proches, une perturbation peut se coupler au système et introduire un courant de mode différentiel. C'est-à-dire le chemin de retour ne passe pas par la référence du système. Dans ce mode de couplage, le plan de référence ne joue aucun rôle dans le couplage. Comme le montre la figure I-15.

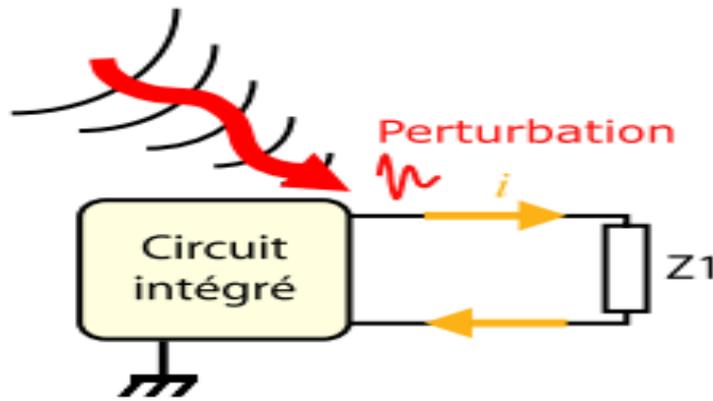


Figure I-15: Principe de couplage en mode différentiel d'une onde électromagnétique avec un circuit intégré

I-5-2) Mode commun:

Le mode commun (asymétrique ou parallèle) est le mode de propagation des parasites, l'ensemble des courants aller se propagent dans le même sens, et le courant de retour s'effectue directement par la référence de masse. Comme l'illustre la figure I-16.

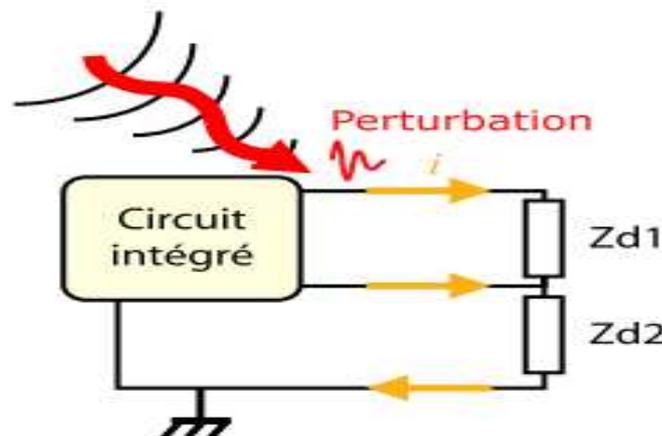


Figure I-16: Principe de couplage en mode commun d'une onde électromagnétique avec un circuit intégré

I-5-3) Mode antenne:

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.

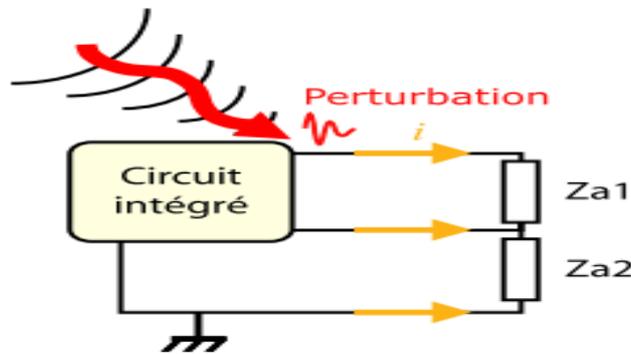


Figure I-17: Principe de couplage en mode antenne d'une onde électromagnétique avec un circuit intégré

I-6) Les effets des perturbations sur les circuits intégrés:

Les effets de perturbations sur les circuits intégrés peuvent être classés suivant la gravité de la défaillance engendrée [IEC62 132], comme le montre le tableau (I-1). Dans le pire des cas, elles peuvent conduire à la destruction du circuit.[4]

Niveau	Observations
A	Performances normales
B	Dégradations ou perte de fonctionnalités temporaires, fonctionnement nominal récupérable après suppression de la défaillance
C	Dégradations ou perte de fonctionnalités temporaires, la récupération de fonctionnement nominal nécessite un reset de l'équipement sous test
D	Dégradations ou perte de fonctionnalités permanentes dues à un endommagement

Tableau I-1: Classement du niveau de défaillances causées par une perturbation électromagnétique

Les effets des perturbations dépendent fortement du type de circuit testé. Cependant, on peut remarquer d'après l'ensemble des études sur des circuits numériques ou analogiques de différentes technologies que la susceptibilité des circuits intégrés diminue quand la fréquence de la perturbation augmente. Le plus souvent à partir de quelques Ghz, les circuits ne présentent plus de susceptibilité. Néanmoins, quelques études ont montré qu'à partir de 15Ghz, l'immunité de certaines portes logiques avaient tendance à diminuer.

I-7) Conclusion:

Même si l'évolution de la technologie CMOS a permis une amélioration des performances des circuits intégrés, elle a aussi entraîné une dégradation du point de vue CEM, que ce soit en terme d'émission parasite ou en terme de susceptibilité aux perturbations électromagnétiques. Nous avons vu que l'intégration des circuits dans un même boîtier améliore les performances des systèmes électroniques et réduit l'émission parasite globale. Cependant, le rapprochement des circuits implique le risque de couplage mutuel et par conséquent d'interférences. Afin de résoudre ces problèmes on doit utiliser des techniques de mesure exactes pour prédire ces interférences dès la fabrication.



Chapitre II

Méthodes de mesure des émissions des circuits intégrés



II-1) Introduction:

Les mesures des perturbations électromagnétiques et le contrôle du fonctionnement de circuit intégré soumis à ces perturbations sont utilisés pour évaluer les performances des circuits intégrés du point de vue CEM.

Les essais en laboratoire permettent soit: de déterminer le niveau des perturbations émises qui doit être inférieur au niveau auquel les normes font référence, soit d'apprécier le comportement d'un circuit intégré en présence d'un environnement perturbé, il doit être au moins égal aux seuils auxquels les normes font référence.

Le champ d'application des tests sur un prototype devra inclure l'ensemble suivant:

- Mesures des perturbations rayonnées
- Mesures des perturbations conduites émises
- Tests d'immunité aux perturbations rayonnées
- Tests d'immunité aux perturbations conduites

Dans ce chapitre nous allons décrire les méthodes de mesures concernant l'émission des circuits intégrés en mode rayonné ou conduit qui sont référencées par le Comité International Electrotechnique sous le numéro de projet IEC 61 967, et nous aborderons dans le chapitre suivant les méthodes de mesures en susceptibilité (IEC 62 132).

II-2) Méthodes de mesure de l'émission des circuits intégrés:

La norme IEC 61 967 concerne l'émission des circuits intégrés, qui spécifie les méthodes de mesures de l'émission parasites des circuits intégrés. Cette norme comporte six parties, la première partie (IEC 61 967-1) est dédiée aux conditions générales et aux définitions. Les autres parties que nous présenterons par la suite décrivent les méthodes de mesures.

L'IEC 61 967-1 décrit les conditions communes à toutes les méthodes conduites et rayonnées de l'évaluation d'émissions du circuit intégré 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 partie de IEC 61 967-1 couvre la description des bancs d'essais du circuit intégré.

II-3) Méthodes rayonnées:

II-3-1) Méthode de mesure en cellule TEM (Cellule de Crawford):

a) Présentation générale:

La méthode de mesure en cellule Transverse Electromagnétique Mode (TEM), est proposée par le groupe de travail SAEJ 1752/3[5]. Cette technique de mesure normalisée sous le numéro IEC 61 967-2, permet de mesurer les perturbations électromagnétiques émises par un circuit intégré en mode différentiel à l'aide d'un récepteur de mesure tel que l'analyseur de spectre dans la bande de fréquence est de 150Khz à 1Ghz. Voir figure II-1.



Figure II-1: Cellule TEM utilisé pour mesurer les perturbations électromagnétiques rayonnées par le circuit intégré

Le but de l'étude de la cellule TEM est de caractériser le couplage électromagnétique afin d'évaluer l'émission rayonnée des différents circuits

intégrés à tester. Cela s'applique à la modélisation et à l'étude du comportement électromagnétique des circuits intégrés du point de vue CEM.

b) Caractéristiques de la cellule TEM:

La cellule TEM, enceinte fermée, repose sur le principe d'une ligne de transmission constituée de deux plans de masse et une plaque métallique qu'on appelle septum, située au centre de la cellule, orienté longitudinalement, positionnée horizontalement, et dont la géométrie suit au plus près les contours de boîtier de la cellule sans jamais y être en contact. Cette lame est une antenne qui permet de capter les champs électromagnétiques émis par le dispositif sous test, et de transmettre à chaque instant le signal électrique via une prise BNC (British Naval Connector) et un câble coaxial, vers l'appareil de mesure.

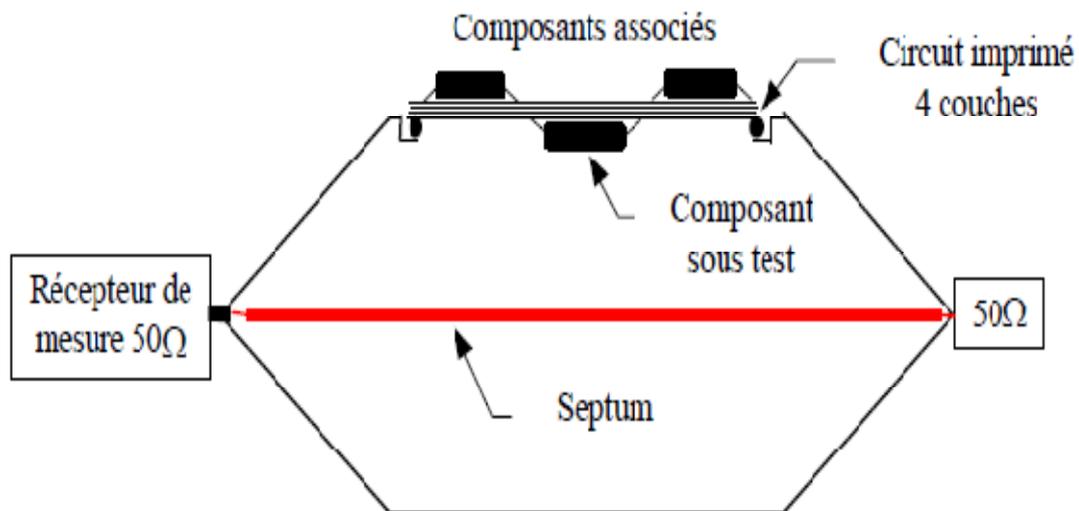


Figure II-2: Description de la cellule TEM

Dans cette cellule se propage une onde électromagnétique en mode transverse électromagnétique (mode TEM), à condition que la longueur d'onde soit inférieure à la dimension transversale de la cellule (la longueur de septum).

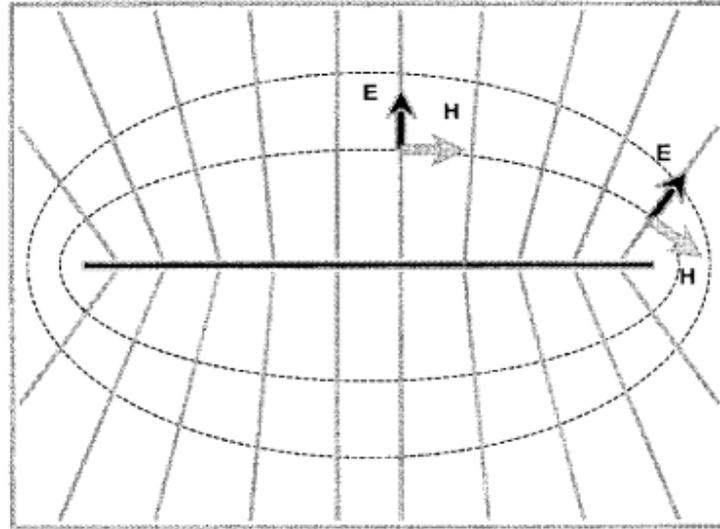


Figure II-3: Représentation et répartition des champs électrique et magnétique (mode TEM) dans la cellule TEM

Aux basses fréquences, seul le mode TEM peut se propager dans la cellule. Mais comme les fréquences sont élevées, les modes d'ordres supérieures TE (Transverse Electric) et TM (Transverse Magnétique) peuvent se propager sur la section centrale, et les phénomènes de résonances apparaissent dans la cavité. La fréquence maximale utilisée est due à l'apparition des premiers modes supérieures, qui dépendent de la dimension et de la forme de la cellule. La figure II-4 donne les dimensions typiques de la cellule TEM qui correspond à la fréquence de 1Ghz. [6]

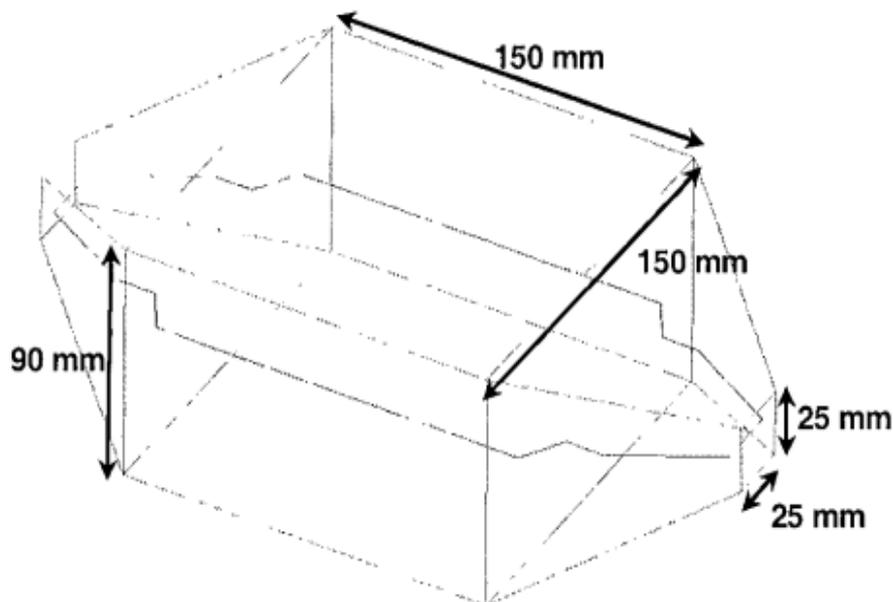


Figure II-4: Dimensions typiques pour une cellule TEM de 1Ghz

De DC à la fréquence maximale de la cellule, le mode TEM a une amplitude constante en fonction de la fréquence. D'où un champ électrique peut être généré dans la cellule TEM (figure II-5), l'amplitude de ce champ électrique est donnée par l'équation II-1 suivante:

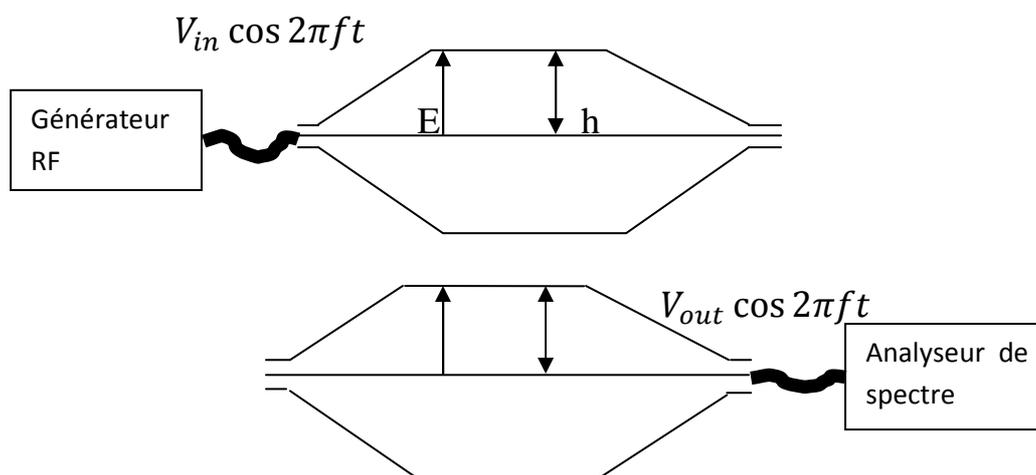


Figure II-5: génération et mesure d'un signal sinusoïdal avec une cellule TEM

$$E = \frac{V_{in}}{h} = \frac{\sqrt{Z_c P_{in}}}{h} \quad [6] \quad \text{équation II-1}$$

Où:

E : champ électrique.

h : est la hauteur entre le septum et la paroi extérieure.

V_{in} : est la tension appliquée à l'entrée de la cellule.

P_{in} : est la puissance d'entrée de la cellule.

Z_c : est l'impédance caractéristique de la cellule TEM.

Ainsi, on peut calculer l'amplitude du champ électrique à la sortie de la cellule TEM par la relation II-2 suivante:

$$E = \frac{\sqrt{Z_c P_{out}}}{h} \quad [6] \quad \text{équation II-2}$$

V_{out} et P_{out} sont respectivement la tension et la puissance à la sortie de la cellule TEM.

c) Spécificité de la carte de test:

La carte sur laquelle est implanté le composant à tester doit être conforme à la norme SAE J 1752/3[5], qui préconise d'utiliser un circuit imprimé quatre couches, dont les dimensions sont respectivement 103×103 mm. (figure II-6).

