



**HAL**  
open science

# Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés : Application du modèle ICEM

Adil El Abbazi

► **To cite this version:**

Adil El Abbazi. Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés : Application du modèle ICEM. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INSA de Rennes, 2006. Français. NNT : . tel-00143891

**HAL Id: tel-00143891**

**<https://theses.hal.science/tel-00143891>**

Submitted on 27 Apr 2007

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : D 06-06

# **THESE**

Présentée

Devant l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

en vue de l'obtention du

DOCTORAT

Spécialité : Electronique

Par

Adil EL ABBAZI

---

Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés :  
Application du modèle ICEM

---

Directeur de Thèse : M. DRISSI et M. RAMDANI

Soutenue le : 14 Juin 2006

Membres du jury

Rapporteurs :

B. Demoulin  
B. Mazari

Professeur, Université Lille 1  
Professeur, ESIGELEC Rouen

Examineurs :

M. HIMDI  
M. DRISSI  
M. RAMDANI  
J.L. LEVANT  
S. BENDHIA

Professeur, université Rennes 1  
Professeur, INSA Rennes  
Enseignant-chercheur, ESEO Angers  
Expert CEM, Atmel Nantes  
Maître de conférences, INSA Toulouse

Invités :

R. PERDRIAU  
PH. BESNIER

Enseignant-chercheur, ESEO Angers  
Chercheur CNRS, IETR

# RÉSUMÉ

---

L'essor des applications microélectroniques, qui fonctionnent de plus en plus à des fréquences élevées, nécessite le développement de nouveaux modèles ainsi que des méthodes de mesures adéquates en CEM des circuits intégrés. Les travaux de cette thèse sont consacrés à l'étude, l'optimisation et de la réalisation d'une nouvelle cellule TEM (*T*ransverse *E*lectro*M*agnetic) ainsi qu'à l'application du modèle ICEM (*I*ntegrated *C*ircuit *E*lectromagnetic *M*odel). Après une première partie consacrée à l'introduction des différentes méthodes de mesures CEM des composants électroniques et des différents modèles de circuits intégrés, nous présentons les outils théoriques et expérimentaux utilisés pour nos travaux. Ces derniers contribuent, d'une part, à la mise au point technologique et, d'autre part, à l'optimisation de la structure de la cellule.

Les principales contributions concernent l'optimisation électromagnétique d'une cellule TEM à support rotatif, présentant notamment une fréquence de coupure proche de 3 GHz et une impédance caractéristique de  $50\Omega$ .

La technique développée dans la thèse constitue une amélioration de solutions existantes visant à élargir la bande de fréquence couverte par les cellules TEM. Un aménagement particulier de la cellule est également imaginé en vue de détecter l'orientation du circuit offrant le couplage maximum. Les phénomènes parasites de l'environnement de mesures ont été affranchis grâce au développement d'une cloche de protection associée au support rotatif lequel permet ainsi d'améliorer la précision lors de la localisation des sources rayonnantes du composant sous test.

Les performances de la nouvelle cellule TEM validées par la mesure expérimentale confirment la pertinence des solutions proposées pour à la fois caractériser et localiser les sources d'émission des circuits intégrés.

**Mots clés** : CEM, Circuit Intégré, Cellule TEM, Supports rotatifs, Rayonnement, Optimisation 3D, Modèle ICEM.

---

# ABSTRACT

---

The quick growth of electronic applications towards higher frequencies requires the development of new models as well as appropriate measurement methods regarding EMC in integrated circuits (I.C). TEM cell (*Transverse ElectroMagnetic*) measurement is one of the key methods making it possible to evaluate the emission of these circuits. In this thesis, the results of the study, the design and the optimization of a TEM cell, as well as the development of the ICEM (*Integrated Circuit Electromagnetic Model*) model, will be presented. After an introduction to several EMC measurement methods for electronic components according to the IEC (*International Electrotechnical Commission*) and to various I.C. models, the theoretical and experimental tools used for our work are introduced. This research contributes to the technological development of the structure of a TEM cell, as well as to its optimization.

This research focuses mainly on optimization techniques, and especially on 3D electromagnetic optimization, which leads to the design of a powerful TEM cell with rotating carriers, its main features being a cut-off frequency close to 3 GHz and a 50 $\Omega$  characteristic impedance. A test board was designed in order to evaluate the emission of a microcontroller. The measurement effectiveness of the cell, which reduces external radio frequency interference thanks to a “protection bell”, is highlighted; it enables to improve localization accuracy for the elementary emission sources of the component. This study has taken advantage of the development of the ICEM model of the microcontroller, taking into account many technological aspects. Finally, within the framework of a MESDIE project, it can be noted that the results of the design of the TEM cell and of the ICEM model are highly significant to predict any emission of the integrated circuit before tapeout.

**Key words** : *EMC, Integrated Circuit, TEM Cell, Rotating carriers, Emission, 3D Optimization, ICEM model.*

# Remerciements

---

Je tiens à remercier messieurs Jacky CHARRAULT, directeur de l'ESEO, et Alain JIGOREL, directeur de l'INSA de Rennes, de m'avoir permis de réaliser cette thèse et de m'avoir apporté tous les moyens nécessaires à son bon déroulement.

Je voudrais témoigner toute ma sympathie et ma vive reconnaissance à mes directeurs M. DRISSI et M. RAMDANI, respectivement mon directeur et codirecteur de thèse. Ils ont fait preuve de tant de patience et de pédagogie tout au long de ces trois dernières années. Ils m'ont permis d'appréhender et d'effectuer dans les meilleures conditions ces travaux de recherche.

J'adresse mes sincères remerciements à M. Bernard DEMOULIN et M. Belahcène MAZARI qui ont accepté la charge d'être rapporteurs.

Conscient de l'opportunité qui m'a été donnée de travailler en collaboration avec Atmel Nantes, je tiens à exprimer toute ma gratitude à Jean Luc LEVANT, expert CEM, pour l'intérêt qu'il a porté à mes recherches et pour m'avoir donné accès à des technologies et des techniques avancées, sans lesquelles ce travail n'aurait pu être mené à bien.

Un grand merci à Guy GRUNFELDER, ingénieur d'études, qui a réalisé la cellule TEM. Ses compétences, sa disponibilité et sa patience m'ont rendu de précieux services.

Nombreux sont ceux qui m'ont supporté durant ces dernières années, je pense à tous mes collègues de l'ESEO, Isabelle, Sabine, Catherine, Françoise, Nawaz, Mohamed, Vincent, Jérôme, Sébastien, Nacim, Tien et tous les autres, la liste serait trop longue. Je remercie évidemment mes amis Abdou, Mehdi, Mustapha et Lamyae pour leur soutien.

Je ne peux terminer mes remerciements sans exprimer toute ma gratitude à mes parents, ma famille et mes frères qui m'ont soutenu et conseillé tout au long de cette thèse sans oublier ma copine Magali pour sa présence et son soutien.

---

# Sommaire

---

Chapitre I CEM Des composants : Etat de l'art .....	10
<b>Introduction - définitions</b> .....	<b>11</b>
<b>Quelques repères historiques</b> .....	<b>12</b>
<b>Aspects fondamentaux de la CEM</b> .....	<b>12</b>
Mode de transmission des perturbations.....	14
Niveaux de compatibilité .....	15
<b>Normes</b> .....	<b>16</b>
<b>Sources de perturbations</b> .....	<b>17</b>
Introduction .....	17
Sources permanentes et sources intermittentes.....	18
Sources large bande et bande étroite.....	19
Sources impulsionnelles .....	19
<b>Types de couplage</b> .....	<b>19</b>
Couplage capacitif .....	20
Couplage inductif .....	21
Rayonnement .....	22
<b>CEM des circuits intégrés</b> .....	<b>23</b>
Introduction .....	23
<b>Standards de modélisations</b> .....	<b>27</b>
Modèles IBIS.....	27
Modèle IMIC .....	28
Modèle ICEM.....	29
Modèle ICIM .....	32
<b>Moyens d'essais</b> .....	<b>32</b>
Technique de mesure de la susceptibilité des composants.....	33
Méthodes de mesure de l'émission des composants .....	36
Méthodes de mesure de l'émission rayonnée.....	36
Méthodes de mesure de l'émission conduite .....	37
<b>Conclusion</b> .....	<b>40</b>
Chapitre II Conception et Optimisation d'une Cellule TEM 3 GHz .....	44
<b>Introduction</b> .....	<b>45</b>
<b>La cellule TEM</b> .....	<b>45</b>
<b>Généralité sur la cellule TEM</b> .....	<b>46</b>
Impédance caractéristique.....	47
Détermination des modes supérieurs.....	48
Détermination des résonances de modes supérieurs par simulation .....	50
Résonances dans la cellule TEM.....	53
<b>Etude de la transition de la cellule</b> .....	<b>55</b>
Introduction .....	55
Différents types de taper.....	55
<b>La nouvelle cellule TEM</b> .....	<b>58</b>
Particularités innovantes.....	58
Etapas de validation.....	59
Optimisation du septum.....	61
Géométrie du Septum .....	62

Optimisation de la transition connecteur- cellule .....	64
<b>Cellule TEM avec absorbants .....</b>	<b>66</b>
Absorbants CEM hyperfréquence .....	66
Cellule avec des murs absorbants .....	68
Cellule avec différentes formes de septum.....	70
Simulation de la structure.....	71
<b>Champ électrique dans la cellule .....</b>	<b>73</b>
<b>Champ magnétique dans la cellule .....</b>	<b>74</b>
<b>Différents supports de cartes de test.....</b>	<b>75</b>
Support carré classique.....	76
Support carré rotatif.....	76
Support circulaire .....	77
<b>Conclusion .....</b>	<b>78</b>
Chapitre III Validation de la nouvelle structure de la Cellule TEM.....	81
<b>Introduction .....</b>	<b>82</b>
<b>Etude du couplage électromagnétique.....</b>	<b>82</b>
Couplage entre une antenne circulaire et la cellule TEM.....	82
Antenne circulaire .....	83
Etude de la structure antenne-cellule .....	85
Couplage entre une antenne rectangulaire et la cellule TEM.....	90
<b>Nouvelles cartes de test .....</b>	<b>98</b>
Caractéristiques générales du microcontrôleur.....	98
Carte de test Cesame.....	105
<b>Conclusion .....</b>	<b>108</b>
Chapitre IV Modélisation et exploitation de la cellule TEM.....	111
<b>Introduction .....</b>	<b>112</b>
<b>Propagation de perturbations .....</b>	<b>112</b>
Propagation en mode rayonné .....	112
<b>Modélisation de la cellule TEM.....</b>	<b>114</b>
Modèles électriques équivalents de la cellule .....	115
<b>Modélisation de la ligne de transmission .....</b>	<b>118</b>
Modèle en T .....	119
Modèle en éléments répartis .....	121
<b>Couplage entre la ligne de transmission et la cellule.....</b>	<b>122</b>
Modélisation du couplage .....	125
<b>Modèle de l'ensemble de la structure .....</b>	<b>129</b>
Modèle équivalent .....	129
<b>Cellule à supports rotatifs : Applications .....</b>	<b>131</b>
Détermination analytique de la tension induite.....	132
Tension induite par simulation électrique .....	139
<b>Conclusion .....</b>	<b>147</b>
Chapitre V Application du modèle ICEM .....	150
<b>V.1. Introduction .....</b>	<b>151</b>
<b>V.2. Description du microcontrôleur cible.....</b>	<b>151</b>
<b>V.3. Introduction au modèle ICEM.....</b>	<b>152</b>
<b>V.4. Spécification de la carte de test .....</b>	<b>152</b>
V.4.1. La carte de test .....	152
V.4.2. Les contraintes électriques.....	153
V.4.3. Spécifications de réalisation .....	154
V.4.4. Structure électrique du PCB.....	154
<b>V.5. Modélisation de la carte de test à partir du résolveur de champ 3D HFSS.....</b>	<b>156</b>

---

V.5.1. Description .....	156
V.5.2. Modèles du PCB et des vias .....	157
<b>V.6. Modélisation de la carte de tests à partir de la mesure.....</b>	<b>162</b>
V.6.1. Modèles du PCB et des vias .....	163
<b>V.7. Modélisation par l'approche empirique.....</b>	<b>168</b>
V.7.1. Modélisation de la carte de test .....	168
V.7.2. Modélisation des vias .....	168
<b>V.8. Comparaison entre les trois méthodes .....</b>	<b>169</b>
<b>V.9. Extraction du modèle ICEM du composant .....</b>	<b>169</b>
V.9.1. Modèle ICEM du composant non alimenté.....	171
V.9.2. Modèle ICEM du composant alimenté.....	172
V.9.3. Corrélation avec le modèle globale ( $Z_{Icem}+Z_{TstBrd4}$ ).....	173
<b>V.10. Combinaison de la simulation électrique et électromagnétique.....</b>	<b>174</b>
<b>V.11. Mesures du rayonnement de la carte : cellule TEM.....</b>	<b>176</b>
V.11.1. Présentation.....	176
V.11.2. Banc de mesures .....	178
V.11.3. Mesures de la carte carrée.....	179
V.11.4. Analyse .....	185
V.11.5. Simulation de rayonnement : exploitation du modèle ICEM.....	188
<b>V.12. Banc de mesures champ proche .....</b>	<b>190</b>
<b>V.13. Conclusion.....</b>	<b>193</b>



# Introduction

---

L'évolution des performances des cartes numériques rapides et mixtes pose des problèmes de rupture technologique : en 10 ans la fréquence d'horloge des cartes a été multipliée par dix, la densité des points connectés par cinq. S'ajoutent, pour des raisons de performance et d'intégration, 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 augmentent... Ces évolutions technologiques amplifient la sensibilité des cartes aux perturbations électromagnétiques et rendent inévitables les problèmes d'intégrité du signal. L'enjeu du marché est à la réduction des coûts et des cycles de développement, avec l'assurance d'une qualité totale par rapport aux exigences des cahiers des charges. Les industriels ne peuvent plus se permettre d'éventuelles reprises de conception, de surprotection ou de surdimensionnement des contraintes de conception liées aux phénomènes d'Intégrité de Signal et de Compatibilité ElectroMagnétique. Leur maîtrise devient donc nécessaire et ce, à tous les niveaux de la conception des cartes numériques rapides et mixtes. C'est pourquoi, les industriels s'orientent maintenant vers l'utilisation d'outils de conception assistée par ordinateur (CAO) pour l'ensemble des phases de développement des cartes électroniques.

Par conséquent, l'étude présentée dans ce mémoire s'est attachée à l'identification du rayonnement des composants électroniques, au développement et à la mise en œuvre d'un dispositif de mesures CEM. Elle a été conduite au sein de l'école supérieure de l'électronique de l'Ouest, en partenariat avec l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes et avec la collaboration d'Atmel Nantes.

Les travaux de recherche engagés dans cette thèse s'articulent en cinq chapitres.

La caractérisation précise des phénomènes parasites en CEM, le dénombrement des sources de perturbations et un état d'art des moyens de mesures des perturbations électromagnétiques constituent la première étape que nous allons développer dans le premier chapitre de ce document. Tout d'abord, nous rappèlerons quelques définitions relatives à la CEM, des sources de perturbations et des couplages. Nous exposerons ensuite un état de l'art des principaux standards de modélisation des circuits électroniques existants dans 'la littérature' ainsi que les différentes méthodes de mesures en susceptibilité et en émission des composants de façon à quantifier le niveau de perturbations.

Le second chapitre sera consacré à la présentation, au développement et à l'optimisation d'une nouvelle structure de la cellule TEM. Il présentera les concepts et les règles qui régissent la méthodologie d'optimisation électromagnétique de la cellule. Plus particulièrement, la cellule développée à support rotatif sera étudiée pour sa souplesse d'utilisation en milieu industriel et pour son intérêt d'identification de sources de rayonnement du dispositif sous test.

Le troisième chapitre portera sur la validation de la nouvelle cellule TEM en utilisant différentes cartes de test afin d'évaluer le couplage électromagnétique entre la cellule et les dispositifs sous test. L'analyse effectuée au cours de ce chapitre permettra de présenter les aspects prépondérants des différents couplages en fonction de la position des dispositifs sous test ainsi que l'analyse spectrale du rayonnement du composant, en vue d'une comparaison avec des mesures en cellule GTEM.

Le quatrième chapitre traitera de la modélisation électrique de la cellule TEM, du composant sous test et du couplage électromagnétique. Différents modèles seront développés afin de simplifier les simulations des circuits complexes. La valeur ajoutée de la cellule est analysée en évaluant la tension aux bornes de la cellule TEM en fonction de la position de différentes cartes de test.

Le cinquième et dernier chapitre présentera les principales étapes de détermination des modèles \*ICEM du microcontrôleur Atmega 128 de chez Atmel. L'étude des évolutions de la tension induite aux bornes de la cellule en fonction de la position de la carte multicouche à base de l'Atmega 128 sera effectuée par une méthode analytique. Des simulations électriques seront aussi utilisées pour déterminer la tension induite rayonnée par le composant. La mise en application du modèle ICEM permet de prédire le rayonnement du composant avant fonderie grâce à la combinaison du modèle ICEM de l'Atmega et du modèle électrique de la cellule TEM. Enfin, des mesures champ proche de la carte de test seront effectuées afin de localiser les zones sensibles et chaudes du composant.

## **Chapitre I CEM Des composants : Etat de l'art**

---

## I.1. Introduction - définitions

La Compatibilité Electromagnétique (CEM ou EMC en appellation anglaise) est la faculté qu'a un dispositif, un appareil ou un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement. La compatibilité électromagnétique prend ainsi un triple aspect :

- Ne pas produire d'interférence dans un autre système (Emission)
- Ne pas subir d'interférence de l'environnement (susceptibilité)
- Ne pas interférer avec lui-même (auto-compatibilité)

La Compatibilité électromagnétique : Cette exigence vitale est d'autant plus vigoureuse qu'avec la généralisation de l'électronique, des fonctions demandant une haute fiabilité sont désormais assurées par des calculateurs associés à des transmissions électriques.

Le fait que les équipements que nous construisons et utilisons sont placés dans un environnement naturel, les soumet à des perturbations : rayonnements cosmiques, foudre, bruit intrinsèque dans la matière même des éléments. De plus, l'activité humaine est source de bruits : émission radio et TV, communications à haute fréquence, champs électromagnétiques des lignes de distribution d'énergie, réseau Wi-Fi, bluetooth et stations de base (figure I-1), etc. [1].

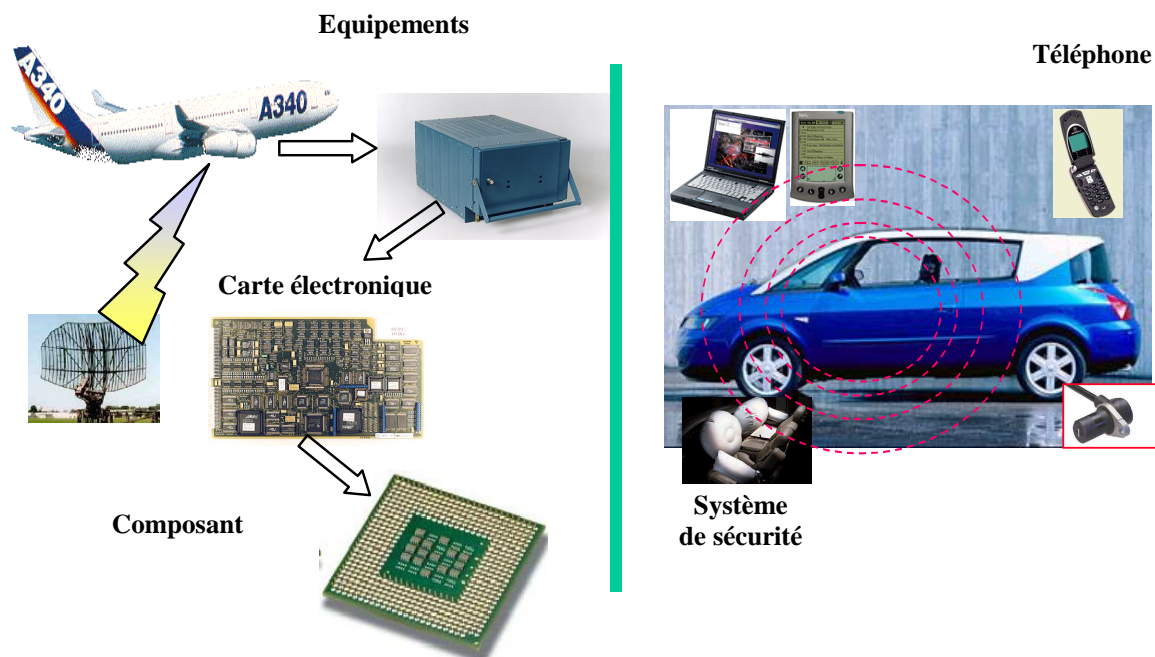


Figure I-1. Différentes sources de bruits agissant sur un composant électronique

Lors de la conception et de la réalisation d'un système, il convient de tenir compte de l'existence de ces perturbations, et de prévoir des méthodes permettant de réduire suffisamment leur influence, de manière à assurer un fonctionnement sûr dans tous les cas d'utilisation. De même, il faut éviter que le système développé ne produise trop de perturbations dans son environnement. Enfin à l'intérieur même de l'équipement, les mêmes phénomènes se produisent, une partie du système peut perturber d'autres parties plus sensibles. Si, à l'évidence, il est possible de supprimer toute perturbation, il faut distinguer une perturbation sans conséquence sur la fonction d'équipement et une perturbation provoquant des erreurs, momentanées ou une panne du système.

## I.2. Quelques repères historiques

On pourrait faire remonter l'histoire de la compatibilité électromagnétique au tout début des transmissions radio (1901 : Marconi réalise la première transmission à travers l'Atlantique). Mais si l'on constatait déjà la présence d'interférences, il suffisait à cette époque de changer de fréquence d'émission pour résoudre le problème. Avec la multiplication des émetteurs les problèmes sont devenus plus sensibles, et en 1933 la CEI (Commission Electrotechnique Internationale) [2] a recommandé la création d'un comité spécial sur les interférences radio (CISPR) [3], ce dernier a établi les méthodes de mesures et de recommandations sur les limites de niveaux d'émissions admissibles.

Avec l'avènement du transistor (1950), puis les circuits intégrés (1960), et la tendance à remplacer le traitement analogique des signaux par un traitement numérique (dès 1970), les vitesses et donc le domaine fréquentiel des perturbations n'ont fait que croître et les problèmes de compatibilité empiraient. Avec la multiplication des ordinateurs personnels, et l'augmentation des vitesses d'horloge, le problème est devenu crucial, si bien que d'une base volontaire (recommandation), les pays en sont arrivés à imposer des normes (normes CENELEC en Europe, FCC aux USA), toutes basées sur les recommandations CEI, à quelques variations spécifiques près. Ces normes sont destinées à limiter la « pollution » électromagnétique, et par conséquence, à concevoir des équipements et des composants capables de travailler correctement en présence de ces niveaux, mais seuls les essais d'émission sont exigés. Elles distinguent les applications à usage domestique (un PC interfère avec le récepteur TV voisin) où les niveaux admis et les distances entre émetteur et récepteur des perturbations sont les plus faibles, et les autres applications en milieu industriel [4].

## I.3. Aspects fondamentaux de la CEM

Lors de l'analyse d'une perturbation électromagnétique on constate que le problème englobe trois éléments : une source de perturbation qui émet de l'énergie électromagnétique, un canal de couplage au travers duquel l'énergie de ces perturbations se propage et enfin un récepteur qui capte cette énergie, la

traite et la superpose à sa fonction normale (figure I-2). Si les perturbations reçues par ce dernier sont trop élevées et provoquent des interférences, on parle alors de victime de ces perturbations [5].

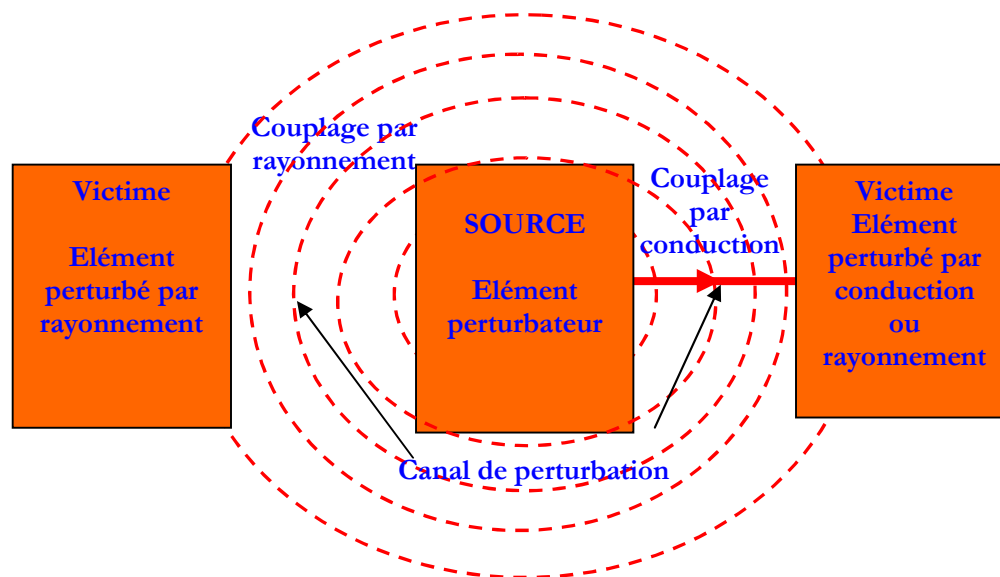


Figure I-2. Transmission des perturbations

Dans la majorité des cas, le canal de transmission est involontaire, et il y a toujours transmission de perturbations. Cependant, pour considérer qu'il y a interférence, il faut que le niveau de ces perturbations atteigne un niveau suffisant pour fausser les comportements du récepteur, qui devient alors la victime. Souvent il est difficile de déterminer à partir de quel niveau il faut considérer qu'il y a interférence : par exemple, les bruits parasites sur l'écran d'un radar peuvent conduire un débutant à mal interpréter ce qu'il observe, alors qu'un utilisateur expérimenté n'aura aucun problème à interpréter correctement l'écran. Quel niveau faut-il alors admettre à l'écran ? Il en est de même pour les circuits analogues : la perturbation s'ajoutant au signal utile sera toujours visible. A partir de quel niveau faut-il admettre qu'il y a interférence ? Même pour les circuits logiques le problème peut se poser : si le récepteur exploite un algorithme de correction des erreurs de transmission, alors des perturbations d'un niveau supérieur à la marge de sécurité des niveaux logiques peuvent devenir admissibles [6].

Source et récepteur peuvent être classés comme intentionnels ou involontaires : tant l'un que l'autre peuvent avoir été conçus pour émettre ou recevoir de l'énergie électromagnétique, ce sont alors des émetteurs ou récepteurs intentionnels (émetteur-récepteur radio ou TV par exemple), dans ce cas la notion de perturbation et d'interférence dépend du canal de transmission considéré.

### **I.3.1. Mode de transmission des perturbations**

La constatation que le couplage des perturbations peut se faire tant directement par rayonnement que par conduction dans les connectiques, et d'autre part que tout équipement peut être, selon les circonstances, émetteur ou récepteur (victime) de perturbations, conduit à décomposer les essais et analyses en quatre catégories, que l'on retrouve dans les normes de compatibilité :

- **Emission rayonnée** : Mesure des champs EM rayonnés par l'équipement sous test (figure I-3).
- **Susceptibilité aux rayonnements** : Capacité de fonctionner en présence de champs EM donnés (figure I-4).
- **Emissions conduites par l'équipement** : Mesure des perturbations injectées dans le réseau (figure I-5).
- **Susceptibilité à la conduction** : Capacité de fonctionnement en présence de perturbations conduites (figure I-6).

Les figures suivantes représentent les mécanismes de perturbation dans le cas d'un circuit intégré pour les quatre cas cités ci-dessus :

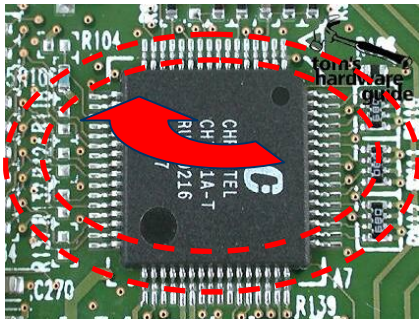


Figure I-3. Emission rayonnée

**Emission Rayonnée** : ce type de perturbation est principalement généré par la commutation simultanée des portes élémentaires du composant (activité interne).

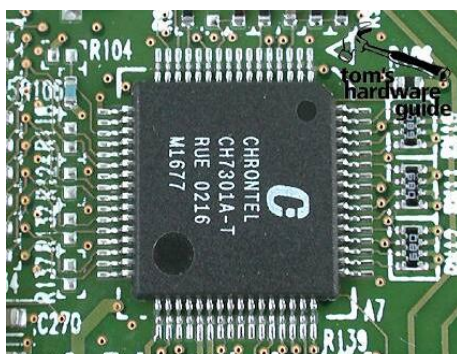


Figure I-4. Susceptibilité aux rayonnements



Téléphone

**Susceptibilité aux rayonnements** : Les circuits électroniques sont très sensibles aux interférences RF



Station de base

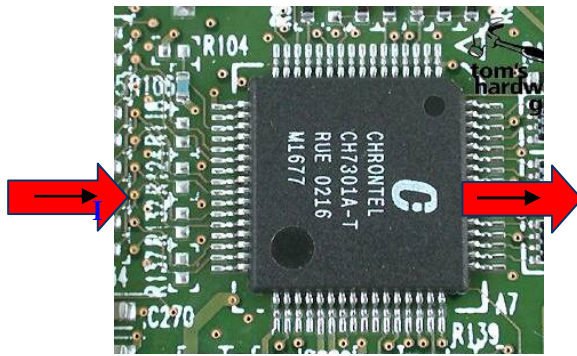


Figure I-5. Emission conduite

**Emissions conduites par l'équipement :**  
L'émission conduite sera d'autant plus élevée que la tension et la fréquence sont élevées. Elles sont dues essentiellement au couplage des broches d'alimentation.

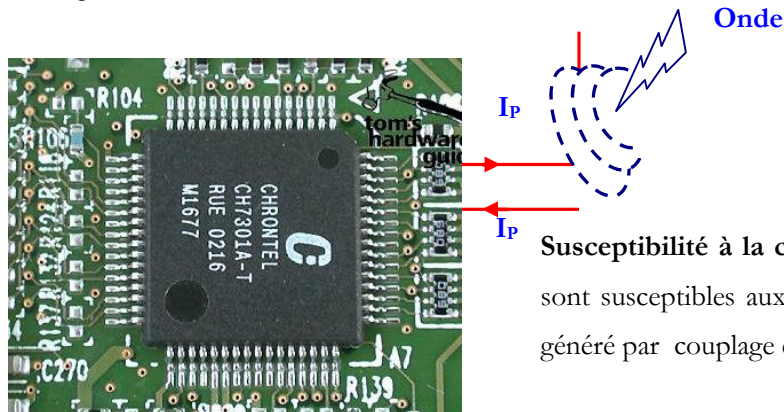


Figure I-6. Susceptibilité conduite

**Susceptibilité à la conduction :** les composants sont susceptibles aux boucles de courant parasite générées par couplage électromagnétique

De cette représentation de la transmission et des interférences, nous pouvons déduire qu'il y a trois moyens de réduire les perturbations à un niveau acceptable [7] :

- supprimer ou diminuer les émissions à la source
- agir sur le canal de couplage pour minimiser la transmission source à victime
- rendre la victime insensible à la perturbation

### **I.3.2. Niveaux de compatibilité**

Pour assurer la CEM, différents niveaux [8] et différentes marges ont été définis (figure I-7) :

- **niveau d'immunité :** Il s'agit du niveau à partir duquel il y a dysfonctionnement d'un matériel ou d'un système.
- **niveau de compatibilité :** C'est le niveau maximal de perturbation auquel on peut s'attendre dans un environnement donné.



- **niveau d'émission** : C'est le niveau maximal d'émission de perturbation que ne doit pas dépasser un matériel.
- **marge d'immunité** : C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'immunité.
- **marge d'émission** : C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'émission.

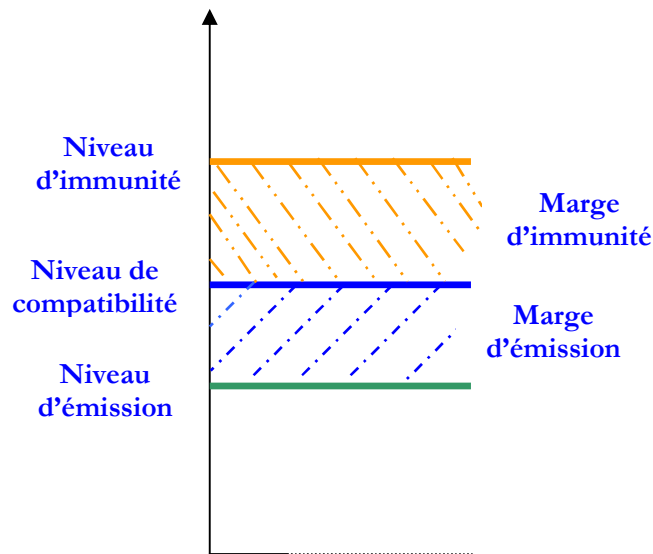


Figure I-7. Niveaux de perturbation en CEM

Par la suite, afin d'insister sur l'essentiel, seuls les travaux menés sur circuits intégrés seront directement évoqués. Nous ferons le point sur les normes mises en place par différents organismes. Nous donnons une attention particulière aux méthodes de mesures, surtout les différentes techniques de mesures en rayonné des composants.

## I.4. Normes

La compatibilité électromagnétique revêt en fait deux aspects : 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 d'assurer la satisfaction du client. En effet, que dirait ce dernier s'il découvrirait après avoir acheté un équipement vidéo que le mode d'emploi comportait un avertissement selon lequel la garantie n'est pas valable si l'appareil est utilisé à moins de 3 Km d'un émetteur radio FM ? Si l'aspect législatif de la pollution (émission EM) est décrit dans les différentes normes internationales et nationales, les critères internes des fabricants (susceptibilité) sont bien évidemment variables et l'on ne peut que les aborder de manière qualitative.

---

Au niveau international, c'est la commission électrotechnique international (CEI ou IEC en notation anglo-saxonne), 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. Celles-ci sont généralement reprises (avec quelques éventuelles adaptations spécifiques) au niveau de différents pays. Aux USA c'est la FCC [9] qui gère ces problèmes (Pour des raisons historiques, les niveaux admis diffèrent quelque peu des niveaux CISPR, mais une forte pression est exercée pour harmoniser l'ensemble). En Europe la CENELEC [10] établit les standards directement sur la base des documents du CISPR, et ses normes portent les mêmes numéros procédés de EN en lieu et place de IEC. Si aucune variation nationale n'existe, ces standards deviennent des normes.

Les normes proposées à l'IEC sont au nombre de trois décrivant séparément l'immunité, l'émission et les méthodes de modélisation [11]:

- IEC61967 : méthodes de mesures des émissions des circuits intégrés
- IEC61132 : méthodes de mesures de la susceptibilité des circuits intégrés
- IEC62014 : méthodes de modélisation CEM des circuits intégrés

Remarquons que ces propositions de normes sont continuellement réadaptées en fonction des besoins. Par conséquent, il convient de se renseigner auprès des organismes de normalisation pour savoir quelle est la dernière version de la norme en cours. La date ajoutée après le numéro de la norme (par ex. IEC61967 – 2005) indique l'année d'adoption et de mise en vigueur.

## **I.5. Sources de perturbations**

### **I.5.1. Introduction**

Un certain nombre de bruits et perturbations prennent leur origine dans des sources naturelles (foudre, décharge électrostatique (ESD), activité solaire, source cosmique); cependant, la majorité des sources est d'origine humaine. Elles sont appelées également bruit industriel, (figure I-8), résultant du fonctionnement des équipements construits [12].