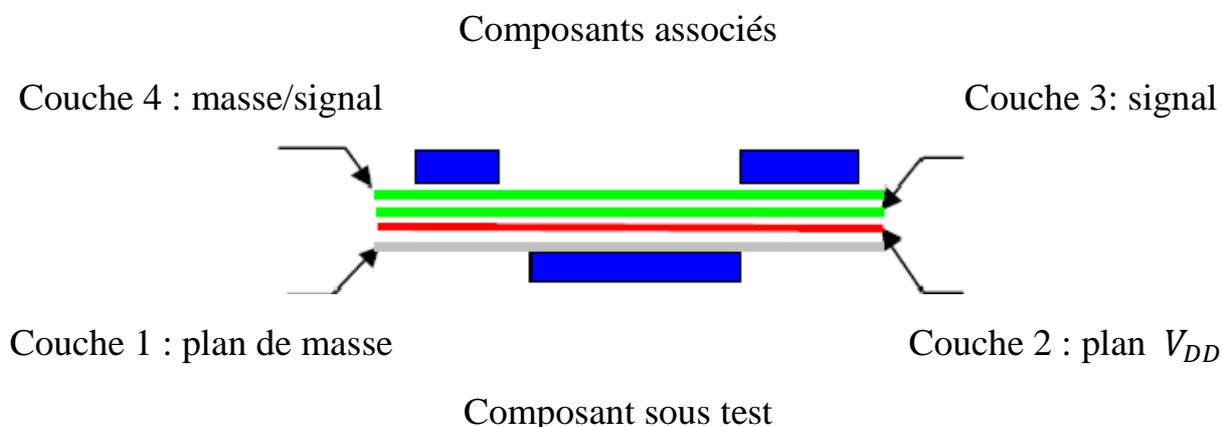


Figure II-6: Description des couches de la carte de test

La couche interne, c'est-à-dire le côté où est implanté le composant sous test, est constituée d'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 V_{DD} . 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.

d) Couplage des radiations émises par le circuit intégré dans la cellule TEM:

Le mécanisme de couplage entre les émissions du circuit intégré et le mode de propagation TEM dans la cellule de mesure a été examiné par Muccioli (1996) [6]. Dans le circuit intégré le courant qui circule à travers des broches de boîtier et les bonding d'interconnexions est à l'origine des émissions parasites, ces derniers se comportent alors comme des dipôles électrique et magnétique, certaines des ces émissions émises par le circuit intégré peuvent se coupler au mode de propagation TEM dans la cellule de mesure TEM, tandis que les autres ne peuvent pas se coupler au mode de propagation, Comme illustre la figureII-7.

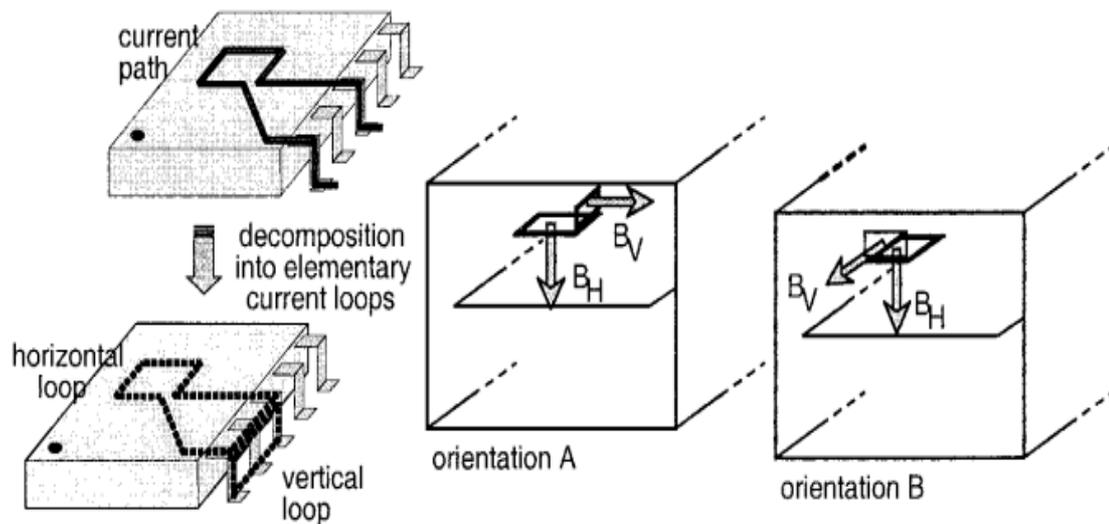


Figure II-7: Mécanisme de couplage entre les courants du CI et le mode propagation TEM dans la cellule TEM

Le chemin du courant du circuit intégré est équivalent à la combinaison de deux courants de boucle horizontale et verticale. Dans le cas de l'orientation A du CI, la boucle horizontale rayonne verticalement un champ magnétique qui est orthogonal à la distribution de champ magnétique de mode de propagation TEM dans la cellule. D'où ces radiations ne peuvent pas se coupler avec le mode de propagation. Dans le cas de champ magnétique rayonné par la boucle verticale, la direction de ce champ magnétique est colinéaire à la distribution de champ magnétique dans la cellule donc le mode TEM est excité par les radiations de cette boucle. Par ailleurs l'orientation B du CI ne couple aucune radiation des boucles avec le mode de propagation TEM. Par conséquent, deux mesures des émissions qui sont couramment utilisées pour exécuter les radiations des circuits intégrés: la première consiste à tester le circuit intégré à une orientation arbitraire et la deuxième mesure à une orientation de 90° par rapport à la première mesure. Cependant, les mesures standards stipulent que les quatre orientations du CI doivent être examinées et que seulement le spectre d'amplitude maximum qui doit être pris en considération.

e) Mesure en cellule TEM des radiations émises par un microcontrôleur:

La partie suivante présente des résultats de mesure typiques d'une émission d'un circuit intégré. Le composant à tester est un microcontrôleur 16 bits compatible avec la carte de test de la cellule TEM. Cette cellule de mesure à une fréquence de coupure de 1Ghz et un espacement à ouverture de 45 mm (distance entre septum - sortie et septum - entrée de la cellule). La sortie de la cellule est connectée à un analyseur de spectre de bande passante (9Khz - 3Ghz) à travers un amplificateur du gain de 30 dB.

Deux programmes (OUTCLK et OUTCAPA) sont brièvement décrits dans le tableau II -1, sont chargés dans l'EEPROM du 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 reliés à des charges capacitives Port A configuré en sortie Port A bascule entre les valeurs 0x55 (01010101) et 0xAA (10101010)

Tableau II-1: Bref description des programmes chargés dans le microcontrôleur

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-8.[6]

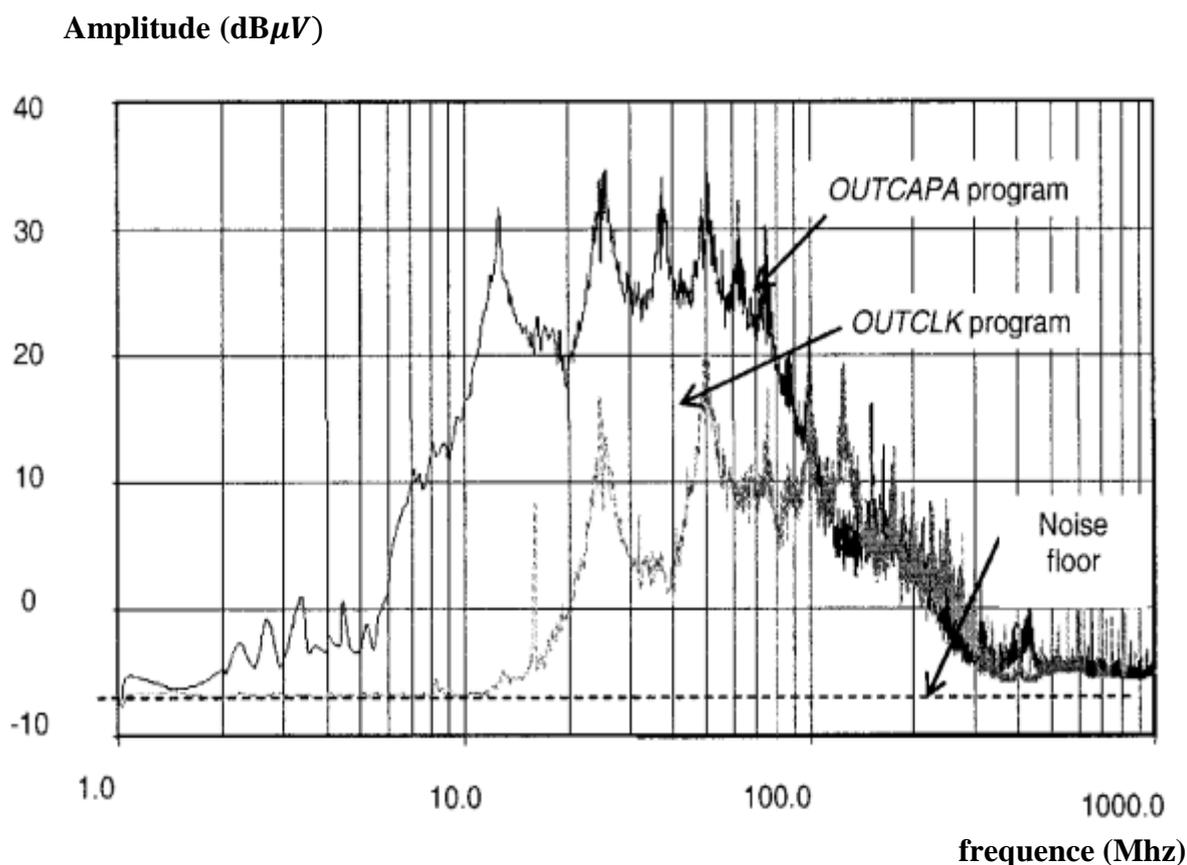


Figure II-8: Mesure en cellule TEM des radiations émises par un microcontrôleur: même orientation, différents programmes

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 II-9 montre le spectre de rayonnement d'un microcontrôleur qui exécute le programme OUTCLK, pour deux orientations différentes du microcontrôleur.[6]

Amplitude ($\text{dB}\mu\text{V}$)

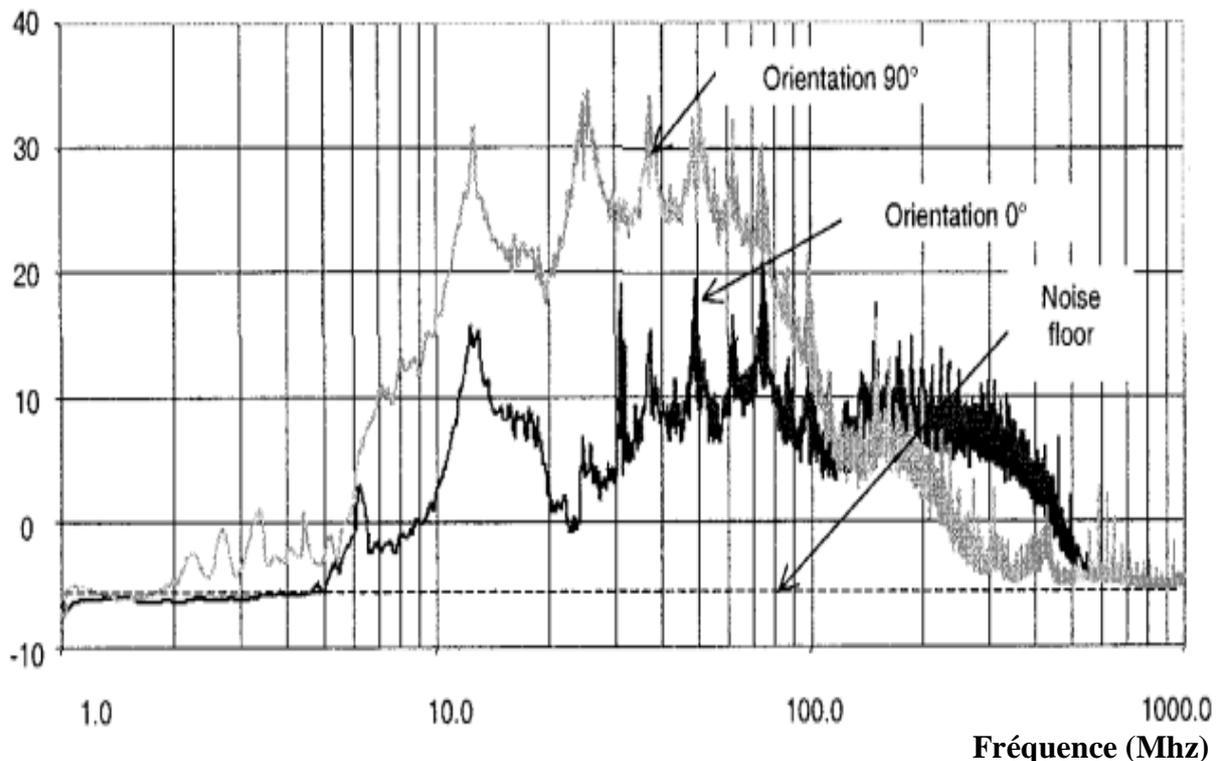


Figure II-9: Mesure en cellule TEM des radiations émises par un microcontrôleur: même programme, différentes orientations

On remarque dans la bande fréquence 1MHz - 100MHz les niveaux de perturbations générés pour l'orientation 90° sont plus gênants par rapport à ceux générés pour l'orientation 0°. Mais pour la bande 100MHz - 1Ghz les perturbations de l'orientation 90° tendent rapidement vers le niveau bas de l'émission.

Ces résultats montrent clairement la dépendance de l'orientation du microcontrôleur; c'est pourquoi deux mesures avec l'orientation perpendiculaire de la carte de test sont exigées.

f) Avantages et inconvénients de la cellule TEM:**Avantages :**

- Petite taille.
- faible prix.
- Modicité de besoin en puissance d'attaque.
- Elle n'a pas besoin de blindage supplémentaire pour atténuer les rayonnements extérieurs.

Inconvénients :

- Le premier inconvénient de cette structure est que les phénomènes du type cavité vont s'y manifester, ce qui rendra impossible toute utilisations au-delà de la première fréquence de résonance.
- Le second inconvénient est qu'il faut prévoir une fenêtre pour observer le composant pendant le test.
- Limitation en fréquence: 1Mhz – 1Ghz.

g) Cellule GTEM:

La cellule GTEM se distingue de la cellule TEM classique par sa forme pyramidale, ses dimensions plus importantes et surtout par la présence des absorbants réduisant les réflexions parasites à l'intérieur de la cellule. Son septum plat est légèrement incliné et effilé de façon à maintenir sa résistance à 50Ω tout au long de la longueur de la cellule, et l'extrémité étroite est terminée par une charge de 50Ω adaptée au connecteur coaxial.



Figure II-10: cellule GTEM

Le protocole de mesure des émissions du circuit intégré dans la cellule GTEM est le même que dans la cellule TEM. Mais grâce à sa structure effilée, la cellule GTEM autorise des mesures jusqu'à 18Ghz.

L'émission du circuit intégré dans la cellule GTEM provoque localement trois modes de propagation (TEM, TE et TM), ces modes se propagent vers l'extrémité étroite de la cellule GTEM. Comme les dimensions de la section diminuent les modes supérieurs sont atténués, et le transfert d'énergie est porté par le mode TEM. À la sortie de la cellule le mode TEM transporte la majorité de la puissance générée par le circuit intégré.

h) Corrélation des résultats de mesure des différentes cellules:

La mesure des radiations d'un circuit intégré dans la cellule TEM et GTEM devrait nous mener au résultat identique, si on a un même espacement circuit intégré - septum.

Le facteur de corrélation entre les deux cellules peut être exprimé :

$$\delta = \frac{V_{out,2}(f)}{V_{out,1}(f)} = \frac{h_1}{h_2} \quad [6] \quad \text{équation II-3}$$

Où:

$V_{out,1}(f)$: la tension mesuré à la sortie de la cellule (C1)

$V_{out,2}(f)$: la tension mesuré à la sortie de la cellule (C2)

h_1 : espacement circuit intégré – septum de la cellule (C1)

h_2 : espacement circuit intégré – septum de la cellule (C2)

Les niveaux d'émission mesurés sur un circuit intégré dans les différentes cellules C1 et C2 sont donnés par la relation suivante:

$$V_{out,2}(f)|_{dB\mu V} = V_{out,1}(f)|_{dB\mu V} + 20 \log\left(\frac{h_1}{h_2}\right) \quad [6] \quad \text{équation II-4}$$

La figure II-11 montre les résultats de l'émission d'un microcontrôleur 16 bits. Le circuit intégré inséré dans les cellules TEM et GTEM est compatible avec la carte de test.[6]

Niveau d'émission ($\text{dB}\mu\text{V}$)

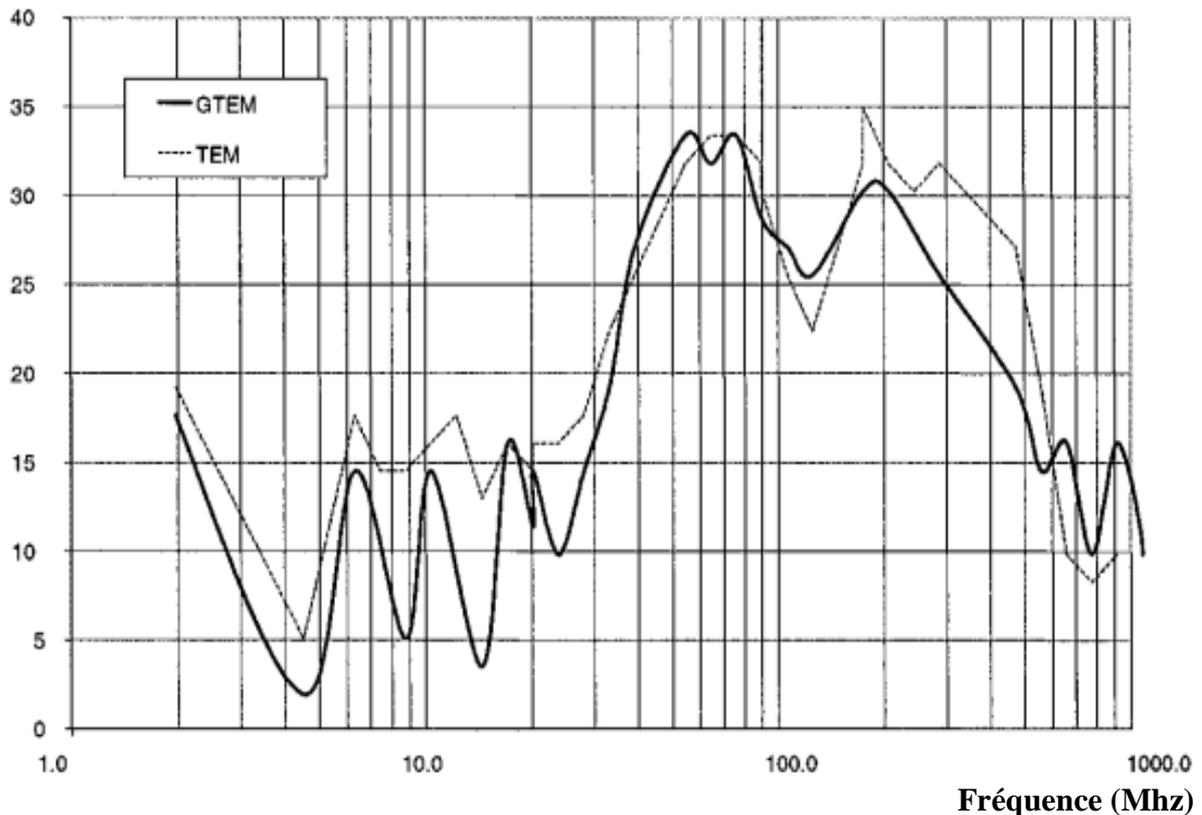


Figure II-11: Mesure des radiations d'un microcontrôleur dans la cellule TEM et GTEM

Les mesures de l'émission du microcontrôleur sont exécutées dans la même orientation, même programme et même réglage de l'analyseur de spectre. Les deux résultats sont presque identiques sur toute la gamme de fréquence.

i) Cellule TEM tridimensionnelle (3D):

L'un des grands inconvénients de la cellule TEM classique est de changer à chaque fois l'orientation du circuit à tester. Mais Deniau [3] a trouvé une solution en utilisant une cellule à 3D, qui permet d'obtenir directement

l'émission rayonnée dans toutes les directions sans changer l'orientation du composant sous test, figure II-12.