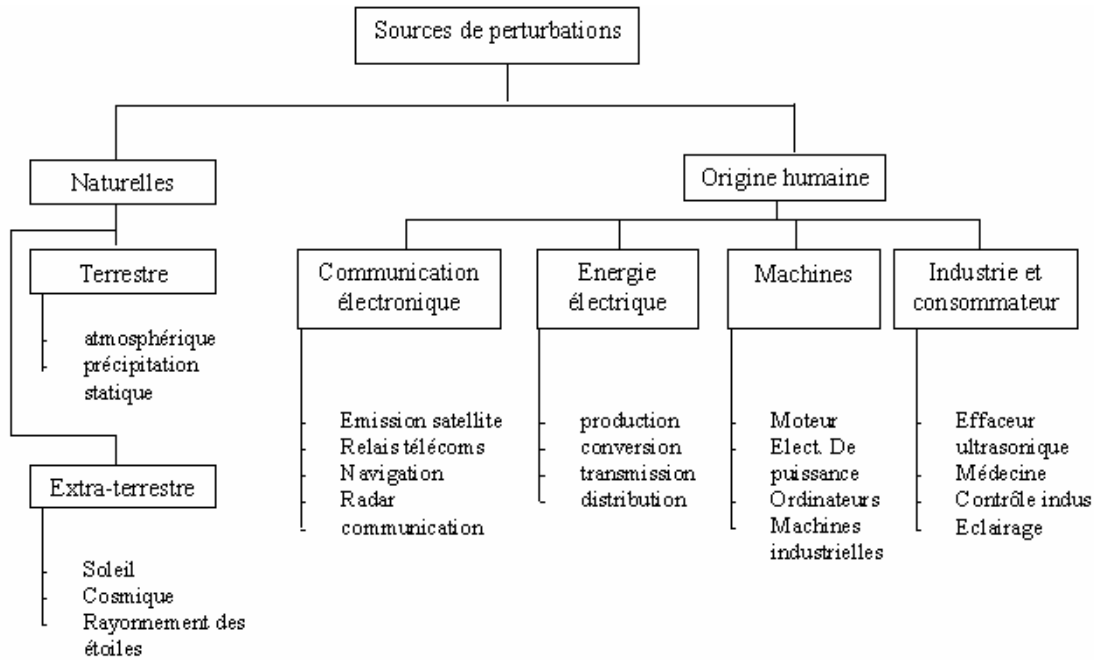


Figure I-8 Sources de bruits

Plutôt que de les classer en fonction de leur origine, il convient d'examiner leur comportement temporel et fréquentiel. De là, en effet, découlent les méthodes de mesures d'émissions et les caractéristiques des générateurs d'essai d'immunité. On citera quatre sources qui nous apparaissent importantes :

- Sources permanentes et sources intermittentes
- Sources large bande et bande étroite
- Sources intentionnelles et non intentionnelles
- Sources impulsionnelles

### **I.5.2. Sources permanentes et sources intermittentes**

Par définition, une source permanente émet des perturbations aussi longtemps que l'appareil contenant cette source est en fonction. Par opposition une source intermittente n'émet des perturbations que aléatoirement donc d'une manière imprévisible. Un exemple typique de sources permanentes est l'horloge d'un système numérique. Tant que le système est enclenché, le niveau d'émission peut cependant varier en fonction du contenu des données traitées dans l'appareil. Une analyse statistique du niveau d'émission reste donc indispensable : mesure du niveau moyen et du niveau « quasi crête ». La foudre et les décharges électrostatiques sont des exemples de sources intermittentes [5].

### **I.5.3. Sources large bande et bande étroite**

Une source est à « bande étroite » si sa largeur est plus petite qu'une bande de référence (celle du récepteur : instrument de mesure ou victime). Toute l'énergie émise est alors reçue par le récepteur et définit le niveau des perturbations. Celui-ci ne change donc pas si l'on change la bande passante du récepteur. On peut alors se contenter de spécifier le niveau de champ électrique (V/m) correspondant à la fréquence considérée.

Une source est qualifiée de « large bande » si sa largeur de bande est plus grande qu'une bande de référence. Dans ce cas le niveau mesuré et le niveau des perturbations sont dépendants de la largeur de bande du récepteur. On doit donc spécifier le niveau relatif à la bande passante : V/m/MHz.

### **I.5.4. Sources impulsionnelles**

La grande majorité des sources non-intentionnelles sont des sources transitoires, soit sous forme d'impulsion unipolaire, soit sous la forme d'une oscillation amortie (qui sont en fait la réponse d'une partie du système à une très courte impulsion unipolaire, assimilable à une impulsion d'une partie du système à une très courte impulsion unipolaire – assimilable à une impulsion de Dirac). On les caractérise par leur temps de montée (temps nécessaire pour passer de 10% à 90% de l'amplitude crête, et par la durée de l'impulsion unipolaire (à 50% de l'amplitude), ou par la période de l'oscillation amortie et son taux d'amortissement. L'oscillation amortie étant déjà la réponse (visible dans le canal de transmission) à une impulsion unipolaire [14].

## **I.6. Types de couplage**

Le couplage d'une source à une victime se fait de deux manières : le couplage par conduction (fils reliant le signal, les commandes ou les alimentations) et le couplage par rayonnement qui se manifeste par un champ magnétique et un champ électrique associé (agissant sur une antenne, à travers les ouvertures des blindages, ou directement sur les fils d'interconnexion). L'analyse de ce rayonnement doit se faire par résolution des équations de Maxwell [15] dans le cas général. Il est évident qu'on ne peut le faire que pour les configurations simples, mais ceci va nous permettre de comprendre le phénomène général et en déduire la méthode de protection.

Le couplage se manifeste sous 3 aspects :

- Couplage capacitif
- Couplage inductif

- Couplage par rayonnement

### I.6.1. Couplage capacitif

La figure I-9 représente le couplage capacitif entre une source de tension  $V_s$  alimentant un conducteur S, et perturbant le conducteur V :

- $C_{sv}$  est la capacité parasite de couplage entre ces deux conducteurs.
- $C_v$  est la capacité de la victime par rapport à la terre.  $R_L$  est la résistance de charge de la victime.
- $R_i$  est la résistance interne de la source  $V_i$  du signal transmis par la victime [16].

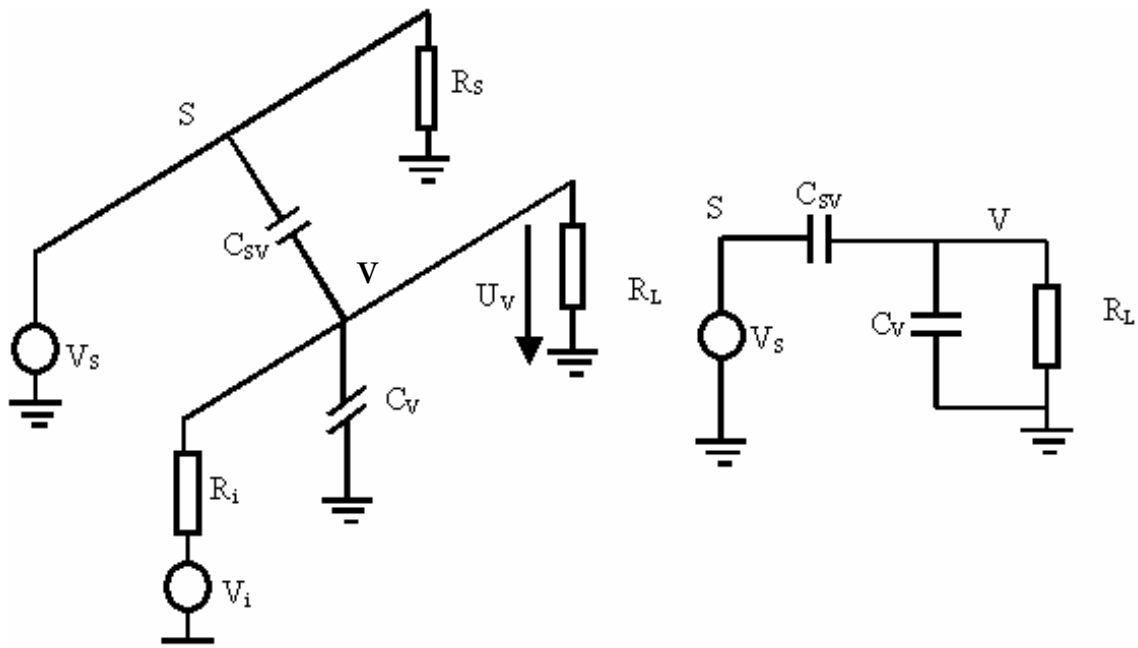


Figure I-9 Couplage capacitif : schéma équivalent

Pour diminuer la perturbation, sachant que l'on ne peut agir sur  $V_s$ , il faut :

- Diminuer  $R_v$  : C'est travailler avec des circuits basse impédance, la limite étant imposée par les caractéristiques des éléments électroniques.
- Diminuer  $C_{sv}$  : On peut agir sur  $C_{sv}$  en éloignant les deux circuits (distance entre les deux armatures du condensateur parasite), en diminuant la surface du condensateur (par orientation des conducteurs, ou choix d'une piste plus mince sur un circuit imprimé), ou enfin en blindant le conducteur.

## I.6.2. Couplage inductif

Tout courant circulant dans un circuit électrique crée un flux magnétique proportionnel à ce courant. Si on place un deuxième circuit (victime) en forme de boucle de surface  $A$ , il interceptera une partie de ce flux. Une tension induite apparaîtra alors dans la victime si le flux varie au cours du temps [17] :

$$U_p = A \cos\theta \frac{dB}{dt}$$

Où  $\theta$  représente l'angle entre la normale à la source  $A$  (figure I-10) et la direction de la densité de flux magnétique  $B$  (ou induction magnétique). On appelle  $M_{sv}$  l'inductance mutuelle entre les deux circuits, elle représente, d'une part, la proportionnalité entre  $B$  et le courant  $I_s$ , et d'autre part la géométrie de la victime relativement à la source de perturbation (surface  $A$ , distance  $d$ , angle  $\theta$ ).

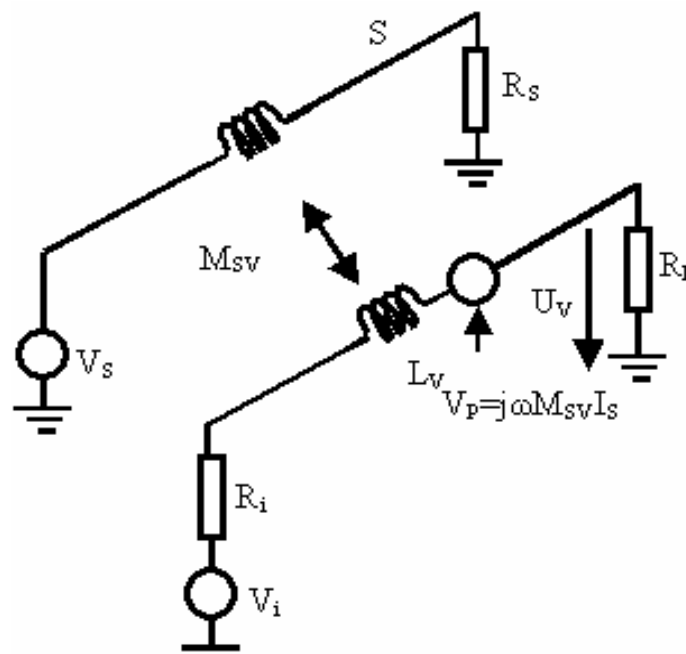


Figure I-10 Couplage inductif entre deux circuits

Pour diminuer la perturbation, nous nous référons à l'équation (1), et constatons 3 moyens d'action :

- Diminuer la surface de la boucle (fils aller retour des circuits, surface  $A$ )
- Orienter la surface parallèlement à la direction de  $B$  (diminuer  $\cos\theta$ )
- Eloigner les deux circuits (diminuer  $B$ )

## I.6.3. Rayonnement

### I.6.3.1 Dipôle Hertzien

Le dipôle Hertzien est un petit conducteur de longueur  $dl$  supposée beaucoup plus petite que la longueur d'onde  $\lambda$ , et parcouru par un courant  $I$ . Les champs  $E$  et  $H$  émis par le dipôle sont maximum dans le plan horizontal, nuls dans l'axe vertical. Du fait que  $\lambda=c/f$  où  $c$  est la vitesse de la lumière, on retiendra que ces champs sont proportionnels à la fréquence. En fait, lorsque les dimensions de la victime sont faibles devant la distance  $r$ , distance entre la source et le point de mesure ou la victime, on peut assimiler l'onde EM à une onde plane [18].

### I.6.3.2 Petite boucle de courant

La boucle de courant est un dipôle magnétique de rayon  $R \ll \lambda$ , placée dans le plan horizontal, autour de l'origine, et parcourue par un courant  $I$ . On crée un moment magnétique proportionnel à la surface de la boucle ( $m=I\pi b^2=IdA$ ), dans l'axe  $Z$  (figure II-11).

Les champs  $H$  et  $E$  varient aussi à l'inverse de la distance, et l'impédance de l'onde est constante, mais par contre ils sont proportionnels au carré de la fréquence. Ce comportement est constaté pour une distance de  $R \gg \lambda / 2\pi$ .

Pour une distance  $R \ll \lambda / 2\pi$ , le champ  $H$  est indépendant de la fréquence, un champ existe dans l'axe  $z$  (à proximité du centre de la boucle).  $H$  diminue avec le cube de la distance  $R$ , alors que  $E$  diminue avec le carré de la distance [19].

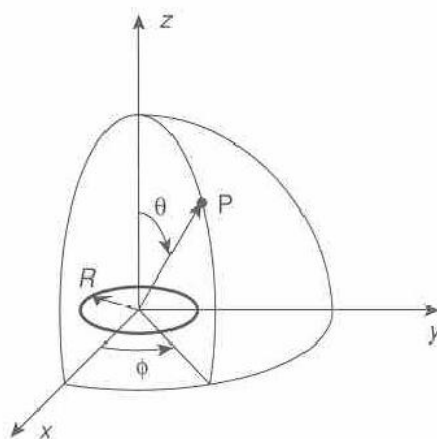


Figure I-11 Dipôle magnétique

---

## I.7. CEM des circuits intégrés

### I.7.1. Introduction

Face à l'augmentation constante de la complexité des circuits intégrés, une intégration de plus en plus dense, Ces évolutions technologiques amplifient la sensibilité des composants aux perturbations électromagnétiques et rendent inévitables les problèmes de compatibilité électromagnétique. Dans le paragraphe suivant, on présentera d'une manière succincte les origines [20] et les conséquences des interférences électromagnétiques dans les circuits intégrés. On termine ce paragraphe par une exposition des modèles standards d'émission des circuits intégrés.

#### I.7.1.1 Interférence électromagnétique

##### I.7.1.2 Principaux éléments de l'émission parasite

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

- Le courant consommé lors de la commutation des portes logiques est la principale source de l'émission parasite au travers des rails d'alimentation VDD et VSS.
- Les commutations des signaux au niveau des entrées/sorties du circuit créent une émission en mode conduit.
- En raison des courants importants qui circulent dans les rails d'alimentation, le coeur se comporte comme une antenne, créant une émission en mode rayonné.

Les « bondings » (connexion entre la puce et le boîtier), les broches du boîtier ainsi que la géométrie des pistes du circuit imprimé combinés aux capacités internes du circuit créent des résonateurs qui sont les supports critiques des émissions conduites et rayonnées.

##### I.7.1.3 Consommation du courant dans les transistors

L'activité du courant dans un transistor CMOS est à l'origine des émissions parasites. En effet, l'activation d'une porte élémentaire du circuit intégré (transistor) consomme du courant sur les rails de son



alimentation (figure I-12a). Lorsque la porte est désactivée (figure I-12b), le courant traverse l'étage pull down et décharge la capacité. A la commutation du transistor MOS, il induit une variation importante de courant  $\frac{di}{dt}$  qui génère un champ magnétique parasite. Plus on intègre des portes élémentaires plus le courant de commutation devient significatif, de l'ordre de quelques ampères [21].

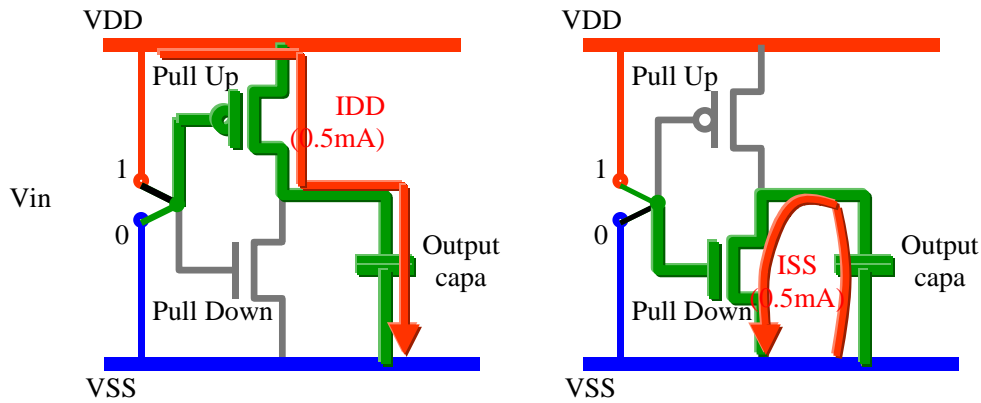


Figure I-12. Appel de courant mis en jeu durant la commutation dans une structure CMOS

Les rails d'alimentation

Ils sont constamment sollicités par les appels de courant des transistors dans le circuit. Ils sont donc vecteurs d'énergie électromagnétique aussi bien conduite que rayonnée.

#### I.7.1.4 Le plot d'alimentation

Le bruit des commutations simultanées, aussi connu sous le nom de « ground bounce » est une tension induite sur les connexions d'alimentations ( $V_{SS}$ ,  $V_{DD}$ ) et qui est due aux courants de commutation qui passent par les inductances parasites du boîtier ou des pistes. Le bruit global généré est une source RF potentielle dont l'énergie peut être conduite à l'extérieur du circuit par le biais des plots d'alimentation. Ainsi les plots sont des vecteurs d'émission conduite dans les circuits intégrés.

#### I.7.1.5 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) [22]. La figure I-13 représente le fil de pontage appelé aussi bonding reliant le boîtier et le circuit intégré.

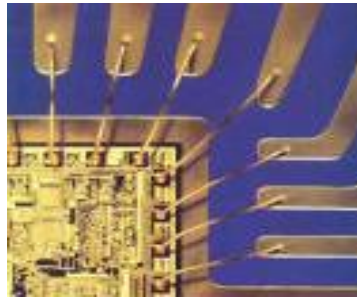


Figure I-13 . Bonding du circuit intégré

### **I.7.1.6 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 [23].

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.

Le couplage parasite ou diaphonie constitue une des limitations les plus sévères liées aux interconnexions. On sait que deux conducteurs proches s'influencent mutuellement, ce qui signifie que la répartition des courants sur l'un dépend de la présence de l'autre (de sa géométrie de sa proximité notamment). Il y a couplage électrique et magnétique en règle générale.

### **I.7.1.7 Substrat**

L'éloignement du substrat aura pour effet de réduire la capacité vers la masse de l'interconnexion, d'où une diminution du temps de propagation le long de la ligne, et par conséquent une légère augmentation de la fréquence de transit des signaux, ou plus exactement une diminution des temps de montée.

### **I.7.1.8 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 y créer des chutes de tensions qui peuvent induire des courants parasites dans les lignes et des couplages avec les 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 « ground bouncing ».

### **I.7.1.9 Conséquences directes des perturbations**

Face à l'augmentation constante de la complexité des circuits intégrés, à une intégration de plus en plus dense et l'augmentation de la fréquence de fonctionnement les problèmes de compatibilité électromagnétique sont devenus un des points cruciaux du fonctionnement des systèmes intégrés.

L'augmentation des performances des transistors a pour effet d'engendrer des phénomènes parasites tels que le retard de propagation, le couplage diaphonique, l'émission d'énergie électromagnétique par rayonnement. Ces phénomènes sont amplifiés du fait de la réduction de dimensions des interconnexions et de l'augmentation du nombre de niveaux métalliques [24].

Lorsqu'un circuit intégré subit ces perturbations, les conséquences sont les suivantes :

- Grande puissance consommée
- Niveau d'émission de parasites plus grand
- Plus grande fragilité aux agressions d'origine électromagnétique
- Fluctuation d'alimentation traduite par des phénomènes d'émission conduite
- Grande sensibilité aux bruits
- Apparition possible d'un dysfonctionnement des blocs logiques

Il y a différentes manières de réduire les émissions électromagnétiques :

- Diminuer l'influence du boîtier
- Réduire la fluctuation de l'alimentation
- Diminuer les bruits sur l'alimentation
- Isoler le circuit sur un plan de masse

---

## I.8. Standards de modélisations

La modélisation est la pièce maîtresse d'un processus de simulation des composants électroniques. Ces modèles normalisés permettent aux équipementiers et aux fournisseurs d'outils de simulation d'utiliser les mêmes standards.

Ainsi nous allons décrire ci-dessous différents types de modèles qui s'inscrivent dans le cadre de notre étude. Les appellations anglophones des noms seront conservées dans les figures.

### I.8.1. Modèles IBIS

La norme IBIS (Input/Output Buffer Information Specification) est un standard de description comportementale des caractéristiques d'entrée/sortie des circuits intégrés. Ce standard a émergé au début des années 90 avec objectifs d'être portable sur n'importe quelle plate-forme d'outil de simulation, d'engendrer des temps de simulation plus rapides que les simulations effectuées avec des modèles Spice et d'éviter aux fondeurs de composants de fournir des informations propriétaires à l'instar des modèles Spice. Le fichier IBIS contient ainsi, dans un format ASCII, toutes les informations sur chacun des composants de ces modèles. La norme IBIS v3.2 définit plus d'une cinquantaine de paramètres [25] :

- le boîtier :  $R_{\text{boîtier}}$ ,  $L_{\text{boîtier}}$ ,  $C_{\text{boîtier}}$
- les entrées et les sorties :  $C_{\text{comp}}$
- les tableaux I (V) pour les diodes de protection reliées à la masse et au Vdd
- les tableaux I (V) pour le Pull-up et le Pull-down en sortie de l'inverseur
- les tableaux de temps de montée ( $dV/dt_r$ ) et de descente ( $dV/dt_f$ )

Pour la plupart de ces données, le modèle nécessite des valeurs typiques, minima et maxima.

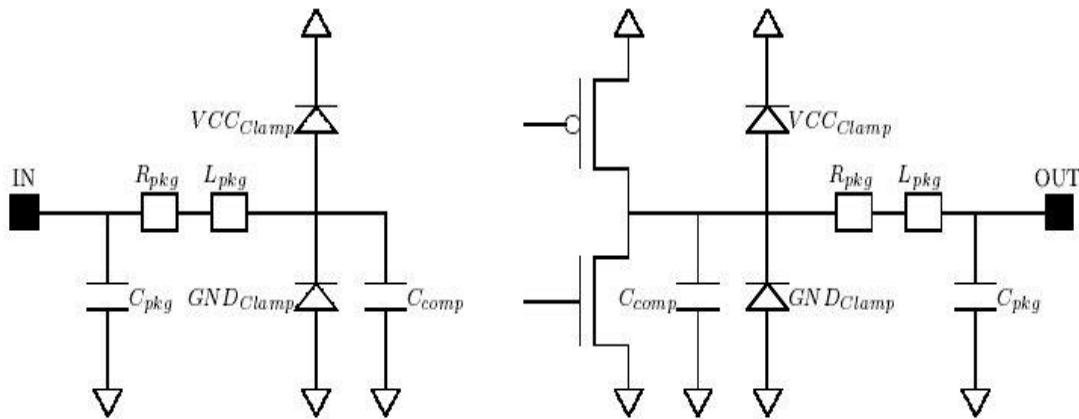


Figure I-14 : Modèles IBIS du buffer d'entrée (gauche) et de sortie (droite)

Le modèle IBIS permet de simuler correctement les phénomènes d'intégrité des signaux malgré une représentativité limitée dans le domaine fréquentiel.

Pour les simulations CEM, le modèle IBIS est insuffisant car il ne prend pas en compte :

- les sources de perturbations sur les entrées/sorties liées à l'activité interne du composant,
- les variations des tensions d'alimentation dues à la commutation simultanée des buffers et à l'activité interne du composant,
- le champ électromagnétique émis directement par le composant.

### **I.8.2. Modèle IMIC**

Le modèle IMIC [26] (I/O Interface Model for Integrated Circuits) est défini par la JEITA (Japan Electronics and information Technologie industries associations) et publié en mars 2001. Il est censé remédier à certains inconvénients du modèle IBIS (figure I-15). Les deux principaux compléments à ce dernier sont :

- La présence de réseaux RL dans les rails d'alimentation en série avec les transistors de sortie.
- La possibilité de définir des modèles de formes d'onde pour les commandes des transistors de sortie. Néanmoins, ces modèles sont uniquement exprimés sous forme PWL (Piece-Wise Linear) indépendamment de l'activité.

Le principal avantage du modèle IMIC est la prise en compte de l'influence mutuelle des entrées /sorties et des rails d'alimentation. Cependant, l'influence directe de l'activité interne du circuit intégré sur les rails d'alimentation n'est toujours pas prise en compte (il n'offre aucun moyen de spécifier les générateurs de courant internes), alors que bien souvent c'est elle qui se trouve être la principale source de perturbations conduites sur une carte, en particulier au niveau étendue spectrale.

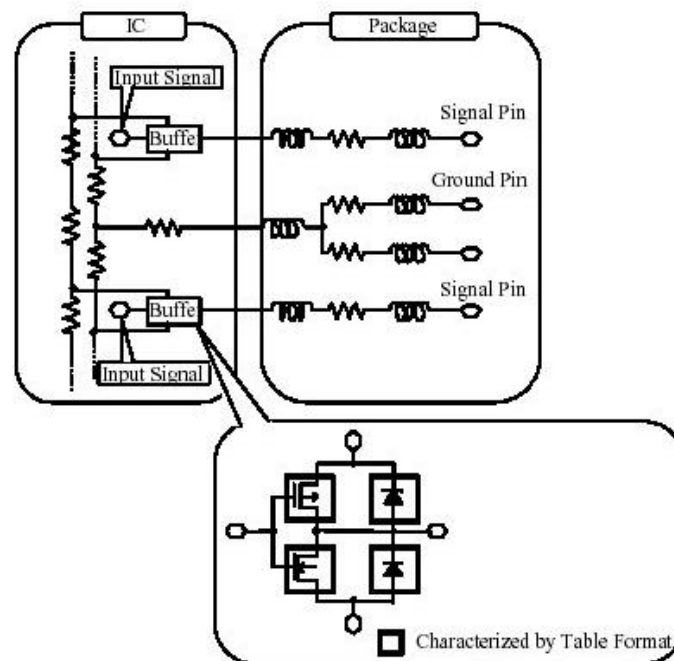


Figure I-15 Modèle IMIC selon le site officiel du JEITA

### **I.8.3. Modèle ICEM**

Le modèle ICEM [27] (Integrated Circuit Electromagnetic Model) est une représentation simplifiée du circuit intégré en point de vue CEM. Il peut notamment utiliser les mêmes modèles de boîtiers ou être inséré comme modèle spécifique. Son objectif est la prédiction des perturbations conduites et rayonnées générées sur les rails d'alimentations du circuit intégré. L'apport principal du modèle ICEM est la prise en compte de l'activité interne du composant [27].

Le modèle ICEM est une proposition de standard internationale portant comme référence IEC62014-3 : Models of integrated circuits for EMI behavioral simulation. Ce standard a été proposé par le groupe UTE 47A organisme de normalisation représentant en France par l'IEC (International Electrotechnical Commission). Ce groupe rassemble des experts CEM de différents horizons.

Un circuit intégré est défini par une description appelée une architecture du C.I. Cette architecture décrit tous les blocs fonctionnels employés pour réaliser des spécifications fonctionnelles du C.I. En outre, tous les raccordements internes et externes utilisés pour relier tous les blocs du C.I et pour connecter les

dispositifs externes sont décrits par la proposition de norme. Le schéma I-16 présente un exemple mixte analogique/Numérique d'architecture du C.I. Cette architecture type du C.I a un bloc numérique et un bloc analogique.

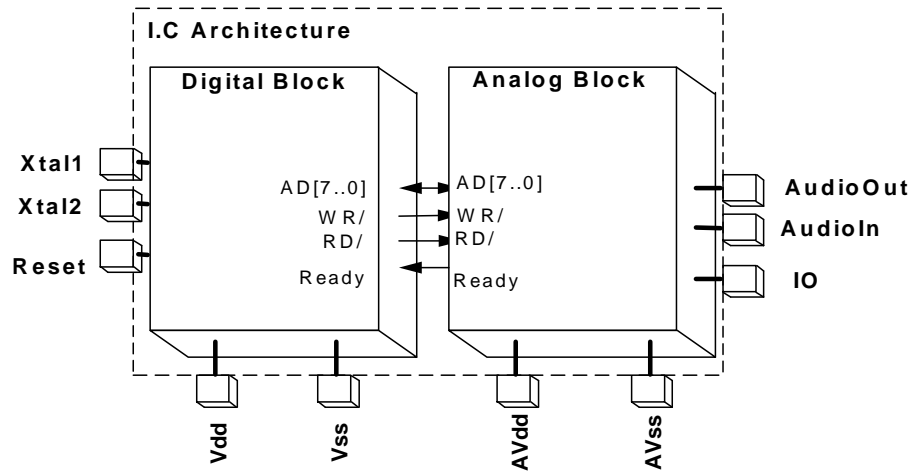


Figure I-16. Architecture ICEM type d'un C.I.

Basé sur cette architecture d'IC, un modèle ICEM est défini pour décrire le comportement électrique et électromagnétique du C.I entièrement fondé sur le comportement de chaque bloc interne. Les schémas 17 et 18 illustrent le concept du modèle ICEM.

### I.8.3.1 Blocs ICEM

Le modèle ICEM est établi autour d'un ensemble de blocs fonctionnels représentés sur le schéma I-17. Un bloc ICEM décrit le comportement électromagnétique d'un bloc spécifique de l'architecture du C.I ou le comportement électromagnétique du C.I entier.

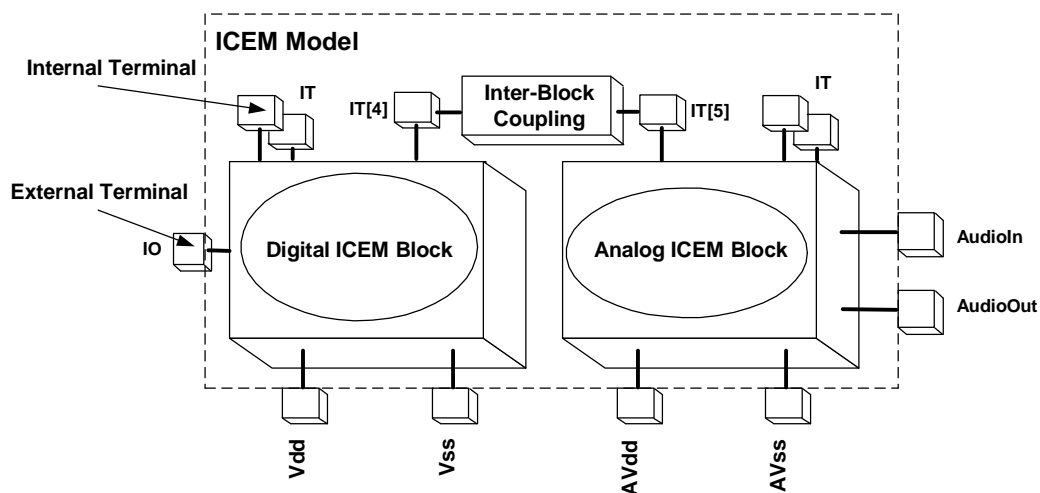


Figure I-17. Modèle ICEM est établi autour d'un ensemble de blocs fonctionnels

### I.8.3.2 Composante du modèle ICEM

Un bloc fonctionnel du modèle ICEM est établi autour d'un ensemble de trois composantes essentielles (IA, PDN et IBC) représentés sur le schéma I-18

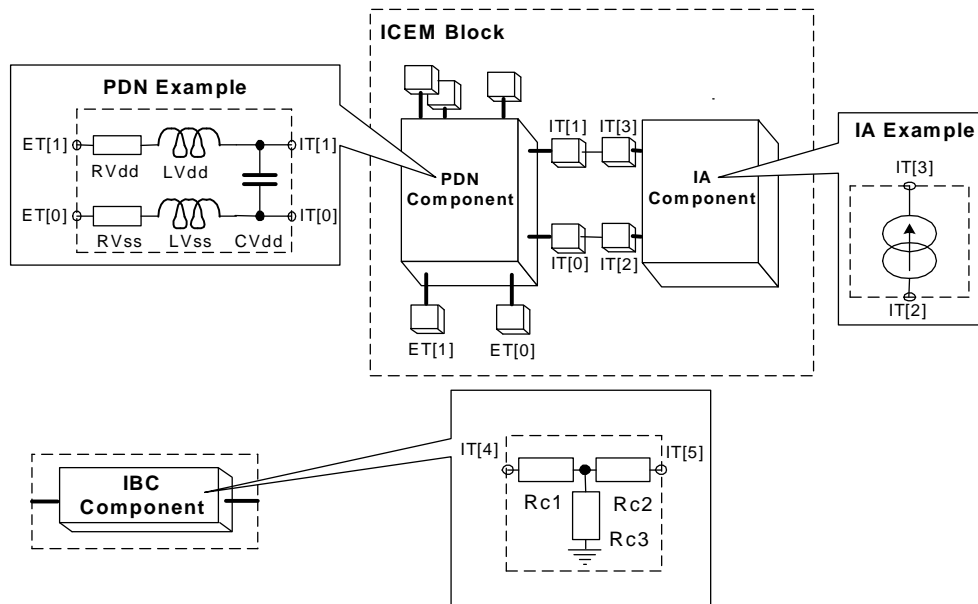


Figure I-18. Les trois blocs fonctionnels du modèle ICEM du C.I

- **External Terminal (ET).** Permet de connecter les blocs du modèles avec l'environnement externe du C.I
- **Internal Terminal. (IT).** Permet de connecter les autres blocs du modèle ICEM (PDN, IBC et IA) entre eux.
- **Passive Distribution Network (PDN).** Décrit une structure d'impédance à travers un ou plusieurs plot.
- **Internal Activity. (IA).** Décrit l'activité du C.I en utilisant une source de courant ou de tension. Cette description peut être exprimée dans le domaine temporel ou fréquentiel.
- **Inter-Block coupling. (IBC)** Décrit le couplage entre deux alimentations.

Le schéma I-19 décrit un exemple du modèle d'ICEM. Chaque bloc d'ICEM a deux bornes externes et trois bornes internes. Deux composants IBC relient ensemble les bornes internes IT0, IT3 et IT4.



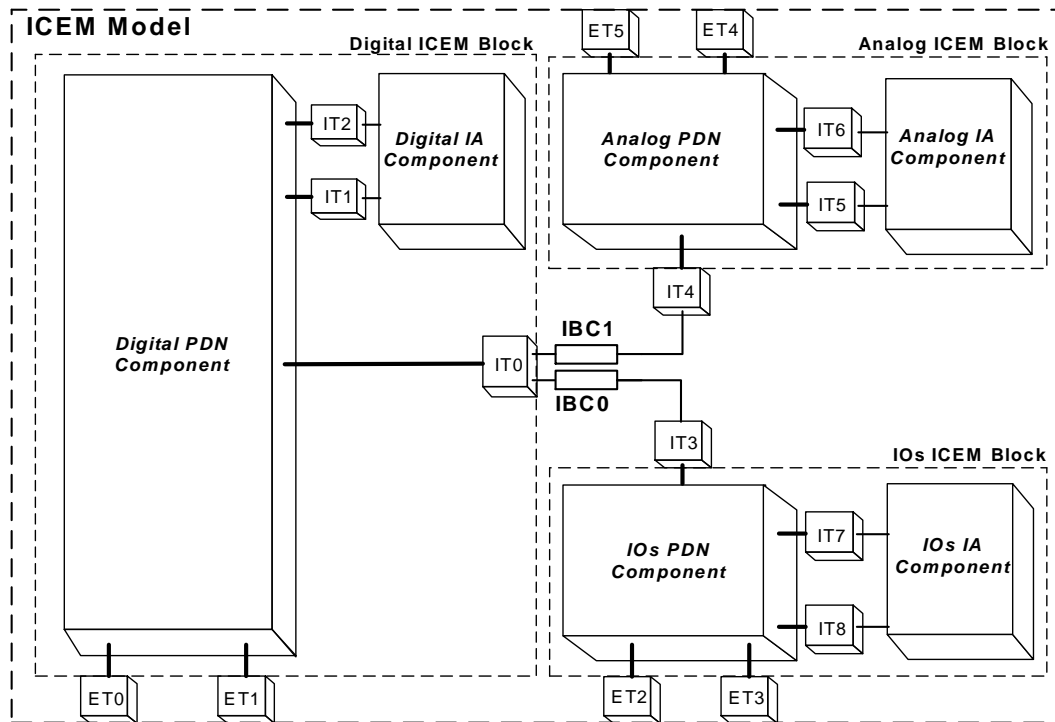


Figure I-19. Exemple du modèle ICIM

#### I.8.4. Modèle ICIM

Le modèle ICIM (Integrated Circuit Immunity Model) est en cours de définition et de standardisation. Il est basé sur l'exploitation et la stratégie déjà employée pour développer le modèle ICIM.

### I.9. Moyens d'essais

Pour évaluer les performances des dispositifs vis-à-vis de la CEM, différents moyens d'essais et de test associés existent. Ils peuvent être normalisés pour servir de base commune à l'évaluation de ces performances. Les normes peuvent être génériques ou spécifiques en fonction du dispositif et du secteur d'application [28]. Nous distinguons quatre principales classes de mesure en CEM :

- L'immunité aux perturbations conduites
- L'immunité aux perturbations rayonnées
- Les émissions conduites
- Les émissions rayonnées

## **I.9.1. Technique de mesure de la susceptibilité des composants**

Pour évaluer l'immunité des circuits intégrés (C.I) aux émissions rayonnées et conduites, le comité IEC a développé également le IEC 62132, "Integrated Circuits—Measurement of electromagnetic immunity, 150 kilohertz à 1 gigahertz". Cette norme se compose de cinq parties, la première partie IEC (62132-1) qui décrit les conditions communes à toutes les méthodes qui composent la norme 62132, y compris les conditions de mesure, l'équipement d'essai, l'installation d'essai général et les méthodes d'essai. La norme définit également des classes de caractérisation de l'immunité du circuit intégré. On décrit dans la suite les normes de mesures.

### **I.9.1.1 Méthode rayonnée : Méthode TEM**

Le IEC 62132-2 [29] définit une manière de mesurer l'immunité d'un circuit intégré aux émissions rayonnées. Pour examiner un C.I en utilisant cette méthode, il faut d'abord monter le dispositif sous test (DST) sur le support dédié de la cellule, au dessus ou dessous selon les différents designs de la cellule de TEM ou de la cellule de GTEM (figure I-20). Ensuite, il s'agit d'examiner le DST dans au moins deux orientations pour assurer l'exposition complète au champ électrique produit.

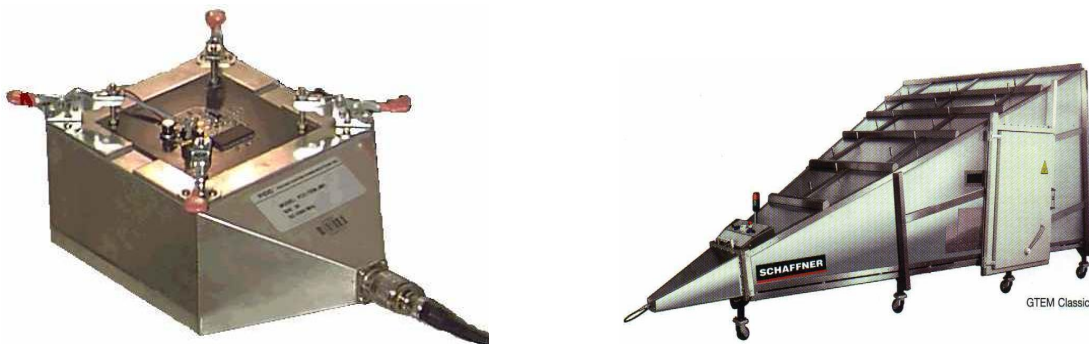


Figure I-20. Cellule TEM (à gauche) cellule GTEM (à droite)

En plus de ces deux moyens d'essai, V. Deniau [30] utilise une cellule tridimensionnelle (TEM 3D) afin de caractériser le dispositif sous test en 3D. La cellule a le même principe que les cellules précédentes mais afin d'éviter toute manipulation du DST, cette cellule 3D (figure I-21) comporte six septa qui définissent trois plans de couplage orthogonaux avec le DST placé à l'intérieur de la cellule.

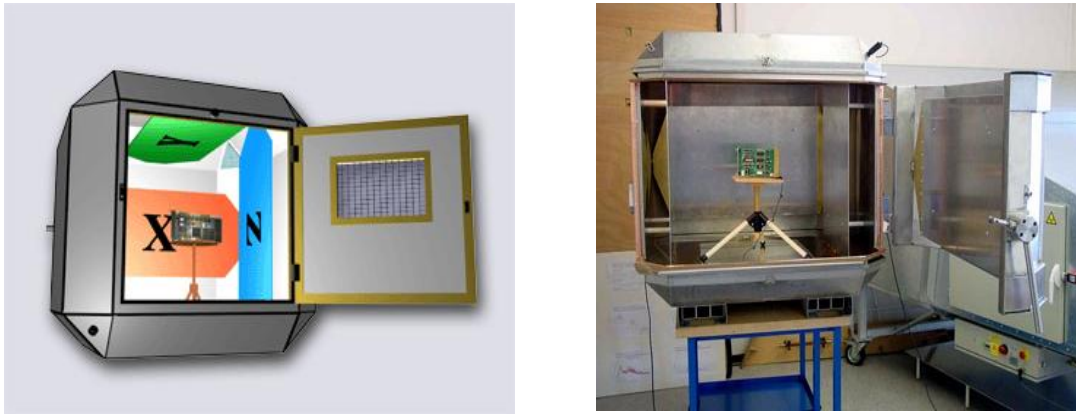


Figure I-21. Représentation de la cellule TEM 3D

### I.9.1.2 Méthode conduite : boucle d'injection de courant (BCI)

Le IEC 62132-3 [31] (BCI : Bulk Current Injection) définit une méthode pour évaluer l'immunité du DST aux champs électromagnétiques couplés aux câbles ou aux bonding reliant le boîtier au cœur du CI. Cette méthode est employée pour évaluer l'immunité des points de connexions (pins) du CI reliées aux rails d'alimentation. Le signal d'essai est couplé de manière inductive aux pins ou aux pins sous test en utilisant une sonde courante. Il faut relier les pins du DST à un câble ou à un fil pour injecter le signal d'essai, un signal sinusoïdal dont la fréquence varie ente 10 KHz et 400 MHz (figure I-22).

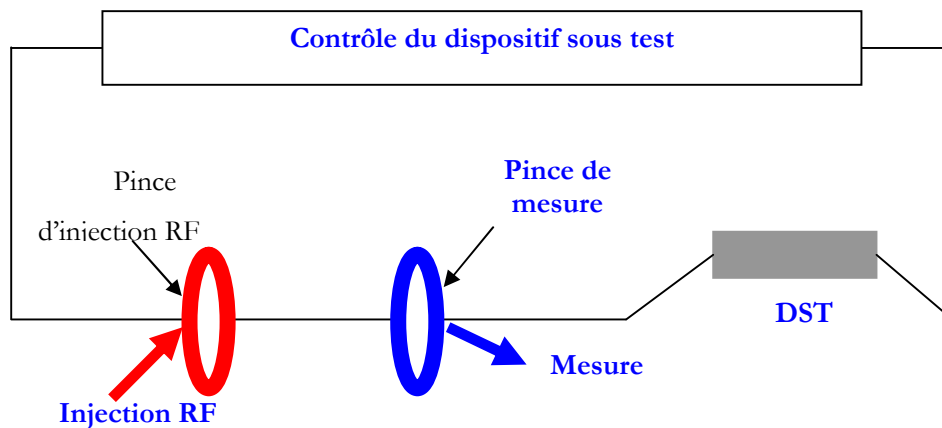


Figure I-22 Boucle d'injection de courant

### I.9.1.3 Méthode conduite : DPI

Le IEC 62132-4 [32] (DPI : Direct RF Power Injection) définit également une méthode pour évaluer l'immunité du DST aux champs électromagnétiques couplés. En utilisant cette méthode, cependant, on injecte directement le signal de test en utilisant un couplage capacitif avec le câble ou le fil. La fréquence du signal de perturbation peut atteindre 1 GHz (figure I-23).

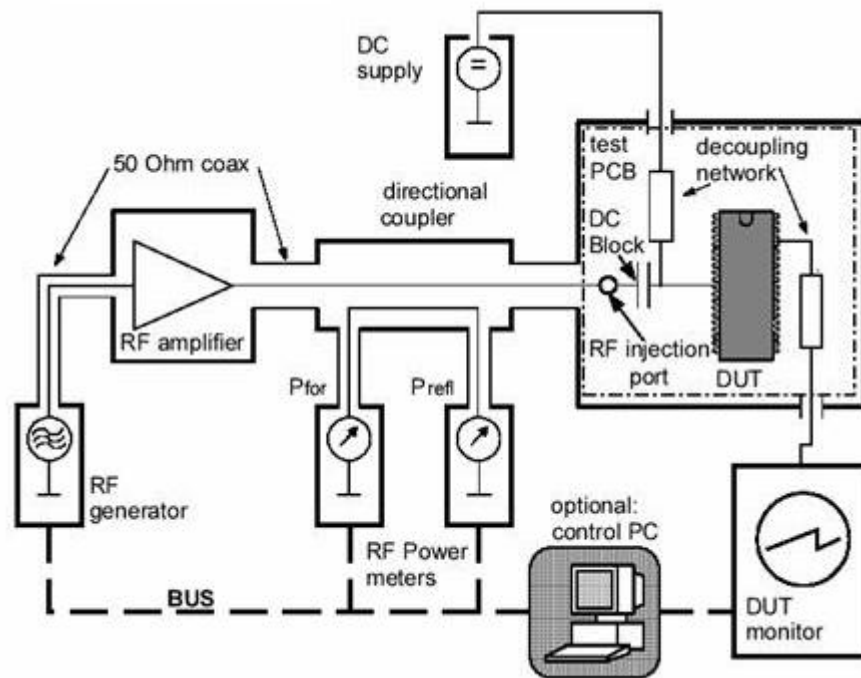


Figure I-23 Schéma de principe de la méthode DPI

#### I.9.1.4 Méthode conduite : Workbench Faraday (WBFC)

Le IEC 62132-5 [33] (WBFC : Workbench Faraday Cage) définit une méthode pour évaluer l'immunité d'un CI aux perturbations électromagnétiques du mode commun. Cette méthode est proposée pour la bande de fréquence 150 KHz-1 GHz. Le DST est placé à l'intérieur d'une cage de faraday. Le signal perturbateur est injecté vers le DST via une impédance de 150  $\Omega$  (figure I-24).

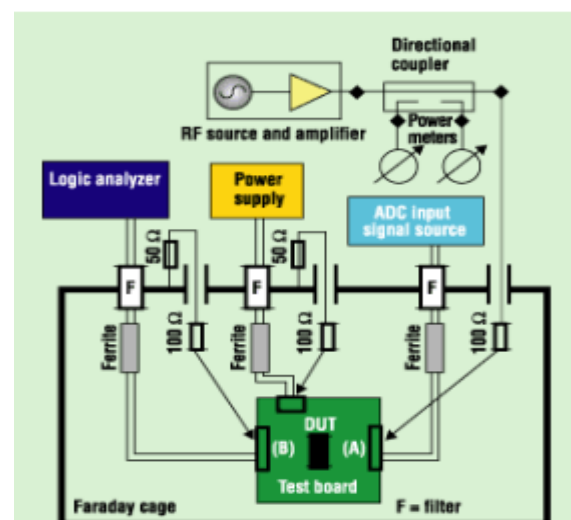


Figure I-24. Synoptique du banc WBFC (droite) photo du WFBC (gauche)

## **I.9.2. Méthodes de mesure de l'émission des composants**

La norme IEC 61967 concerne l'émission des circuits intégrés, « Integrated circuit : Measurement of electromagnetic emissions, 150 KHz to 1 GHz » qui spécifie les méthodes de mesures de l'émission parasites des C.I. Cette norme comporte six parties, la première partie (IEC 61967-1) est dédiée aux conditions générales et aux définitions. Les autres parties que nous présenterons par la suite décrivent les méthodes de mesures.

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

## **I.9.3. Méthodes de mesure de l'émission rayonnée**

### **I.9.3.1 Cellules TEM**

Le projet de norme de l'IEC 61967-2 [34] indique comment mesurer les émissions rayonnées en utilisant une cellule TEM (Transverse Electromagnetic). Les mesures en cellule TEM reposent sur le simple principe d'une ligne de transmission triplaque constituée de deux plans de masse intercalés par un conducteur central appelé septum qui collecte le rayonnement du DST. Au sein de cette cellule règne un champ électromagnétique uniforme. Sa propagation s'effectue selon un mode TEM, tant que la demi-longueur d'onde reste supérieure aux dimensions transversales de la cellule [11]. Le DST est une carte carrée à 4 couches de 100 \*100 mm de dimension dont il faut au moins deux orientations de mesure pour évaluer l'émission parasite.

### **I.9.3.2 Mesure champ proche : « surface scan »**

La norme IEC 61967-3 [35] définit une méthode de mesures des émissions électromagnétiques rayonnées d'un CI en balayant une sonde de champ proche au-dessus de la surface des composants sous test. Afin de mesurer toutes les composantes du champ rayonné, il faut employer une grande variété de sondes pour exécuter le balayage extérieur comprenant des sondes de champ électrique, des sondes de champ magnétique, ou une sonde combinée de champ électromagnétique.

Le déplacement de la sonde (figure I-25) est assuré par un robot comportant trois translations x, y et z ainsi que deux rotations selon x et y afin de tracer avec précision et souplesse la cartographie complète

du champ rayonné par le dispositif sous test. La méthode de balayage en champ proche est utilisée pour des phases de conception d'un C.I pour étudier l'activité interne du composant ainsi que l'utilisation des données issues de la mesure en champ proche pour construire un modèle électromagnétique du composant (modèle ICEM) permettant de prédire les émissions en mode conduit et les émissions en mode rayonné.

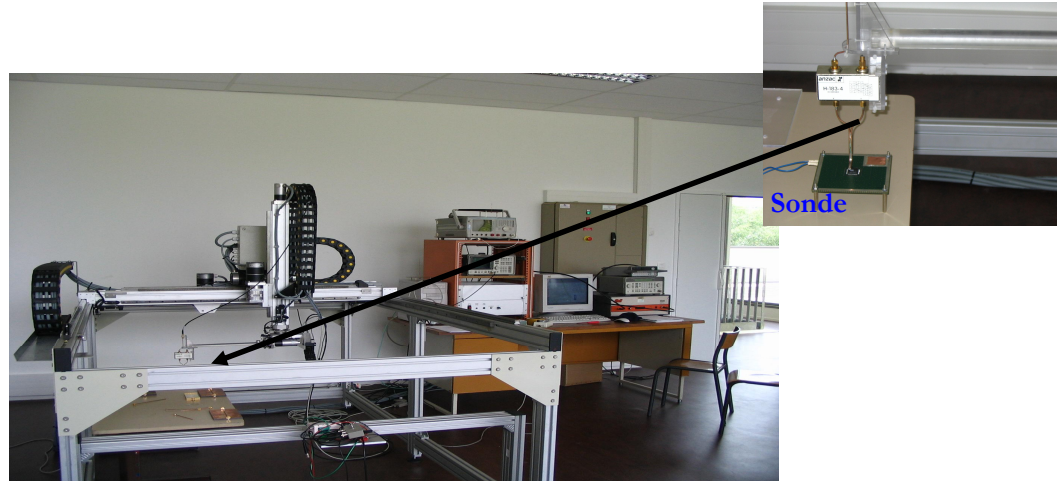


Figure I-25. Banc de mesure champ proche (laboratoire IRSEEM)

## I.9.4. Méthodes de mesure de l'émission conduite

### I.9.4.1 Méthode 1 $\Omega$ -150 $\Omega$

La norme IEC 61967-4 [36], inspirée de la norme VDE AK667. 13, définit une méthode pour déterminer les émissions électromagnétiques conduites dans un C.I en mesurant le courant dans le fil de masse ( par mesure de tension aux bornes d'une résistance 1  $\Omega$  ). Cette méthode permet aussi de mesurer la tension sur les entrées/sorties du composant (figure I-26).

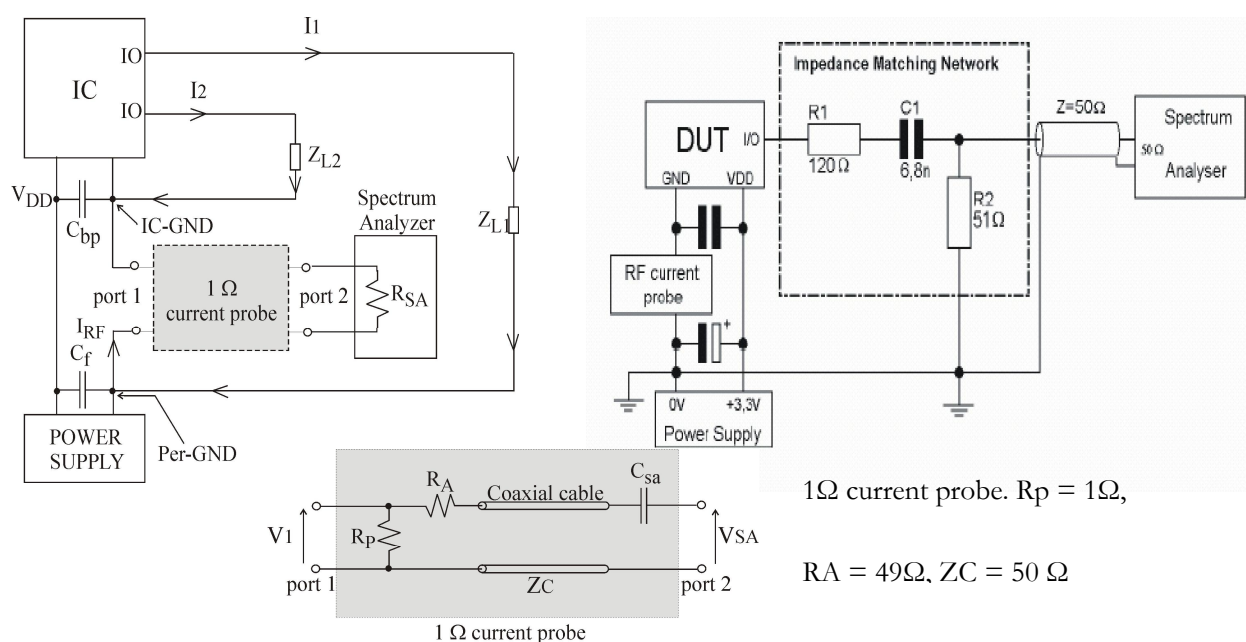


Figure I-26. Méthode de mesures : 1  $\Omega$  à gauche 150  $\Omega$  à droite

La résistance de  $R_{SA}$  est égale à 49 Ohms permet une adaptation d'impédance vu que la l'impédance caractéristique de la plupart des appareils de mesures est égale à 50  $\Omega$ . L'impédance de 150  $\Omega$  est utilisée pour la mesure de tension pour la norme IEC6100-4-6 qui montre que dans la plupart des cas, il s'agit de l'impédance équivalente de l'antenne du réseau du câble dans la bande 150 KHz – 1 GHz.

Le couplage capacitif est un handicap au delà de quelques Gigahertz, et c'est surtout la méthode qui nécessite le plus de composants passifs et qui entraîne par conséquent une augmentation considérable de l'encombrement de la carte de test.

### I.9.4.2 Méthode de cage de faraday (WBFC)

Cette méthode de mesure des émissions électromagnétiques conduites est définie par l'IEC sous la référence 61967-5 [37] et permet de mesurer l'émission conduite en mode commun du câble connecté au DST qui doit être placé à l'intérieur du WBFC (WorkBench Faraday Cage). Les signaux de puissance injectés dans le DST 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 150 KHz-1 GHz (figure I-27), 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.

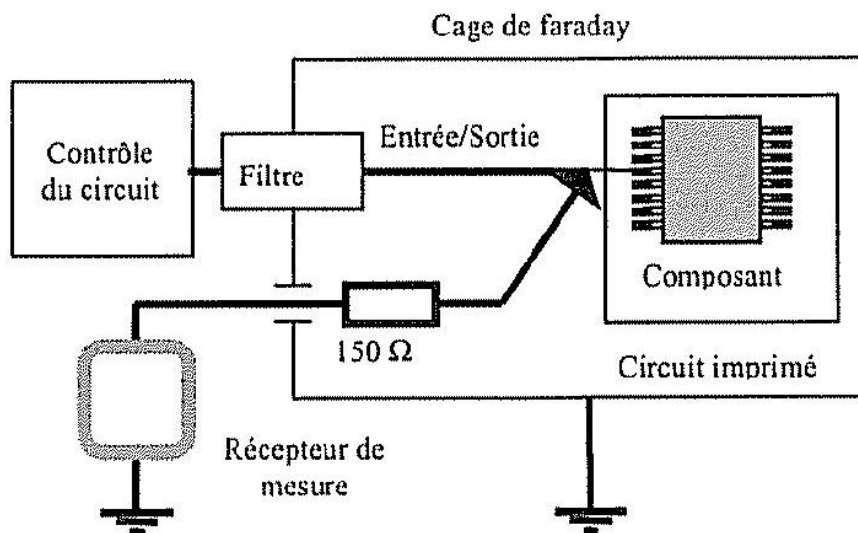


Figure I-27. Mesure de perturbation émise à l'aide d'un banc WBFC

### I.9.4.3 Méthode de la sonde magnétique.

L'IEC 61967-6 [38] définit une méthode pour calculer les émissions conduites d'une broche du C.I en utilisant une sonde de champ magnétique pour mesurer le champ magnétique des PCB (Printed Circuit Board). Il est préférable de respecter une configuration optimale d'essai pour maximiser la répétitivité et pour réduire au minimum le couplage entre la sonde et le composant sous test.

Le dispositif de mesure est constitué d'une sonde de 20 mm de diamètre, comportant un écran électrostatique pour s'affranchir du champ électrique (figure I-28). 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 1 MHz et 1 GHz.

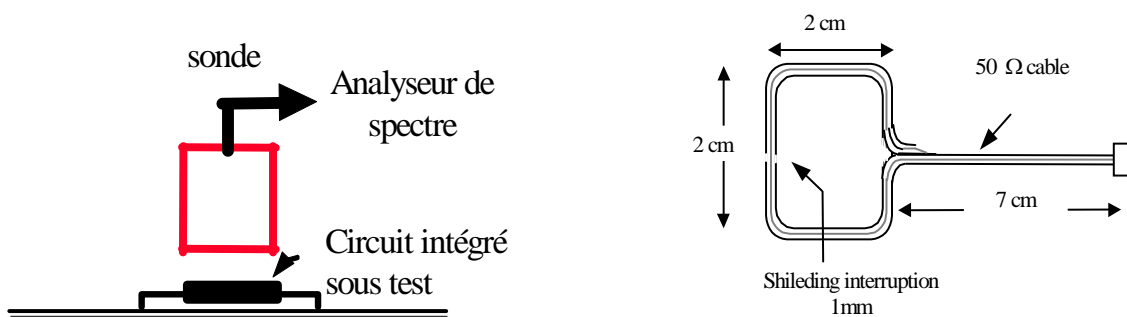


Figure I-28. Détails de la sonde de champ magnétique



## I.10. Conclusion

Ce chapitre a permis, dans un premier temps, de poser le cadre dans lequel évolue la CEM en général et la CEM des composants en particulier ainsi que les enjeux liés au développement des standards et des modèles des composants.

Second point, les origines parasites de l'émission dans les circuits intégrés sont bien définies. Toutefois, à travers les références bibliographiques, on remarque que de nombreux travaux sont encore en cours pour déterminer les sources perturbatrices susceptibles d'agresser les composants au point de vue immunité. Cette situation montre à la fois la complexité de la situation et l'absence de méthode universelle pour la résoudre.

Des méthodes de mesure sur lesquelles s'appuie le standard ICEM sont présentées. Cet état de l'art met en évidence la diversité d'évaluation des impacts CEM sur les composants permettant à l'industrie d'électronique d'étudier les cas les plus complexes.

Finalement, ce chapitre présente un domaine en plein mouvement depuis 1998. Bien que cette dynamique soit un gage de motricité, il faut être conscient du fait que énormément de choses restent à faire dans le domaine de la CEM des composants, surtout pour le développement de modèles ICEM en émission et en susceptibilité. Cela concerne aussi bien la précision des outils utilisés, en passant par leur méthodologie d'emploi, que leur souplesse de mise en œuvre, ou encore dans leur domaine d'application qui ne couvre pas encore l'ensemble des besoins des industriels à ce jour.

Les méthodes de mesure en CEM sont nombreuses, avec des performances variées. Le propre d'une méthode est de faciliter certaines tâches avec une meilleure rentabilité. Néanmoins, sans l'étude précise du dispositif ou des appareils de mesures et leur adaptation à nos besoins, les résultats seront inexploitable. De plus, lorsque l'utilisation des outils de simulation électromagnétique 3D est bien maîtrisée, on se rend compte qu'il est nécessaire d'avoir une méthodologie de travail pour optimiser les études de la structure et leur caractérisation ainsi que pour capitaliser les résultats obtenus.

La cellule TEM est un moyen efficace, sûr et moins coûteux que les autres moyens utilisés pour évaluer les émissions des composants. Cependant, la limitation en fréquence de la bande de mesure par l'apparition de la première résonance de la cavité pose problème. L'orientation des cartes de test selon quatre positions au maximum limite l'identification de la nature des sources rayonnantes élémentaires du DST. Dans le chapitre suivant, on présentera une nouvelle structure de la cellule TEM développée au sein de notre laboratoire en utilisant des simulations 3D pour son optimisation et sa caractérisation. Cette cellule permettra plus de degrés de liberté grâce à des supports rotatifs ainsi qu'une montée en fréquence pour des mesures allant de DC jusqu'à 3 GHz.

---

# Bibliographie

---

- [1] S. Bendhia, S. Baffreau, S. Calvet, E. Sicard, " Characterisation of micro-controller electromagnetic emission: models for an international standard", IEEE ICCDCS 2002, Venezuela, May 2002
- [2] International Electrotechnical Commission : <http://www.iec.ch/>
- [3] CISPR : <http://www.ntia.doc.gov/osmhome/international/cispr.html>
- [4] E. Sicard, T. H. Hubbing, " An historical Review of electromagnetic of integrated circuits" , <http://www.lesia.insa-toulouse.fr/~emccompo/topics/HistoryEmcICs.pdf>
- [5] P. Degauque et J. Hamelin, "Compatibilité électromagnétique : bruits et perturbations radioélectriques", Edition Dunod 1990 , Paris
- [6] S. Baffreau, "Susceptibilité des micro-contrôleurs aux agressions électromagnétiques", thèse de doctorat de l'INSA, 2004
- [7] J.L. Cocquerelle, " C.E.M et électronique de puissance ", Edition Technip 1999, Paris
- [8] T. Zak, " Intégration des exigences d'intégrité de signal et de compatibilité électromagnétique dans la conception des cartes électroniques rapides et mixtes ", thèse de doctorat de l'INSA, 2001
- [9] Federal communications commission : <http://www.fcc.gov/>
- [10] European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC) <http://www.cenelec.org/Cenelec/Homepage.htm>
- [11] M. Ramdani, E. Sicard, S. Bendhia, S. Baffreau, S. Calvet et J-L. Levant, " La compatibilité électromagnétique des circuits intégrés ", Techniques de l'Ingénieur Mai 2004, volume E 2475
- [12] W. g. Duff, " Fundamentals of electromagnetic compatibility", interference control technologies, Virginia
- [13] J. Baumann, G.J Behrmann., H. Garbe, " Long-term survey of the background electromagnetic environment in Switzerland" , EMC'93 Zurich, March 9-11, 1993
- [14] H.W. Ott, " Noise reduction techniques in electronic systems" , Edition John Wiley & sons
- [15] M. Bertin, J.P Faroux, J. Renault, " Electromagnétisme 4: milieux diélectriques et milieux aimantés", Edition Dunod université 1984, Paris

- [16] J. P. Vabre, " Electroniques des impulsions VI : ligne couplées en régime transitoire", Edition Masson & Cie 1972, Paris
- [17] S. Bazzoli, B. Demoulin, M. Caeterman, P. Hoffmann, " Use of crosstalk coupling to test the susceptibility of electronic components in wide frequency range", EMC compo 04, April 2004 angers France, pp: 47-51
- [18] M. Latrach, "Introduction aux antennes ", cours 3<sup>ème</sup> année ingénieur ESEO, 2001-2002
- [19] Mc. G. Hill," Principles and applications of electromagnetic fields ", Edition McGraw-Hill BOOK COMPAGNY, INC 1961
- [20] J.P Catani," La compatibilité électromagnétique : du système au composant ", Revue de l'Electricité et l'Electronique, Janvier 2001
- [21] S. Bendhia, E. Sicard, E. Lamoureux, B.Vrignon," Un système de mesure sur puce pour la caractérisation de l'émission parasite d'une circuit intégré", Télécom 2003, Maroc, 15-17 Octobre 2003
- [22] R. Tummala, "Packaging trends- future drivers", <http://www.reed-electronics.com/semiconductor/index.asp?layout=article&articleid=CA302687&industryid=3026>
- [23] J. Boucher, J. Simoones, "Principes et fonctions de l'électronique intégrée", Editions Cépaduès 1994, Toulouse
- [24] B. Vrignon, S. Bendhia, E. Sicard E., E. Lamoureux," Mesure et prédiction de l'émission électromagnétique d'un circuit intégré", 12eme Colloque International de Compatibilité Electromagnétique (CEM04), Toulouse, France (Mars 2004)
- [25] IBIS model : <http://www.eigroup.org/ibis/>
- [26] Japan Electronics and information Technology Industries Association (JEITA)," Standard for I/O Interface Model for Integrated Circuits (IMIC)", <http://tsc.jeita.or.jp/eds/data.IC/EDS5302.pdf>
- [27] UTE47A EMC Task Force," Cookbook for Integrated Circuit Model ICEM" , <https://intrade.insa-tlse.fr/~etienne/Emc/cookbook.pdf>
- [28] G.G. Champiot," Maîtrise de la CEM, technologie réglementation normes, référentiels", Dunod, Novembre 2004
- [29] IEC EMC Task Force, IEC 62132-2," Radiated Immunity test, TEM cell method", technical report IEC, August 2001, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132\\_2.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132_2.pdf)

- 
- [30] V. Deniau, J. Rioult, M. Heddebaut, B. Démoulin, " Radiated power measurement of electronic equipments in three-dimensional TEM cells", EMC Compo 2002, Toulouse, pp: 39-42.
- [31] IEC EMC Task Force, IEC 62132-3, " Immunity test to narrowband disturbances by bulk current injection (BCI), 10 KHz-400 MHz", technical report IEC, August 2001, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132\\_3.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132_3.pdf)
- [32] IEC EMC Task Force, IEC 62132-4, " Direct RF power injection to measure the immunity against conducted RF-disturbances of integrated circuit up to 1 GHz", technical report IEC, August 2001, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132\\_4.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132_4.pdf)
- [33] IEC EMC Task Force, IEC 62132-5, " Measurement of electromagnetic immunity of integrated circuit in the range of 150 KHz to 1 GHz", Draft technical report IEC October 1998, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132\\_5.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62132/62132_5.pdf)
- [34] IEC EMC Task Force, IEC 61967-2, " Measurement of electromagnetic emission, 150 KHz to 1 GHz- measurement of radiated emission, TEM-cell method and wideband TEM cell method (150 KHz to 8 GHz-)", Draft technical report IEC, July 2001, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967\\_2.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967_2.pdf)
- [35] IEC EMC Task Force, IEC 61967-3, " Measurement of electromagnetic emission, 150 KHz to 1 GHz- measurement of radiated emission, surface scan method (10 KHz to 3 GHz-)", Draft technical report IEC, July 2001, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967\\_3.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967_3.pdf)
- [36] IEC EMC Task Force, IEC 61967-4, " Measurement of conducted emission, 1 ohm/150 ohm method", Draft technical report IEC November 2000, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967\\_4.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967_4.pdf)
- [37] IEC EMC Task Force, IEC 61967-5, " Measurement of conducted emissions, workbench faraday cage method", Draft technical report IEC, May 2001, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967\\_5.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967_5.pdf)
- [38] IEC EMC Task Force, IEC 61967-6, " Measurement of conducted emissions, magnetic probe method", Draft technical report IEC, May 2001, [https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967\\_6.pdf](https://intrade.insa-tlse.fr/~emccompo/iec/62967/62967_6.pdf)

## **Chapitre II Conception et Optimisation d'une Cellule TEM 3 GHz**

---

---

## II.1. Introduction

Diverses méthodes sont envisageables pour mesurer le rayonnement des circuits intégrés, notamment des techniques en champ proche utilisant un capteur de champ miniaturisé qu'on déplace à proximité du circuit. Cette solution, réaliste sur le plan physique, peut cependant poser des problèmes de temps et de reproductibilité. En effet, le gradient de variation du champ est très important en fonction de la position géographique du capteur. Cette contrainte nécessite des positionnements très précis. Une autre technique consiste à confiner le champ dans une cellule électromagnétique transverse dont nous décrirons le principe par la suite.

La norme IEC61967-1 concerne les méthodes d'essai d'émission et d'immunité pour les équipements électroniques utilisant différents principes de mesure [1]. La norme IEC61967-2[2] décrit la méthode de mesure des composants électroniques par guide d'onde transverse électromagnétique à structure fermée appelée cellule TEM, qui peut être elle-même classée en guide d'onde TEM à un accès ou à deux accès.

Les caractéristiques de la cellule TEM, y compris les gammes de fréquences type et les tailles limites du DST seront décrites au début de ce chapitre. Ensuite, une nouvelle structure de guide d'onde électromagnétique (cellule TEM) sera développée en précisant les particularités innovantes. Les différentes étapes d'optimisation de forme de la cellule TEM ainsi qu'une définition des dimensions et des différents supports des DST feront l'objet des paragraphes suivants. Le nouveau concept de la cellule TEM optimisée sera validé par des mesures des paramètres de transmission et de réflexion ainsi que des cartographies du champ seront tracées à l'aide du simulateur électromagnétique 3D.

## II.2. La cellule TEM

La cellule TEM, enceinte fermée, repose sur le principe d'une ligne de transmission triplaque [3] constituée de deux plans de masses intercalées par un conducteur central qu'on désigne habituellement par le terme anglo-saxon « septum ». Dans cette cellule se propage une onde électromagnétique transverse (mode TEM) (figure II-1). A condition que la longueur d'onde soit inférieure à la dimension transversale de la cellule, une source de rayonnement installée au centre de la cellule produira un mode de propagation TEM [4].