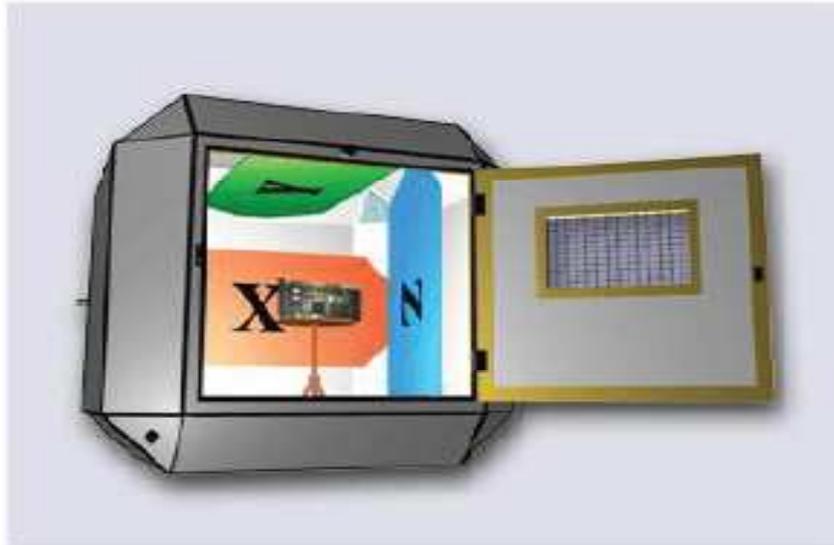


Figure II-12: Cellule TEM 3D

II-3-2) Mesure en champ proche:

a) Présentation générale:

Cette méthode est normalisée IEC 61 967-3. Elle est utilisée pour mesurer les perturbations électromagnétiques émises par le circuit intégré, en balayant la surface du circuit intégré.

Pour réaliser des mesures en champ proche on doit utiliser un banc de scan proche. Le schéma de ce banc est représenté par la figure II-13, qui est dédié à la mesure de rayonnement du circuit intégré.[4]

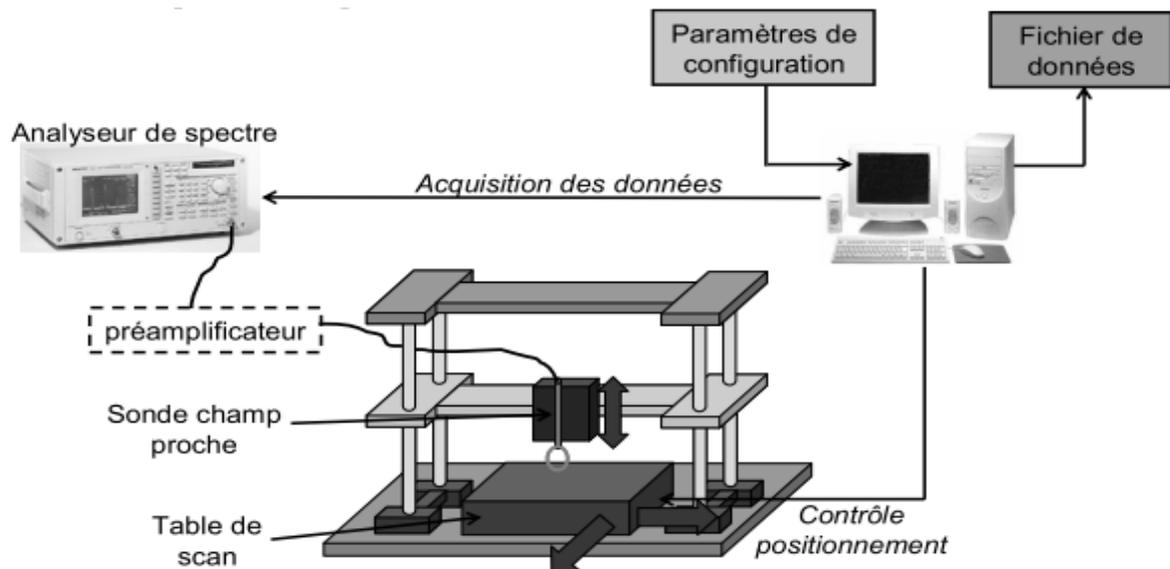


Figure II-13: Protocole de mesure du scan champ proche

Le principe de la construction d'une cartographie de l'émission rayonnée en champ proche repose sur une sonde de champ proche qui est déplacée au-dessus de la surface du dispositif sous test (DST). Cette dernière est une petite antenne qui, dès qu'elle capte un champ électromagnétique, génère une tension proportionnelle à l'amplitude des composantes du champ capté. Cette tension peut être mesurée à l'analyseur de spectre et donner une information sur l'amplitude du champ. La sonde doit être déplacée précisément à une altitude constante de la surface du composant sous test. L'utilisation d'un support mécanique de précision est donc requise. De plus, pour reconstituer la cartographie champ proche, un système de positionnement automatisé est nécessaire. La configuration des dispositifs de positionnement et d'acquisition est effectuée par un ordinateur, qui stocke aussi l'ensemble des données acquises par l'analyseur de spectre. Le scan peut être réalisé à une fréquence donnée ou sur un ensemble de fréquence. La figure II-14 détaille la procédure de la mesure de scan champ proche.

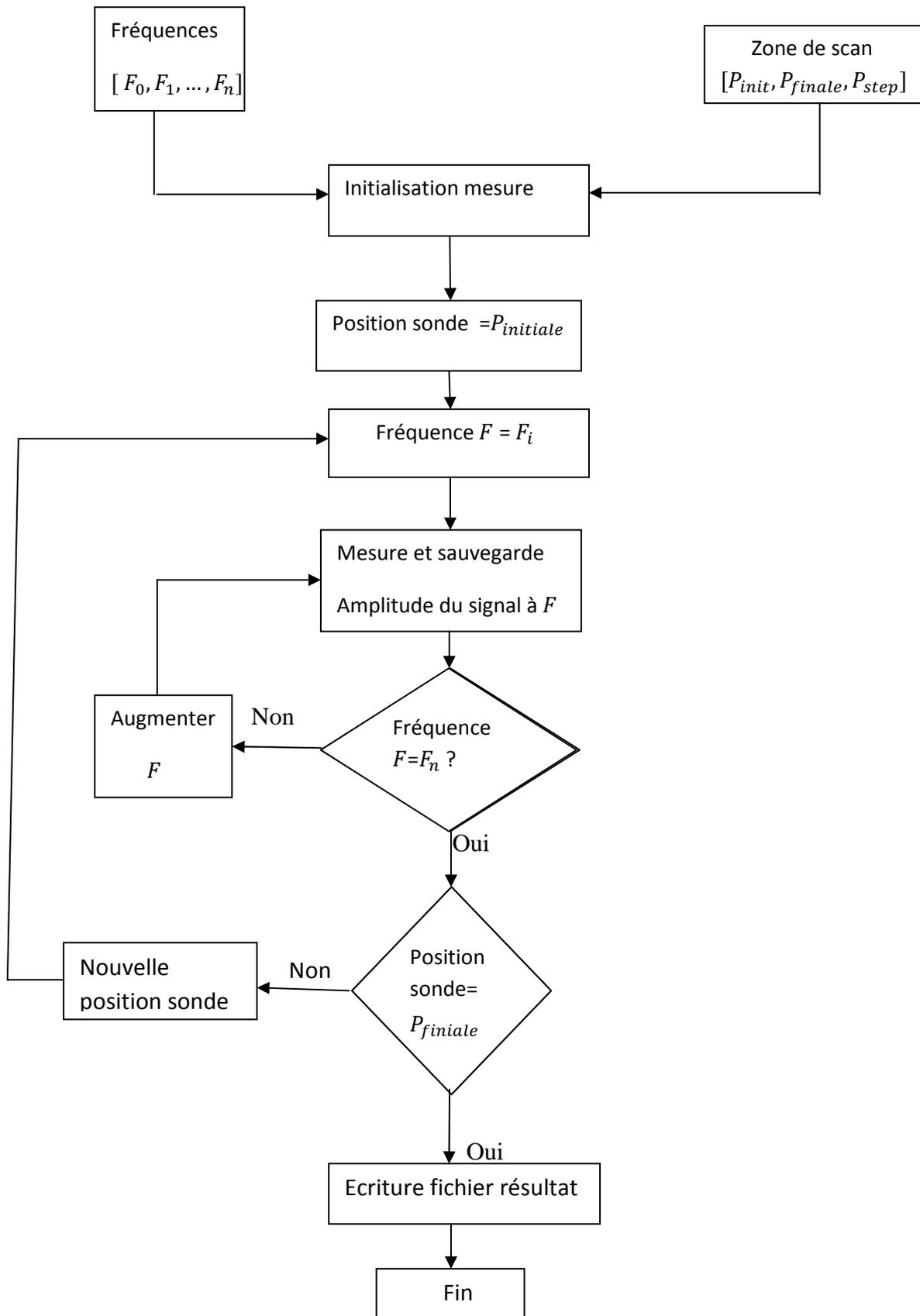


Figure II-14: Organigramme de la mesure de scan en champ proche

b) Description des sondes de mesure:

Les sondes de mesures en champ proche sont réalisées à base de lignes coaxiales ou de lignes micro ruban, sont dédiées à la capture d'une composante du champ électrique ou magnétique. On distingue deux types de catégorie de sonde: Les sondes électriques et les sondes magnétiques. Chaque sonde est caractérisée par sa sensibilité et sa résolution spatiale, liées à la géométrie de la sonde. Améliorer la sensibilité de la sonde revient souvent à réduire la résolution spatiale. Les dimensions à donner à une sonde sont généralement un compromis entre la sensibilité et résolution spatiale. La figure II-15 décrit la forme de ces sondes et les composantes captées du champ rayonné par une ligne micro ruban.[4]

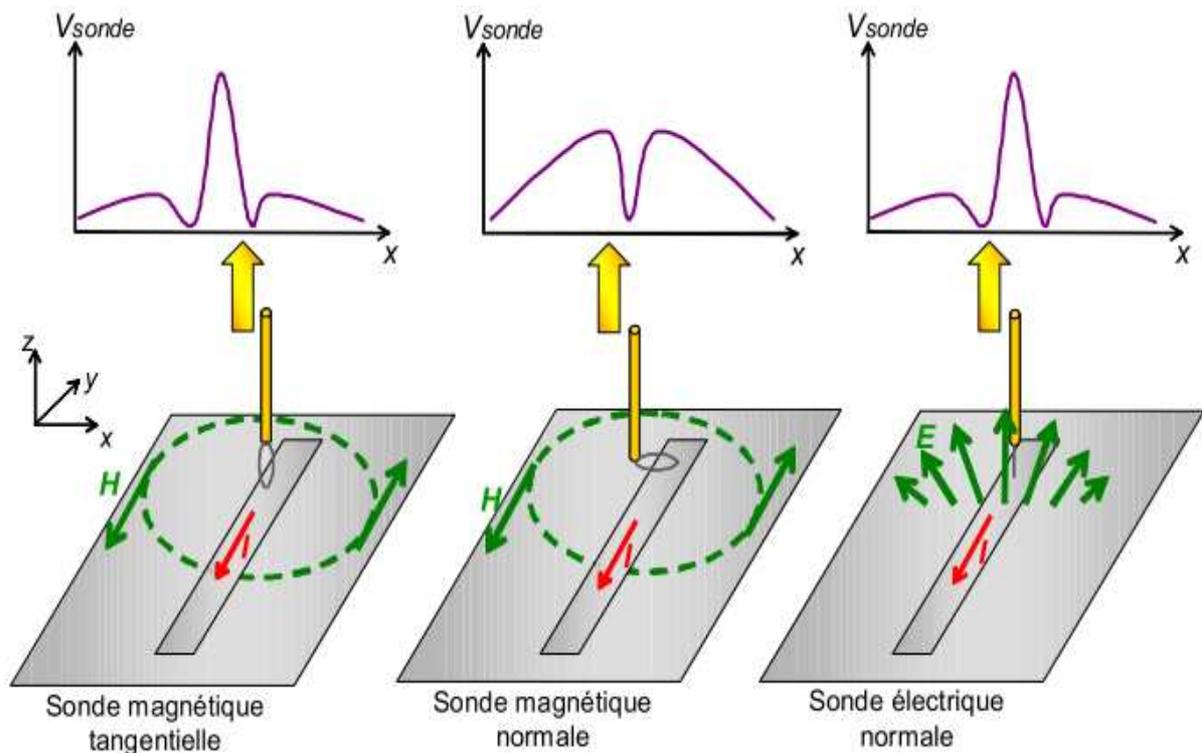


Figure II-15: Principe des sondes de champ proche

c) Caractérisation des sondes champ proche:**c-1) Influence des sondes champ proche sur le dispositif sous 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-16.a illustre le cas d'étude. La sonde est une boucle de 2 mm de diamètre, placée à $200\ \mu\text{m}$ 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-16.b) et de transmission (figure II-16.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.[4]

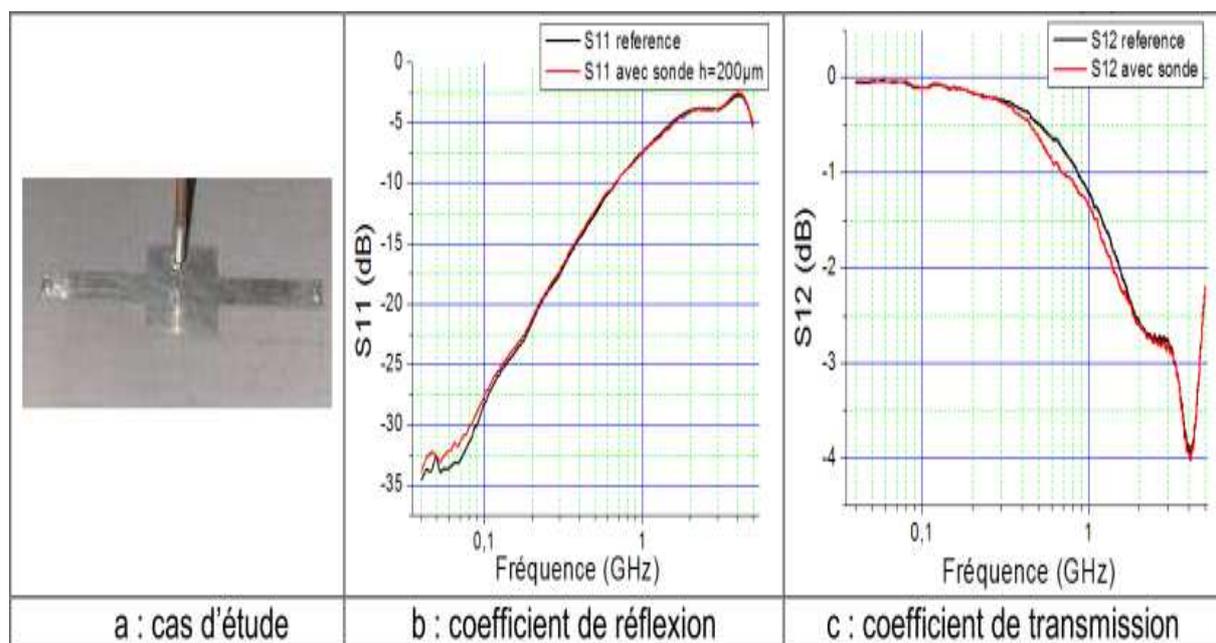


Figure II-16: Influence de la sonde magnétique sur le comportement du dispositif sous test

c-2) 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-17 présente la sonde ainsi que son modèle maillé. On simule ensuite le champ électromagnétique à proximité de la sonde. La figure II-18 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 1GHz, l'impédance d'onde est très inférieure à 377Ω , 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.[4]