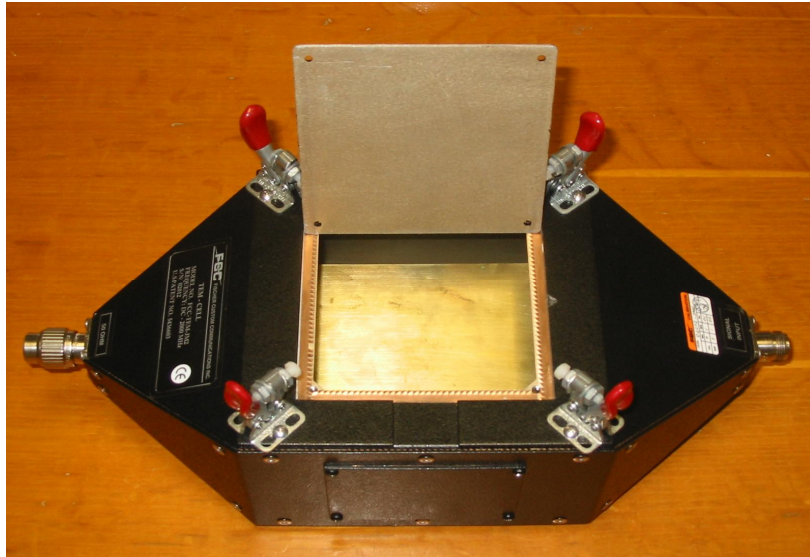


Figure II-1 La cellule TEM Fcc-jm2 DC-2GHz

L'intérêt majeur de l'étude de la cellule TEM est de caractériser le couplage électromagnétique ainsi que d'évaluer l'émission rayonnée des différentes cartes électroniques à tester. Cela s'applique tout particulièrement à la modélisation et à l'étude du comportement électromagnétique des circuits intégrés du point de vue CEM au delà des limites actuelles du modèle ICEM (Integrated Circuit Electromagnetic Model) [5]. Les modèles ICEM sont en effet valables jusqu'à 2GHz. Pour les valider au delà de cette fréquence nous étudierons, à l'aide de la simulation électromagnétique, la faisabilité d'un prototype de cellule TEM couvrant la bande DC- 3 GHz.

Après avoir introduit la définition et les enjeux de la cellule TEM nous consacrerons le paragraphe suivant à la description des caractéristiques fondamentales et des limitations des guides d'onde TEM, soit essentiellement le volume d'essai, l'uniformité de champ, la pureté du mode TEM et les gammes de fréquences exploitées.

### II.3. Généralité sur la cellule TEM

La cellule TEM de base est composée d'une section d'une ligne de transmission uniforme à deux conducteurs. Cette ligne fonctionne en mode électromagnétique transverse. Les dimensions de la cellule TEM et ses extrémités effilées sont choisies pour produire une impédance caractéristique standard de  $50\Omega$  sur toute la longueur de la cellule.

### II.3.1. Impédance caractéristique

La figure II-2 représente une coupe transversale de la cellule TEM. L'impédance caractéristique (eq.1) de la partie uniforme de la cellule TEM peut être calculée, en première approximation, à partir de la capacité (eq. 2) du guide d'onde TEM [6].

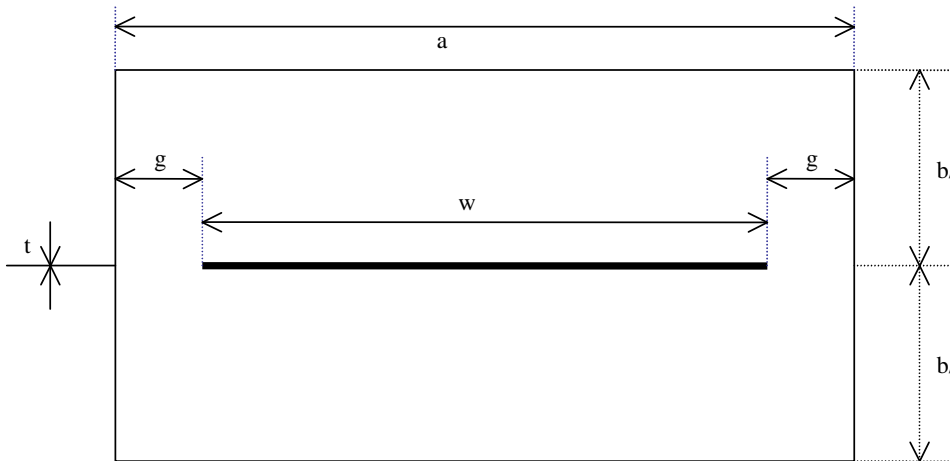


Figure II-2 Coupe de la partie uniforme de la cellule

$$Z_0 = \frac{120\pi}{4 \left[ w(b-t) + \frac{Cf'}{\epsilon} \right]} \quad (\text{eq.1})$$

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

$$\frac{Cf'}{\epsilon} = \frac{2b}{\pi(b-t)} \ln \left[ 1 + \coth \left( \frac{\pi(a-w)}{2(b-t)} \right) \right] + \frac{t}{a-w} \dots \quad (\text{eq. 2})$$

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

Le champ dans la zone de test est calculé en utilisant la relation suivante [7] :

$$E = \frac{V}{b} = \frac{\sqrt{P \times Z_0}}{b} \quad \text{et} \quad H = \frac{E}{Z_0} \quad (\text{eq. 3})$$

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



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

### II.3.2. Détermination des modes supérieurs

Afin de simplifier l'étude des résonances d'ordre supérieur dans la cavité, on néglige dans une première approche les deux parties de transition du guide rectangulaire ou taper (appellation anglo-saxonne), ce qui revient à une étude de guide d'ondes rectangulaire [8] avec la même longueur totale de la cellule sans le septum. Le premier mode de résonance ( $TE_{10}$ ) est donné par (eq. 4):

$$fc_{10}^{TE} = \frac{C}{2a} \quad \text{avec} \quad C : \text{la célérité} \quad (\text{eq.4})$$

Les autres fréquences de coupures sont déterminées par (eq. 5) :

$$fc_{m,n}^{TE,TM} = \frac{C}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{eq. 5})$$

Avec :  $m \geq 0, n \geq 0, (m, n) \neq (0, 0)$  pour le mode TE

$m \geq 1, n \geq 1$  Pour le mode TM

Quand n est pair, un mur électrique défini à ( $z=b/2$ ) peut être présenté dans le guide d'onde sans perturber la répartition sur le champ électromagnétique à l'intérieur. En conséquence le conducteur central (qui peut être considéré comme mur électrique) n'a aucune influence sur le comportement du champ. Ainsi les fréquences de coupure n pair dans la cellule de TEM peuvent être déterminées à partir de l'expression précédente.

Au contraire, quand n est impair, le problème n'est pas changé par l'introduction d'un mur magnétique dans le plan ( $z=b/2$ ) : le champ électrique dans le guide d'ondes rectangulaire est orienté le long de l'axe des abscisses et atteint un maximum dans ce plan. Par conséquent, dans la cellule TEM, un couplage capacitif apparaît entre les extrémités de septum et les murs externes verticaux, ce qui favorise l'apparition des modes n impairs de type TE.

Selon Malarik [6] certaines cellules présentent une impédance caractéristique de  $75 \Omega$  dans la partie uniforme puis la transformation  $75 \Omega / 50\Omega$  se fait par la transition du septum (partie taper). Dans notre cas,  $a/b=1.7$ , et  $w/a=0.66$ , ce résultat donnera une impédance caractéristique de  $140.88 \Omega$ . Pour avoir une impédance caractéristique de  $75 \Omega$ , la largeur de septum doit être de 136 mm. Avec ce nouveau paramètre

on trouve une valeur de  $78.54 \Omega$ . Pour une valeur exacte de  $75 \Omega$ , un  $w=137.3 \text{ mm}$  est nécessaire. Dans le cas que nous développerons dans la suite de ce chapitre, nous nous intéresserons à la cellule à impédance caractéristique de  $50 \Omega$  tout au long de la cellule.

La figure II-3 représente des vues de la cellule TEM ainsi que ces dimensions latérales, Dans notre cas, les dimensions de la cellule sont :

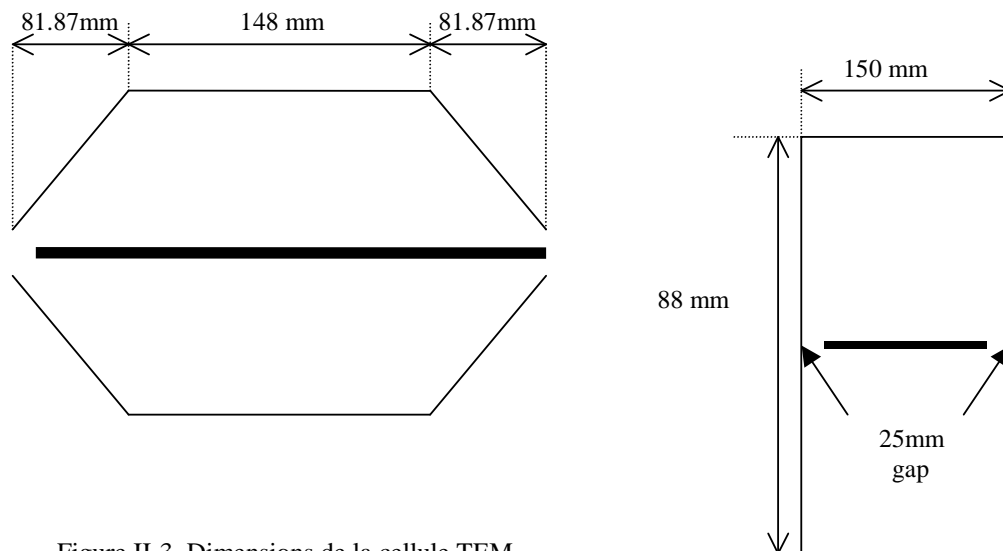


Figure II-3. Dimensions de la cellule TEM

Le bon fonctionnement de la cellule TEM est limité par l'apparition des premiers modes d'ordre supérieur qui ont tendance à perturber la distribution des lignes du champ TEM (mode fondamental). La détermination analytique des résonances est difficile à cause de la zone de transition du septum. Par conséquent, on favorisera les simulations électromagnétiques 3D.

La résonance d'un mode se produit dans la cellule TEM quand la longueur électrique équivalente (eq. 6) de la cellule est un multiple de demi-longueur d'onde du mode considéré [9] :

$$(eq. 7) \quad L_{m,n}^{TE, TM} = p \frac{\lambda g_{m,n}^{TE, TM}}{2} \quad \text{Avec } p=1,2,3,\dots \quad (eq. 6)$$

$L_{m,n}^{TE, TM}$  : La longueur électrique équivalente du mode d'ordre supérieur équivalent

$\lambda g_{m,n}^{TE, TM}$  : La longueur d'onde guidée

En substituant cette expression dans l'équation entre la longueur d'onde dans le guide d'onde on obtient (eq. 7) :

$$\left(\frac{1}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{1}{\lambda g_{m,n}^{TE, TM}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda c_{m,n}^{TE, TM}}\right)^2 \quad (\text{eq. 7})$$

$$\text{Avec :} \quad \lambda = \frac{C}{f} \quad \text{et} \quad \lambda c_{m,n}^{TE, TM} = \frac{C}{fc_{m,n}^{TE, TM}} \quad (\text{eq. 8})$$

On déduit l'expression de la fréquence de résonance des modes supérieurs correspondant au p multiple de demi-longueur d'onde du guide (eq. 9) :

$$\left(\frac{1}{\lambda r_{m,n,p}^{TE, TM}}\right)^2 = \left(\frac{p}{2L_{m,n}^{TE, TM}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda c_{m,n,p}^{TE, TM}}\right)^2 \quad (\text{eq. 9})$$

La longueur électrique équivalente à la cellule TEM est exprimée par :

$$L_{m,n}^{TE, TM} = L_{centre} + X_{m,n}^{TE, TM} L_{fin}$$

$L_{centre}$  Longueur de la partie centrale de la cellule

$L_{fin}$  Longueur axiale des deux extrémités coniques

$X_{m,n}^{TE, TM}$  est une fraction empirique, différente pour chaque cellule ; elle dépend du mode d'ordre supérieur considéré.

### **II.3.3. Détermination des résonances de modes supérieurs par simulation**

Afin de déterminer les résonances de la cellule TEM, on a procédé sous deux aspects à l'identification des origines de ces résonances. Une simulation électromagnétique 3D de la partie uniforme de la cellule sans le septum a été effectuée afin de déterminer les modes de la cavité rectangulaire [10]. La simulation suivante consistait à introduire le septum dans le guide rectangulaire. L'objectif est d'évaluer l'influence du septum sur les modes de propagation dans le guide. Le septum favorise la propagation d'une onde TEM (Transverse Electromagnetic) à l'intérieur du guide et élimine un certain nombre de résonances indésirables.

### II.3.3.1 Simulation électromagnétique 3D

Un guide rectangulaire de mêmes dimensions que la partie uniforme de la cellule TEM est simulé sans septum sous le logiciel de simulation électromagnétique tridimensionnelle HFSS en mode propre (Eigen mode) [11] qui permet de calculer avec aisance les résonances d'ordre supérieures de la cavité, en définissant les conditions aux limites appropriées à cette configuration (figure II-4). Les premières fréquences de résonance de la cavité sont présentées dans le tableau 1.

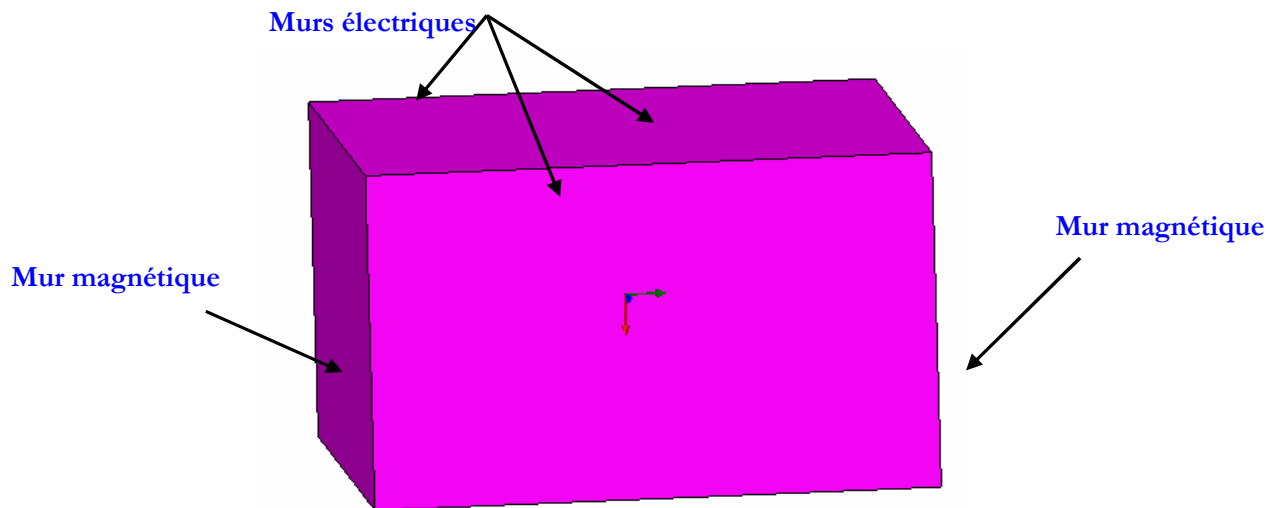


Figure II-4. Cavité électromagnétique de la partie uniforme de la cellule TEM sans

La figure. II-5 représente une photo de la simulation 3D de la partie uniforme de la cellule TEM en présence du septum. Une simulation en mode propre a été réalisée pour déterminer les résonances et les comparer à la cavité sans septum. Une deuxième simulation est tournée en mode normal (Driven Mode) afin d'évaluer la variation de l'impédance caractéristique dans le guide TEM. La structure est excitée par deux ports aux extrémités latérales.

Le simulateur électromagnétique « HFSS » est basé sur la méthode des éléments finis. Plus le nombre de maillage est important meilleure est la précision. Des ports d'excitation de type interne ou externe (lumped gap source, incident port, wave port...) sont configurables et maniables en fonction du besoin de simulation.

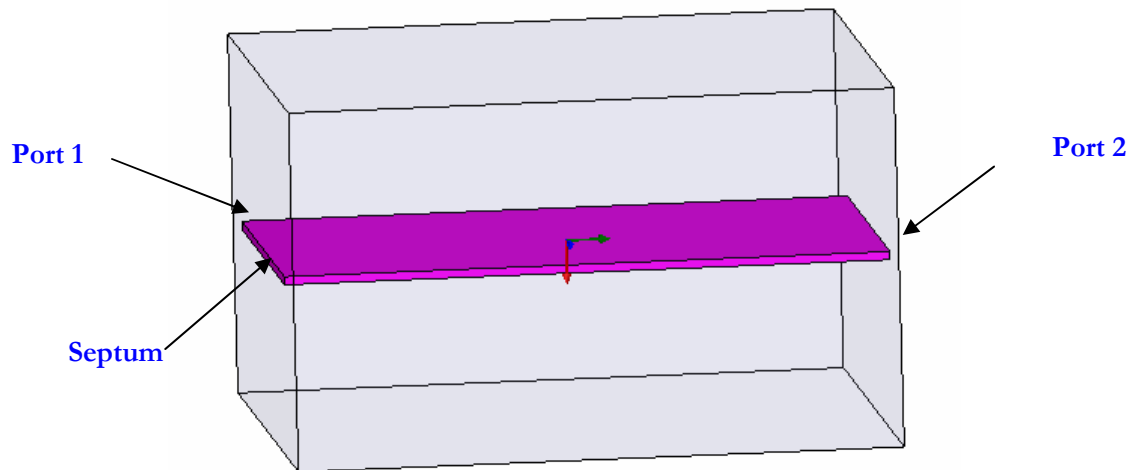


Figure II-5. Cavité électromagnétique de la partie uniforme de la cellule TEM avec septum

### II.3.3.2 Résultat de simulation

Le tableau 1 présente les vingt premières valeurs de fréquence de résonance des modes TE et des modes TM de la cavité avec et sans septum.

Mode	Fréquence du guide avec Septum en GHz	Fréquence du guide sans Septum en GHz
Mode 1	1.01	1.01
Mode 2	1.43	1.012
Mode 3	1.7	1.43
Mode 4	1.972	1.57
Mode 5	1.974	2
Mode 6	2.01	2.01
Mode 7	2.2	2.24
Mode 8	2.21	2.25
Mode 9	2.25	2.26
Mode 10	2.257	2.31

Tableau. 1. Tableau de répartition de résonances dans la cavité uniforme de la cellule

La simulation montre que le septum permet de supprimer et d'en décaler certaines en dehors de la bande de fréquences de fonctionnement. Afin de garantir plus d'adaptation au niveau de la transmission entre les ports, nous focaliserons par la suite l'étude sur l'impédance caractéristique de la cavité en présence du septum.

### II.3.3.3 Impédance caractéristique du guide uniforme

L'impédance caractéristique dépend de la largeur et de la forme du septum [12]. Pour garantir un transfert quasi-total de la puissance à l'entrée de la cavité, il faut l'adapter à l'impédance caractéristique du générateur  $50 \Omega$ . La figure II-6 représente des simulations électromagnétiques qui ont été faites afin de déterminer la variation de l'impédance d'entrée de la cavité en fonction de largeur  $W$  du septum.

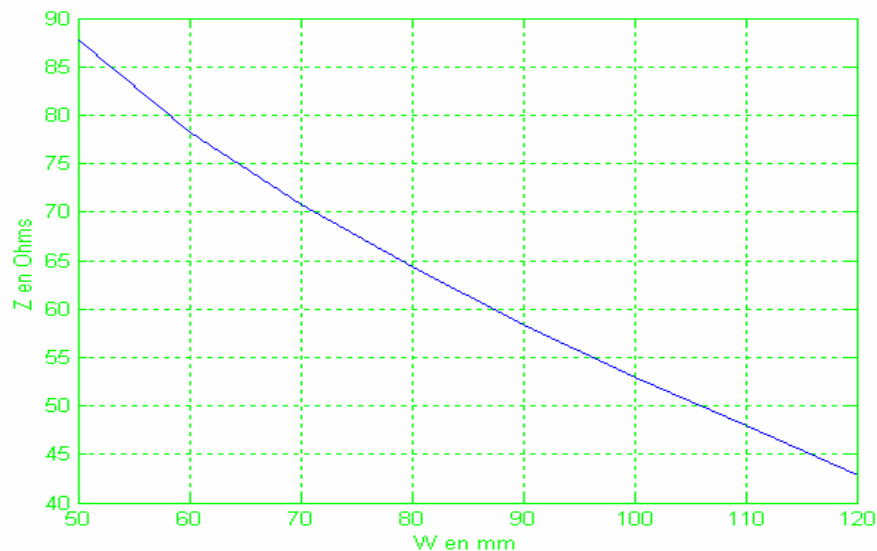


Figure II-6. Variation de l'impédance caractéristique de la cavité en fonction de largeur  $w$  du septum

On remarque que l'impédance décroît avec l'augmentation de la largeur du septum. Afin d'obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ , la valeur optimale de la largeur  $w$  est de 104,5 mm. Une autre méthode d'adaptation d'impédance sera développée dans les paragraphes suivants.

### II.3.4. Résonances dans la cellule TEM

Les résonances des modes supérieurs de la cellule TEM ont été déterminées à l'aide du simulateur HFSS. Ce logiciel résout les équations du champ à l'intérieur de la structure permettant ainsi de déterminer la première fréquence de résonance. On va alors observer une coupe transversale de la cellule et on déterminera la nature du mode en question. Les modes et la distribution de lignes de champ sont exposés figure II-7.

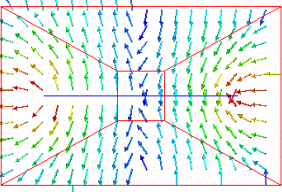
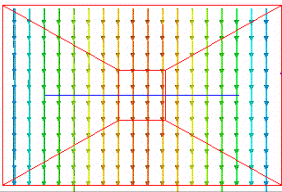
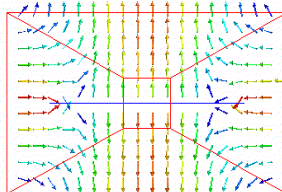
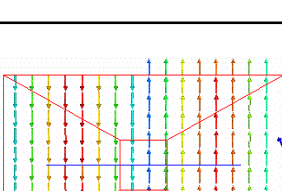
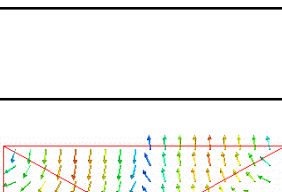
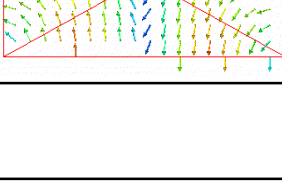
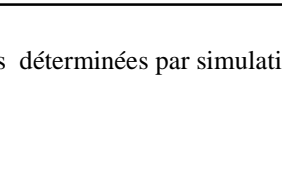
Fréquence	Répartition du champ E du mode d'ordre supérieur	Mode de résonance
2,05 GHz	TE <sub>01</sub> 	TE <sub>011</sub>
2,22 GHz	TE <sub>10</sub> 	TE <sub>101</sub>
2,83 GHz	TE <sub>11</sub> 	TE <sub>111</sub>
2,86 GHz	TE <sub>01</sub> 	TE <sub>012</sub>
3,14 GHz	TE <sub>20</sub> 	TE <sub>201</sub>
3,15 GHz	TE <sub>10</sub> 	TE <sub>102</sub>
3,48 GHz	TE <sub>21</sub> 	TE <sub>211</sub>
3,59 GHz	TE <sub>01</sub>	TE <sub>013</sub>
3,64 GHz	TE <sub>11</sub>	TE <sub>112</sub>

Figure II-7. Fréquences de résonances déterminées par simulation et la répartition du champ E associé

Ce tableau résume la distribution des modes pairs et impairs de la cavité ainsi que quelques résonances équivalentes des modes au delà de 2 GHz. Nous nous intéressons dans la suite de ce paragraphe à l'étude de la transition de la cellule TEM afin d'assurer une bonne adaptation.

## II.4. Etude de la transition de la cellule

### II.4.1. Introduction

La cellule TEM est composée de deux zones différentes : la zone uniforme, étudiée auparavant, et une zone non uniforme appelée taper (figure. II-8). T. Sekine [13] montre que le taper peut être modélisé et simulé comme une ligne de transmission.

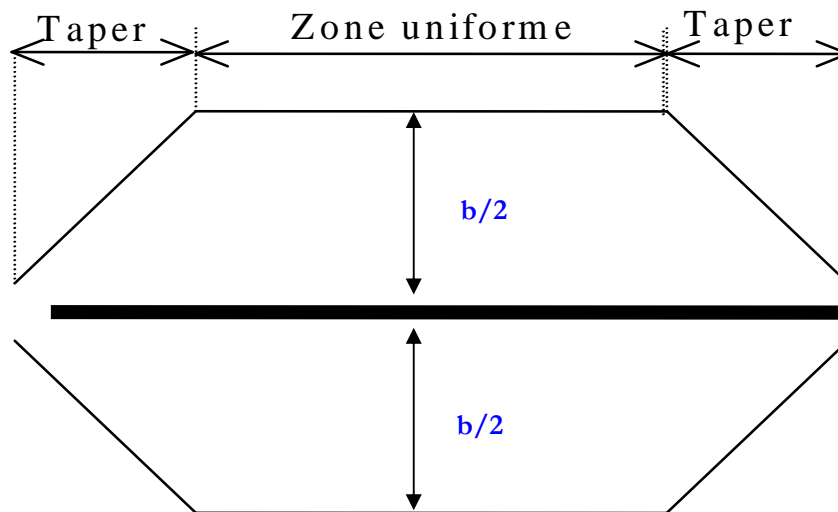


Figure II-8. Synoptique des différentes régions de la cellule TEM

### II.4.2. Différents types de taper

#### II.4.2.1 Introduction

Différents tapers (conique, triangulaire, circulaire, gaussien..) peuvent être intégrés au sein de la cellule TEM selon les besoins. Dans notre cas, on restreindra l'étude à un taper à profil linéaire représenté sur la figure II-9. Le taper peut être considéré comme un transformateur d'impédance entre l'entrée de la cellule et la partie uniforme de la cavité [6].



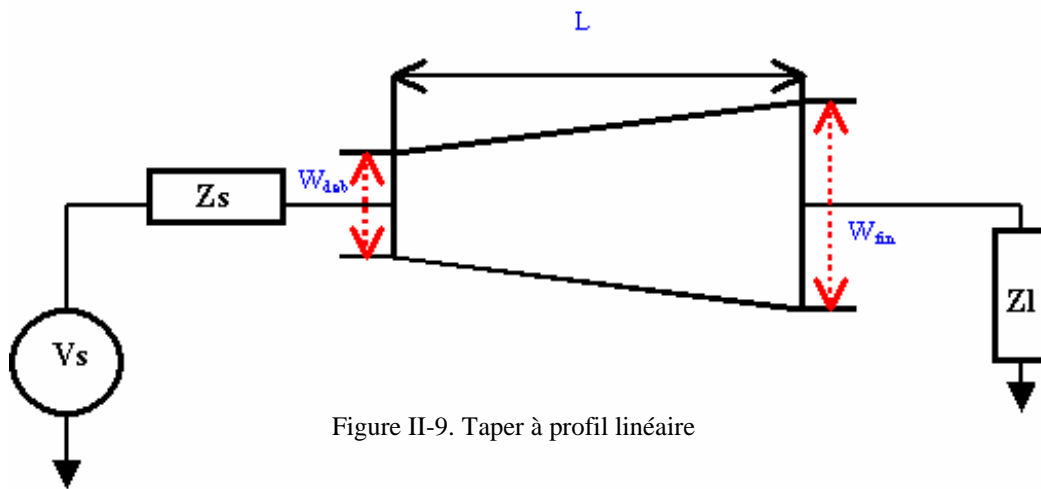


Figure II-9. Taper à profil linéaire

### II.4.2.2 Fonction de synthèse de ligne de transmission

Après avoir présenté différents paramètres de la ligne de transmission (Taper) représentant la partie non uniforme de la cellule, on exposera par la suite la méthodologie de calcul et d'extraction des valeurs d'impédances à l'entrée et à la sortie de la ligne taper.

Il faut dans un premier temps disposer des variables d'entrées dans le script permettant de tracer la variation de l'impédance caractéristique du taper tout au long de la ligne [14].

Variables d'entrées :

- $Z_l$  : impédance de charge
- $Z_s$  : impédance de la source
- $\epsilon_r$  : la constante diélectrique
- $W_{deb}$  : Largeur de l'entrée de la ligne
- $W_{fin}$  : Largeur de la sortie de la ligne
- $L$  : Largeur totale de la ligne

On pourra mettre encore d'autres variables, pour plus de précision, à savoir :

- la valeur maximum tolérable de S11 (par exemple S11=-10 dB)
- la fréquence centrale  $f_c$
- la bande passante  $\Delta f$

### II.4.2.3 Variation d'impédance

La variation de l'impédance en fonction de la position de la ligne de transmission (taper) est donnée par :

$$\text{Si } x < L/2 \rightarrow Z(x) = Z_s * \exp\left(2 \left(\frac{x}{Z_s}\right)^2 * \ln\left(\frac{Z_l}{Z_s}\right)\right) \quad (\text{eq. 10})$$

$$\text{Si } x > L/2 \rightarrow Z(x) = Z_s * \exp\left[\left(4 * \frac{x}{L} * 2 \left(\frac{x}{Z_s}\right)^2 - 1\right) * \ln\left(\frac{Z_l}{Z_s}\right)\right] \quad (\text{eq. 11})$$

Afin d'exploiter l'étude analytique précédente, nous développerons ci-après un exemple pratique de l'utilisation du taper dans la cellule TEM comme transformateur d'impédance. Cet exemple a été utilisé par Maarik lors de l'étude de sa cellule TEM DC-1GHz. La connaissance de l'impédance d'entrée et l'impédance de charge désirée du taper permettra d'utiliser les équations présentées dans l'algorithme ci-dessus afin de déterminer les autres paramètres. La variation de l'impédance caractéristique le long de la ligne de transmission est présentée sur la figure II-10:

- $Z_l = 75\Omega$ : impédance de charge
- $Z_c = 50\Omega$  : impédance caractéristique du taper
- $L = 8.187$  cm : longueur du taper

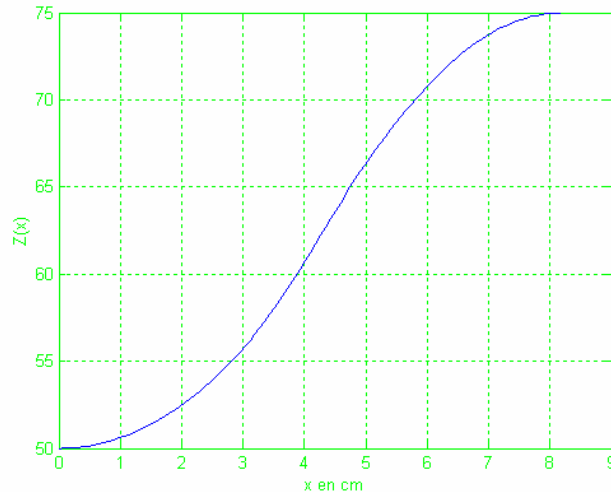


Figure II-10. Variation de l'impédance caractéristique du taper en fonction de la distance

Cette étude montre qu'on peut utiliser la partie taper comme un transformateur d'impédance entre la zone uniforme de la cellule et son entrée. Ce cas est intéressant pour une cellule à impédance caractéristique de  $75 \Omega$  le long de la partie uniforme.

Après cette introduction concernant l'aspect théorique et les domaines d'application de la cellule TEM, le paragraphe suivant sera consacré à l'étude et l'optimisation d'une nouvelle structure, de la cellule TEM dans la bande DC-3GHz. L'optimisation portera principalement sur la forme géométrique du septum.

## II.5. La nouvelle cellule TEM

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

### II.5.1. Particularités innovantes

La figure 11 représente la nouvelle structure réalisée sur une bande passante plus large que ses prédécesseurs de cellules TEM. La particularité innovante est d'avoir un support circulaire et deux supports rectangulaires permettant d'avoir plusieurs positions du champ de la carte sous test de  $0^\circ$  à  $360^\circ$  avec un pas de mesure variable. Les autres cellules permettent des mesures selon quatre positions au maximum [16].

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

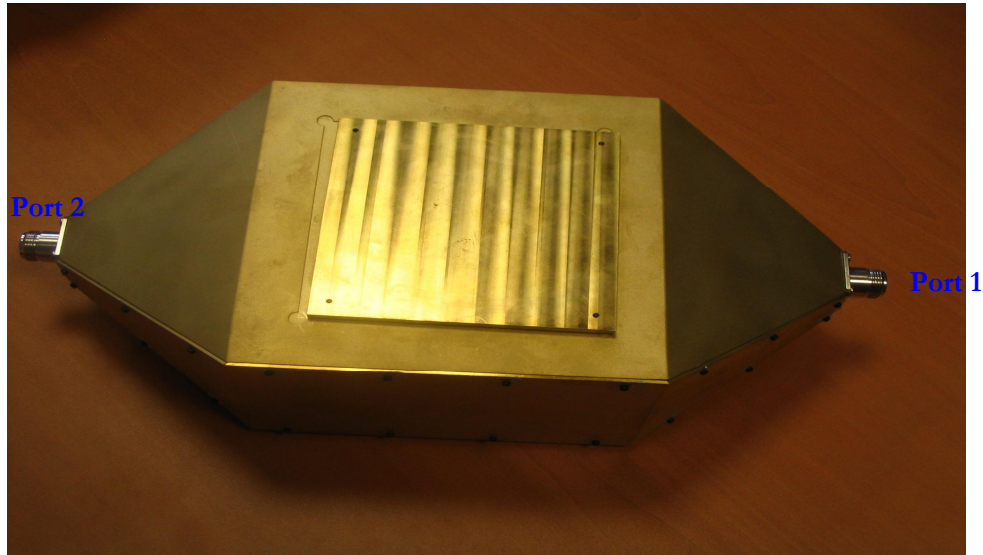


Figure II-11 La nouvelle cellule TEM DC-3GHz

## II.5.2. Etapes de validation

Les exigences générales concernant la validation des guides d'onde TEM sont :

- La vérification du mode TEM, notamment par rapport aux résonances de modes supérieurs qui peuvent se propager dans la structure sur la bande de fréquence DC-3GHz.
- La vérification de l'uniformité des composantes de champ dans la zone uniforme de la cellule.
- La vérification du volume d'essai utilisable de la cellule TEM qui dépend de la taille, de la géométrie et la distribution spatiale des champs électromagnétiques.

La procédure de validation et du développement de la nouvelle structure de la cellule TEM pour des mesures de l'émission rayonnée des composants est réalisée, dans un premier temps, en simulation électromagnétique 3D, ensuite par des mesures de validation. Une structure nouvelle cellule TEM est réalisée. Elle est dotée d'un septum de forme géométrique semblable à celui de la cellule FCC-jm2 [17],

afin d'évaluer les résonances parasites et d'y remédier. La figure II-12 présente la forme géométrique et les dimensions du septum.

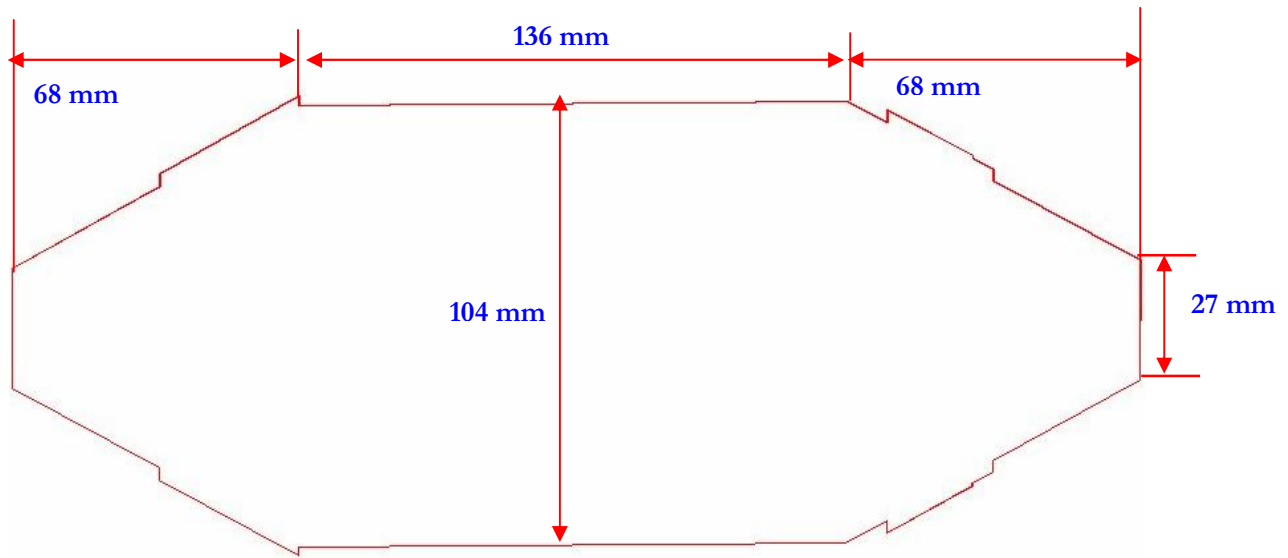


Figure II-12. Dimensions et forme du septum de la première cellule réalisée

Les simulations électromagnétiques et les mesures ont été évaluées à l'aide des paramètres S représentant les coefficients de transmission et de réflexion entre les deux ports d'entrée de la cellule (1 et 2). La figure II-13 représente le paramètre de réflexion S11 de la simulation et de la mesure de la structure.