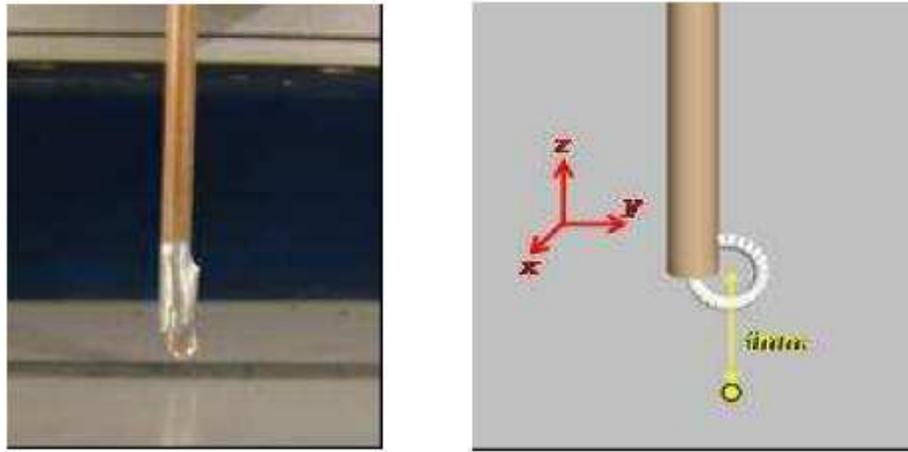


Figure II-17: Sonde magnétique tangentielle et modèle maillé

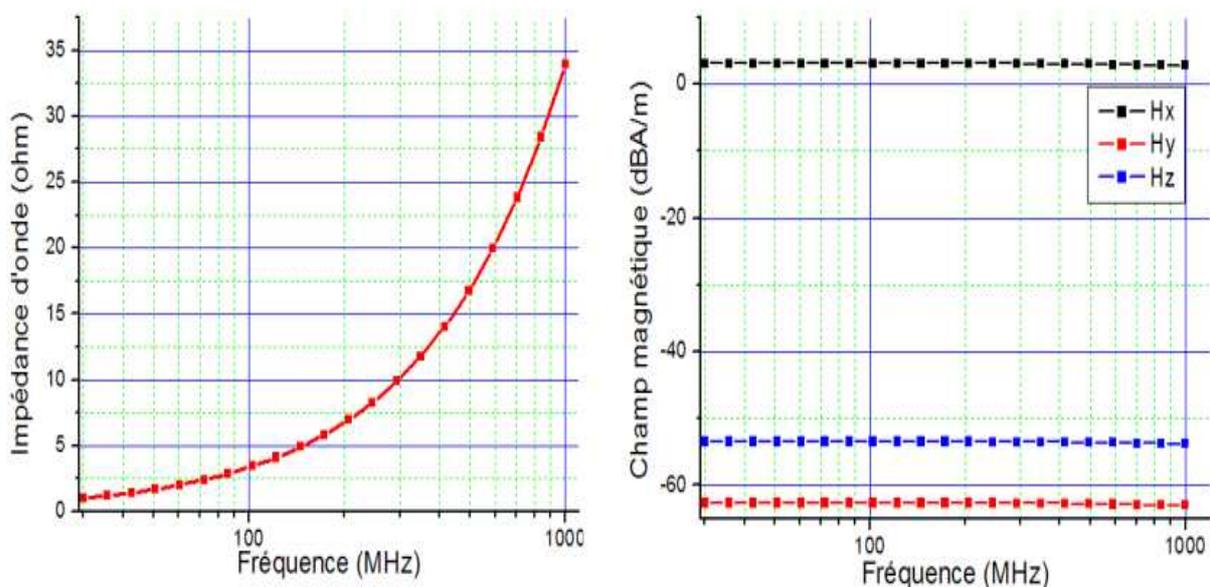


Figure II-18: Simulation de l'émission d'une sonde magnétique tangentielle

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. Si on considère une boucle magnétique de 2 mm 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-19 illustre le problème de non ponctualité dans le cas d'une sonde magnétique au-dessus d'une ligne micro-ruban.

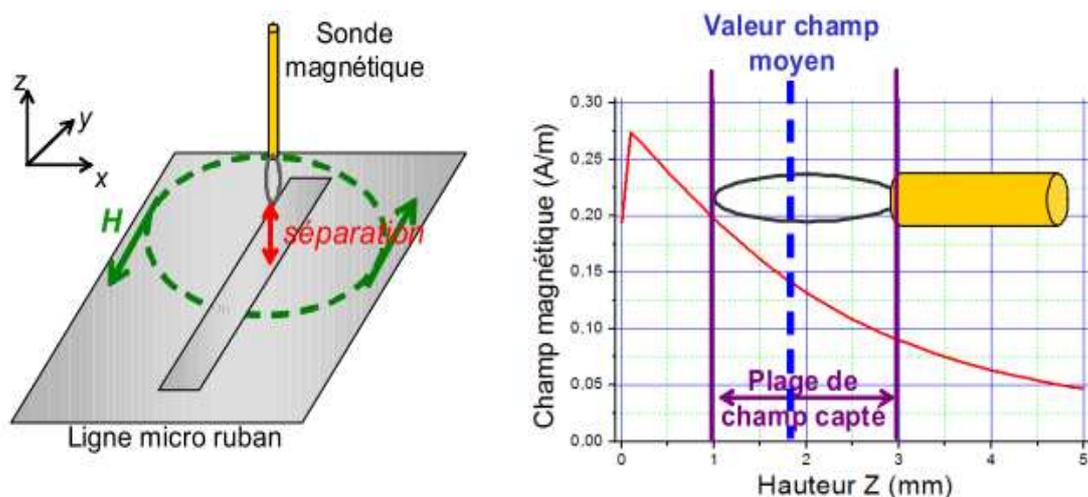


Figure II-19: Problèmes de non ponctualité de la sonde de mesure

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:

$$V_{ind} = j \mu_0 \omega \iint \vec{H} \vec{dS} = j \mu_0 \omega H_0 S \quad [4] \quad \text{équation II-5}$$

Avec :

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

ω : pulsation (rad/s).

S: surface de la boucle (m^2).

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

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

c-3) 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- 6 reliant la tension induite et le champ mesuré, quelle que soit la sonde utilisée.

$$V_{mes}(x, y, z, f) = PF(f) C(x, y, z, f) \quad [4] \quad \text{équation II-6}$$

Avec :

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.

d) Modélisation des sondes magnétiques:

La figure II-20 présente le modèle électrique de la sonde magnétique. A partir de ce modèle, on peut déduire l'expression théorique du facteur de performance d'une sonde magnétique, donnée par l'équation II-7.

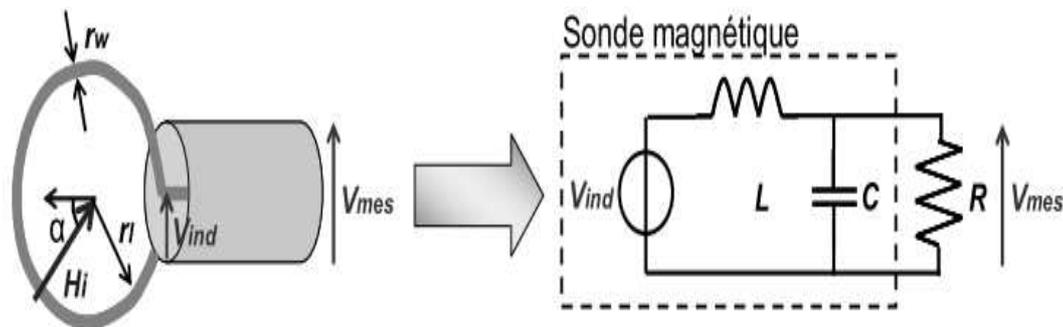


Figure II- 20: Schéma équivalent de la sonde magnétique

$$PF_{mag} = \frac{V_{mes}}{H_i} = \mu_0 \omega S \cos \alpha \left| \frac{Z_{RC}}{jL\omega + Z_{RC}} \right| \quad [4] \text{ équation II-7}$$

Avec :

PF_{mag} : facteur de performance théorique de la sonde magnétique (V.m/A)

V_{mes} : tension mesurée aux bornes de la sonde (V)

H_i : champ magnétique incident (A/m)

μ_0 : perméabilité magnétique du vide (H/m)

ω : pulsation (rad/s)

S : surface de la boucle (m²)

α : Angle d'incidence du champ par rapport à la normale de la surface de la boucle

Z_{RC} : Impédance équivalente formée par la capacité parasite de la sonde et la résistance d'entrée d'analyseur de spectre

L: Inductance parasite de la sonde (H), donnée par l'équation II-8

C: Capacité parasite de la sonde, donnée par l'équation II-9

Z: Impédance d'entée du système de mesure (Ω)

$$L = \mu_0 r_w \ln\left(8 \frac{r_l}{r_w} - 2\right) \quad [4] \quad \text{équation II-8}$$

$$C = \frac{2\varepsilon_0 r_l}{\ln\left(8 \frac{r_l}{r_w} - 2\right)} \quad [4] \quad \text{équation II-9}$$

Avec :

r_l : rayon de la boucle

r_w : rayon de l'âme centrale

e) Modélisation des sondes électriques:

La figure II-21 présente Le modèle électrique équivalent de la sonde électrique de type monopôle. A partir de ce modèle on peut déduire l'expression théorique de facteur de performance de la sonde électrique, donnée par l'équation II-10.

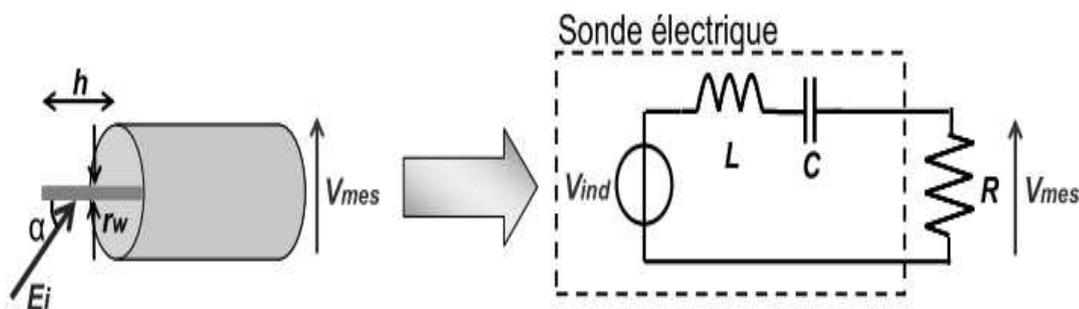


Figure II-21 : Schéma équivalent de la sonde électrique

$$PF_{elec} = \frac{V_{mes}}{E_i} = h_e \cos \alpha \left| \frac{R}{R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega})} \right| \quad [4] \text{ équation II-10}$$

Avec :

PF_{elec} : Facteur de performance théorique de la sonde électrique (m)

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

E_i : Champ électrique incident (V/m)

ω : Pulsation (rad/s)

h_e : hauteur effective de l'élément rayonnant de la sonde (m) donnée par l'équation II-11

α : Angle d'incidence du champ par rapport à la normale de la surface de la boucle

L : Inductance parasite de la sonde (H)

C : Capacité parasite de la sonde (F), donnée par l'équation II-12

R : résistance d'entrée du système de mesure (Ω)

$$h_e = h \frac{\Omega - 1}{\Omega - 2 + \ln 4} \quad \text{l'équation II-11}$$

$$C = \frac{2\pi h \varepsilon_0}{\Omega - 2 - \ln 4} \quad \text{l'équation II-12}$$

$$\Omega = 2 \ln \left(\frac{2h}{r_w} \right) \quad \text{l'équation II-13}$$

avec :

h : hauteur de l'élément rayonnant de la sonde (m)

Ω : facteur d'épaisseur de l'antenne

ε_0 : permittivité électrique

r_w : rayon de l'âme centrale

II-4) Méthodes conduites:

II-4-1) Méthode $1\ \Omega$ - $150\ \Omega$:

a) Présentation générale:

Issu du groupe de travail **VDE AK767. 13[5]**, cette méthode normalisée IEC 61967-4, définit une technique pour déterminer les émissions électromagnétiques conduites dans un circuit intégré.

Il s'agit de mesurer les perturbations en mode conduit sur les fils de masse et sur les entrées/sorties du circuit intégré. Par ailleurs, la mesure se fait sur une charge $1\ \Omega$ pour les courants de masse et sur une charge $150\ \Omega$ pour les entrées/sorties. Comme le montre la figure II-22, on adapte le système à $50\ \Omega$ dans le but d'utiliser des appareils de mesure qui sont eux même adaptés à $50\ \Omega$.

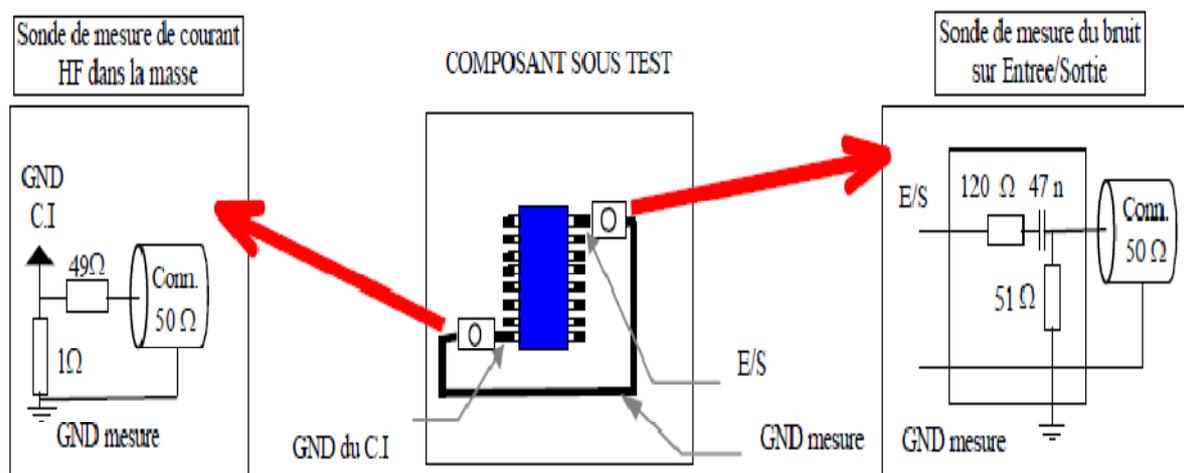


Figure II-22: Mesure des perturbations électromagnétiques conduites sur les masses et les entrées/sorties

b) Principe de la mesure $1\ \Omega$:

Cette méthode de mesure est basée sur une résistance $1\ \Omega$ placée entre la broche V_{ss} d'un circuit intégré et la masse de la mesure, afin de mesurer le

courant. Une deuxième résistance de 49Ω sert à l'adaptation entre le point de mesure et l'entrée de l'analyseur de spectre comme le montre la figure II-23.

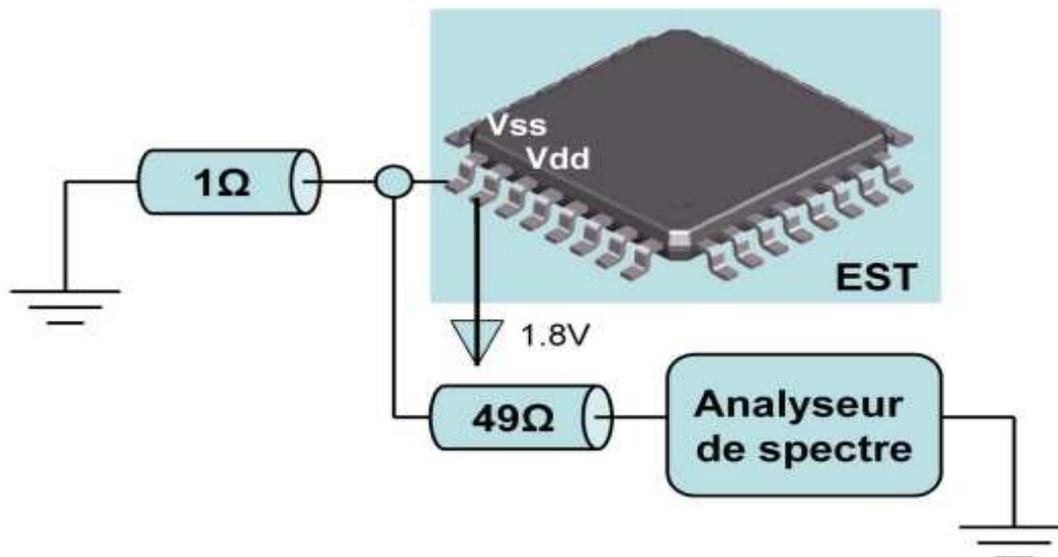


Figure II-23: Principe de la mesure 1Ω

c) Caractéristiques de la méthode :

Cette méthode donne des résultats très importants dans la gamme de fréquence allant de 150Mhz à 1Ghz. Elle permet de rendre compte de changement d'activité du circuit intégré et d'avoir en fonction des broches de masse et des entrées/sorties une idée précise des courants perturbateurs mais au-delà de quelques gigahertz le couplage capacitif est un handicap. En plus cette méthode nécessite plusieurs éléments passifs qui entraînent par conséquent une augmentation de l'encombrement de la carte de test.

II-4-2) 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-24 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).

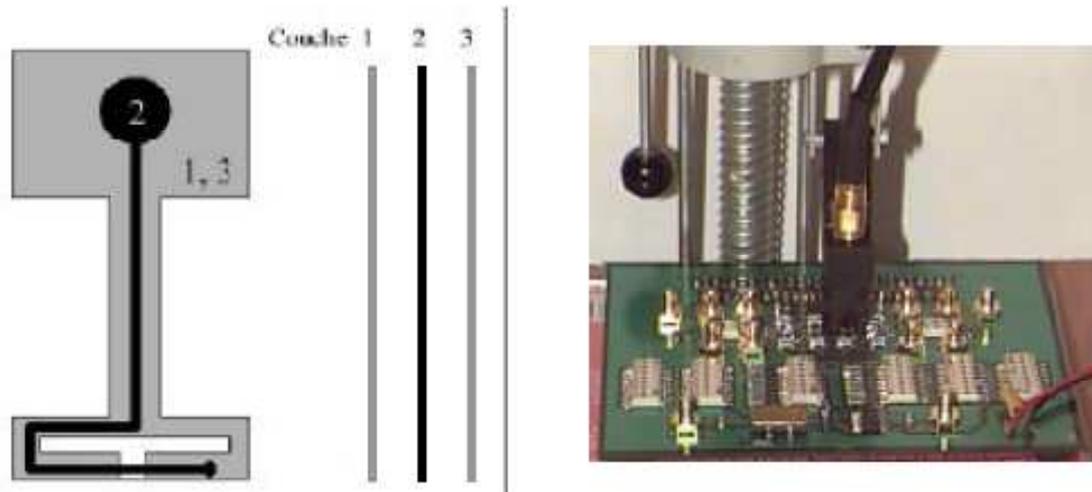


Figure II-24: Schéma et photographie de la sonde magnétique

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.

b) Principe de la méthode:

Le dispositif de mesure est constitué d'une sonde de 20mm de diamètre, comportant un écran électrostatique pour s'affranchir du champ électrique (figure II-25). Il balaye la surface du circuit afin de détecter les zones d'émission. Cette méthode, moins précise que les autres, a 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 1Mhz et 1Ghz.

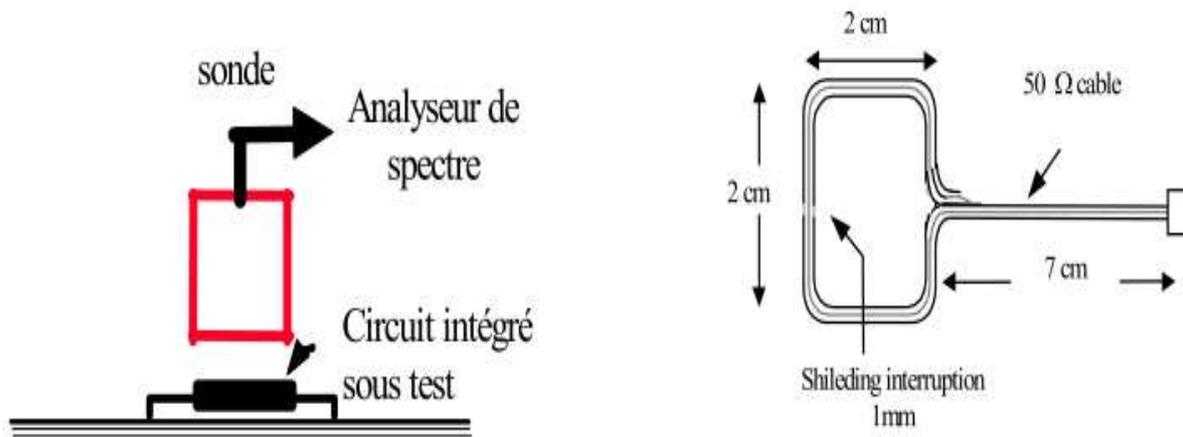


Figure II-25 : Principe de la méthode de la sonde magnétique (Méthode NEC)

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-4-3) 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 où les parois métalliques ou la carte sous test ont des dimensions non négligeables devant la longueur d'onde.

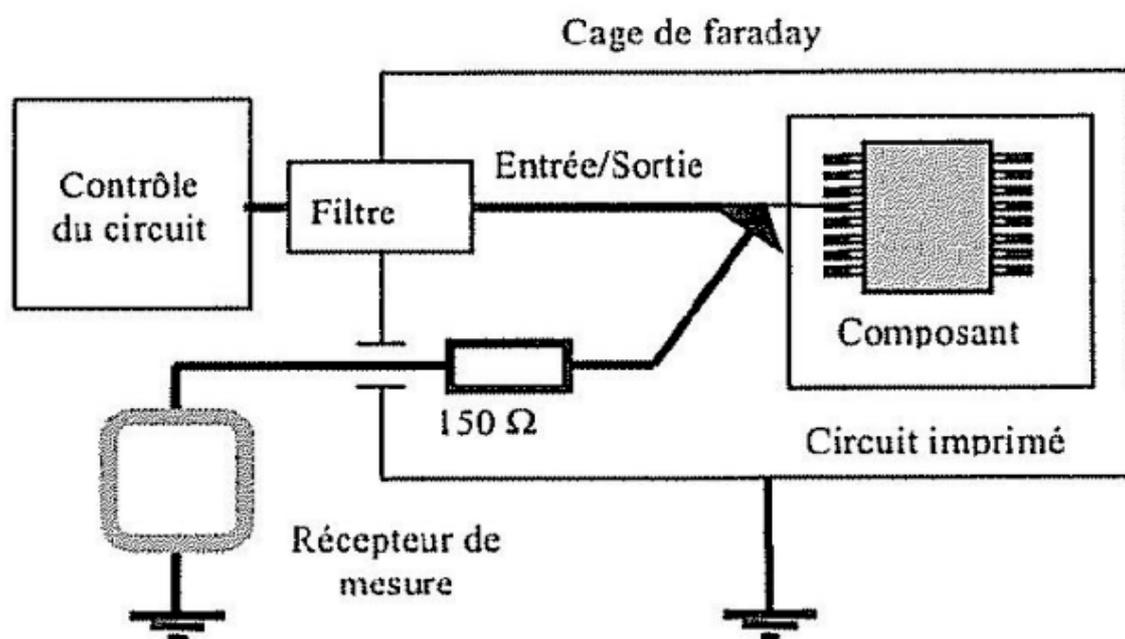


Figure II-26: Mesure de perturbation émise à l'aide d'un banc WBFC

b) Résultats de mesure :

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 quatre orientations. La figure II-27 montre le niveau d'émission RF en fonction de la fréquence. [6]

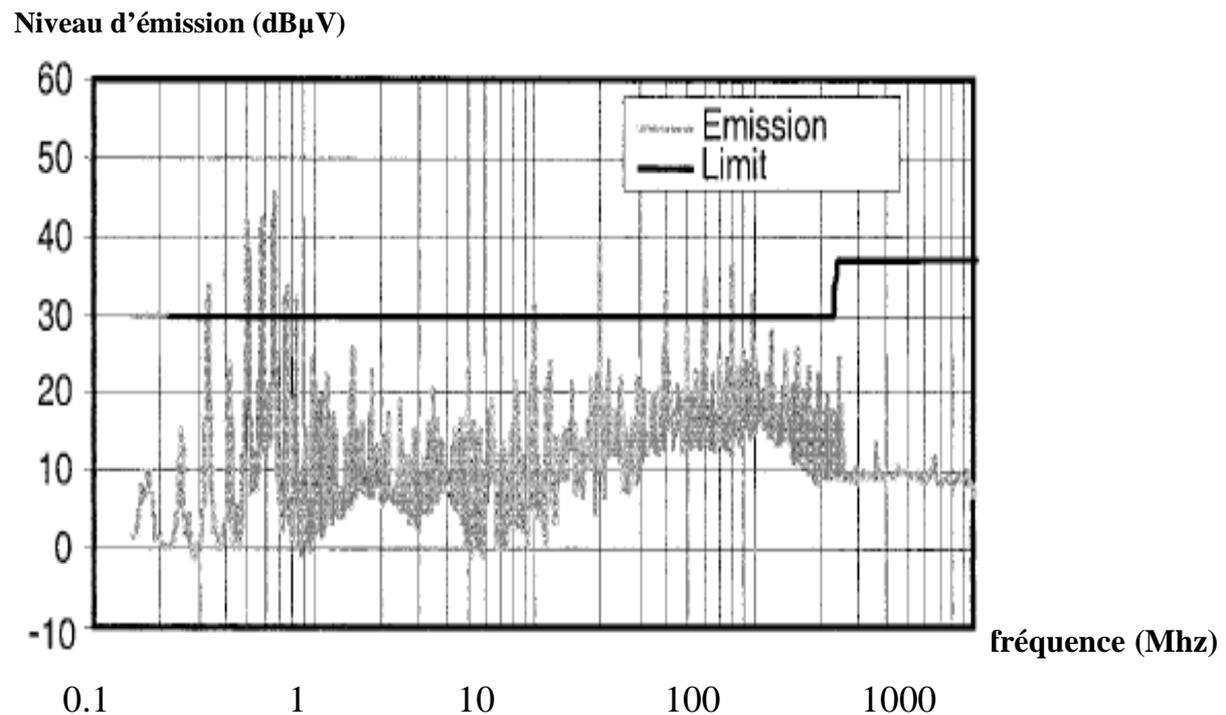


Figure II-27 : Exemple d'émission d'un circuit intégré avec la méthode WBFC

II-5) Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présentés les méthodes rayonnées et conduites. En général, ces méthodes sont bien adaptées aux mesures CEM des circuits intégrés dans la bande de fréquence 150kHz - 1GHz. Mais pour la GTEM le domaine de fréquence s'étalent jusqu'à 18GHz ce qui engendre de nombreuses difficultés: soins accordés à la réalisation des platines de tests, utilisation de matériels spécifiques et précis, phénomènes de réflexion ou de rayonnement importants. De plus, ces méthodes nécessitent des cages faraday ou des enceintes blindées à l'exception de la méthode 1 Ω -150 Ω .

Chapitre III

Méthodes de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés



III-1) Introduction:

Le développement des télécoms a multiplié les sources parasites de moyenne et forte puissance telle que les radars, les téléphones cellulaires, ou encore les réseaux rapides et autre système sans fils comme le Wifi et Bluetooth...etc.

Les composants peuvent recevoir des interférences RF qui peuvent être superposées au signal qui se propage créant ainsi des phénomènes comme l'intermodulation et autres perturbations. Pour lutter contre ces agressions et protéger les circuits intégrés il faut prendre des mesures et précautions au niveau susceptible des composants, donc des méthodes de mesure concernant la susceptibilité des circuits intégrés qui sont standardisées sous la référence IEC 62 132.

Dans ce chapitre nous allons présenter ces méthodes nous commencerons par les méthodes rayonnées puis suivront les méthodes en mode conduit.

III-2) Méthodes de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés:

Le comité IEC (International Electrotechnic Commite) a travaillé beaucoup pour développer la norme IEC 62 132 afin d'évaluer l'immunité des circuits intégrés aux émissions rayonnées et conduites dans la bande de fréquence allant de 150Mhz à 1Ghz. Cette norme se compose de huit parties, la première IEC 62 132-1 décrit les conditions communes à toutes les méthodes qui composent la norme 62 132, y compris les conditions de mesure, l'équipement d'essai, l'installation d'essai général et les méthodes d'essais. La norme définit également des classes de caractérisation de l'immunité du circuit intégré, on décrit dans la suite les normes de mesures.

III-3) Les méthodes rayonnées:

III-3-1) Cellule TEM:

a) Description de la méthode:

IEC 62 132-2 est une méthode de mesure d'immunité des circuits intégrés aux émissions rayonnées (injection de perturbation RF). Cette méthode repose sur le principe d'une ligne de transmission constituée de deux plaques parallèles entre lesquelles règne un champ électromagnétique uniforme. Sa propagation s'effectue selon le mode TEM dans l'enceinte blindée, qui est autosuffisante vis-à-vis des champs extérieurs ou de la réflexion. Autre avantage, selon les dimensions de la cellule, il est possible de monter jusqu'à des fréquences de 1Ghz.

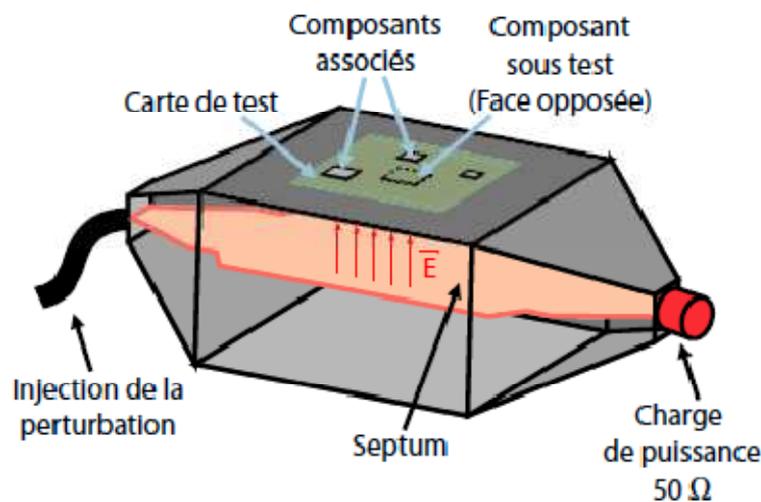


Figure III-1: principe de mesure en cellule TEM

Par ailleurs, il est à noter que la carte sur laquelle repose le composant à tester, complète le blindage de la cellule elle-même. De ce fait, le circuit imprimé doit être de type multicouches, et le plan orienté vers l'intérieur de la cellule, c'est-à-dire celui où est implanté le composant à tester, doit être un plan de masse.

Enfin, les cellules dont les dimensions sont les plus petites sont bien adaptées pour la mesure des circuits intégrés. Malheureusement, le principal inconvénient de ce type de mesure vient du fait que le couplage septum puce est très faible. Ce phénomène est en relation directe avec les dimensions de la puce qui offrent des antennes (les interconnexions) dont la longueur est bien inférieure aux longueurs d'ondes des signaux RF.

b) Caractéristiques de la cellule TEM:

- Coût modéré.
- Espace réduit.
- Puissance injectée modérée.
- Faible couplage champ puce du fait du domaine de fréquence.
- Mesure dans la bande fréquence 1Mhz - 1Ghz.

c) Cellule GTEM:

La cellule GTEM présente tous les avantages de la cellule TEM avec en plus la possibilité d'injecter des signaux RF dont la fréquence peut atteindre 18Ghz. En comparaison de la cellule TEM, la GTEM présente des dimensions physiques bien plus importantes. En ce qui concerne le principe de fonctionnement, il est identique à celui de la cellule TEM. La principale caractéristique permettant à cet instrument de mesure 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.

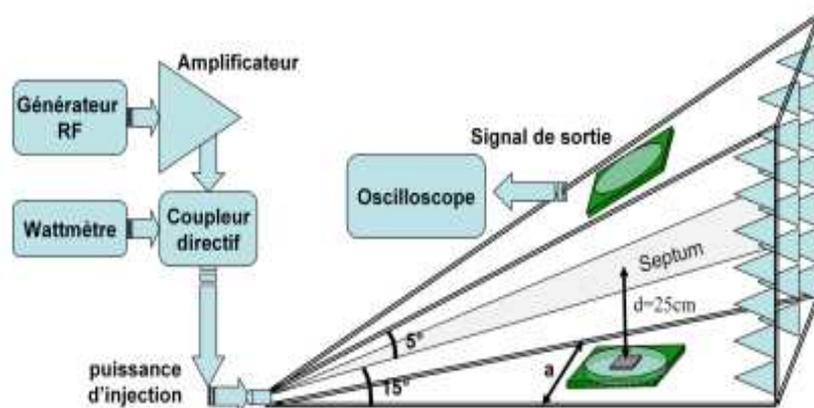


Figure III-2 : Cellule GTEM pour mesure la susceptibilité d'un circuit intégré

III-3-2) Les mesures en chambre anéchoïde:

a) Principe de fonctionnement:

A l'origine utilisées pour des mesures systèmes, les chambres anéchoïdes 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 III-3. 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 qui 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.[1]

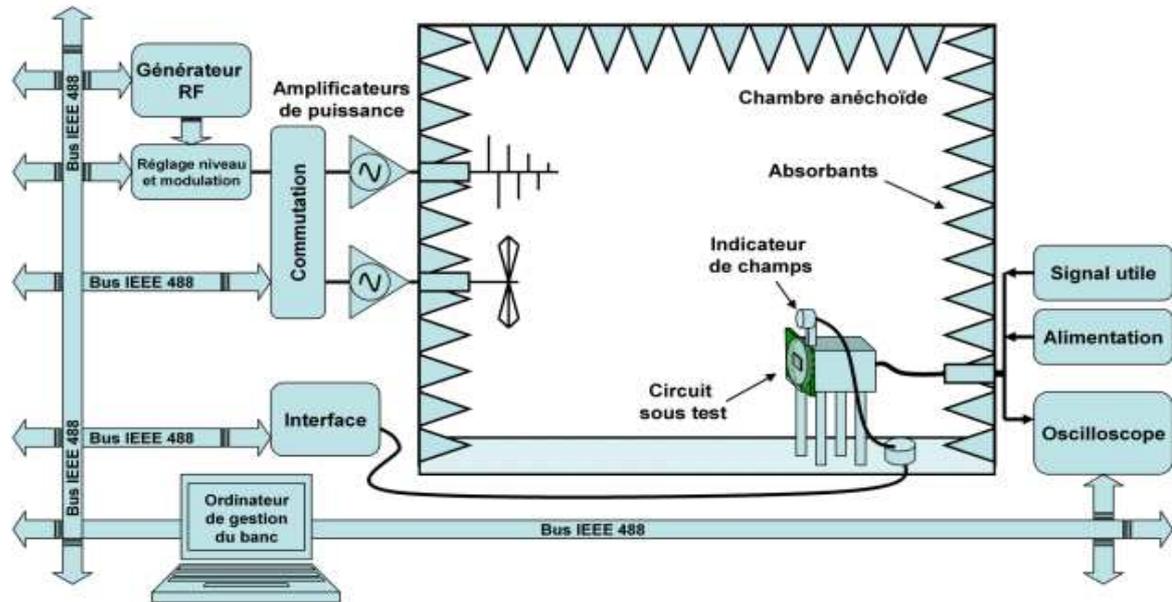


Figure III-3: Principe de la mesure en chambre anéchoïque

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.

b) Caractéristiques de la chambre anéchoïque :

- Milieu isolé.
- Espace occupé.
- Les Coûts financiers très importants.
- Fréquences d'utilisation supérieures à 30Mhz.
- Agression en champ lointain.

III-3-3) Les mesures en chambre réverbérante:

a) Principe de fonctionnement:

Contrairement aux chambres anéchoïdes, où le champ perturbateur est polarisé selon une direction, le champ généré dans une chambre réverbérante à brassage de modes, est statistiquement uniforme et isotrope. Ces caractéristiques électromagnétiques sont obtenues en utilisant une première antenne qui va fournir un champ électrique polarisé. Ce champ est propagé en direction d'une seconde antenne rotative (Figure III-4) qui va brasser les modes de propagation et permettre cette homogénéité électromagnétique. Ces propriétés électromagnétiques sont vérifiées dans un large volume à l'intérieur de la chambre, volume dans lequel est situé le circuit à tester.