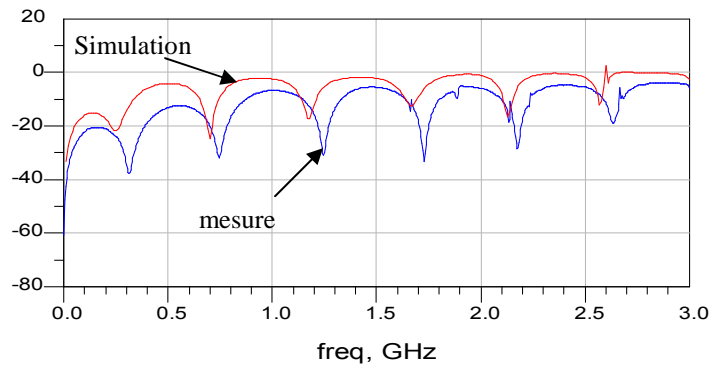


Figure. II-13. Paramètres de réflexion de la première cellule réalisée sans absorbants

Les résultats de mesures et de simulations montrent une désadaptation de la cellule le long de la bande de fréquences avec une valeur moyenne de S11 de  $-5$  dB. La présence des pics laisse penser à l'excitation de modes supérieurs dans la bande des 3 GHz. Des investigations sont ensuite menées pour déterminer les causes exactes de cette désadaptation de la cellule TEM.

---

Le développement et la réalisation de la nouvelle structure est basé sur ces principaux axes:

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

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

### **II.5.3. Optimisation du septum**

La forme géométrique du septum est primordiale dans l'optimisation et l'adaptation de la cellule TEM. Les cellules commerciales existantes utilisent souvent des absorbants électromagnétiques afin de supprimer les résonances indésirables de la cavité [18]. Dans notre cas, une compréhension du bon fonctionnement de la structure passe par une étude précise de la géométrie du septum ainsi que de la variation de l'impédance le long de la cellule.

La figure II-14 représente la variation de l'impédance caractéristique de la cellule en fonction de la largeur de la cellule a, la largeur du septum w, l'épaisseur de métallisation du septum t (dans ce cas t=0) et la hauteur de la cellule b.

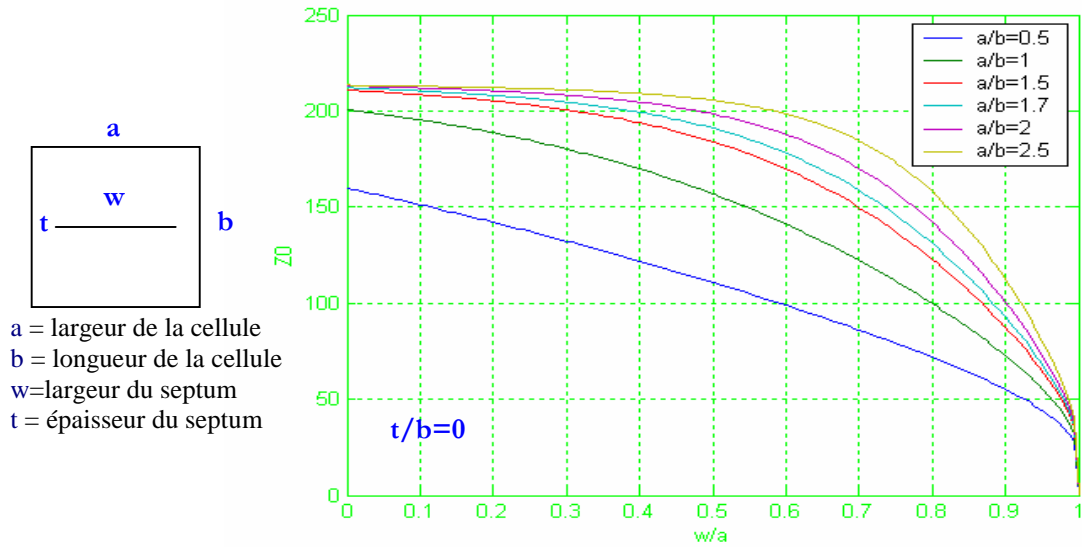


Figure II-14.  $Z_0$  en fonction de  $w/a$  à rapport  $a/b$  constant

On constate que l'impédance caractéristique de la partie uniforme de la cellule décroît en fonction de  $w/a$  à un rapport  $a/b$  donné. L'impédance caractéristique de  $50 \Omega$  dépend essentiellement de la largeur  $w$  du septum, l'épaisseur de métallisation intervient très peu. Pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  le rapport  $a/b$  doit être égal à 1.7.

### II.5.4. Géométrie du Septum

Nous avons simulé un septum de forme simple et homogène, représenté sur la figure II-15. L'objectif de cette simulation est d'obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  le long de la cellule TEM. Les premiers résultats de simulation sont très encourageants en l'absence des connecteurs de transitions reliant le septum aux parois externes de la cellule.

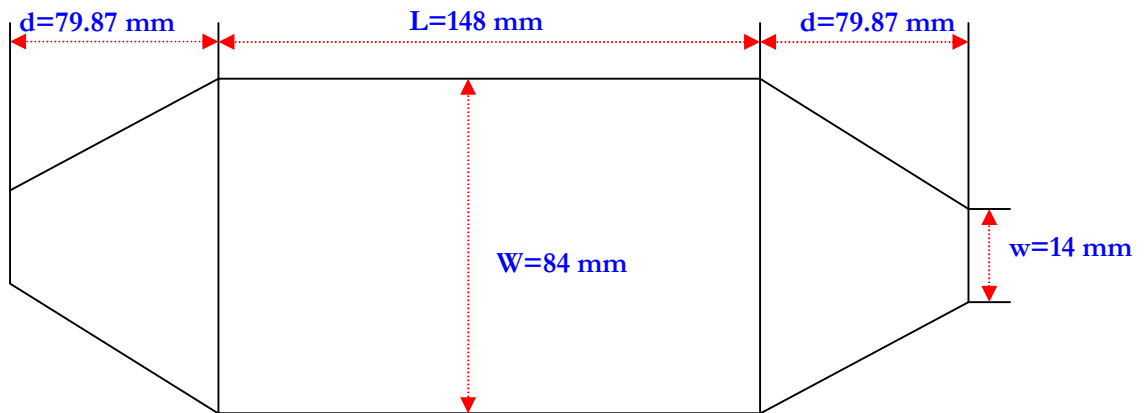


Figure II-15 . Géométrie du septum optimisé avec les connecteurs coaxiaux

La simulation de la cellule sous le logiciel électromagnétique tridimensionnel intègre le septum ci-dessous. Cette simulation a été effectuée sans tenir compte des connecteurs coaxiaux de type N avec le septum. La figure II-16 illustre les sources d'excitation de la cellule sans les connecteurs.

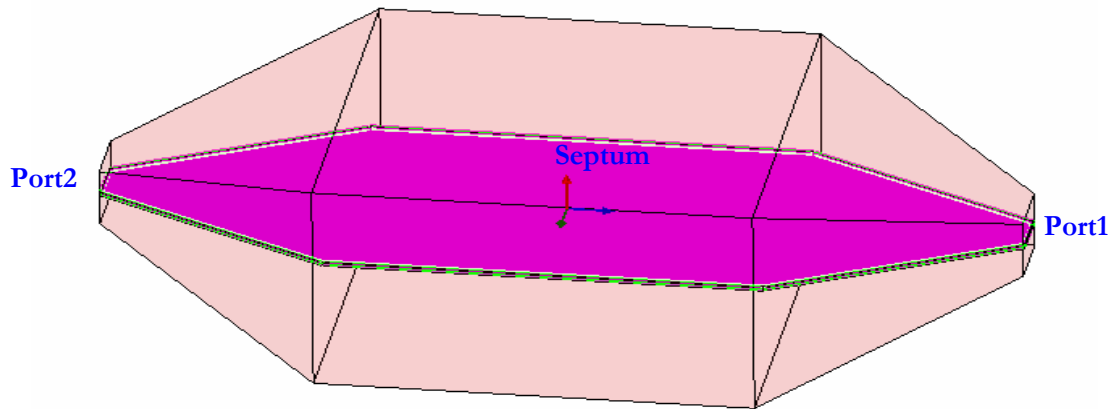


Figure II-16. Cellule simulée sous HFSS sans les connecteurs

L'impédance caractéristique de la cellule est aux alentours de 50 ohms le long de la cellule. La figure II-17 montre une meilleure adaptation et par conséquent, une transmission maximum de l'information captée par le septum vers la sortie de la cellule. Le pic à 2.9 GHz est dû essentiellement à la forme géométrique du septum

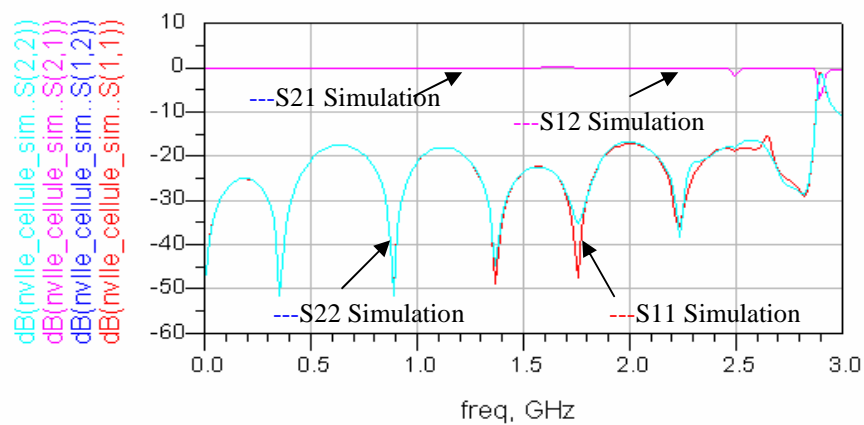


Figure II-17. Paramètres S de la cellule simulée sous HFSS sans connecteurs



En introduisant les connecteurs N dans les simulations, des résonances parasites dues aux réflexions multiples dans la zone de transition apparaissent. Ce phénomène a pour conséquence de dégrader le bon fonctionnement de la cellule TEM. Afin de remédier à ces problèmes, nous étudions plus en détail la transition connecteur-septum.

### II.5.5. Optimisation de la transition connecteur- cellule

L'étude de la transition [19] est délicate au vu du mécanisme engendré par ce phénomène qui est dû essentiellement à la réflexion quasi totale de l'onde incidente. Ce phénomène est accompagné d'une dispersion de ligne de champ lors du passage d'une section plus petite à une autre plus conséquente. La figure II-18 représente le mécanisme de transmission de l'onde au niveau de la transition.

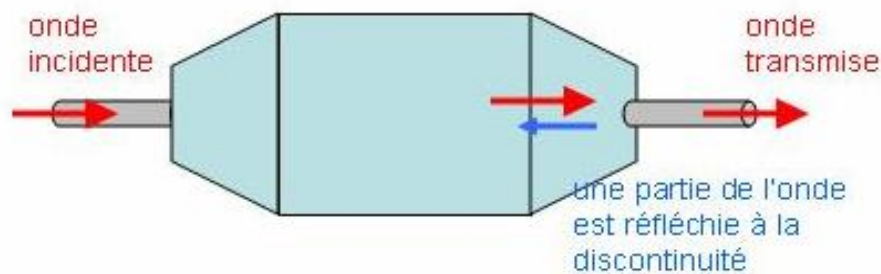


Figure II-18. Mécanisme de réflexion de la transition connecteur-septum

Nous avons envisagé différentes solutions afin de remédier à ce problème de désadaptation :

- Réduire la surface de contact septum connecteur.
- Augmenter la longueur de la partie uniforme de la cellule
- Réduire la longueur du connecteur à l'intérieur de la cellule

#### II.5.5.1 Objectif de l'optimisation

L'objectif de cette optimisation est d'avoir un coefficient de réflexion le plus faible possible entre les deux extrémités de la cellule. La première remarque à faire suite à l'étude de l'influence de la longueur du connecteur est qu'une désadaptation significative est observée lorsqu'on augmente la longueur du

conducteur interne du connecteur. Le problème qui s'est imposé était de trouver un compromis entre les dimensions de la transition et la largeur de la partie uniforme. Un septum de géométrie simple a été optimisé, dans un premier temps, et servira de référence pour la suite de l'étude. La figure II-19 représente la forme du septum de référence.

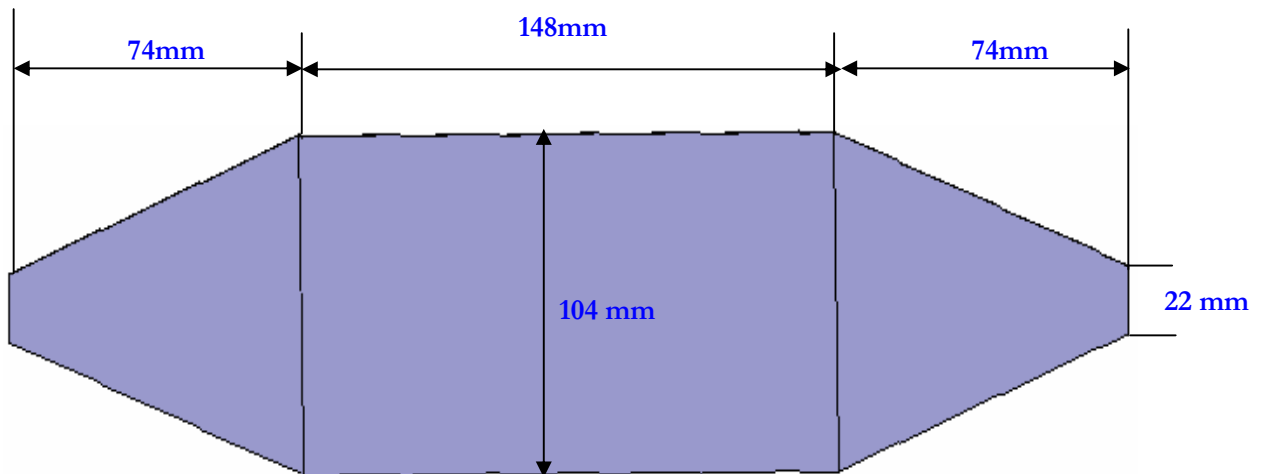


Figure II-19. Plan du septum référence simulé sous HFSS

### II.5.5.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la cellule dotée du septum référence, en transmission ainsi qu'en réflexion, sont présentés sur les figures II-20 et II-21.

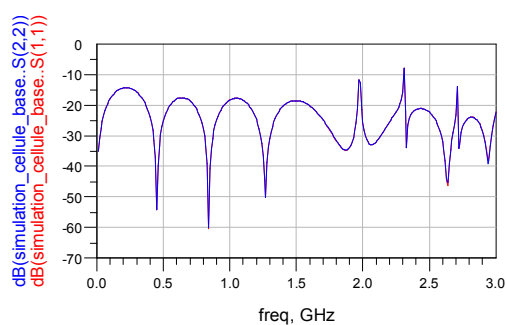


Figure. II-21 coefficient de réflexion de la cellule TEM (simple septum)

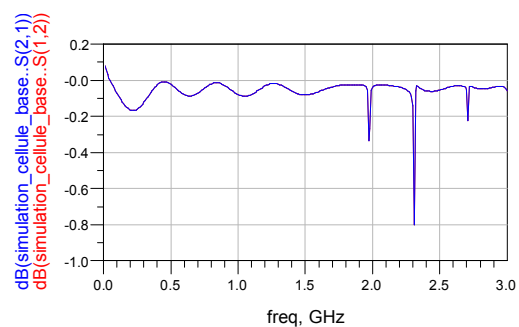


Figure. II-20 coefficient de transmission de la cellule TEM (simple septum)

Les résultats de simulations montrent trois résonances parasites à 1.98GHz, 2.31GHz et 2.71 GHz dues à la cavité limitant ainsi le fonctionnement de la cellule au delà de 2 GHz. On a deux solutions pour éliminer ces résonances de modes supérieurs soit, utiliser des absorbants magnétiques (PML), la solution la plus utilisée dans les cellules commerciales, soit, agir sur la forme géométrique du septum.

## II.6. Cellule TEM avec absorbants

### II.6.1. Absorbants CEM hyperfréquence

#### II.6.1.1 Généralités

A certaines fréquences et au dessus du Giga Hertz, il n'est pas évident de réaliser un blindage efficace (design et matières utilisées, tailles des ouvertures, mise en œuvre, coût de production...). Or, les technologies actuelles des systèmes de communication et autres, utilisent des fréquences bien au-delà du Gigahertz. Les absorbants hyperfréquences conformes sont de nouveaux matériaux destinés à la protection de systèmes radioélectriques aux niveaux des circuits numériques ou hyperfréquences, des cartes électroniques, des cavités résonantes et des boîtiers. Ces absorbants se présentent sous la forme de plaques adhésives [20]

#### II.6.1.2 Absorption dans la cellule TEM

Deux méthodes de suppression des modes parasite d'ordre supérieur sont déjà testées par Crawford [21] et Hill [22]]. Ces deux solutions permettent de réduire considérablement les résonances de mode supérieur mais elles influent sur le mode TEM de la cellule.

Lorch [23] propose une autre méthode afin de conserver le mode dominant TEM mais il faut prendre en considération, lors du processus de suppression des modes indésirables, trois conditions :

- La cellule doit être blindée électriquement
- Le mode TEM ne doit pas être affecté
- Le volume de travail de la cellule reste inchangé

### II.6.1.3 Méthodes de suppression de mode

Trois méthodes de suppression de mode peuvent être distinguées selon leurs emplacements.

- Mettre l'absorbant à l'intérieur du septum, ce cas de figure a été publié par Crawford utilisant des absorbant actifs.
- Utiliser des absorbants à pertes situées entre le septum et la paroi supérieure
- Utiliser des murs d'absorbant

Les figures II-22 à II-24 représentent la répartition du champ E dans la section uniforme de la cellule TEM avec différentes modes.

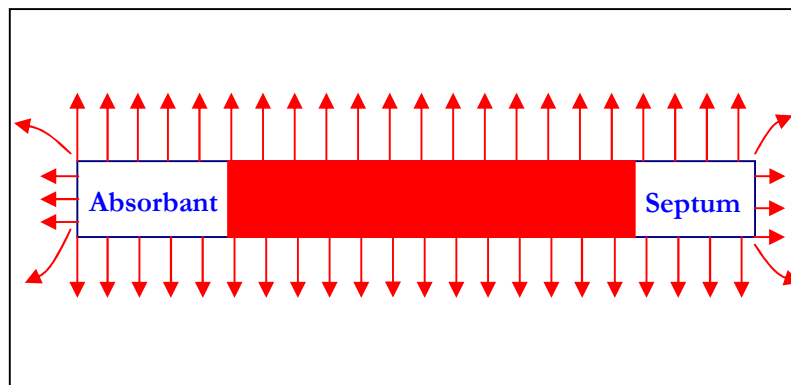


Figure II-22. Mode TEM

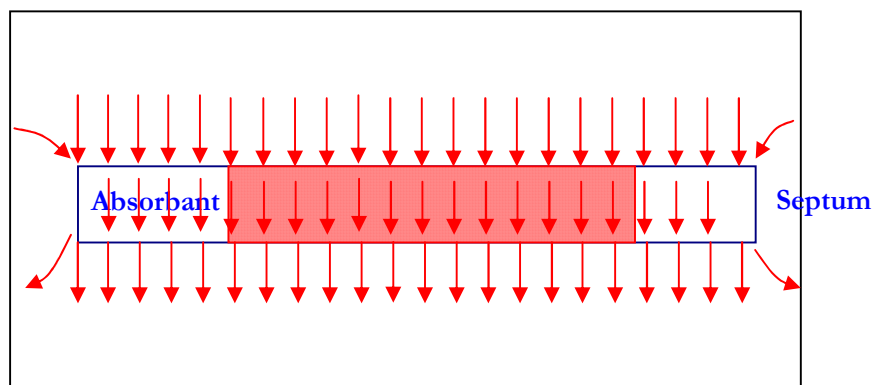


Figure II-23. Mode  $TE_{10}$

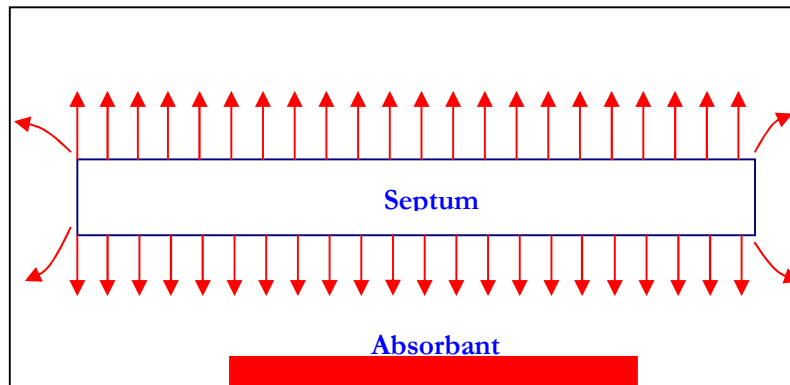


Figure II-24. Mode TEM

Les premiers modes d'ordre supérieur excitent les modes TE à l'intérieur du septum fractionné. En raison de la longueur du guide, ces modes TE ont des fréquences de coupure plus basses. Ainsi, une partie de la puissance des modes supérieurs est absorbée dans le dispositif d'amortissement à l'intérieur du septum fractionné (figure II-23) permettant d'atténuer les modes non essentiels. Le mode TEM excite les modes TM dans la fente du septum. Puisque l'espace du septum fractionné est très petit, ces modes parasites sont au-dessous de leurs fréquences de coupure ayant pour résultat un couplage lâche (figure II-22).

Les plus efficaces sont les murs d'absorbant (figure II-24). Ils emploient les fentes longitudinales dans les absorbants afin d'éliminer le courant surfacique et pour se servir de la puissance importante d'accouplement du mode principale actif de la cellule TEM. Les absorbants sont logés sur une des faces, derrière les fentes, afin de préserver l'efficacité de l'armature du mur absorbant, ce dernier est couvert sur l'autre face d'un morceau de métal collé à la paroi externe. La solution qui consiste à utiliser le septum fractionné est écartée dans la mesure où elle n'est pas applicable pour améliorer les performances des cellules existantes. Il est alors très facile d'installer des murs d'absorbant sous forme de plaques adhésives qui peuvent être placées soit sur les parois latérales soit sur les plafonds.

## II.6.2. Cellule avec des murs absorbants

Il est possible d'améliorer l'uniformité du champ et d'atténuer les résonances parasites en utilisant un mur absorbant électromagnétique à l'intérieur de la cellule TEM. L'emplacement de ces derniers supprime les résonances de modes supérieurs. Lorch [23] a démontré qu'on peut atténuer les effets parasites des résonances sur une bande de fréquences plus ou moins large en plaçant des absorbants à base de carbone et d'alliages sur les parois supérieures de la cellule. En simulation électromagnétique 3D, des absorbants électromagnétiques appelés PML (**P**erfectly **M**atched **L**ayers) sont définis dans la bibliothèque interne. On peut aussi définir d'autres types d'absorbants en rentrant ces propriétés

physiques. Les grandeurs géométriques des amortisseurs électromagnétiques sont données par le fournisseur Radialex [20]. La simulation de la structure de référence a été reprise en rajoutant six plaques d'absorbants adhésives sur les coins supérieurs de la partie uniforme, comme l'illustre la figure II-25.

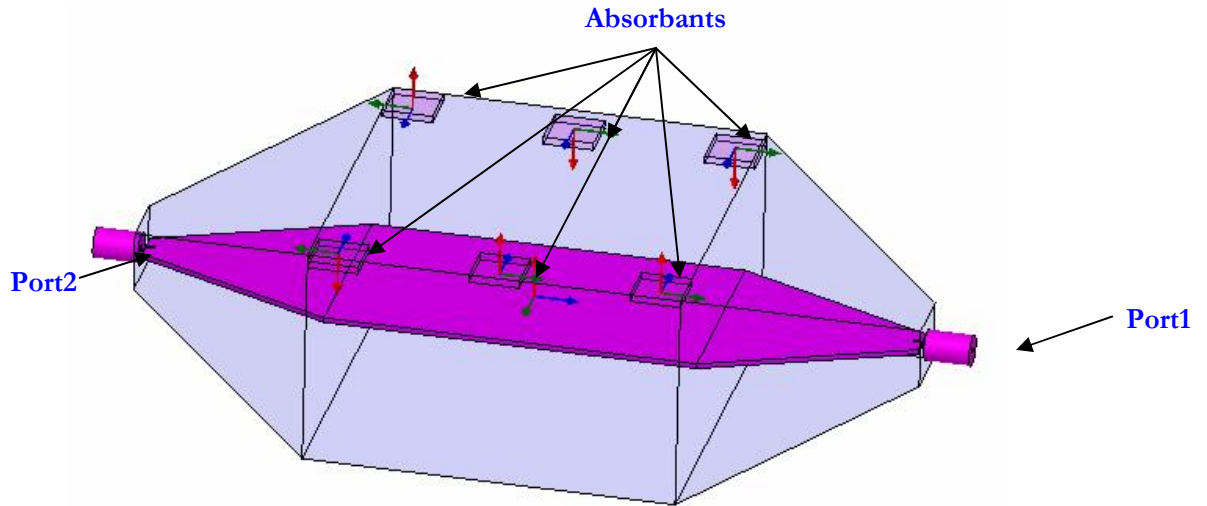


Figure II-25. Cellule simulée avec six absorbants

### II.6.2.1 Les résultats de simulation

La figure II-27 représente le paramètre de transmission  $S_{21}$  entre les deux extrémités de la cellule TEM. La figure II-26 quant à elle représente le paramètre de réflexion  $S_{11}$  entre les deux ports d'excitation.

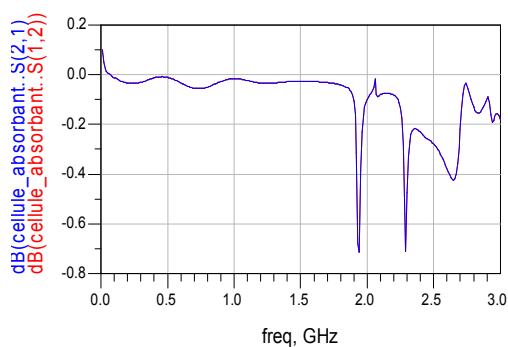


Figure II-27 Paramètres de transmission de la cellule TEM avec absorbants

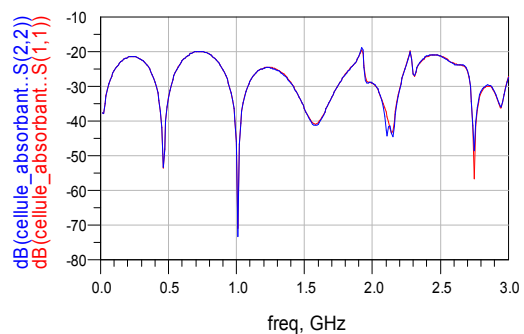


Figure II-26. Paramètres de pertes de la cellule TEM avec absorbants

Les résultats des simulations prouvent l'efficacité de l'absorption des trois résonances parasites de la cavité grâce aux absorbants PML posés contre les parois intérieures de la cellule [11]. Une étude a été faite sur le nombre optimal d'absorbants à utiliser. On a conclu suite à des simulations qu'il faut garder un nombre pair d'absorbants pour des raisons de symétrie de la structure. On pourra se contenter de quatre amortisseurs électromagnétiques. Les résultats de simulation sont très proches des résultats présentés ci-dessus.

Une autre façon originale d'atténuer les résonances de modes supérieurs consiste à optimiser la forme géométrique particulière du septum.

### **II.6.3. Cellule avec différentes formes de septum**

L'avantage que représente l'utilisation des formes géométriques particulières du septum est de piéger les résonances parasites et d'éviter leur propagation dans la cavité résonante [24]. Le septum représenté sur la figure II-28 est affecté de plusieurs encoches notamment celles du milieu qui jouent le rôle le plus important dans l'élimination de la première résonance. Les encoches circulaires et les encoches carrés [25] présentées sur le taper permettent d'atténuer les deux autres résonances. Ces encoches peuvent être considérées comme des filtres sélectifs anti-résonnant pour pièger les résonances du modes supérieurs.

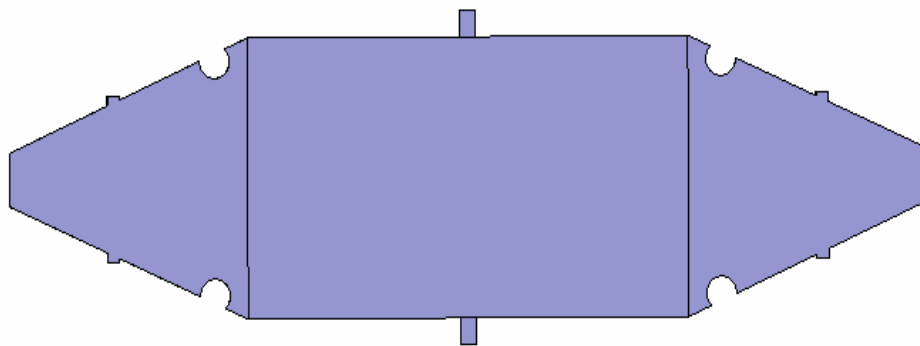


Figure II-28. Septum simulé sous HFSS

Le nouveau septum simulé sous HFSS est réalisé à l'atelier de mécanique de précision du laboratoire IETR de Rennes en tenant en compte des dimensions exactes de la simulation. La figure II-29 montre le septum réalisé.

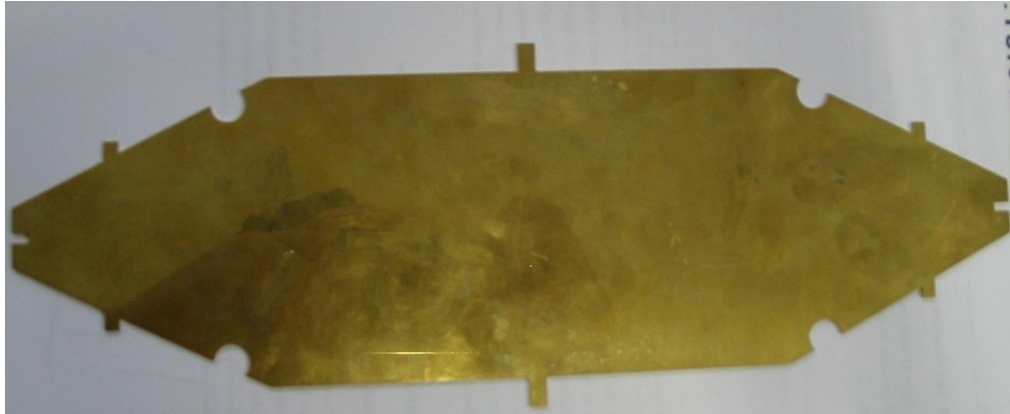


Figure II-29. Septum réalisé

#### II.6.4. Simulation de la structure

Des simulations et des mesures ont été effectuées afin de valider la nouvelle technique de suppression des résonances de la cellule TEM. La simulation de la cellule est réalisée entre deux les ports (port1 et port2) qui ont une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Les mesures ont été effectuées en paramètres S via deux câbles  $50 \Omega$  raccordés à l'analyseur de réseau. La figure II-30 présente la cellule simulée sous HFSS avec la nouvelle forme de septum.

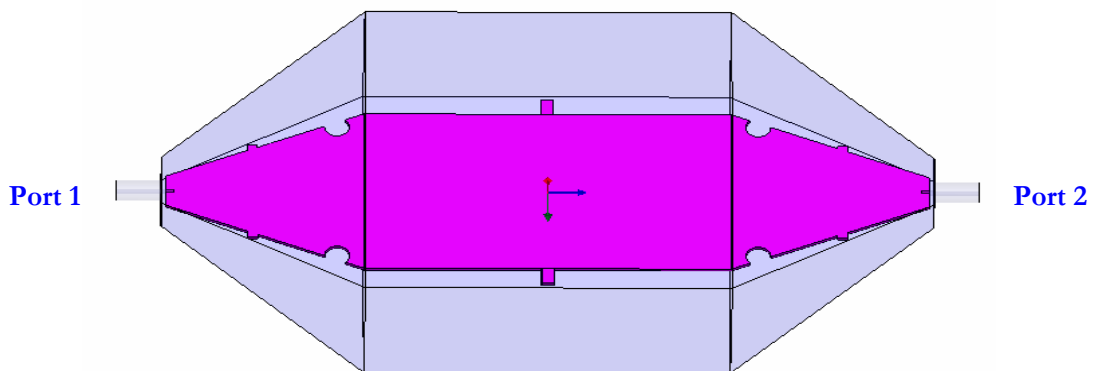


Figure II-30. La nouvelle cellule TEM simulée



### II.6.4.1 Banc de mesure

Le banc de mesure cellule TEM, présenté sur la figure II-31, a pour objectif de valider la conception de cette dernière. Les paramètres de transmission et de réflexion, les paramètres S, sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, HP 8753E, fonctionnant dans la bande 30 KHz-6 GHz. La mesure est faite via des câbles 50 Ω.

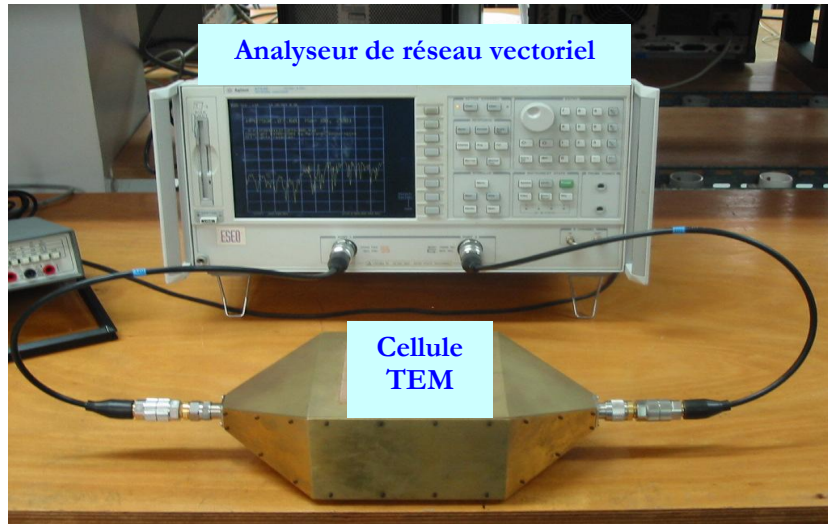


Figure II-31. Banc de test de la cellule TEM

### II.6.4.2 Comparaison des résultats

La figure II-32 représente les coefficients de transmission simulé et calculé de la cellule vue entre la source 1 et la source 2. Le coefficient de réflexion de la cellule TEM est donné sur la figure II-33.