Figure III-4 : Exemple de chambre réverbérante

Comparée à une chambre anéchoïde, la chambre à brassage de modes permet d'injecter un niveau de champ supérieur vers le circuit à tester: 100 W permettent de générer un champ de quelques kV/m [1]. 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.

b) Caractéristiques de la chambre réverbérante :

- Simple à mettre en œuvre.
- Reproductibilité des résultats de mesure.
- Champ important pour des puissances injectées modérées.
- Fréquences d'utilisations supérieures à 100Mhz.
- Signaux pulsées non utilisables.
- Peu représentatif des champs ouverts.
- Modélisation complexe.

III-3-4) La stripline:

a) Principe de fonctionnement:

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 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.

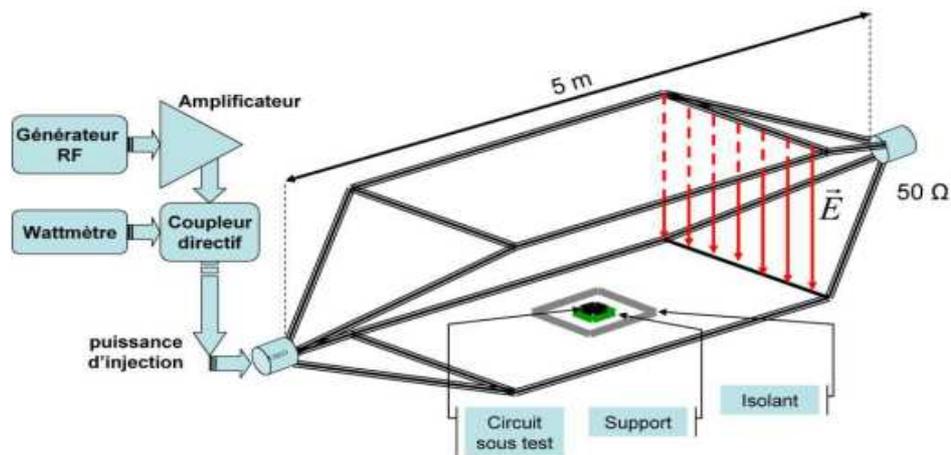


Figure III-5 : Banc de mesure d'immunité stripline

La mesure en stripline apporte une bonne reproductibilité de la mesure, tout en nécessitant une puissance d'injection relativement faible: quelques watts suffisent pour créer un champ d'environ 10 V/m. En contre partie, la limite supérieure fréquentielle est située aux alentours de 200 MHz. Et la réalisation de la mesure dans une enceinte blindée demande l'ajout d'absorbants afin d'éviter la réflexion des parois et donc l'altération de la propagation du champ électromagnétique. [7]

b) Caractéristiques de la stripline :

- Puissance injectée modérée.
- Nécessite une cage faraday.
- Limitation en fréquence 150Khz - 400Mhz.

III-4) Méthodes conduites:

III-4-1) Injection directe de puissance (DPI):

L'injection directe de puissance est une des méthodes les plus performantes pour mesurer la susceptibilité des circuits intégrés. Dont son principe repose sur l'utilisation d'une capacité de couplage, pour transmettre une perturbation électromagnétique au composant sous test. Elle est normalisée sous la norme IEC 62 132-4.

a) Principe de la méthode d'injection directe de puissance:

La méthode DPI consiste à injecter directement sur une broche d'un circuit intégré une perturbation continue à travers une capacité d'injection servant à éviter une remontée de la composante continue présente sur la broche vers le dispositif d'injection. La gamme de fréquence utilisée va de 10 Mhz à 1 Ghz. Cette méthode nécessite un soin particulier en mesure afin d'éviter les perturbations externes et les phénomènes de pertes en puissance. Les équipements de mesure utilisés, illustrés dans la figure III-6, sont les suivants :

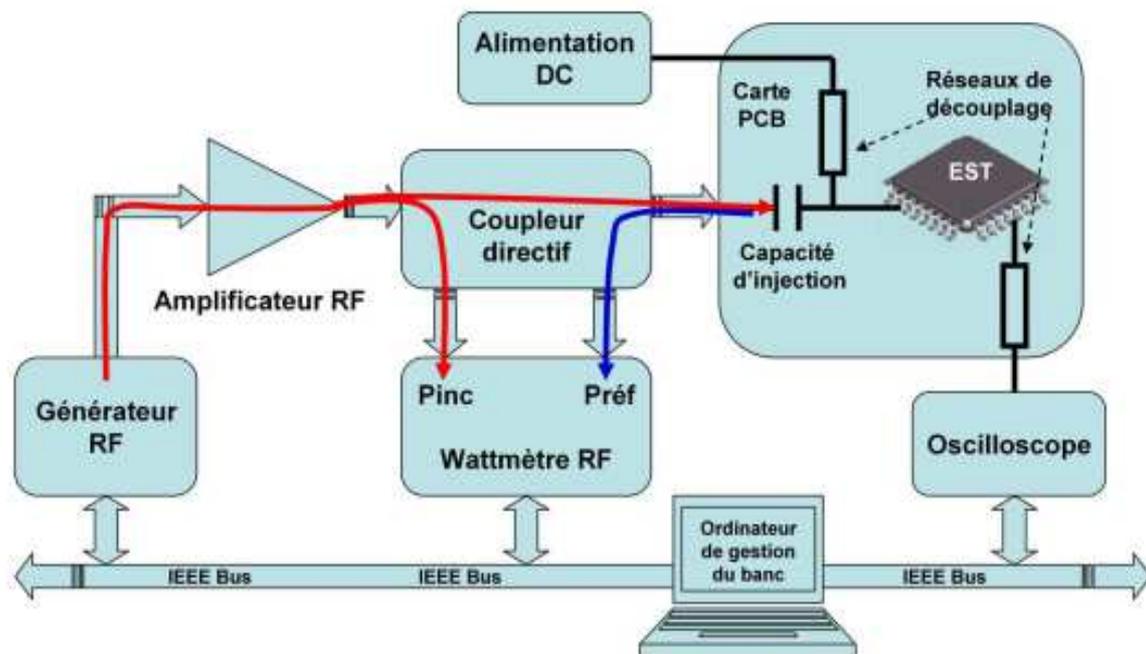


Figure III-6 : Principe de la mesure par injection directe de puissance

- 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 50 Ω pour amplifier le signal d'agression.
- Coupleur directif permettant de séparer les puissances injectée et réfléchie. 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-7

- Capacité d'injection placée entre le coupleur directif 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.
- Les réseaux de découplages servant à isoler le composant sous test et de limiter les effets de l'injection de la perturbation sur les équipements externes, les signaux d'alimentation et de contrôle de fonctionnement.

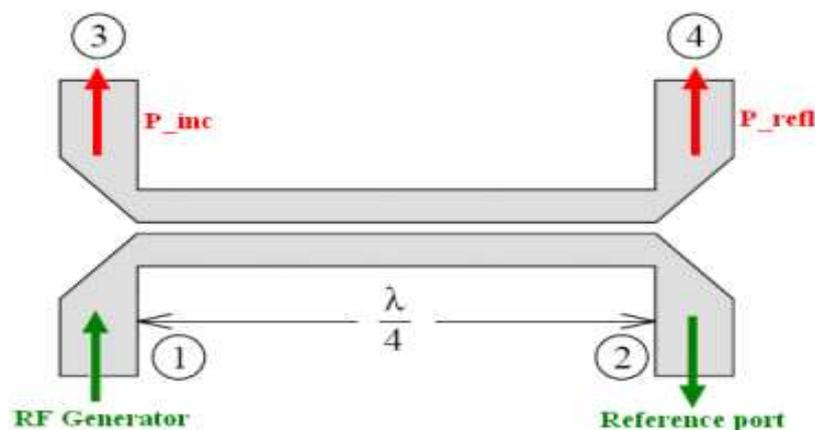


Figure III-7 : Coupleur directif nécessaire pour mesurer les puissances injectée et réfléchie

La mesure de la susceptibilité s'effectue en plusieurs étapes: à chaque étape, on fixe une fréquence d'injection et on fait varier la puissance injectée afin de visualiser le comportement interne du circuit en fonction de la puissance, jusqu'à ce que le circuit devienne susceptible selon un critère donné. Les valeurs des puissances sont alors relevées, et une courbe de susceptibilité (puissance injectée) en fonction de la fréquence peut alors être tracée point par point.

b) Calcul de la puissance transmise dans la DPI:

L'objectif de mesure en méthode DPI est de caractériser l'immunité du circuit intégré en fonction de la puissance efficace transmise au circuit. Cependant, due à la désadaptation d'impédance, la majorité de la puissance délivrée par le générateur RF est réfléchiée vers la source, seulement une petite quantité est transmise au dispositif sous test. Par conséquent, le calcul de la puissance effective transmise est nécessaire. Ce calcul de la puissance transmise dépend de l'impédance du dispositif sous test Z_{DST} [7]

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

Avec :

Z_0 : L'impédance d'entrée de l'analyseur ($Z_0 = 50\Omega$)

S_{11} : Paramètre du circuit obtenu à l'analyseur de réseau

La puissance incidente peut être calculée aussi avec cette impédance et la tension incidente par la relation suivante:

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

La puissance transmise P_{trans} peut être exprimée par la relation suivante :

$$P_{trans} = \frac{4 Z_0 Z_{DST}}{|Z_{DST}+Z_0|^2} P_{inci} \quad \text{équation III-3}$$

c) Organigramme de mesure en DPI :

L'organigramme de mesure en DPI est plus simple par rapport à la mesure en BCI (Figure III-8) parce que la puissance RF injectée au dispositif sous test est contrôlée par un coupleur directif. Dans ce cas pour chaque fréquence de mesure RF, la puissance augmente jusqu'à ce que le composant devienne

susceptible (dysfonctionnement du composant). Il est aussi à noter que pour réduire le temps de test, on doit prendre des puissances d'injections légèrement supérieures à 0 c'est-à-dire $P_{start} = X$ dBm avec X : étant la marge de puissance.

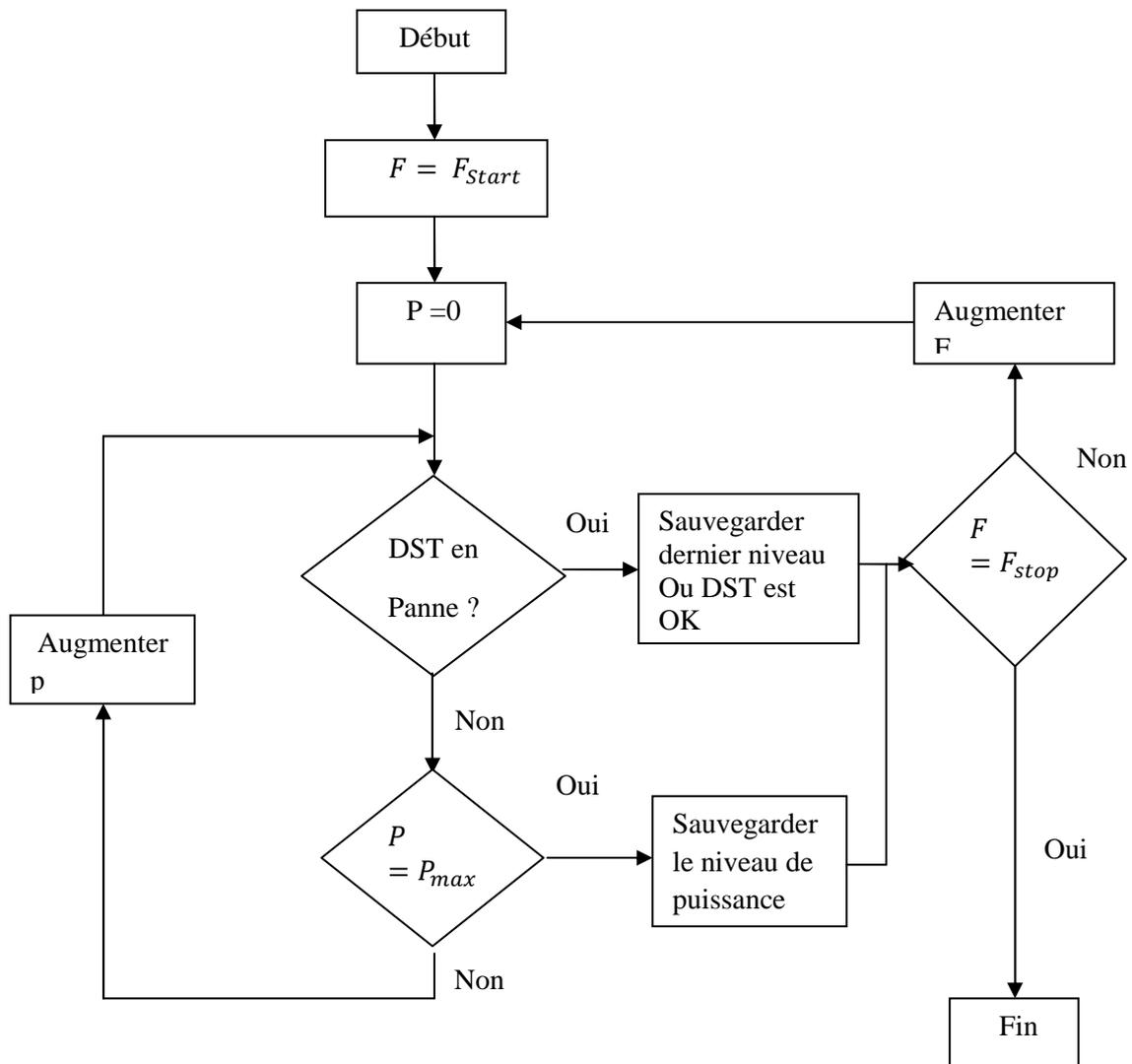


Figure III-8 : Organigramme de la méthode de mesure DPI

d) Exemple de mesure:

Le cas d'étude choisi est un microcontrôleur 16 bits: le HCS12X de Freescale. Ce circuit, dédié aux applications automobiles, est construit en technologie CMOS 0.25µm, sur un substrat P fortement dopé. La version utilisée est montée dans un boîtier à 144 broches 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. Pour ce cas d'étude, nous décidons d'agresser une entrée-sortie (E/S) du microcontrôleur. La figure III-9 décrit l'expérience. [4]

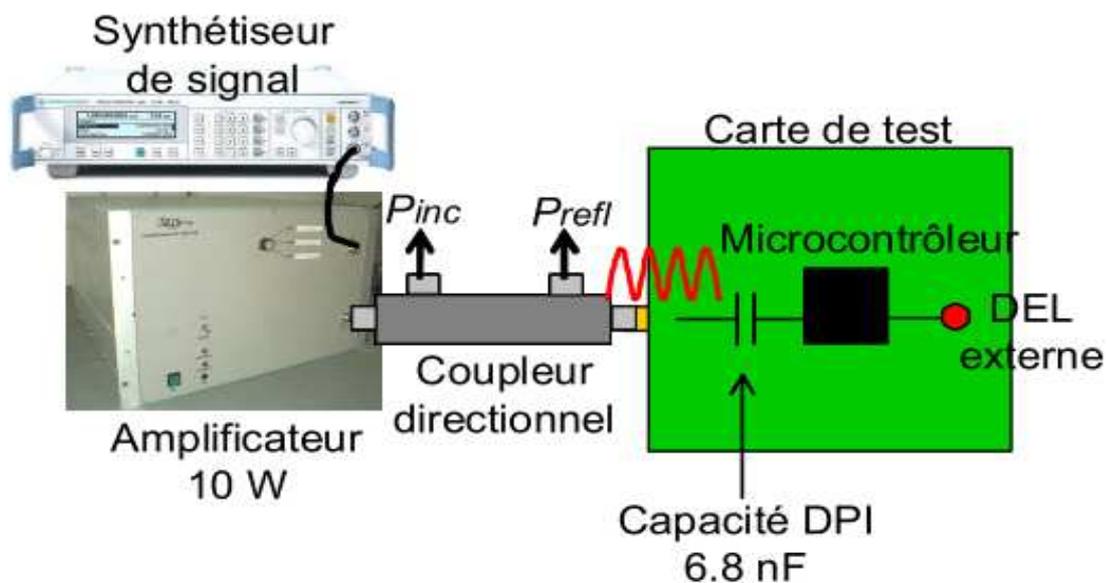


Figure III-9: Agression en DPI d'une entrée/sortie d'un microcontrôleur

L'E/S testée est configurée en entrée, nous étudions sa susceptibilité à une perturbation 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-10 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.

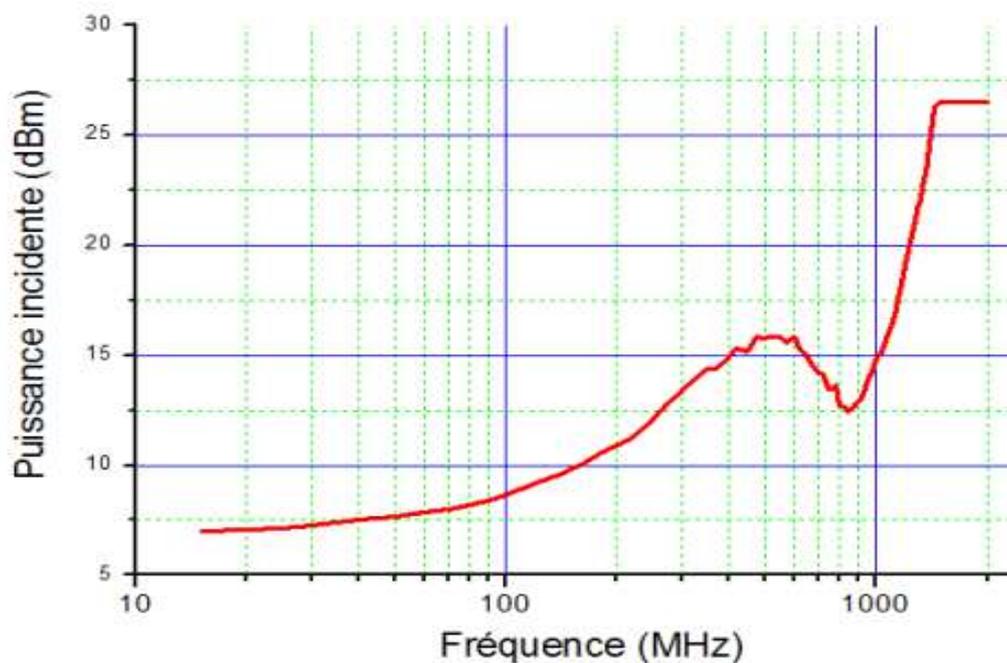


Figure III-10 : Mesure du seuil de susceptibilité de l'E/S de microcontrôleur

e) Caractéristiques de la DPI:

- Nécessite de faibles puissances d'injection.
- Coût modéré.
- Impédance variable de la capacité de couplage.
- Simple à mettre en œuvre.
- Influence de chemin d'injection.