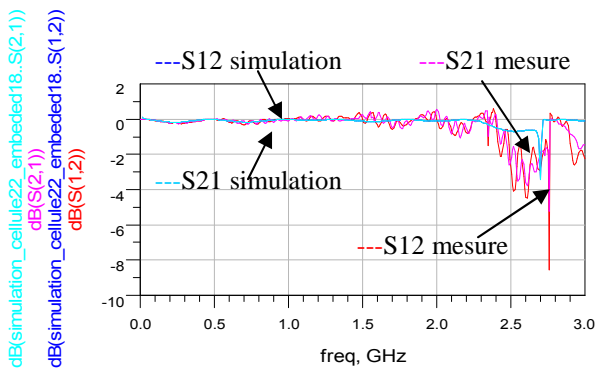


Figure II-33. Coefficients de transmission de la cellule (mesure et simulation)

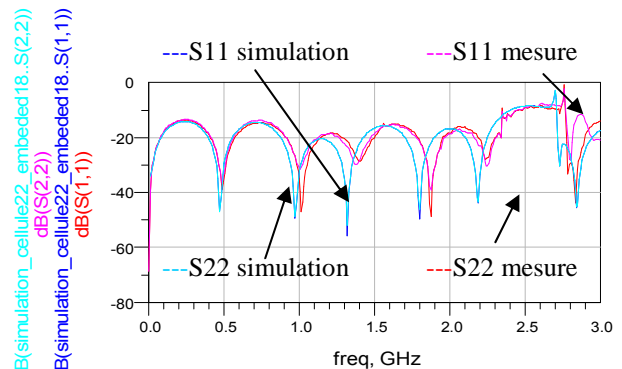


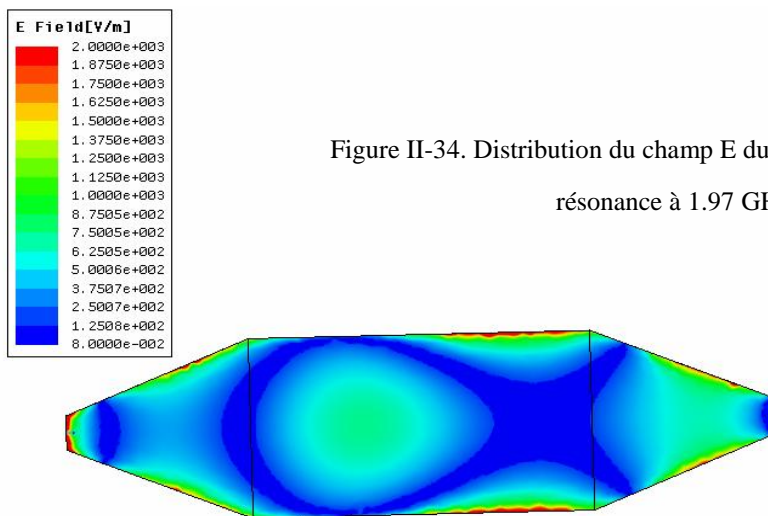
Figure II-32. Coefficients de pertes de la cellule (mesure et simulation)

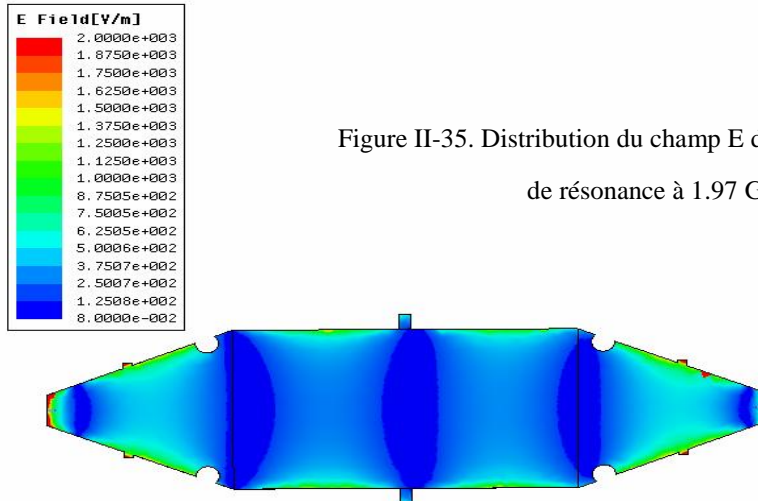
Les résultats de mesures et de simulations sont en bon accord. Le léger décalage en fréquence des mesures par rapport aux simulations peut s'expliquer par la différence de la longueur totale de la cellule, particulièrement la longueur de la partie uniforme, la longueur de la transition connecteur-septum ainsi que la longueur des câbles de mesures. Des imprécisions mécaniques lors de la fabrication de la cellule pourront être une cause potentielle de ce décalage fréquentiel. Des cartographies des champs de la cellule TEM sont nécessaires afin de vérifier l'uniformité des champs.

## II.7. Champ électrique dans la cellule

La caractérisation du champ électrique au sein de la cellule, notamment dans les zones sensibles (septum), est d'une grande importance vu la richesse de l'information sur l'uniformité du champ, la directivité des lignes de champ et la détection des zones de défauts. Des simulations en champ proche de la cellule TEM ont été effectuées sous HFSS sur le plan du septum à 2 mm de distance.

Deux cas de figure sont représentés : sur la figure II-34 une cartographie du champ E en présence des résonances de modes supérieurs et sur la figure II-35 la carte du champ électrique en absence des résonances parasites.

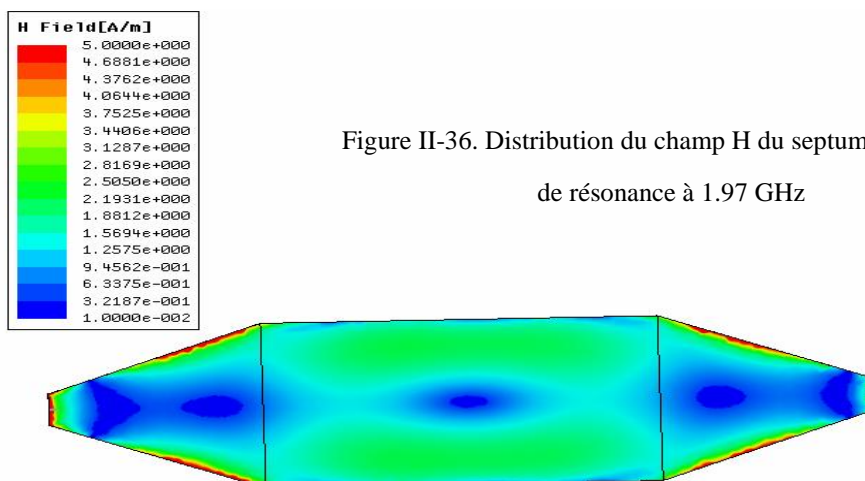




On constate sur la première figure ci-dessus que la répartition du champ E n'est pas uniforme à cause de résonances parasites dans la cellule. On note aussi la présence de points chauds sur les bordures du septum. Sur la seconde figure, on constate une symétrie et une uniformité dans la répartition du champ E dans la partie uniforme de la cellule. Après la présentation de la carte de champ E, on exposera la cartographie de champ magnétique (champ H).

## II.8. Champ magnétique dans la cellule

De la même manière que nous avons présenté la cartographie de champ E, nous représentons les cartes de champ magnétique au niveau du septum en absence et en présence de résonances pour la fréquence 1.97 GHz sur les figures suivantes (36 et 37).



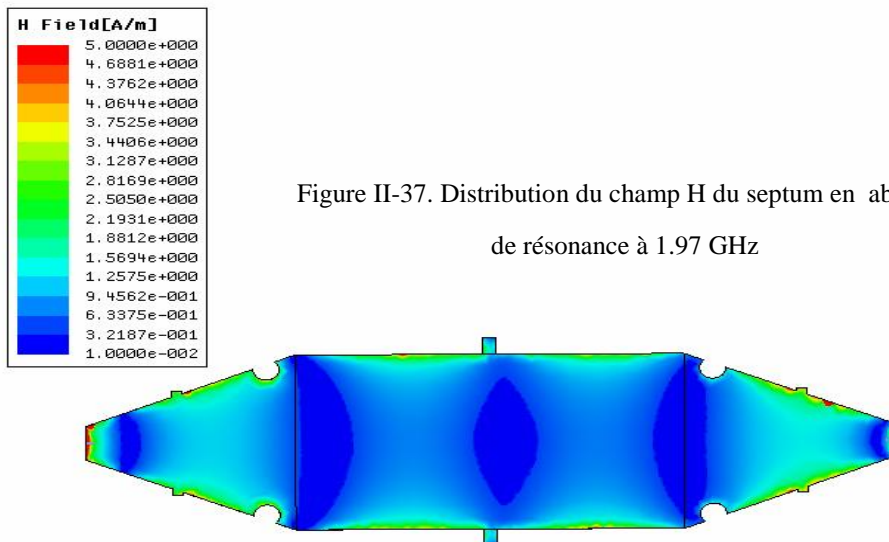


Figure II-37. Distribution du champ H du septum en absence de résonance à 1.97 GHz

La carte de champ H de la cellule en présence des résonances montre une symétrie de la répartition des lignes de champ mais on remarque aussi une présence des zones chaudes sur les frontières du septum ce qui a des effets indésirables sur la collection des informations utiles au niveau du septum. Sur la figure II-37, la carte de champ H en absence de résonances est représentée, on note que la symétrie de la répartition des lignes de champs est conservée.

De plus, les effets de frontières sont moins importants et donc par conséquent moins susceptibles de perturber les mesures de rayonnement de l'équipement sous test au sein de la cellule. On note que la distribution de la densité de courant de la cellule a la même allure que la répartition de champ H.

Après validation de la structure sous différents aspects, nous présentons dans le paragraphe suivant une autre particularité innovante concernant les supports des cartes de test.

## II.9. Différents supports de cartes de test

Le nouveau design de la cellule TEM est doté d'un support carré classique 100\*100 mm, un support circulaire de 89.8 mm de diamètre et un autre support carré de 63.5 mm de côté. L'intérêt majeur des deux derniers supports est la possibilité d'échantillonner les champs électriques et magnétiques avec un pas fixe ou variable permettant plus d'identifier la polarisation des sources de rayonnement de la carte de test.

En pratique, la carte est placée suivant plusieurs orientations pour obtenir une caractérisation complète. Le support de carte classique ne donne que quatre possibilités différentes (Nord, Sud, Est et Ouest).

### II.9.1. Support carré classique

Le support carré classique de la cellule TEM a 100 mm de côté. Il est équipé d'encoches où loge la carte de test présentée sur la figure II-38.

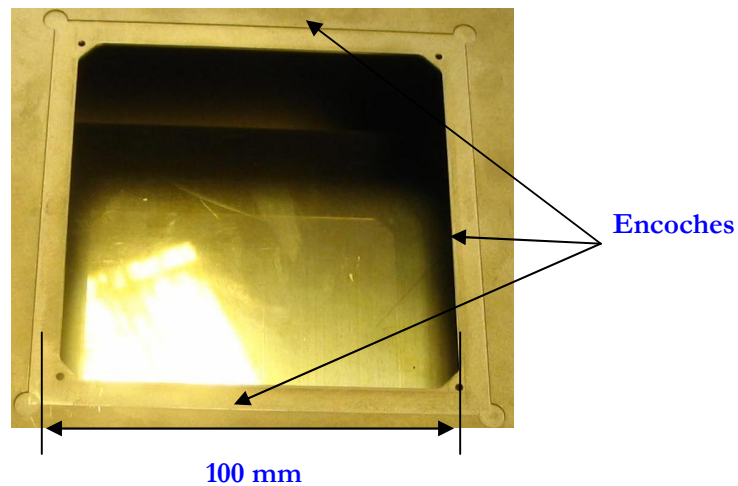


Figure II-38. Support carré classique de la cellule

### II.9.2. Support carré rotatif

L'énergie électromagnétique RF produite par les composants de la carte de test induit des charges ou de courants électriques sur les objets conducteurs. La quantité de courant induit dépend des caractéristiques physiques des boucles de la carte de test et de leurs orientations par rapport à la source. Afin d'avoir plus de possibilités de mesure de champ dans plus que quatre positions comme dans le cas du support carré classique, la figure II-39 représente le support carré rotatif qui permet de loger une carte de test de forme carré de 63.5 mm \* 63.5 mm (2.5 inch\*2.5 inch). L'avantage que présente ce nouveau support permet une caractérisation complète des cartes selon plusieurs orientations. Le support est équipé d'une graduation angulaire 0°-360° avec une raison de 5°.

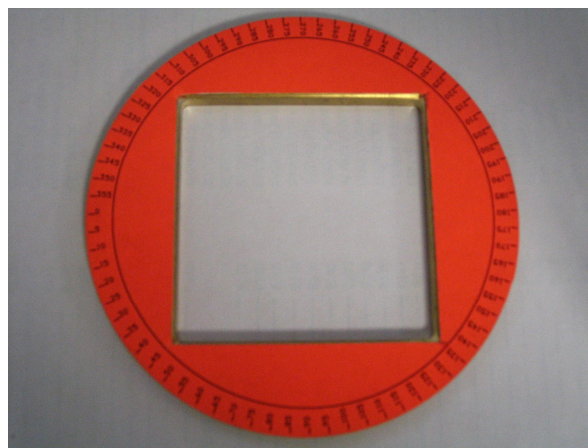


Figure II-39. Support carré rotatif de la cellule TEM

### **II.9.3. Support circulaire**

La polarisation correspond à l'orientation d'un vecteur de champ électrique dans le plan orthogonal par rapport à la direction de la propagation. Il est difficile de prévoir l'orientation du champ électrique dans la région de champ proche, étant donné que la carte de test ne peut être considérée comme une source ponctuelle dans cette région. Il faut alors utiliser les supports rotatifs pour caractériser parfaitement le rayonnement électromagnétique de la carte. Le support circulaire a été conçu afin de valider et de tester les cartes de forme circulaire de dimensions légèrement plus grandes que le support précédent. Le support circulaire, présenté sur la figure II-40, est de 89.8 mm de diamètre doté d'une graduation angulaire d'un pas variable de 5°.

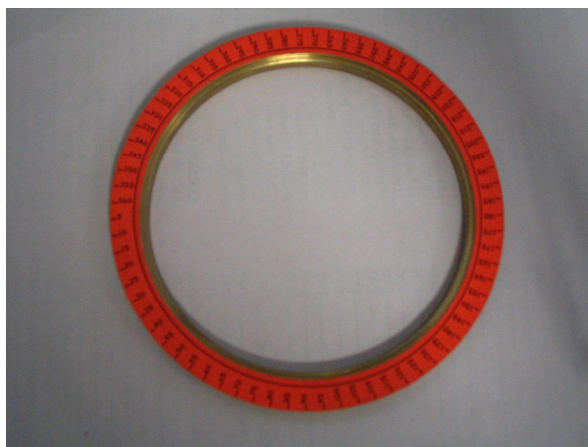


Figure II-40. Support circulaire rotatif de la cellule TEM

Ces supports particuliers ont été pensés et réalisés pour plus de simplicité et de possibilité d'orientation des cartes de mesures afin d'avoir plus de précision sur le pire cas de l'étude du rayonnement des circuits intégrés en particulier et des cartes électroniques en général.

## II.10. Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre les étapes de construction et de validation de la nouvelle cellule TEM DC-3 GHz. Nous avons vu grâce à l'optimisation des différentes composantes de la cellule TEM, et plus particulièrement du septum, qu'on peut avoir une distribution homogène et symétrique de la ligne de champ dans la partie uniforme de la cellule. La démarche choisie pour la résolution du problème de la transition connecteur- septum a permis d'identifier et de hiérarchiser les lacunes de transmission de l'onde électromagnétique à l'aide de la simulation électromagnétique 3D.

Cette nouvelle technique de réalisation de cellule TEM est très intéressante sous deux aspects : un aspect physique qui permet une étude complète des phénomènes de propagation électromagnétique ainsi qu'une meilleure caractérisation du champ au sein de la cellule. Le second aspect est économique puisque cette technique permet de réduire le coût de fabrication en éliminant les six absorbants PML utilisés pour les autres cellules commerciales. La cellule TEM développée est particulièrement bien adaptée pour les mesures CEM des différentes dimensions de cartes électroniques utilisées par la communauté de la CEM des composants grâce aux trois nouveaux supports.

De plus, ces travaux ont permis d'analyser et de préparer la transition nécessaire avec l'étape de recherche suivante qui traitera de la caractérisation des phénomènes rayonnés des circuits intégrés. Cette prochaine étape permettra alors la validation des effets de couplage électromagnétique entre la cellule et la carte de test à une ou à plusieurs couches, et également l'analyse spectrale des cartes électroniques complexes à base de microcontrôleurs.

---

# Bibliographie

---

- [1] Les normes ICEM: [www.iec.ch](http://www.iec.ch)
- [2] IEC 61967: EMC of Ics: Conducted and radiated measurement methods.  
  
[www.austriamicrosystems.com](http://www.austriamicrosystems.com)
- [3] P.F Combes "Micro-ondes : 1.ligne, guides et cavités", Edition Dunod 1995
- [4] S.B Worn "Comparison of workbench methods for testing RF emission properties of integrated circuit", 14<sup>th</sup> international symposium on EMC, Zurich, February 2001
- [5] Cahier de normes ICEM : [www.eseo.fr/~mramdani/cookbook.pdf](http://www.eseo.fr/~mramdani/cookbook.pdf)
- [6] K. Malaric, J. Bartolic, "Design of TEM cell with increase usable test area", Turk Electronic engineer Journal, Vol.11No2 2003, Tübitak.
- [7] D. Baudry, "Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétique proche : application CEM", thèse de doctorat de l'université de Rouen, 21 avril 2005.
- [8] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook, Mc Graw-Hill Book Company, 1951
- [9] C. labussière, C.lochot, "Prediction of IC radiated emission measurement in TEM and GTEM cells" EMC Compo 04, Angers, France, April 2004
- [10] P.F Combes "Micro-ondes : .ligne, guides et cavités", Edition Dunod 1995 pp. 217-218
- [11] Le support en ligne HFSS, [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com)
- [12] K. Sisir Das, A Das, "Mom analysis of an asymmetric TEM cell to find the effect of septum dimensions and positions on the characteristic impedance and fields", [www.semcei.org/mom.html](http://www.semcei.org/mom.html)
- [13] T. Sekine, K. Kobayashi, "A design method of lossy linear tapered transmission line with quasi non-distortion characteristic in the time domain", ITC-CSCC-2002, Phuket, 16-19 July Thailand
- [14] " Impedance matching with transmission lines" collection of links and routines from a school webpage, [www.circuitsage.com/matching/transmatch.pdf](http://www.circuitsage.com/matching/transmatch.pdf) , 2005
- [15] D. Zhzngwei, S.F. Jeffrey, R. Chenglie "Exact solution for the characteristic impedance or rectangular



---

coaxial cone transmission line", IEEE transaction on electromagnetic compatibility, Vol. 39, No. 3, August 1997.

[16] F. Fiori, S. Pignari, "Analysis of test setup for the characterization of integrated circuit electromagnetic emissions", IEEE international symposium on electromagnetic compatibility, vol. 1, pp. 375-378, 2000.

[17] Fisher custom communication, "TEM cells", [www.fischercc.com](http://www.fischercc.com)

[18] J. Yun, H. Lee, J. Kim, "Numerical solution of higher order mode cut-off frequencies in asymmetric TEM cells by Galerkin method", IEEE international symposium on electromagnetic compatibility, vol. 41, No. 4, November 1999.

[19] O. Göttmann, U. Kaatz, P. Petong, "Coaxial to circular wave guide transition as high-precision easy-to-handle measuring cell for the broad band dielectric spectrometry of liquids ", Measurement Science and Technology Journal, Vol.7 pp. 525-534, 1996.

[20] Radialex, "Absorbant CEM hyperfréquence", [www.radialex.fr](http://www.radialex.fr)

[21] M.L. Crawford, J.L. Workman, C.L. Thomas, "Expanding the bandwidth of TEM cells for EMC measurements", IEEE transaction on EMC, vol. 20, No. 3, November 1990.

[22] D.A. Hill, J.A. Walsh, "Resonance suppression in a TEM cell", J microwave power, 18(4) , pp. 325-330, 1983.

[23] L. Lorch G. Mönich, "Mode suppression in TEM cell", IEEE international symposium on electromagnetic compatibility, pp. 40-42, 1996.

[24] B.C. Wadell, "Transmission line design Handbook", Artech house, 1951

[25] Y.Y. Miao, H. Guo, and V.L. Granatstein, "TE Clustered-Cavity and Extended Interaction Cavity for Wideband Gyro-Amplifiers", Pulsed Power Plasma Science, Vol. 2, pp. 1673-1676, 2001

## **Chapitre III Validation de la nouvelle structure de la Cellule TEM**

---

## III.1. Introduction

Nous avons conçu une nouvelle structure modèle de Cellule TEM pour faire des mesures dans la bande DC-3 GHz sans utilisation des absorbants magnétiques. Afin d'éliminer les fréquences de résonances de modes supérieurs dans la bande utile de mesure, le travail a été concentré sur l'optimisation géométrique du Septum ainsi que les transitions connecteurs-septum [1]. Une autre particularité innovante est celle du support circulaire et le support carré permettant d'avoir plus que 4 degrés de liberté comparée aux autres cellules. Par conséquent, on pourra déterminer la position la plus émissive avec plus de précision.

Dans un premier lieu, on commence par valider le nouveau concept de la cellule TEM. La validation se fait en deux aspects de mesures. Le premier aspect de validation se base sur l'étude du couplage électromagnétique entre un composant sous test, ici des antennes patch, et le septum de la cellule [2] ainsi qu'une étude spectrale de l'émission de l'antenne au sein de la cellule TEM. Le second aspect consiste à faire une étude spectrale de deux différentes cartes de test à base de microcontrôleur, puis une étude comparative avec les mesures de la cellule GTEM [3].

## III.2. Etude du couplage électromagnétique

### III.2.1. Couplage entre une antenne circulaire et la cellule TEM

Des antennes patch de type circulaire et rectangulaire ayant des fréquences de résonance dans la bande utile de la cellule ont été choisies afin d'évaluer le couplage électromagnétique entre ces dernières et la cellule TEM [4]. L'étude a été effectuée en deux parties par simulation électromagnétique 3D, tout d'abord une étude et validation des deux antennes patches, ensuite une étude de la structure de la cellule TEM/ Antenne (figure III-1). Toutes les simulations seront ensuite validées par des mesures.

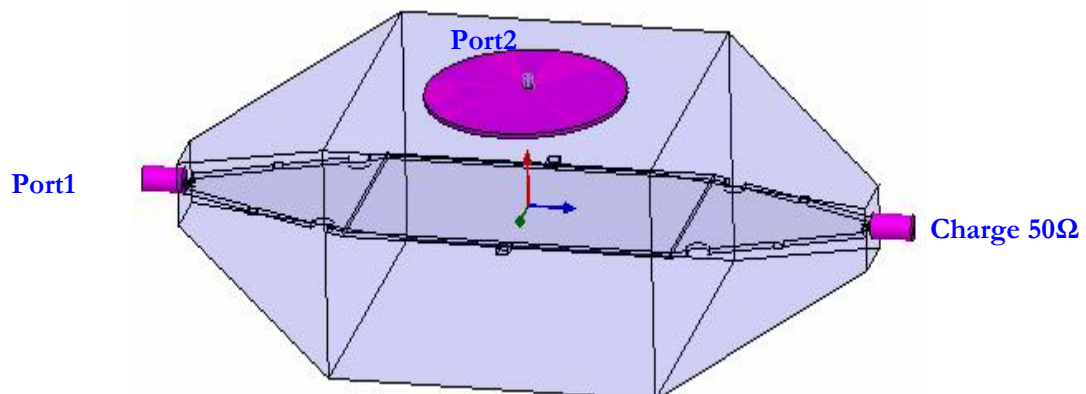


Figure III-1. Structure simulée : Cellule chargée par une antenne patch circulaire

### III.2.2. Antenne circulaire

Afin de pouvoir générer un fort couplage dans la bande de fréquences de la cellule TEM, on a dimensionné l'antenne afin d'obtenir une fréquence de coupure à 2,45 GHz [5]. Le plan de masse est un cercle de 89.8 mm de diamètre et l'élément rayonnant est un cercle de 32.5 mm. L'antenne est réalisée (fig.2) sur un substrat de 4.4 de permittivité relative, de 1.6 mm hauteur et de 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de métallisation. La fréquence de coupure est obtenue par (1).

La fréquence de résonance de l'antenne patch circulaire est donnée par :

$$f_r = \frac{K_{mn} C}{2 \pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{eq. 1})$$

Avec  $k_{mn}$  la dérivée  $m^{\text{ème}}$  de la fonction de Bessel de l'ordre  $n$  et  $C$  est la célérité.

Le rayon effectif est donné par l'équation suivante :

$$a_e = a \left[ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{eq. 2})$$

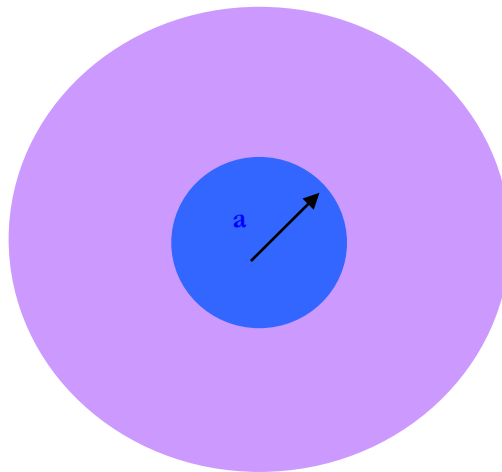


Figure III-2 : dimensions de l'antenne patch

La simulation a été réalisée sous HFSS, simulateur électromagnétique 3D, en tenant compte des dimensions déterminées auparavant, la structure est excitée selon la règle ampérienne un tiers deux tiers de la longueur longitudinale de l'élément rayonnant par un générateur sinusoïdal d'onde (50 MHz-3 GHz) via un connecteur SMA (figures III-3 et III-4).

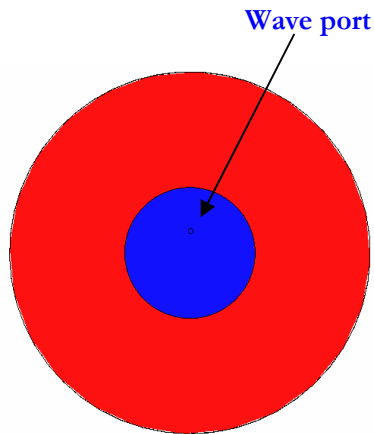


Figure III-4. l'antenne patch simulée sous HFSS



Figure III-3. l'antenne patch réalisée

### III.2.2.1 Résultats

Une comparaison entre les résultats de mesures et de simulations de l'antenne patch circulaire est présentée sur la figure III-5.

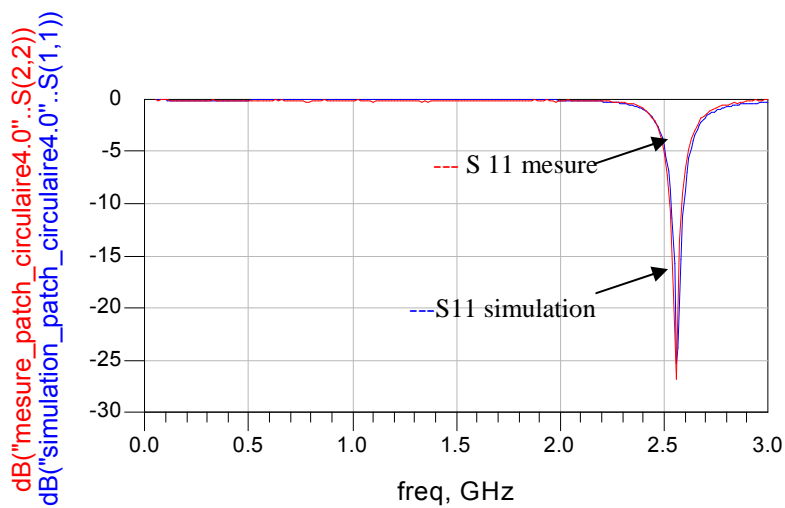


Figure III-5. Paramètre de perte S11 de l'antenne (mesure et simulation)

La comparaison du paramètre de réflexion simulé et des résultats expérimentaux montre une bonne concordance dans toute la bande de fréquence. Pour la fréquence de coupure, on trouve le même niveau d'amplitude grâce à un bon calibrage et une bonne précision de fabrication.

### III.2.3. Etude de la structure antenne-cellule

L'étude de l'émission rayonnée de l'antenne sera traité en deux parties afin de balayer la plupart des aspects des mesures possibles. On commence par une simulation 3D de la structure afin d'évaluer le couplage électromagnétique en se basant sur des études paramétriques (paramètres S), entre la cellule et l'antenne, qui seront ensuite comparées aux résultats de mesures. Ensuite, on évalue le spectre du signal généré par l'antenne dans la cellule TEM afin de balayer toutes les résonances parasites dans la bande d'études.

#### III.2.3.1 Couplage entre une antenne circulaire et la cellule TEM

Un banc de test est installé afin de comparer les résultats de mesures à ceux des simulations. Il comporte un analyseur de réseau vectoriel 30 KHz- 6 GHz, un câble 50 $\Omega$  et la cellule TEM DC-3GHz (figure.III-6).

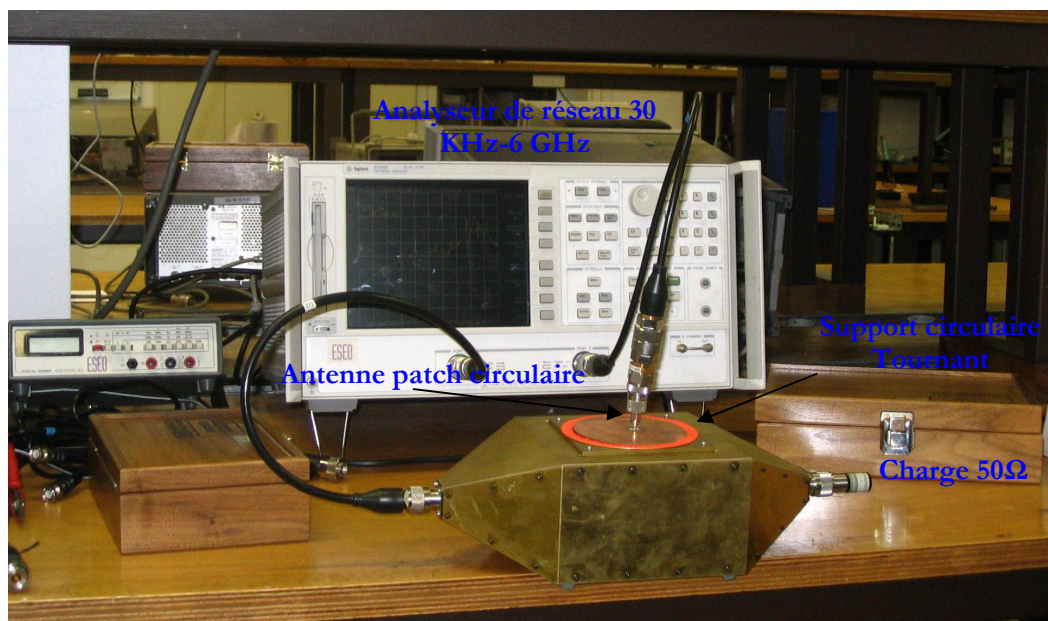


Figure III-6. Banc de test cellule TEM antenne patch circulaire

#### III.2.3.2 Les résultats de mesures et de simulations

Les simulations ont été tournées sur HFSS. Le couplage électromagnétique est étudié entre le port 1 (connecté à l'antenne) et le port 2 (connecté à la cellule). Les mesures et les simulations ont été faites pour différentes positions pour des multiples de 45°, soit un total de 8 positions afin d'évaluer le niveau de couplage. Les résultats comparatifs de mesures et simulations sont présentés sur les figures III7-13 pour chaque orientation de l'antenne.

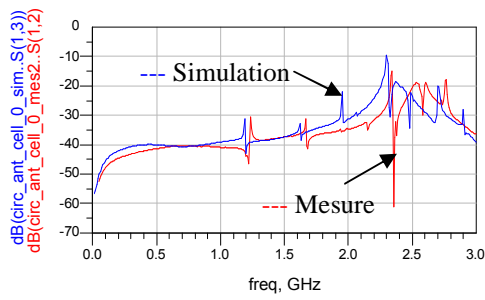


Figure III-7. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 0°

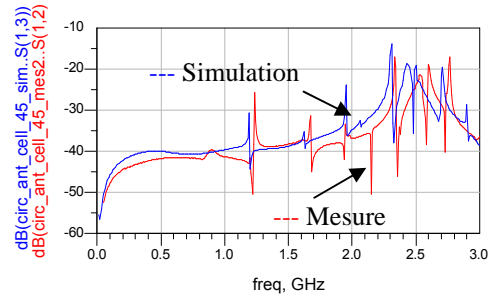


Figure III-8. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 45°

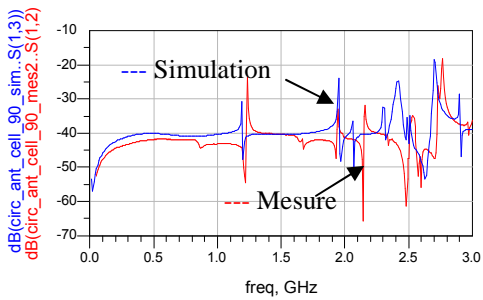


Figure III-10. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 90°

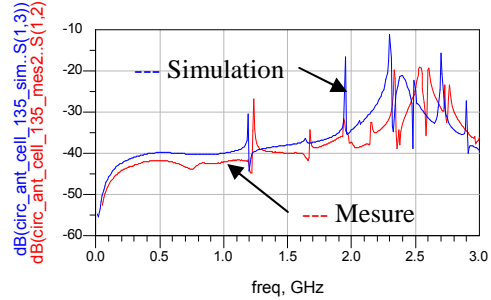


Figure III-9. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 135°

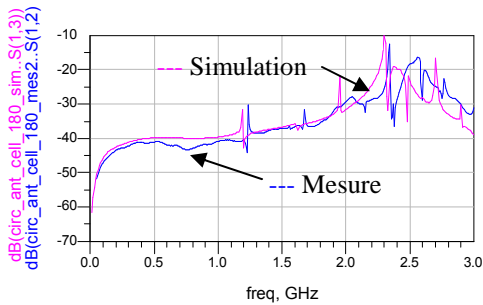


Figure III-11. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 180°

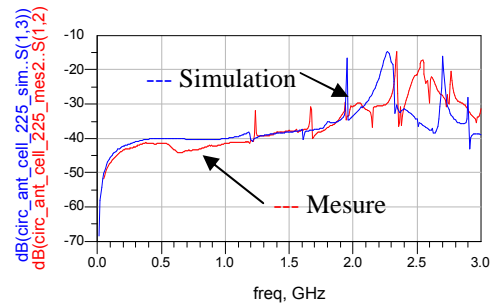


Figure III-12. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 225°

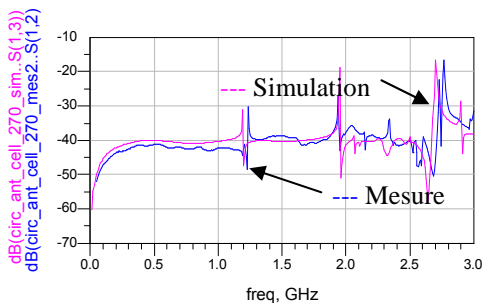


Figure III-13. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 270°

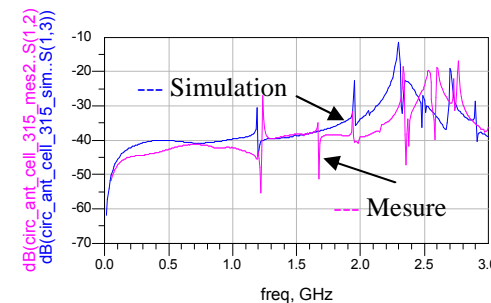


Figure III-14. Paramètre de couplage S12 entre la cellule et l'antenne : Orientation 315°

On observe que le couplage électromagnétique entre le composant sous test et la cellule TEM est plus important pour des orientations des multiples impairs de  $45^\circ$  du à l'orientation des boucles internes du courant ainsi que la même directivité de la distribution des lignes de champ de l'antenne et de la cellule. Il y a certaines fréquences de résonances qui apparaissent dues à l'interaction entre la carte de test et le septum de la cellule ainsi que le bruit ambiant dans la cellule TEM dont on présentera le spectre dans le paragraphe suivant.