III-4-2) Work Bench Faraday Cage:

a) Description de la méthode:

La Work Bench Faraday Cage (WBFC) est une proposition Néerlandaise, normalisée sous la référence IEC62 132-5. Cette méthode a pour but d'évaluer l'immunité d'un circuit intégré aux agressions électromagnétiques de mode commun, sans utiliser une très large chambre anéchoïdes ou une source RF de haute puissance. Cette technique est basée sur une cage de Faraday à l'intérieur de laquelle le circuit intégré sous test et le PCB (Printed Circuit Board) sont placés. Voir la figure III-11.

Dans la méthode WBFC la perturbation RF est injectée vers le composant sous test au travers d'une impédance de 150Ω . Les signaux nécessaires au fonctionnement du circuit intégré ainsi que les signaux de contrôle entrent et sortent de l'enceinte métallique via des filtres pour éliminer les interférences dues aux alimentations et l'appareil de mesure. [1]

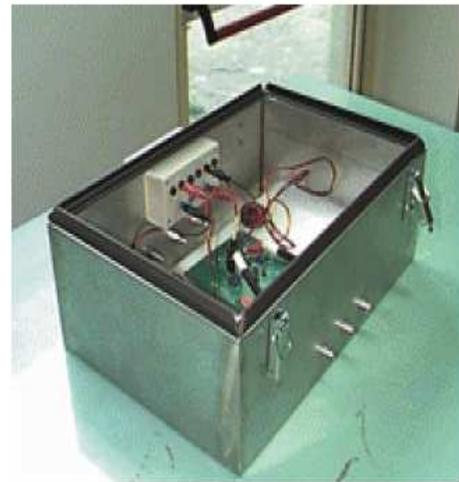
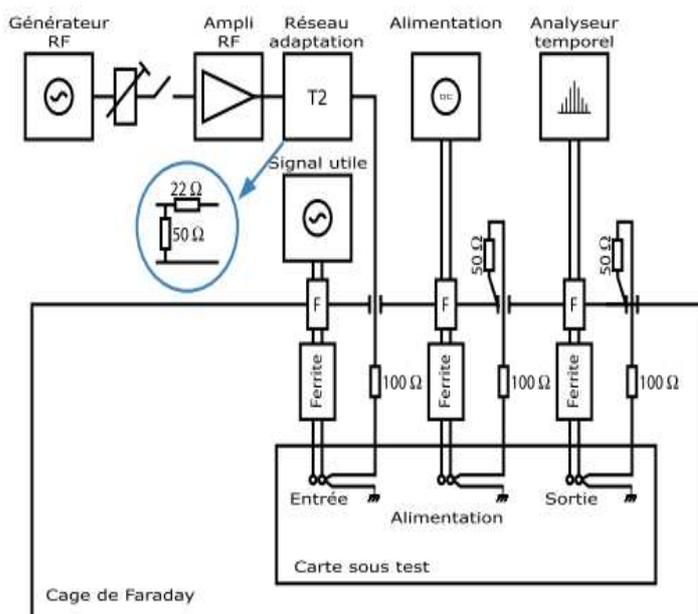


Figure III-11: Principe de la mesure en WBFC

b) Domaine d'application de la WBFC:

Cette méthode est appliquée au circuit intégré dans le cas où la longueur des fils et les câbles connectés à la source et la victime sont plus longues que les dimensions du circuit intégré. De plus la fréquence minimale de la bande utilisée est déterminée par la longueur maximale du fil connecté au port du circuit intégré.

Dans notre cas d'étude les dimensions de la cage de Faraday sont fixées $0.5 \times 0.35 \times 0.15$ m, par conséquent la fréquence de résonance dépend de ces dimensions physiques (W, L, H) comme le montre la relation suivante :

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 + \left(\frac{p}{H}\right)^2} \quad \text{équations III-4}$$

Où:

f_{mnp} : fréquence (Hz)

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

ε_r : permittivité relative (Air = 1,0)

μ_0 : perméabilité ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)

μ_r : perméabilité relative (Air = 1,0)

m, n, p: modes (entier 0, 1, 2...)

L: la longueur de la WBFC (m)

W: la largeur de la WBFC (m)

H: la hauteur de la WBFC (m)

c) Concept de la Work Bench Faraday Cage (WBFC):

En général un circuit intégré placé sur un circuit imprimé peut avoir deux à trois ou plus de connexions. Dans la figure III-12 on teste un circuit intégré qui a deux ports. Quand les deux ports représentent une impédance 150Ω en mode commun, la tension du dispositif sous test U_{com} est la moitié de la tension de perturbation RF injectée. Le rapport entre le champ électrique et la tension du dispositif sous test U_{com} est donné par l'équation:

$$E = \frac{U_{com}}{h} \quad \text{équation III-5} \quad [6]$$

h: la hauteur du circuit intégré par rapport au support de mesure est de 30 mm dans notre cas.

E : champ électrique

U_{com} : tension du dispositif sous test

Le courant de mode commun I_{com} distribué sur la surface du dispositif sous test avec une densité de courant J_{com} , ce qui engendre un champ magnétique H qui se résulte par la formule de BIOT et SAVERT:

$$H = \frac{I_{com}}{2\pi R} \quad \text{équation III-6}$$

H : champ magnétique (A/m).

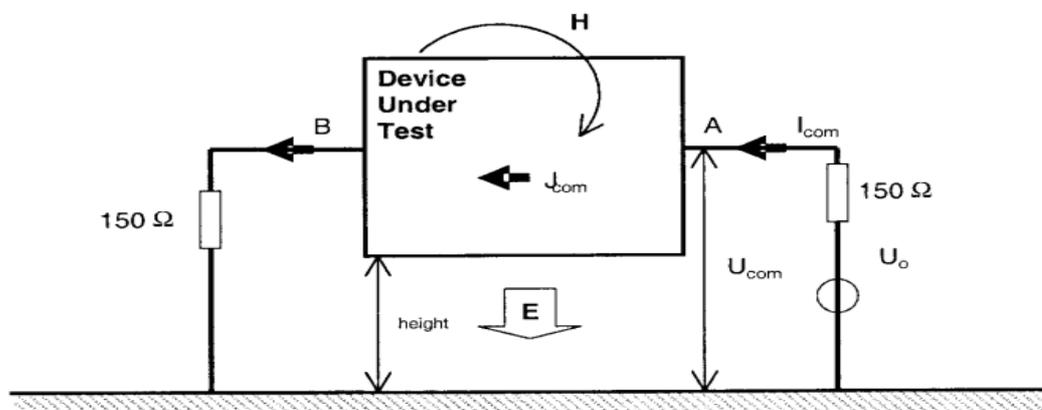


Figure III-12: Concept électrique de la WBFC

La tension aux bornes du dispositif sous test est donné par :

$$V_{AB} = I_{com} \times Z_{DST} \quad \text{équation III-7}$$

d) Caractéristiques de la WBFC:

- Nécessite de faible puissance d'injection.
- Coût modérée.
- Dépendance du design du PCB.

e) Mesure en WBFC :

Pour déterminer la susceptibilité d'un circuit numérique, plusieurs paramètres peuvent être observés. Dans l'exemple montré sur la figure III-13, la fluctuation (jitter) sur le cycle de programme du circuit intégré est mesurée en fonction d'un signal perturbateur dans la bande de fréquence 0.1Mhz – 100Mhz.

Le test CEM doit être exécuté dans les quatres orientations, en tournant la carte de test de 90° à chaque mesure est on prend le maximum de fluctuation.[6]

Jitter (ns)

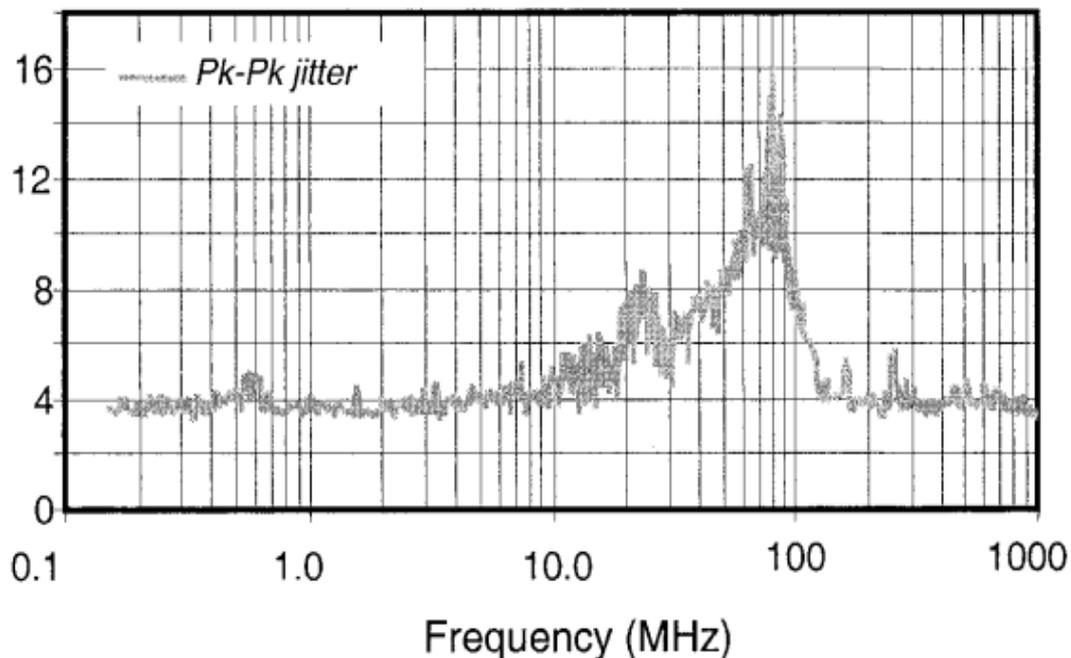


Figure III-13: Mesure de la fluctuation d'un circuit numérique avec la méthode WBFC

III-4-3) Boucle d'injection de courant (BCI):

a) Principe de fonctionnement:

L'injection par boucle de courant, est une proposition Française dérivée de la norme d'équipement automobile. Cette méthode est connue sous la référence IEC 62 132-3. La figure III-14 présente en détaille le principe de la mesure. Il consiste à injecter un courant perturbateur sur une ou plusieurs entrées /sorties d'un circuit intégré à l'aide d'une pince de couplage inductive. Une seconde pince inductive, dite de relecture, permet de mesurer le courant effectivement injecté dans le fil de test. C'est cette valeur qui est considérée lorsque le point de défaillance est atteint. Ce point de défaillance est détecté par un système externe de contrôle du fonctionnement du composant sous test.

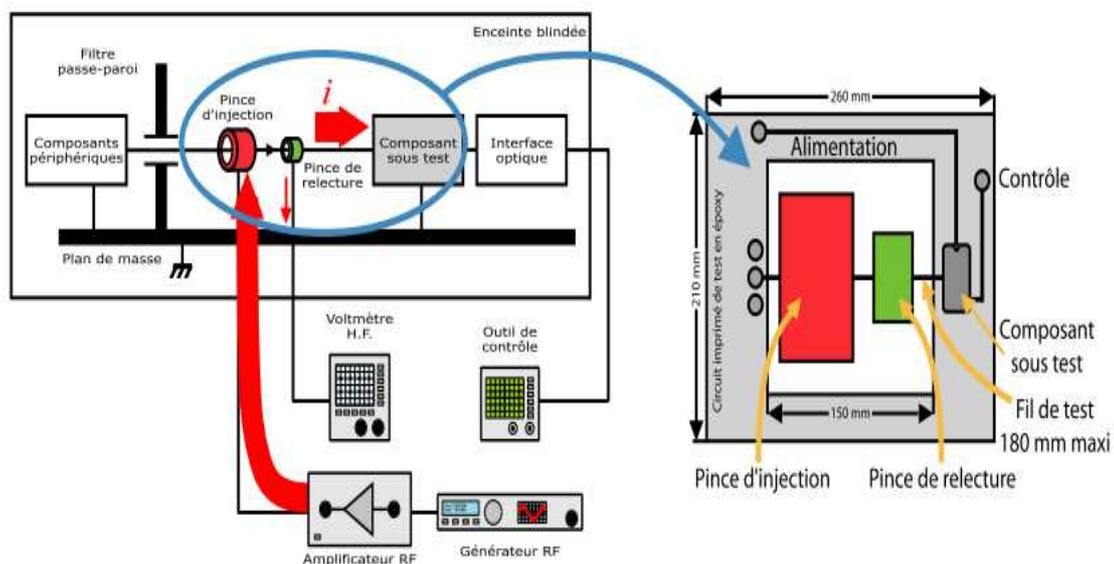


Figure III-14 : Principe de la mesure d'injection de perturbation par boucle de courant

La carte de test présente quelques spécificités:

- La pince d'injection RF et de relecture devant être effectuées au plus proche du circuit intégré, pour limiter les effets d'atténuation.
- Le circuit imprimé est évidé en son centre pour permettre l'insertion des deux pinces inductives.

- La longueur du ou des fils conduisant le courant perturbateur vers le circuit intégré sous test ne doit pas excéder 18cm.
- On doit placer tous les éléments que ce soit les pinces ou la carte de test sur un substrat spécifique afin d'obtenir une bonne reproductibilité de la mesure.

b) Calibration du système d'injection RF :

Conformément à l'IEC 62 132-3, la puissance exigée au générateur RF est déterminée pendant la calibration de la sonde à injection. Le but de cette calibration est de déterminer le niveau de puissance qu'il faut générer pour atteindre le niveau du courant définie sur la charge adaptée 50Ω . La courbe du niveau de courant dépendant de la fréquence, est définie dans la spécification CEM associée avec le dispositif sous test. Cette calibration est faite dans un mode d'onde continue, qui veut dire que la perturbation RF à une forme d'une sinusoïde pure sur toute la gamme de fréquence (DC - 400Mhz). Figure III-15 montre le montage de calibration de la sonde d'injection et la figure III-16 schématise le diagramme du calibrage.

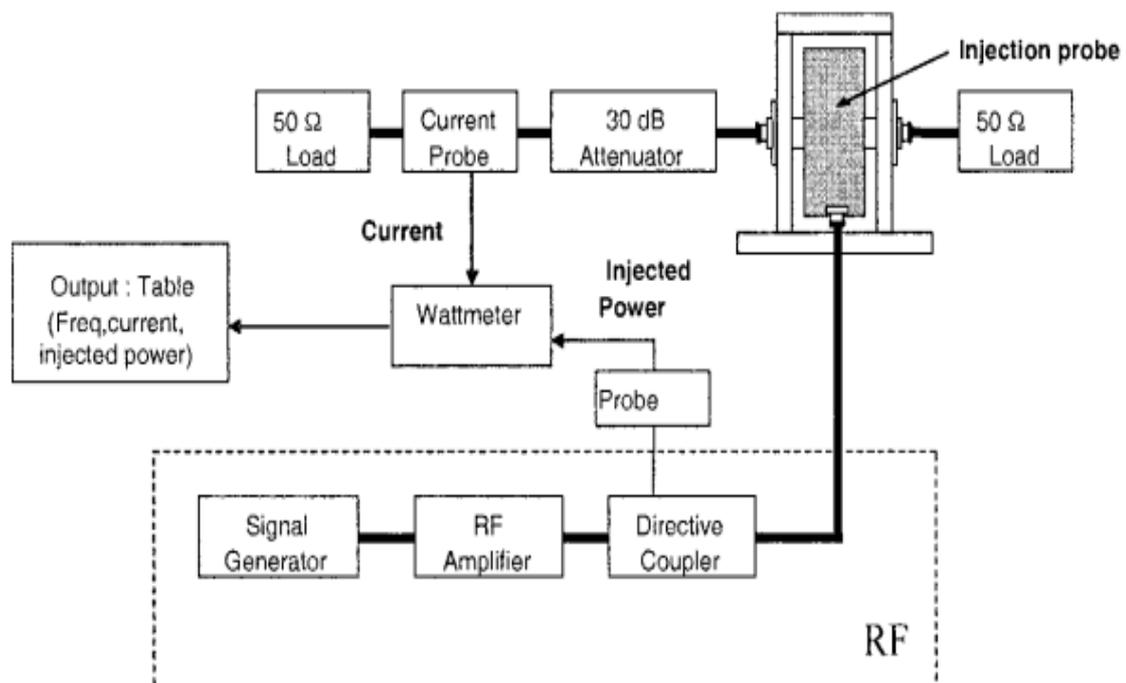


Figure III-15 : Montage de calibration d'une sonde d'injection RF

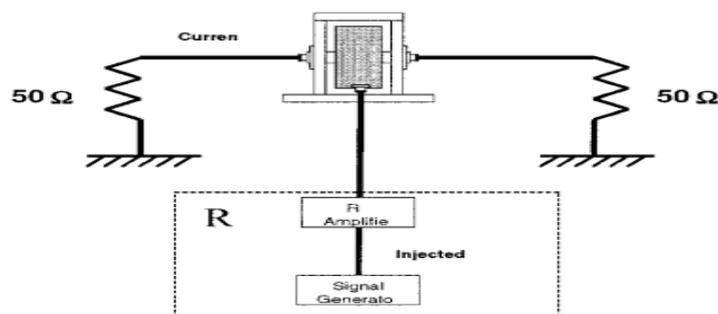


Figure III-16 : Diagramme de calibration d'une sonde d'injection RF

Les deux charges de 50Ω , l'atténuateur, la sonde de courant et l'appareil de la calibration sont connectés avec des câbles adaptés 50Ω .

L'atténuateur (30dB) est exigé pour protéger la sonde de courant des forts courants générés par la sonde d'injection.

Le processus de calibration doit être exécuté pour chaque courant limite en tenant compte du comportement non linéaire du matériel utilisé pour la génération des perturbations RF (sonde d'injection, amplificateur et générateur). Le procédé de calibrage produit une série de valeur de courant nécessaires à l'injection de 200 mA dans la charge de référence de 50Ω , en fonction de la fréquence. [6]

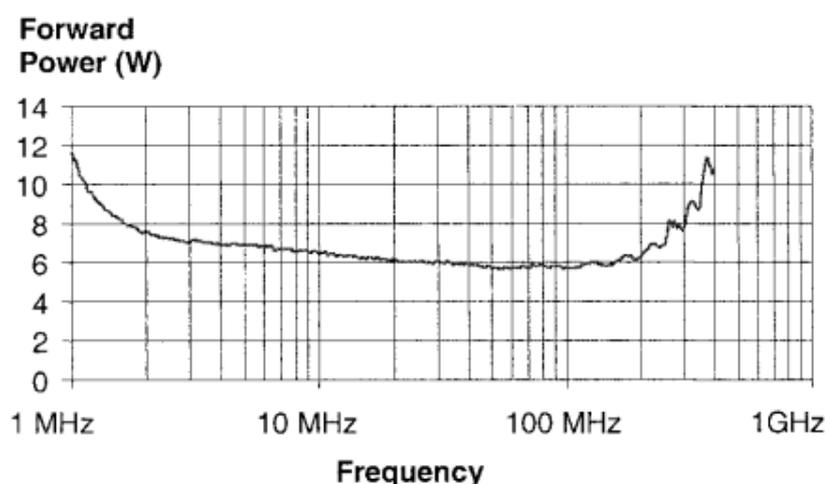


Figure III-17 : Puissance d'injection utilisé pour la calibration d'une sonde de 200 mA

c) Signal de perturbation RF :

Le signal de perturbation RF utilisé dans cette méthode peut être :

- Un signal sinusoïdal continu.
- Un signal sinusoïdal continu modulé en AM.

Usuellement le signal de modulation utilisé a une forme d'onde sinusoïdale de 1Mhz et un facteur de modulation m fixe à 80%. Comme illustre la figure III-18.

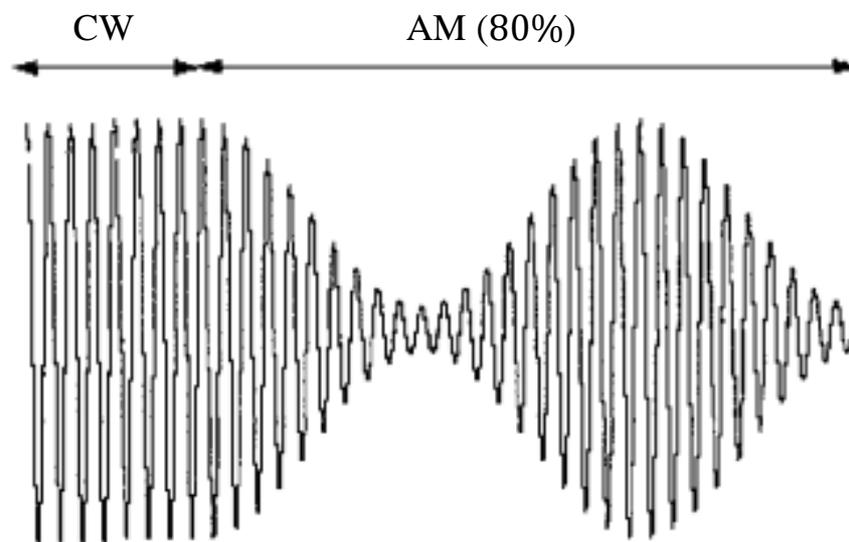


Figure III-18: Rapport entre le signal CW et AM

Le rapport entre les deux amplitudes est donné par l'équation III-8:

$$P_{AM} = P_{CW} \frac{(2+m^2)}{2(1+m)^2} \quad [6] \quad \text{équation III-8}$$

P_{AM} : puissance du signal modulé

P_{CW} : puissance du signal sinusoïdal continu

m: Facteur de modulation

Pour m= 0.8 la relation devient:

$$P_{AM} = 0.407 P_{CW} \quad \text{équation III-9}$$

Pour un signal perturbateur modulé en AM avec un facteur de modulation égale à 80% , l'amplitude du signal généré diminue de 5.1 dB en comparaison avec le signal perturbateur CW.

A chaque mesure, le dispositif sous test doit être exposé aux perturbations pendant un temps fixe appelé dwell time. Ce dwell time doit être supérieure au temps de réponse du DST. Dans tous les cas le dwell time ne doit pas être inférieur à 1s.

d) Algorithme de la méthode BCI :

La procédure de calibrage avec une impédance d'adaptation 50Ω nous donne des informations sur la puissance nécessaire à injectée pour générer un courant spécifique à une fréquence donnée. Si on remplace les deux charges adaptées 50Ω par un circuit intégré, l'impédance d'entrée équivalente change et par conséquent le courant généré à l'intérieur du fil pendant le test BCI. Le courant RF induit dans le fil peut être élevé si l'impédance d'entrée du circuit intégré est inférieure à 50Ω , ou inférieure si l'impédance d'entrée du circuit intégré est élevée. Ces pour ses raisons que l'on ajoute un moniteur qui contrôle le courant injecté.

Pour un DST qui a une impédance d'entrée élevée, l'injection de puissance limite peut être augmentée en fonction de facteur K qui dépend du dispositif sous test.

La figure III-19 représente l'algorithme de la mesure en BCI. Pour chaque fréquence, Le niveau de la perturbation RF augmente pas à pas jusqu'à la satisfaction de l'une des conditions : Le courant limite est atteint ou le dispositif sous test en état de dysfonctionnement.

Pour réduire le temps de test, on fixe le niveau initial de puissance par exemple à 6dB ou légèrement inférieur à cette valeur.

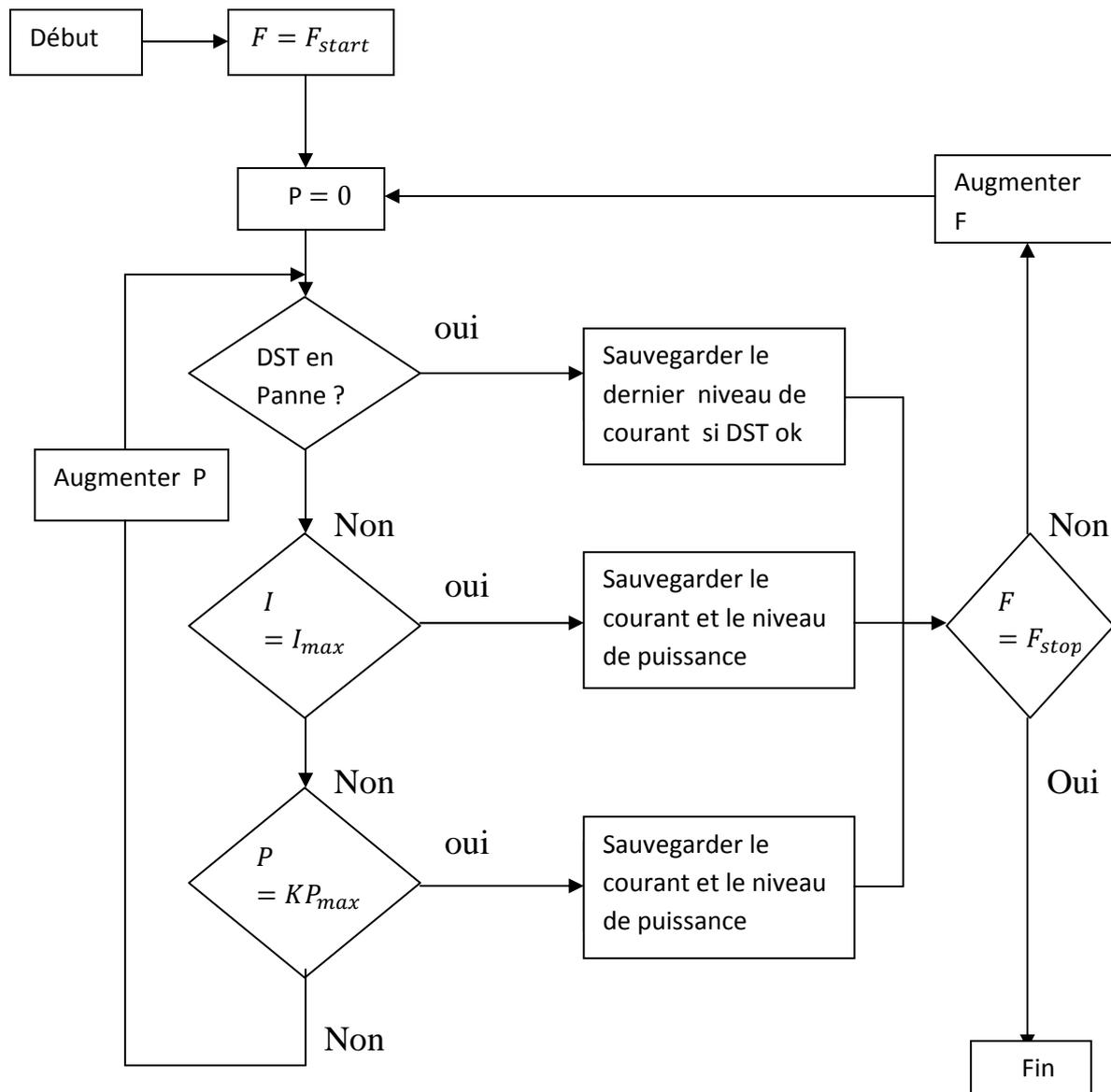


Figure III-19: Organigramme de la BCI

e) Caractéristiques de la méthode:

Cette norme BCI (Bulk Current Injection), autorise des mesures dans la bande de fréquence allant de 1Mhz jusqu'à 1Ghz .Cette limitation est due aux caractéristiques de la pince d'injection.

Par ailleurs cette méthode présente des inconvénients tel que la forte dissipation de puissance, car seulement la puissance injectée dans la pince

inductive sert à créer le courant perturbateur, tous ça dans le but de limiter l'influence de la pince d'injection sur le fil de test, et plus particulièrement pour modifier l'impédance de ce même fil.

De plus la nécessité d'utilisé une enceinte blindée pour limiter l'ajout des agressions externes et de ne pas provoquer des dysfonctionnements dans l'environnement.

III-5) Conclusion :

D'une manière générale, les méthodes de mesures de susceptibilité en mode rayonné sont bien adaptées pour perturber des systèmes dans leur globalité. Puisqu'il n'est pas nécessaire de modifier ou de rebrancher des câbles entres deux agressions et de recalibrer le banc de test. De plus le test d'immunité se fait au même temps sur toutes les broches du circuit intégré. En effet les méthodes en mode conduit nécessitent un chemin bien privilégié pour la pénétration de l'agression et un très grand soin de la puissance injectée.

Conclusion générale



Conclusion générale :

Dans le premier chapitre, nous avons introduit quelques notions d'électromagnétisme et l'origine d'émission parasite des circuits intégrés. Nous avons aussi présenté quelques notions sur la compatibilité électromagnétique. Les principales sources des émissions parasites ont été détaillées. Les différents modes de couplage ainsi que les effets des champs électromagnétiques sur les circuits intégrés ont été signalés.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié la mesure et la prédiction de l'émission rayonnée et conduite des circuits intégrés. La méthode de la cellule TEM a été étudiée ainsi que celle de la méthode en champ proche pour mesurer les émissions rayonnées. Par contre pour les émissions conduites nous avons présenté les méthodes 1Ω - 150Ω , la méthode de la sonde magnétique et la méthode WBFC.

L'étude des méthodes de mesure de la susceptibilité des circuits intégrés a été faite dans le dernier chapitre. Dans un premier temps nous avons présenté les méthodes rayonnées : cellule TEM, les mesures en chambre anéchoïde, chambre réverbérante et la stripline et ensuite les méthodes conduites en susceptibilité, c'est-à-dire les méthodes DPI, WBFC et BCI.

GLOSSAIRE

CEM : Compatibilité électromagnétique – Domaine dont le principal objectif est de rendre possible la proximité de multiples systèmes tout en préservant un fonctionnement nominal de chacun des systèmes.

CMOS : Complementary Metal Oxyde Semiconductor – Technologie qui repose sur l'utilisation de transistor à canal N et P pour réaliser des portes élémentaires.

NMOS : N canal transistor Metal Oxyde Semiconductor – Transistor MOS dont le canal est constitué d'électrons.

PMOS : P canal transistor Metal Oxyde Semiconductor – Transistor MOS dont le canal est constitué de trous.

Pull-down : Dispositif permettant de tirer par exemple la sortie d'un composant au niveau bas.

Pull-up : Dispositif permettant de tirer par exemple la sortie d'un composant au niveau haut.

EEPROM : Electrical Erasable Programmable Read Only Memory – Mémoires de type "lecture seule" qui peuvent être programmées et effacées électriquement par application d'une forte tension (12V).

RF : Radio Fréquence : Concerne les fréquences principalement de 1 MHz à 10 GHz permettant l'établissement de communication radio.

DCS: Digital Communication System : Système équivalent au protocole de téléphonie mobile GSM, dans la bande 1,8 GHz.

GSM: Global System for Mobile – Norme de télécommunications sans fil utilisée par les réseaux de téléphonie mobile.

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.

TEM : Transverse électromagnétique. Une onde dont les champs électriques et magnétiques la formant et sont eux- même dans un plan perpendiculaires. Il s'agit de mode de propagation d'une onde plane.

BNC : British Naval Connector – Câble coaxial dont les extrémités sont terminées par des connecteurs de type baïonnette blindée.

BCI : Bulk Current Injection – Méthode de mesure de la susceptibilité de systèmes ou de composants faisant appel à une boucle de courant pour injecter la perturbation RF.

DPI : Direct Power Injection – Méthode de mesure de la susceptibilité des composants qui repose sur une injection de la perturbation via un couplage capacitif.

WBFC : Work Bench Faraday Cage – Méthode de mesure conduite de la susceptibilité des composants à l'aide d'une cage de Faraday.

VDE : Méthode de mesure conduite des perturbations sur les broches d'alimentations et d'entrée/sortie conformément à la norme VDE UK 767.14.

TOS : Taux d'Ondes Stationnaires – Degré définissant le niveau d'adaptation entre une antenne et un appareil de mesure. Plus ce TOS s'éloigne de 1 et plus l'énergie transmise d'un appareil vers une antenne est réfléchi.

Jitter : Gigue. 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.

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

DST: Dispositif sous test.

EST: Équipement sous test

DC: Courant direct.

WC: Onde continue.

AM: Modulation d'amplitude.

CISPR : Comité International Spécial de Perturbation Radiofréquences.



Annexes



Mesures en décibel

Logarithme du rapport entre une valeur et une référence :

$$dB = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_{ref}} \right)$$

$$dB = 20 \log_{10} \left(\frac{V}{V_{ref}} \right)$$

$$dB = 20 \log_{10} \left(\frac{I}{I_{ref}} \right)$$

Si la même impédance est utilisée pour mesurer la valeur et la référence.

dB_m = rapport de puissance, la référence est 1 milliwatt – $0dB_m = 1 \text{ mw}$.

dB_{mV} = rapport de tension, la référence est 1 microvolt – $0dB_{mV} = 1 \text{ mV}$.

$dB_{\mu V}$ = rapport de tension, la référence est microvolt – $0dB_{\mu V} = 1 \text{ } \mu\text{V}$.

Conversion entre tension et puissance : dépend de l'impédance Z aux bornes de laquelle la valeur est mesurée.

$$P = \frac{V^2}{Z}$$

$$dB = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{10^{-3}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{V^2}{Z 10^{-3}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{V}{10^{-3}} \right) - 10 \log_{10} Z + 30$$

$$dB_m = dB_{mV} - 10 \log_{10} Z + 30$$

$$dB_m = dB_{mV} + 47 \text{ pour } 50\Omega \text{ (soit } 224 \text{ mV (47 } dB_{mV}) \text{ pour } 1\text{mV (0 } dB_m)$$

$$dB_m = dB_{\mu V} - 10 \log_{10} Z - 90$$

$$dB_{\mu V} = dB_m + 107 \text{ pour } 50\Omega$$



Bibliographie

[1] Susceptibilité des microcontrôleurs aux agressions électromagnétiques
(thèse doctorat présentée à l'Institut National des Sciences Appliquées de
Toulouse 2006) N° d'ordre: 707

Stéphane Baffreau

[2] Ondes électromagnétiques (notes de cours PHQ -525)

Faculté des sciences université de Sherbrooke

David Sénéchal

**[3] Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour
des mesures CEM des circuits intégrés : Application du modèle ICEM**
(Thèse doctorat présentée à l'Institut National des Sciences Appliquées de
Rennes 2006) N° d'ordre : D 06-06

Adil EL ABBAZI

**[4] Méthode de prédiction de la compatibilité électromagnétique des
systèmes en boîtier** (thèse doctorat présentée à l'Institut National des Sciences
Appliquées de Toulouse 2007) N° d'ordre : 884

Alexandre BOYER

**[5] Mise en œuvre de méthodes de mesures CEM pour un composant de
type microcontrôleur** (Mémoire de fin d'études DEA présentée à l'Institut
National des Sciences Appliquées de Toulouse 1999)

Stéphane Baffreau

[6] Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits: Techniques for low emission and susceptibility

Sonia Ben Dhia, Mohamed Ramdani et Etienne Sicard

2006 Springer science

[7] Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de l'immunité électromagnétique des circuits intégrés (thèse doctorat présentée à l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes 2008)

Ali Alaeldine

[8] Etude générale de la compatibilité électromagnétique (mémoire de fin d'études 48/2002 présenté à l'université de Tizi-ouzou 2002)

H.MORSLI

S. Maifi

[9] méthodes de mesure en compatibilité électromagnétique (mémoire de fin d'étude 06/2003 présenté à l'université de Tizi-ouzou 2003)

M. Radi

F. Ramdani

[10] Méthodologie de prédiction des niveaux d'émission conduite dans les circuits intégrés, à l'aide de VHDL-AMS (thèse doctorat présentée à l'université Catholique de Louvain 2004)

Richard PERDRIAU