### III.2.3.3 Analyse spectrale de l'émission de l'antenne

Les figures III-15 et III-16 présentent différents spectres de l'émission rayonnée de l'antenne dans la cellule TEM pour chaque orientation de l'antenne, on choisit un pas de  $45^\circ$  pour ne pas alourdir les mesures.

Les mesures sont faites dans la bande de fréquence 1MHz- 3GHz en utilisant un filtre de détection de 100KHz.

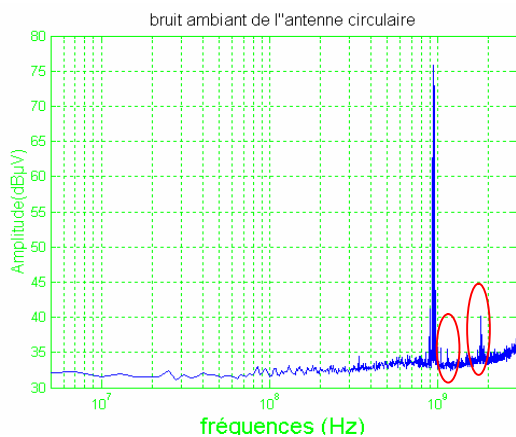


Figure III-16. Bruit ambiant dans la cellule TEM chargée par une antenne circulaire non alimentée

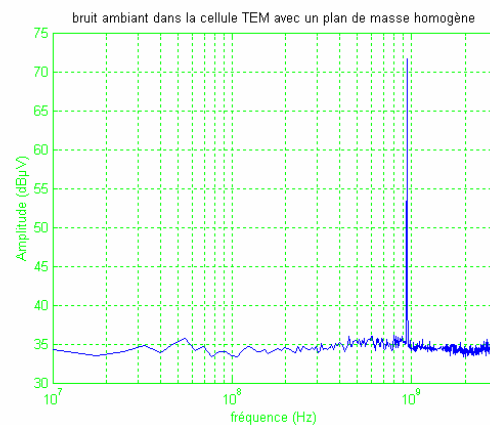


Figure III-15. Bruit ambiant dans la cellule TEM chargée par un plan de masse plein

On observe deux pics aux alentours de 1.4 GHz et 1.9 GHz en présence de l'antenne non alimentée (figure III-15). Dans la figure III-16, les pics disparaissent en présence d'un plan de masse homogène remplaçant l'antenne patch respectant ainsi les conditions de continuité mais le niveau de rayonnement augmente.

Les figures III- 18 à 25 présentent une analyse spectrale du rayonnement de l'antenne Patch avec une amplification de 25 dB, l'amplificateur est placée entre l'analyseur de spectre et la cellule TEM (III-17).



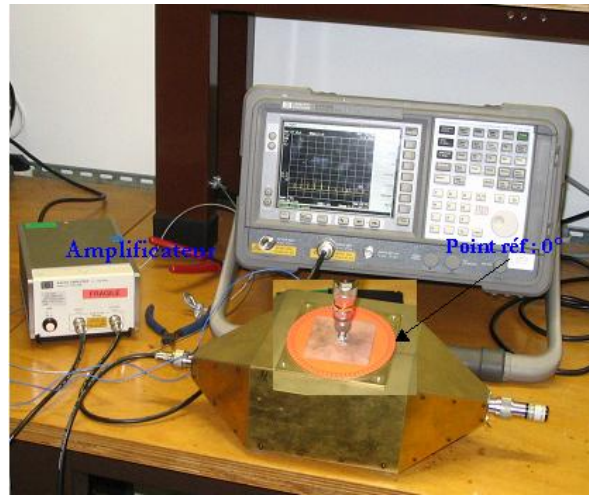


Figure III-17. Cellule TEM chargée par une antenne précisant la référence de rotation

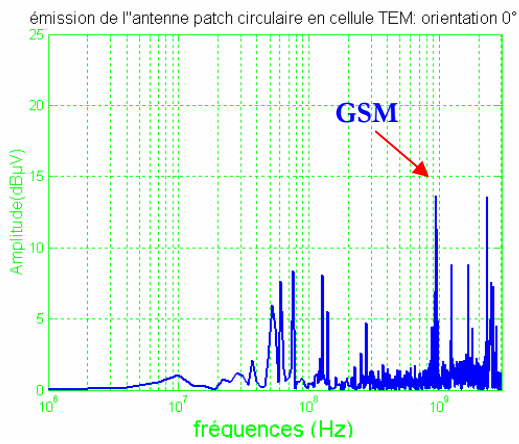


Figure III-18. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 0°

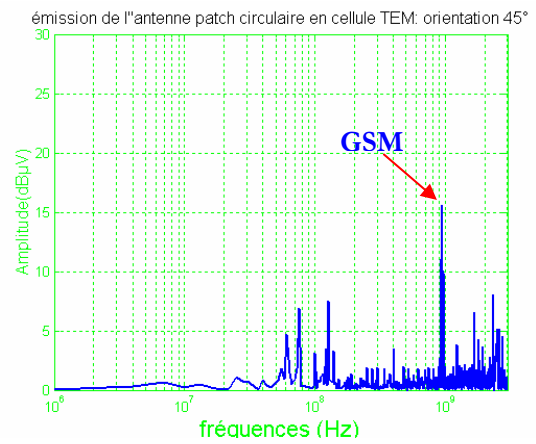


Figure III-19. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 45°

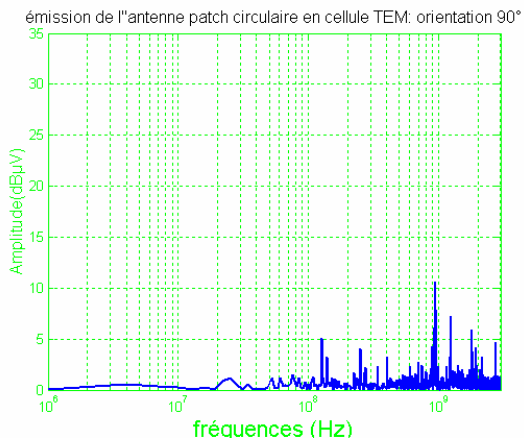


Figure III-21. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 90°

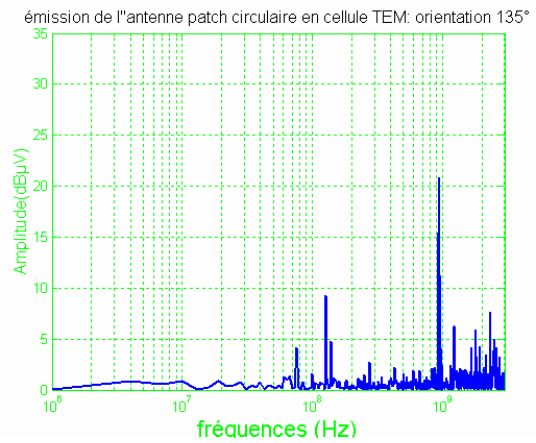


Figure III-20. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 135°

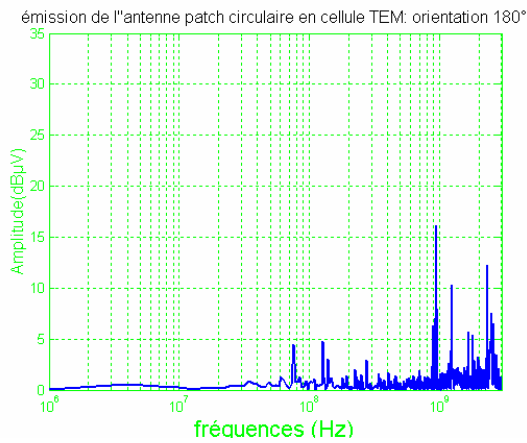


Figure III-23. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 180°

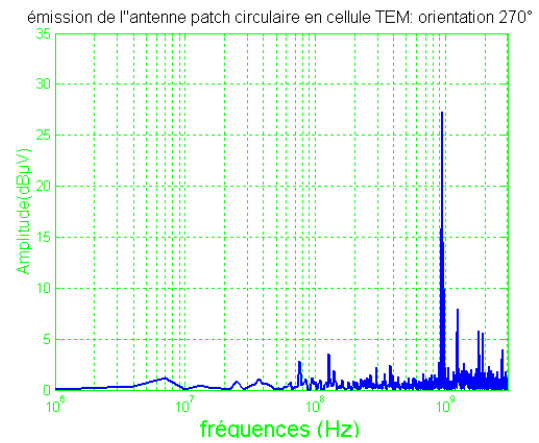


Figure III-22. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 225°

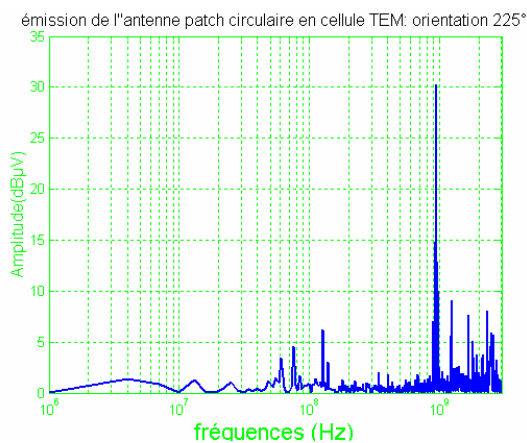


Figure III-25. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 270°

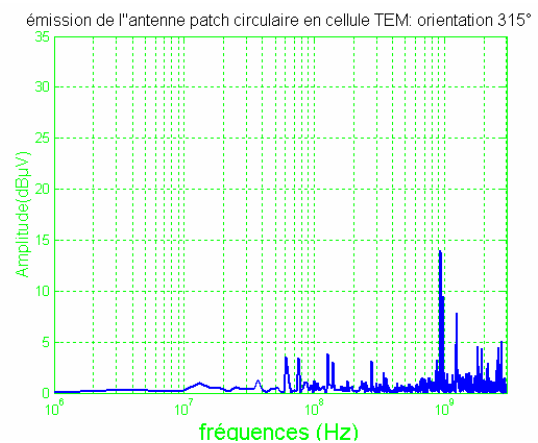


Figure III-24 . Analyse spectrale de l'émission de l'antenne : Orientation 315°

Nous avons constaté la variation de l'amplitude de la tension rayonnée en fonction de la position de l'antenne à la fréquence de résonance.

La figure III-26 présente une comparaison du niveau de l'émission de l'antenne patch pour les 8 orientations mesurées à la fréquence de résonance de l'antenne (2.45 GHz).

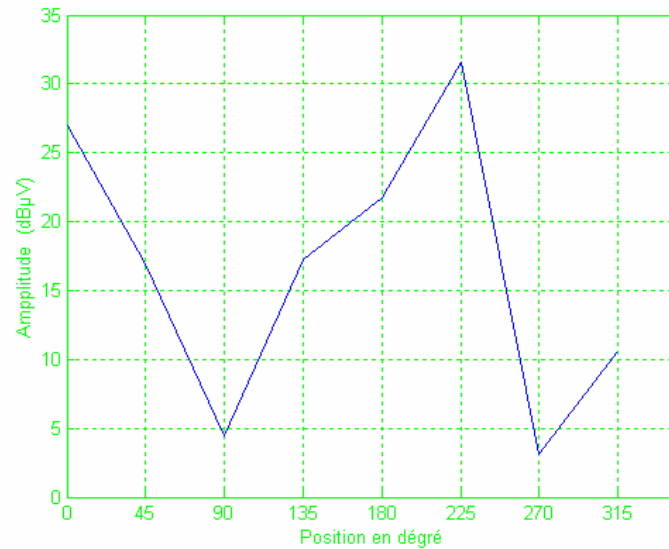


Figure III-26 : Comparaison des différentes orientations mesurées de l'antenne circulaire en cellule TEM à 2.45 GHz

En analysant le spectre mesuré de l'émission rayonné de l'antenne Patch en cellule TEM, on note bien la présence des fréquences parasites dues au réseau GSM à 925 MHz et de deux pics indésirables à 1.4 GHz et à 1.9 GHz, de bruits ambiants dans la cellule TEM en présence de l'antenne, dus au changement des conditions aux limites dans la cellule TEM, appelé effet de fente. Un effet de fente est la présence d'une discontinuité du milieu métal/diélectrique [7]. Ce phénomène se traduit par une perturbation de la répartition des lignes de champ de sa composante normale dans les zones dites de transitions. On remarque, à la fréquence de résonance d'antenne, que le rayonnement de l'antenne est plus important pour la position 225°.

#### **III.2.4. Couplage entre une antenne rectangulaire et la cellule TEM**

Les conditions et la configuration de la simulation et de la mesure sont les mêmes que pour l'antenne patch circulaire. On a procédé aussi à l'étude de l'antenne isolée de la cellule TEM puis l'étude de l'ensemble antenne-cellule afin d'évaluer le couplage électromagnétique entre l'excitation 1 de la cellule TEM et l'excitation 2 de l'antenne (figure III-27).

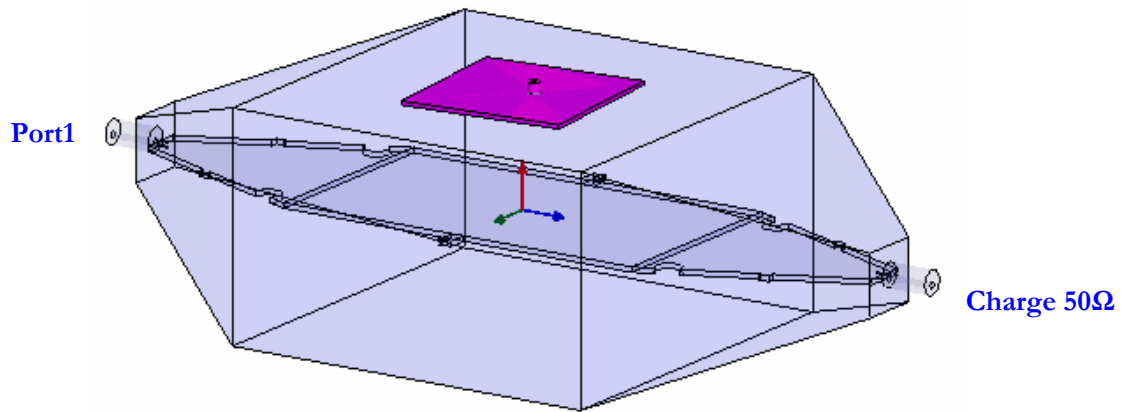


Figure III-27. Structure simulée Cellule TEM antenne patch carrée

### III.2.4.1 Antenne rectangulaire

Une étude théorique permet de calculer les dimensions de l'antenne patch rectangulaire (3). Le plan de masse est un carré de 63.5 mm de côté, l'élément rayonnant est un rectangle de 36.5 mm de longueur et de 28.2 mm de largeur (figure III-28). Les propriétés physiques sont identiques à celles de l'antenne patch circulaire [8].

On détermine assez facilement les fréquences de résonances de l'antenne patch rectangulaire :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{\pi W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{\pi L_{eff}}\right)^2} \quad (\text{eq. 3})$$

avec

$$W_{eff} = W + \Delta W, L_{eff} = L + \Delta L$$

et

$$\Delta L = 0.412h \left[ \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.813\right)} \right]$$

$\Delta L$  et  $\Delta W$  représentent respectivement les extensions de longueur et de largeur.

$\Delta W$  s'obtient en remplaçant la largeur  $W$  par la longueur  $L$  dans la formule précédente.

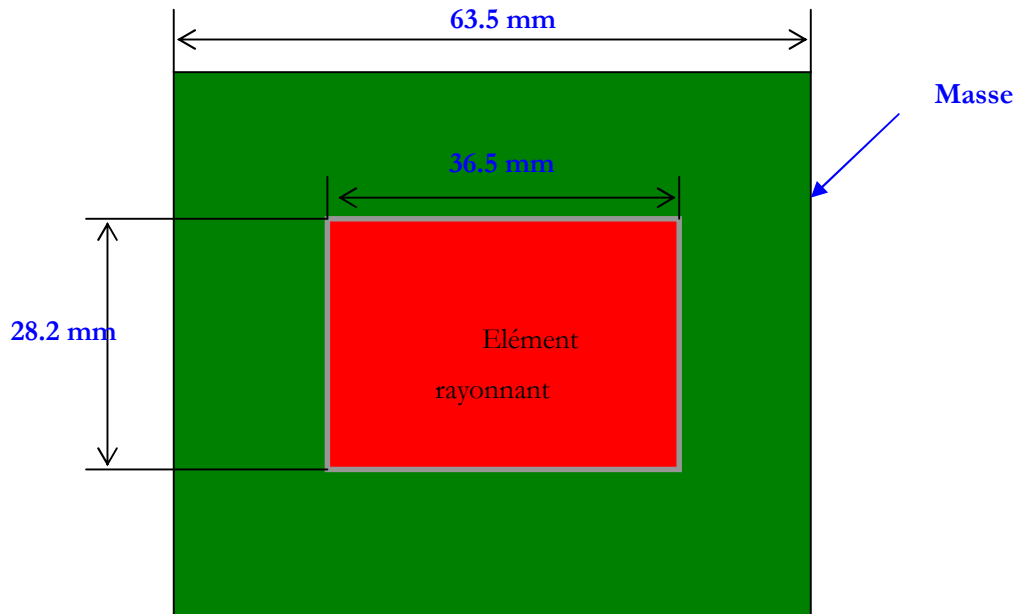


Figure III-28. Dimensions de l'antenne patch

L'antenne est simulée et réalisée sur un substrat de permittivité relative de 4.4, d'une hauteur de 1.6 mm et d'une épaisseur de métallisation (cuivre) de 35  $\mu\text{m}$ .

### III.2.4.2 Structure simulée

La simulation a été tournée sur logiciel 3D HFSS en tenant compte des dimensions déterminées auparavant, la structure est excitée par un port d'entrée (wave port) via un connecteur SMA (figure III-29). La figure III-30 représente l'antenne patch réalisée afin de valider la structure simulée.

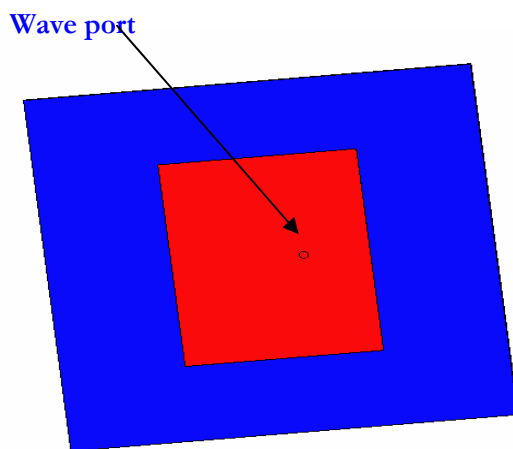


Figure III-29. Antenne patch simulée sous HFSS

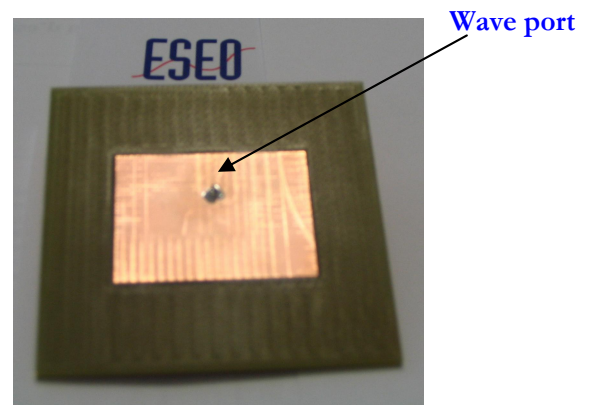


Figure III-30 . Antenne patch réalisée

### III.2.4.3 Résultats

Les résultats de mesures et de simulations de l'antenne patch rectangulaire sont présentés en figure III-31.

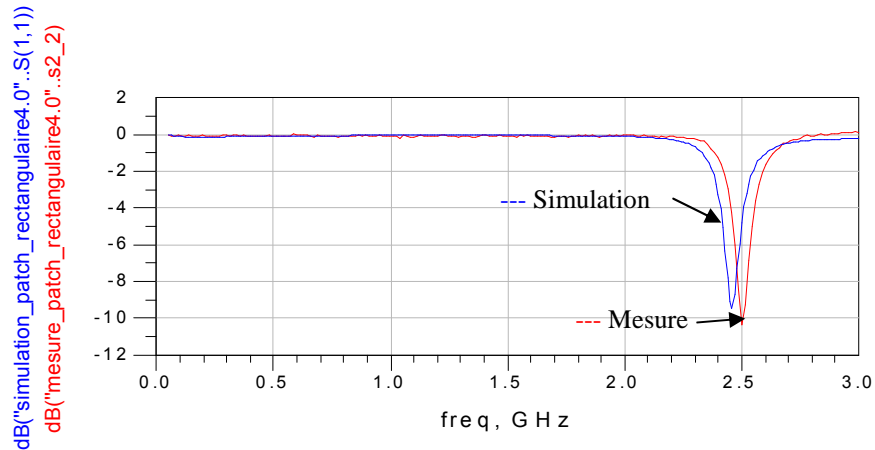


Figure III-31. Paramètre de perte S11 de l'antenne (mesure et simulation)

Les résultats de mesures rejoignent ceux des simulations. La légère différence de niveau s'explique par les pertes dans le diélectrique qui sont de l'ordre de 0.02. Le décalage en fréquence est dû certainement aux imprécisions mécaniques lors de la réalisation de l'antenne.

Après validation de l'équipement sous test, on étudiera ensuite son rayonnement en cellule TEM ainsi que le couplage électromagnétique cellule/antenne dans le but de valider la nouvelle cellule TEM.

### III.2.4.4 Banc de mesure cellule TEM

La figure III-32 présente la photo de la cellule TEM avec l'antenne patch rectangulaire sous test disposée sur un plateau circulaire. Un analyseur de réseau est connecté à la sortie de la cellule via un câble 50  $\Omega$  (port1). De l'autre côté de la cellule, une charge adaptée 50  $\Omega$  est placée pour assurer le retour de l'information pour l'analyseur. L'autre port de l'analyseur excite l'antenne patch circulaire.

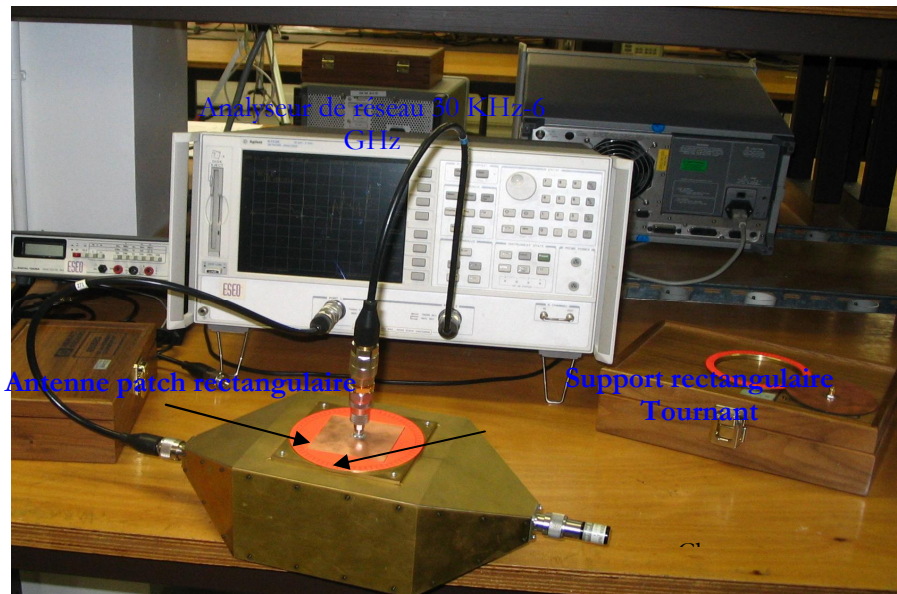


Figure III-32. Banc de test cellule TEM antenne patch rectangulaire

Les mesures et les simulations ont été faites dans les 4 positions, norme IEC61967-2[9], afin d'évaluer le niveau de couplage entre l'antenne et la cellule TEM. Les résultats comparatifs de mesures et de simulations sont présentés sur les figures suivantes pour les quatre positions de l'antenne (Nord, Sud, Ouest et Est) pour obtenir la configuration la moins bonne, il convient de considérer les champs H et E respectivement parallèles et perpendiculaires au plan de l'antenne orientée dans la direction de propagation de l'onde.

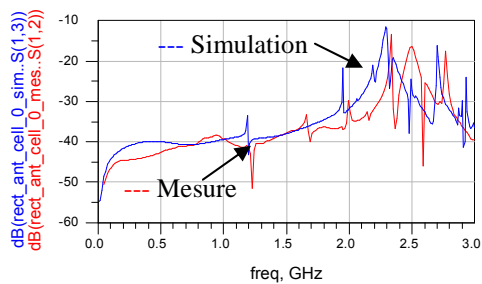


Figure III-33. Mesures d'antenne dans la direction Nord

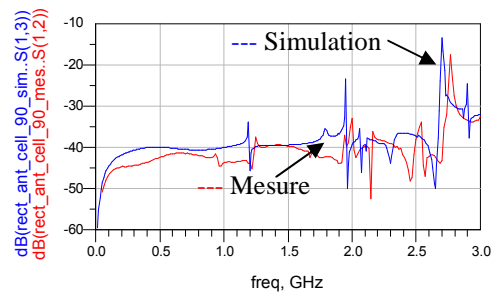


Figure III-34. Mesures d'antenne dans la direction Ouest

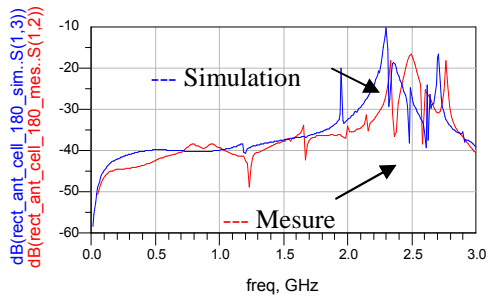


Figure III-35. Mesures d'antenne dans la direction Sud

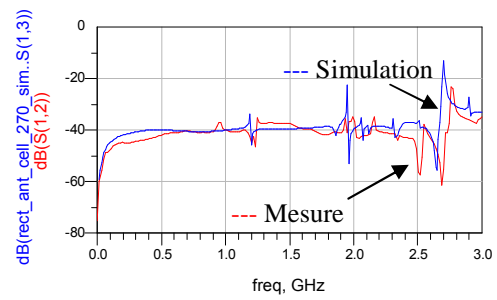


Figure III-36. Mesures d'antenne dans la direction Est

On constate que le couplage est plus fort dans le plan parallèle du septum, ceci s'explique par le fait que le champ électrique des boucles horizontales au niveau de l'antenne est négligé par rapport aux boucles verticales. Par conséquent le champ généré par la boucle de courant est plus fort dans le plan de cette boucle, le plan parallèle du composant sous test.

Pour évaluer distinctement les résonances en jeu entre la cellule TEM et l'antenne patch, une analyse spectrale a été faite en utilisant le banc de test décrit dans la figure III-37.

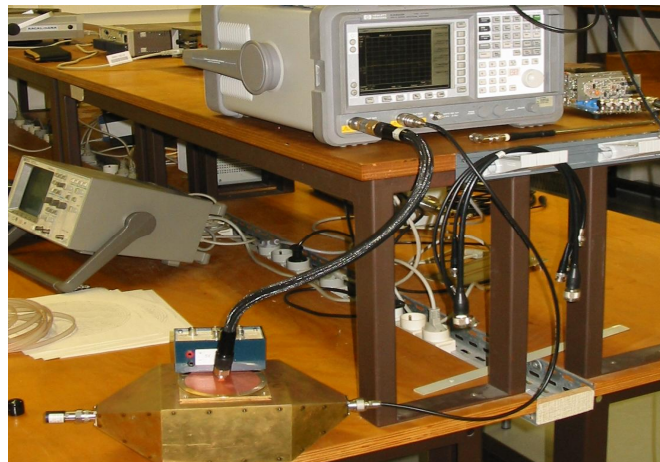


Figure III-37. Banc de test spectral de la cellule : antenne sous test

Les résultats de mesures de la structure ci-dessous sont présentés sur les figures suivantes. Les mesures sont faites dans la bande de fréquence 1MHz- 3GHz en utilisant un filtre de détection de 100KHz. Le niveau de bruit du système est mesuré et représenté dans la figure III-38.



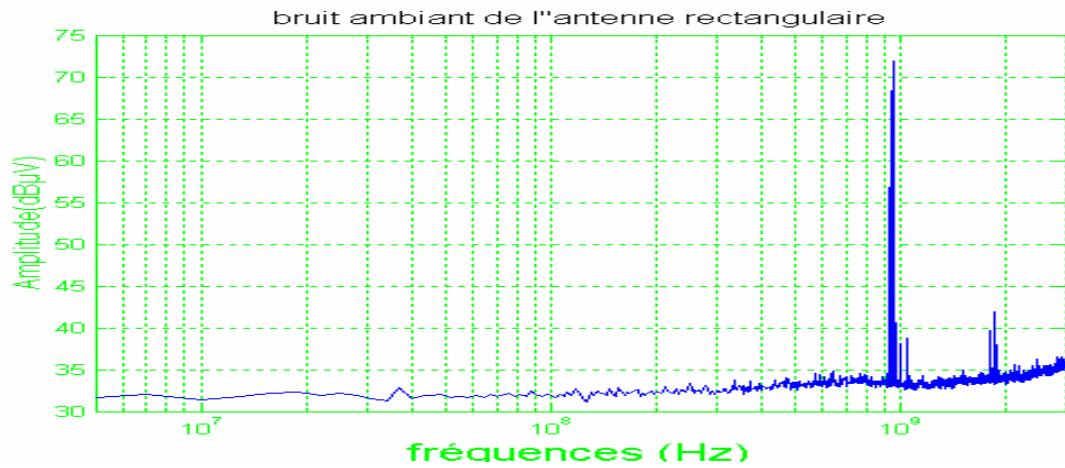


Figure III-38. Bruit ambiant dans la cellule TEM pour une antenne rectangulaire non alimenté

La mesure du bruit ambiant dans la cellule TEM est faite afin de déterminer les rangs de fréquences parasites existantes avant toute mesure de rayonnement de l'antenne dans la cellule TEM.

Les figures III39-42 représentent l'analyse spectrale du rayonnement de l'antenne patch carré selon les quatre directions. Une autre façon de déterminer les harmoniques de l'émission de l'antenne sous test.

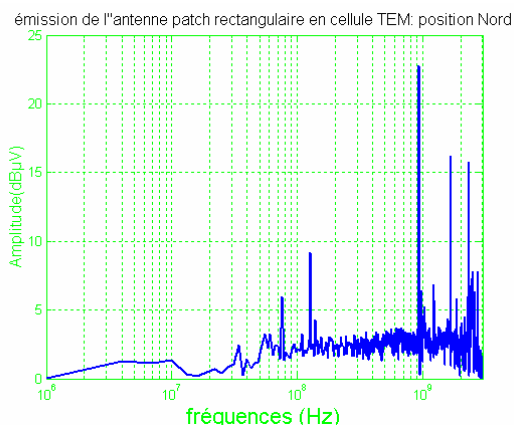


Figure III-39. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne dans la direction Nord

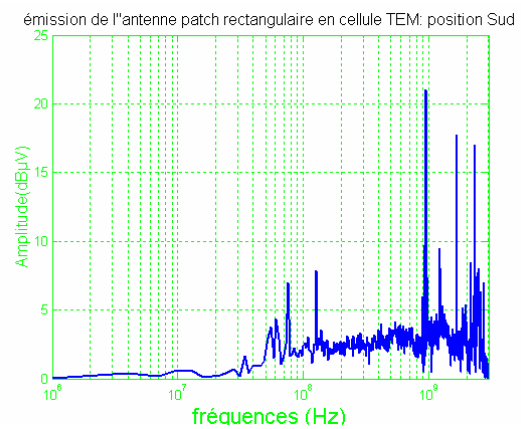


Figure III-40. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne dans la direction Ouest

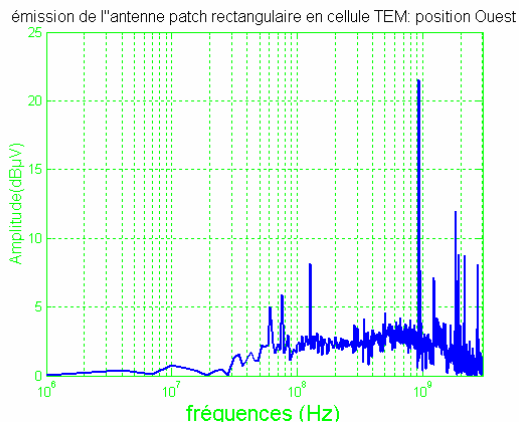


Figure III-41. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne dans la direction Sud

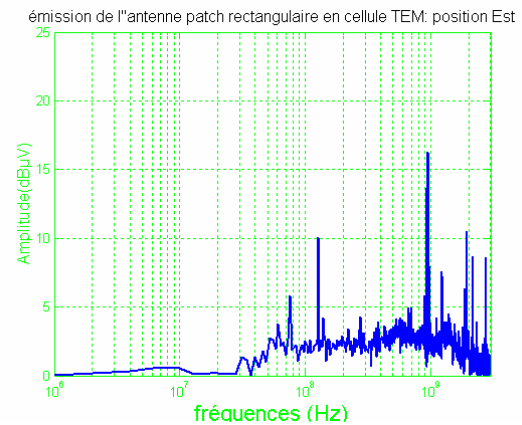


Figure III-42. Analyse spectrale de l'émission de l'antenne dans la direction Est

La position de l'antenne parallèle (Nord, Sud) au septum est la plus émissive par rapport à la position perpendiculaire (Est, Ouest) aux lignes de champ de la cellule TEM.

Les comparaisons entre les mesures de différentes positions de l'antenne sous test sont présentées sur la figure III-43.

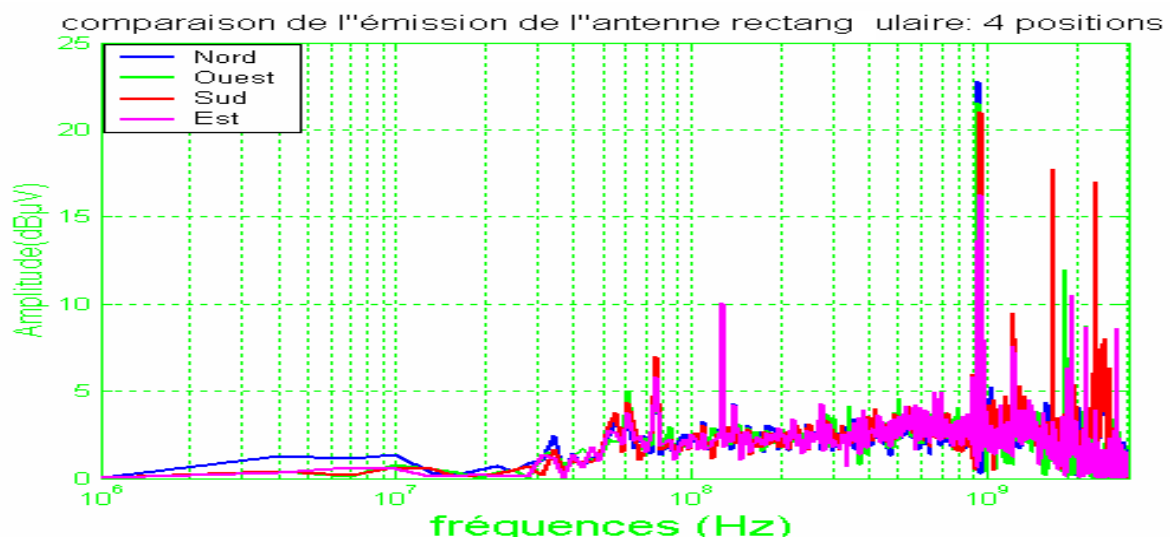


Figure III-43. Comparaison du spectre de l'émission de l'antenne dans les différentes directions

Les perturbations RF (Radio fréquence) proviennent essentiellement de la station de base du réseau GSM, marquées par une importante résonance à 925 MHz, et la bande FM.

L'antenne testée ayant une fréquence de fonctionnement à 2.4 GHz, le spectre analysé possède une oscillation à 2.37 GHz. La résonance à 2.7 GHz est due à la cavité rectangulaire. L'autre résonance 1.9 GHz a été constatée auparavant, elle est due à la transmission de la téléphonie nouvelle génération.

### III.3. Nouvelles cartes de test

Après validation du support rotatif d'étude du couplage électromagnétique entre les antennes patches et la cellule TEM, nous avons effectué des mesures de l'émission rayonnée en cellule TEM et en cellule GTEM de deux cartes de test à base de microcontrôleur. Une comparaison entre les deux mesures est réalisée afin de valider sous un autre angle, l'analyse spectrale de la nouvelle structure de la cellule TEM.

#### III.3.1. Caractéristiques générales du microcontrôleur

Le circuit analysé est un microcontrôleur 8-bits en technologie CMOS 0.35µm et développé autour de l'architecture RISC AVR propriété de la société Atmel. Le boîtier ainsi que le brochage est présenté sur la figure III-44. Le circuit possède deux paires d'alimentation numérique et une paire d'alimentation analogique [11].

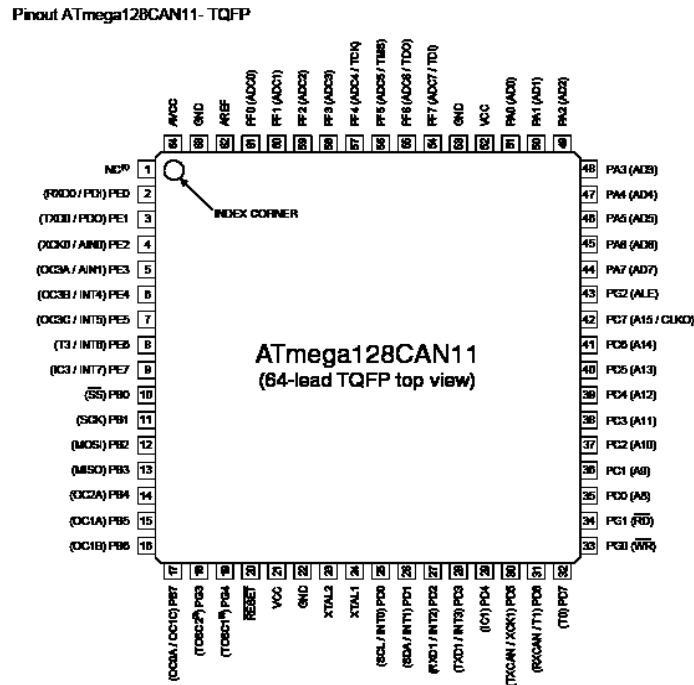


Figure III-44. Brochage du composant AT90CAN128

Les principales caractéristiques utiles pour la modélisation sont résumées ci-après :

- **Une mémoire programme de type Flash** : cette mémoire embarquée dans le composant permet d'exécuter des programmes de test sans avoir à rajouter de matériel sur la carte de mesure. Seule une liaison JTAG ou SPI est nécessaire pour programmer le composant à partir d'un programme de téléchargement intégré dans le composant.
- **Un oscillateur à quartz externe** : Cet oscillateur permet de se rapprocher des conditions standard des applications et d'en analyser les effets.
- **Un oscillateur RC interne** : Cet oscillateur de précision, réglé pendant la phase de production, permet d'être indépendant de l'application et des courants circulants dans le buffer oscillateur.
- **Un compteur d'horloge programmable** : Ce dispositif permet d'ajuster la fréquence de la CPU et des périphériques. Il est intercalé entre l'oscillateur (interne ou externe) et l'entrée du circuit. Il est programmable entre 0 et 15.
- **Cœur RISC AVR 8-bits**

### III.3.1.1 Caractéristique du boîtier

Le circuit intégré est encapsulé dans un boîtier de 64 broches de type TQFP (Plastic Thin Quad Flat Pack).

Les dimensions mécaniques (figure III-45) et les caractéristiques générales du boîtier TQFP64 utilisé sont les suivantes [12] :

- Boîtier : taille = 14 x 14mm, épaisseur = 1mm
- Cavité : taille = 9.5x 9.5mm, épaisseur = 0.12mm
- Constante diélectrique du boîtier = 3.9
- Matériaux des broches et pistes = cuivre

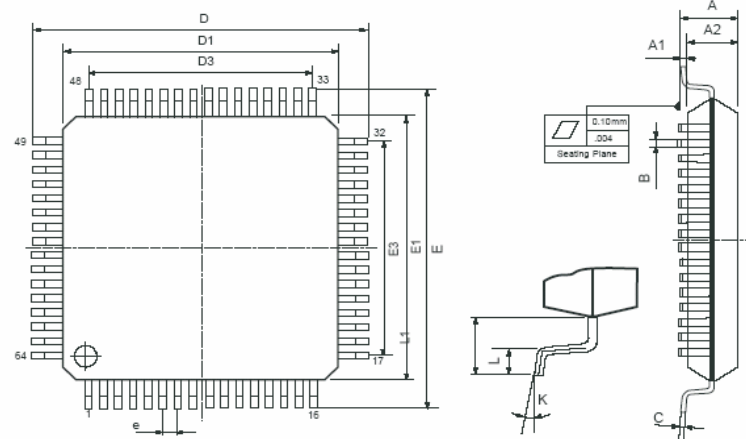


Figure III-45 . Dimensions du boîtier TQFP64

Durant tous les tests, le microcontrôleur fonctionne avec un appel maximum de courant. Le code est exécuté à partir de la mémoire flash, et permet de tester les entrées et les sorties du composant.

Le microcontrôleur fonctionne à 16MHz et sous une alimentation de 3.5V. L'alimentation se fait par l'intermédiaire d'un générateur 1-25V.

Un quartz de 8MHz, connecté au microcontrôleur permet de cadencer l'horloge du microcontrôleur. Le banc de mesures de la carte Atmega128 en cellule TEM [10] est décrit dans la figure III-46.

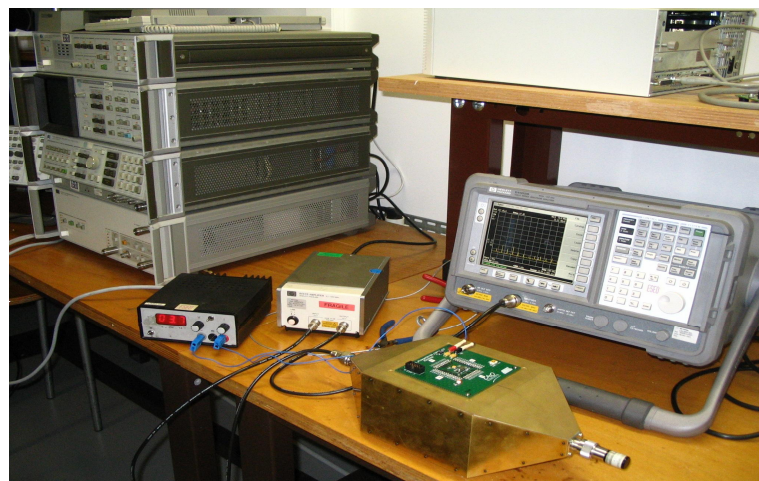


Figure III-46. Banc de test cellule TEM carte Atmel 2\_Atmeag128/169

En sortie de la cellule TEM, on branche un analyseur de spectre, l'autre accès de la cellule étant chargé par une impédance  $50 \Omega$ . Les valeurs mesurées sont exprimées en  $\text{dB}\mu\text{V}$  [13].

### III.3.1.2 Résultats de mesures

Après avoir mis en place le banc de test, il s'agit dans un premier temps de mesurer le bruit ambiant dans la cellule en mettant en place la carte de test mais sans l'alimenter. Puis on alimente la carte de tests afin de mesurer le niveau de l'émission du composant. Les résultats obtenus sont exposés figures III-47 et III-48.

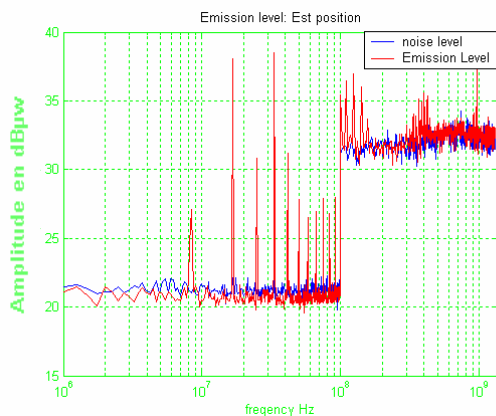


Figure III-47. Niveau d'émission en puissance et le bruit dans la cellule TEM : position EST

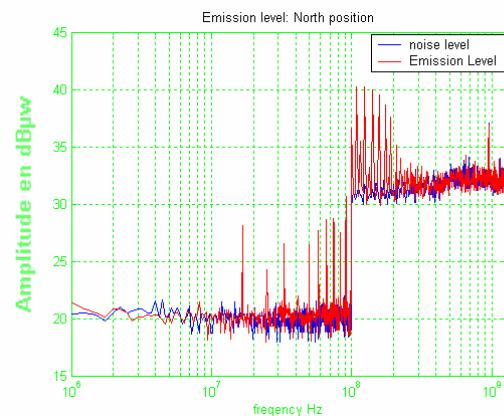


Figure III-48. Niveau d'émission en puissance et bruit dans la cellule TEM : position NORD

Pour avoir le résultat final, il convient de retirer en chaque point la valeur du bruit ainsi que 25dB correspondant au préamplificateur nécessaire à effectuer la mesure [14]. A 100MHz, on peut noter un décalage des valeurs mesurées. Cela est dû au réglage de l'analyseur de spectre pour lequel deux paramètres de précision ont été changés. En effet, de 1MHz à 100MHz, afin d'obtenir une bonne précision de mesure (échelle logarithmique), la mesure est faite par fenêtre de 10MHz avec des paramètres de résolutions RBW (Resolution Band Width : résolution de la largeur de bande) et VBW (Video Band Width : résolution de la largeur de bande vidéo) très précis (voir tableau ci-dessous) [15]. Tous ces paramètres sont définis dans la norme d'émission [IEC 61967-1]. Les résultats après traitement sont présentés sur la figures III-49 pour la position Est et la figure III-50 pour la position Nord.

1 MHz – 100 MHz	1 MHz – 100 MHz
VBW= 1 KHz	VBW= 1 KHz
RBW= 10 KHz	RBW= 10 KHz

Tableau 1 : Paramètres normalisés de l’analyseur de spectre pour des mesures en cellule TEM

Le rapport de filtre de détection est donné par la formule (4). Le calcul de ce rapport explique la différence de niveau entre la mesure des deux bandes de mesures (figure 49 et 50):

$$\text{Rapport filtre} = 10 \times \log \frac{100\text{KHz}}{10\text{KHz}} = 10\text{dB} \quad (\text{eq. 4})$$

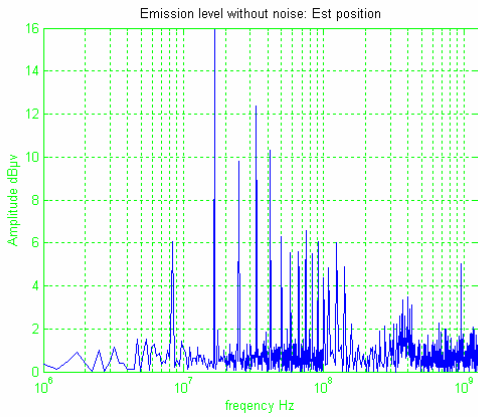


Figure III-50. Niveau d’émission en cellule TEM : position EST

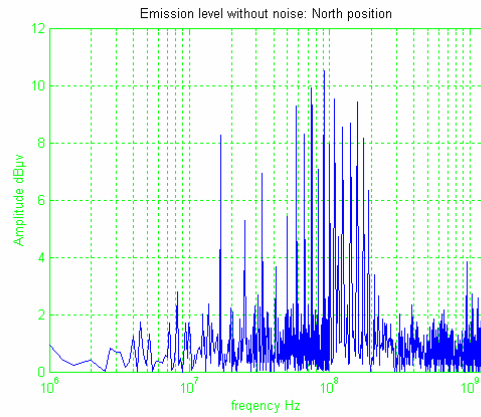


Figure III-49. Niveau d’émission en cellule TEM : position NORD

L’émission rayonnée du composant a été mesurée jusqu’à 1.3 GHz, limite de fonctionnement du préamplificateur. On note que l’émission a plusieurs origines : en premier lieu, il y a l’émission due à la PLL. Elle commence avec une raie à 8MHz qui est la fréquence d’horloge. A 16MHz, on trouve ensuite l’harmonique la plus émissive. Cette fréquence est aussi la fréquence de la PLL. Ainsi les harmoniques impaires de 16 MHz sont plus importantes.

### III.3.1.3 Banc de test GTEM

Le banc de mesures mis en place pour des mesures de rayonnement de la carte de test en cellule GTEM (Giga Hertz Transverse Electromagnetic) est présenté sur la figure III-51. En comparaison de la cellule TEM, la GTEM présente des dimensions physiques bien plus importantes [16].



Figure III-51. Banc de test cellule GTEM carte Atmel 2\_Atmeag128/169

On mesure, dans un premier temps, le bruit ambiant dans la cellule en mettant en place la carte de test non alimentée. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures III-52 et III-53.

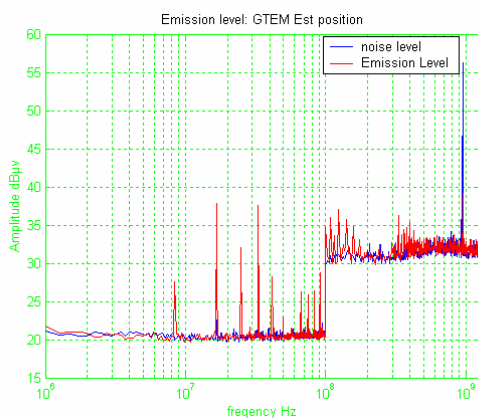


Figure III-53. Niveau d'émission carte non alimentée : Position EST

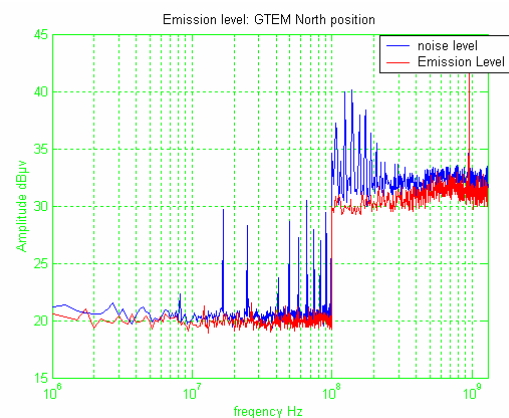


Figure III-52. Niveau d'émission carte non alimentée : Position NORD

On utilise toujours la même technique de la cellule TEM afin d'extraire le signal émis par le composant en traitant des données issues de l'analyseur de spectre connecté à la sortie de la GTEM. Les résultats présentés sur les figures III-54 et III-55 ont été traités afin d'évaluer le niveau réel de rayonnement de la carte de test alimentée.



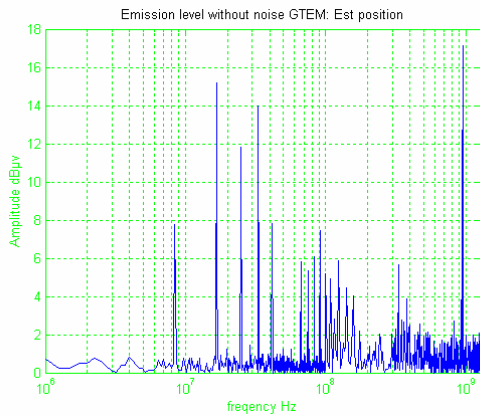


Figure III-54. Niveau d'émission en cellule GTEM

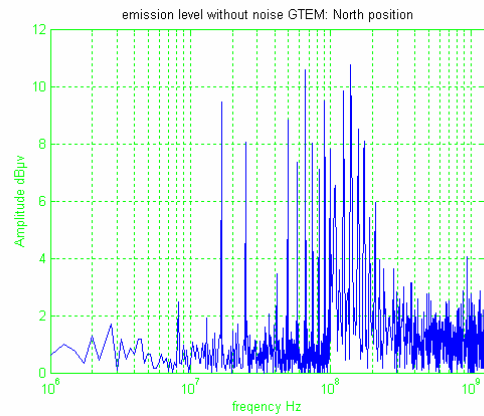


Figure III-55. Niveau d'émission en cellule GTEM

Une analyse des courbes montre que la position Est est celle qui rayonne le plus (pire cas). La position Nord est celle la plus riche d'informations spectrales sur toute la bande fréquentielle de mesure.

### III.3.1.4 Comparaison entre la cellule TEM et GTEM

La comparaison entre les mesures effectuées en cellule TEM et celles dans les mêmes conditions en cellule GTEM montre une bonne corrélation.

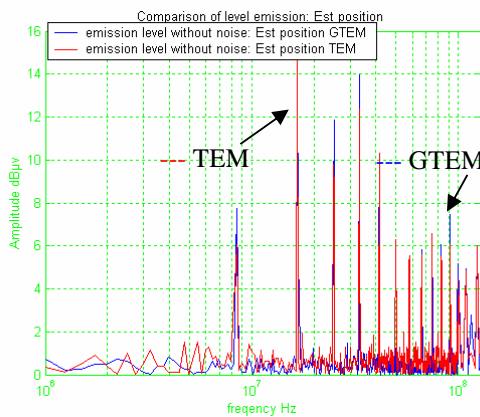


Figure III-57. Comparaison des niveaux d'émission entre La cellule TEM et la cellule GTEM : position EST

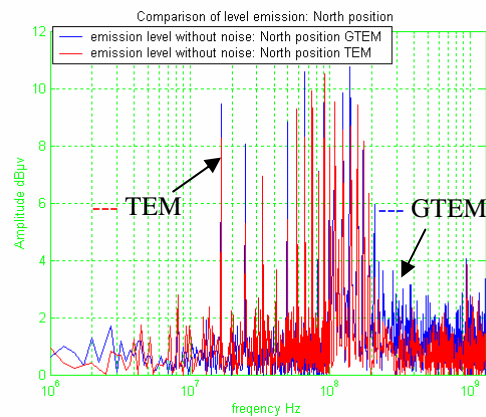


Figure III-56. Comparaison des niveaux d'émission entre La cellule TEM et la cellule GTEM : position NORD

On remarque une légère différence de niveau de l'émission entre la GTEM et la TEM qui est due à la différence entre le septum et les parois internes de la cellule. La tendance ainsi que le pire cas semblent être les mêmes pour les deux cellules.

### III.3.2. Carte de test Cesame

La carte CESAME est un circuit intégré de test pour évaluer les fluctuations de courant dont l'une des conséquences est l'émission radioélectrique de manière conduite et rayonnée. Formée par un microprocesseur et des convertisseurs, Elle a été dessinée par STMicroelectronics à Crolles, propriété de l'INSA de Toulouse, pour la validation de règles de design pour de basses émissions en technologie 0.18 $\mu\text{m}$  [17].

La carte CESAME a 6 blocks digitaux (cœurs logiques) avec la même fonction mais ils sont fabriqués en utilisant différents mécanismes pour diminuer les perturbations électromagnétiques. Un septième système permet d'étudier le bruit dû à la commutation simultanée d'un ensemble de huit buffers I/O. Tous les cœurs sont formés par des bascules d'inverseurs et des portes NAND [18].

Les mesures de l'émission rayonnée du composant ont été évaluées par la méthode de la cellule TEM et la méthode de la cellule GTEM (IEC 61967-2). La figure III-58 présente le banc de mesures de la cellule TEM et la figure III-59 présente le banc de mesures de la cellule GTEM.

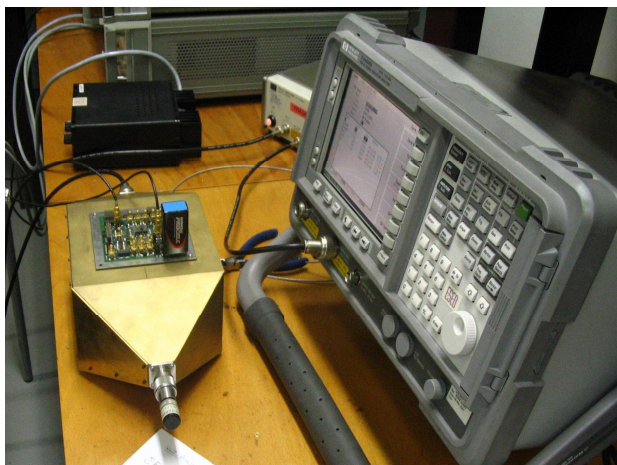


Figure III-58. Banc de test : cellule TEM et carte  
Cesame



Figure III-59. Banc de test : cellule GTEM et carte  
Cesame

#### III.3.2.1 Résultats de mesures

Les résultats de mesures dans les deux cellules sont présentés sur les figures les autres figures. Des comparaisons entre la cellule TEM et la cellule GTEM, d'un cœur du circuit intégré, est présentés sur les autres figures. Toutes ces mesures qu'on présente dans la suite correspondent à une orientation Nord de la carte. **Cœur NORM**

Le niveau de rayonnement du cœur NORM est prélevé aux bornes des deux cellules de mesure, les autres cœurs du composant sont mis à zéro (non alimenté). Les figures III-60 et III-61 représentent les mesures brutes de l'analyseur de spectre du signal émis par le NORM ainsi que le bruit ambiant en présence de la carte Cesame.

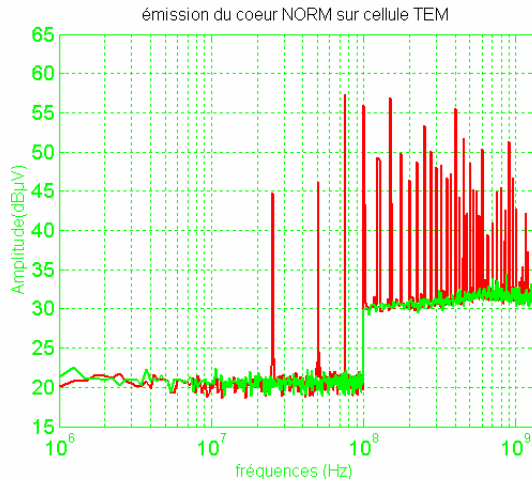


Figure III-61. Niveau d'émission + bruit du cœur Norm

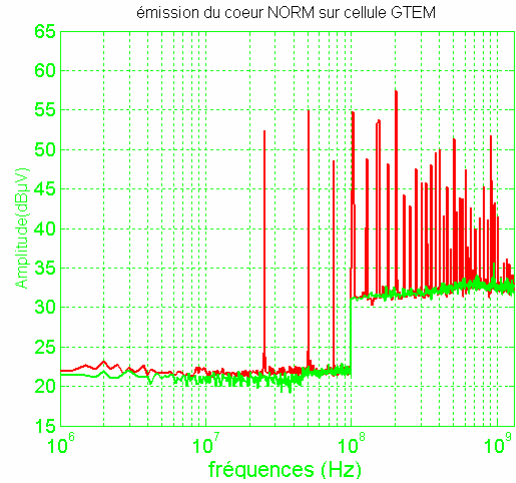


Figure III-60. Niveau d'émission + bruit du cœur Norm

Les figures III-62 et III-63 représentent le spectre de tension perturbatrice créé par le cœur NORM respectivement dans la cellule TEM et dans la cellule GTEM après traitement.

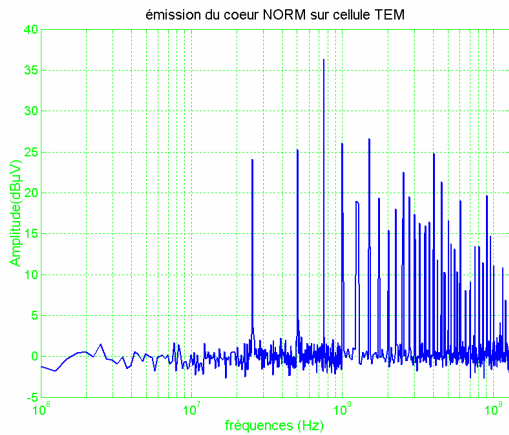


Figure III-63. Niveau d'émission du cœur Norm en cellule TEM

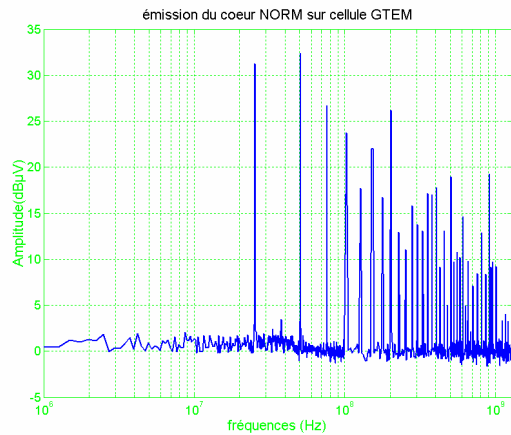


Figure III-62. Niveau d'émission du cœur Norm en cellule GTEM

La figure III-64 représente une comparaison du spectre du signal émis par le cœur NORM dans la cellule TEM et la cellule GTEM.

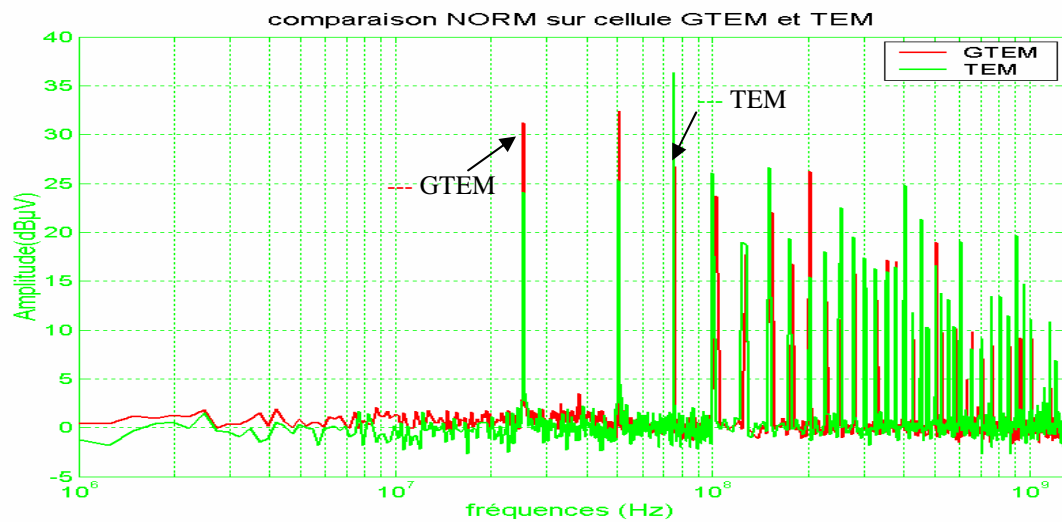


Figure III-64 . Comparaison des mesures entre la cellule TEM et la Cellule GTEM : cœur NORM

On constate une importante similitude, les mesures en cellule GTEM sont légèrement plus élevées que les mesures en cellule TEM. Cette différence est due essentiellement à la différence de la hauteur entre le septum et la carte Cesame [18]. Il faut noter aussi que le septum de la GTEM est disposé d'une façon oblique, autrement dit, la hauteur de la carte de test par rapport au septum est variable.

## III.4. Conclusion

Les essais d'émission en utilisant la nouvelle cellule TEM exigent une validation en guide d'onde TEM pour différents DST afin de démontrer la bonne adaptation de la cellule. Ces essais de validation ont été réalisés en utilisant une source d'émission de référence, antennes patch, ayant des réponses en émission bien caractérisées. Après caractérisation des antennes de test en utilisant une simulation électromagnétique tridimensionnelle. Nous avons ensuite étudié minutieusement en émission, le couplage électromagnétique entre la cellule et les antennes patch. Les résultats de mesure et de simulation ont montré une bonne similitude permettant ainsi la mise en service de la cellule.

L'ensemble des résultats est cohérent avec les niveaux d'émissions actuels de cette classe de composants (nombre de ports, technologies,...) pour les cartes de test à couches multiples. La comparaison des résultats de mesures entre la cellule TEM et la cellule GTEM, pour les antennes ainsi que pour les deux cartes de test de chez Atmel et ST Microelectronics, a permis de valider et de connaître la limite de notre cellule TEM sous deux aspects différents.

L'influence de l'orientation de la carte de test pour la cellule TEM et la cellule GTEM est identique et vérifiée par la mesure durant l'étude comparative. L'écart observé entre les mesures en cellule TEM et en cellule GTEM est peu significatif, ce qui confirme la bonne adéquation de la nouvelle cellule TEM pour la caractérisation des circuits intégrés.

La nouvelle cellule TEM offre des solutions intéressantes face aux limitations des moyens d'essais actuels. L'originalité de cette cellule réside dans l'identification rapide du pire cas de couplage électromagnétique cellule/composant sous test en, grâce au nouveau support rotatif offrant plus de degrés de liberté et plus de précision.

---

## Bibliographie

---

- [1] A.Elabbazi, M.Ramdani, R.Perdriau, J.L Levant, M. Drissi "Optimization of a new septum shape for a TEM cell by 3D electromagnetic simulation 3D" emc-compo Munich November 2005
- [2] A.Elabbazi, M.Ramdani, B.Haussy, J.L Levant, M. Drissi "Recursive modeling of coupling in TEM Cells using fractional derivative", emc-compo Angers April 2004 pp. 154-158
- [3] J.L Levant "ATCAN1m128- IEC61967-2", measurement report Nantes March 2004 Atmel
- [4] A.Elabbazi, M.Ramdani, B.Haussy, J.L Levant, M. Drissi "Modélisation du Couplage Electromagnétique dans une cellule TEM en vue de mesure CEM des Circuit Intégrés ", JNRDM'04 Marseille Mai 2004
- [5] I.L Bahl and P. Bartia " Microstrip antennas" Ed, Artech House, Dedham (MA).
- [6] S. Baffreau "Susceptibilité des microcontrôleurs aux agressions électromagnétiques", Thèse de Doctorat INSA Toulouse 2004
- [7] P.F Combes "Micro-ondes : 1.ligne, guides et cavités", Edition Dunod 1995 pp. 225-227
- [8] A.S. Rashid and S.Khatun "Design of Microstrip Antenna for WLAN", Journal of applied sciences (JAS) 5(1): 47-51,2005 ISSN 1607-8926
- [9] IEC 61967:EMC of Ics: Conducted and radiated measurement methods.
- [www.austriamicrosystems.com](http://www.austriamicrosystems.com)
- [10] A Engel et al., "A TEM Cell Based Method for Radiative Susceptibility Characterization of Low-Power Microcontroller," in Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, (Santa Clara, CA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1996): 76–81.
- [11] Atmel, [www.atmel.com/products/AVR/](http://www.atmel.com/products/AVR/)
- [12] Asek " data électriques d'ASEK " Atmel.
- [13] J.L Cocquerelle " C.E.M et électronique de puissance ", Edition Technip, pp.37-38.
- [14] S.L Marple, jr " Digital analysis with application ", Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey

- 
- [15] J.Joly " Caractérisation de l'émission électromagnétique d'un microcontrôleur 16 bits Freescale et mise au point des différents modèles associés ", rapport de stage ingénieur, ESEO 2005.
- [16] P. Wilson, D. Hansen, D. Koenigstein "Broadband alternative EMC test chamber based a TEM-cell anechoic chamber hybrid concept", IEEE Symposium on EMC, Vol. 44, pp 8-13, 1991
- [17] B.Vrignon, S. Bendhia, L. Courau, E.Sicard "CESAME: A test chip for the validation of a parasitic emission prediction flow in 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS technology", IEEE Symposium on EMC, Santa Clara August 2004
- [18] E.Lamoureux " Modélisation de la circulation de courant dans un circuit test en technologies CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  ", rapport de stage ingénieur, INSA-Toulouse 2002.

## **Chapitre IV Modélisation et exploitation de la cellule TEM**

---



## IV.1. Introduction

La structure de ce chapitre est composée de deux parties. La première partie présente différentes méthodes de modélisation électrique de la cellule TEM, puis le développement de modèles électriques équivalents d'une ligne de transmission définie comme dispositif sous test (DST). Afin de déterminer un modèle équivalent complet de l'ensemble cellule-DST, des modèles de couplage électromagnétique entre la cellule TEM et le DST sont développés. Ces modèles doivent être simples pour être appliqués dans des blocs fonctionnels entiers et assez précis pour rendre compte de manière fiable des phénomènes critiques. Les modèles développés sont validés par une campagne de mesures.

La seconde partie est consacrée à la caractérisation du rayonnement d'antennes patch dans la cellule TEM avec en premier lieu, l'étude de la variation de la tension induite aux bornes de la cellule en fonction de la position angulaire du DST. Dans un deuxième temps, des méthodes analytiques et semi-automatiques permettant de déterminer la tension induite à l'entrée de la cellule seront présentées.

## IV.2. Propagation de perturbations

Les champs électromagnétiques émis par les équipements électriques et électroniques perturbent le fonctionnement d'autres équipements et composants électroniques sensibles. On peut classer les perturbations électromagnétiques en deux catégories suivant leur mode de propagation: les perturbations BF conduites et les perturbations HF rayonnées.

Dans ce chapitre, on peut mesurer essentiellement le rayonnement émis par le dispositif dans un large spectre de fréquences. Pour ce faire, le DST est placé en fonctionnement dans une cage de Faraday ou dans une chambre anéchoïque ou dans une cellule TEM ou GTEM et une chaîne de mesure constituée essentiellement d'un récepteur permet de quantifier le rayonnement du dispositif.

### IV.2.1. Propagation en mode rayonné

Dans un circuit électronique, les fils de connexion et les pistes du circuit imprimé soumis aux variations rapides des tensions et des courants se comportent comme des antennes et rayonnent un champ électrique et magnétique, dont l'intensité dépend de la nature, de la fréquence et de la distance par rapport à la source.

L'étude de ce rayonnement est fort complexe de par la géométrie du circuit et le couplage avec l'environnement de fonctionnement.

### IV.2.1.1 Mesure en rayonné

Trois méthodes sont usuellement adoptées pour les mesures de rayonnement en émission et en susceptibilité des composants électriques et électroniques : la méthode d'antenne verticale ou horizontale pour un test en plein air ou une chambre semi anéchoïque [1], La méthode de ligne de transmission TEM, par exemple la cellule TEM et la cellule GTEM, et la méthode de la chambre réverbérante [2].

Le test en champ libre à 10 m a été le standard pour mesurer l'émission rayonnée dans la bande de fréquence 30 MHz-1 GHz. Les mesures du champ rayonné doivent être effectuées sur un site normalisé en champ libre, l'antenne étant placée à une distance horizontale de 10 m du périmètre du DST. Le périmètre de ce dispositif est défini par une ligne droite imaginaire décrivant une configuration géométrique simple l'entourant. Tous les câbles et modules interconnectés du dispositif en essai doivent être situés à l'intérieur de ce périmètre.

Pour éviter les interférences RF et réduire le coût d'installation et des équipements, la chambre semi ou quasi anéchoïque à 3 m a été utilisée pour des mesures CEM. Le besoin d'une grande puissance pour des mesures en immunité des circuits jusqu'à quelques GHz a permis le développement des chambres réverbérantes.

La méthode de la cellule TEM permet d'évaluer l'émission et l'immunité d'un circuit intégré aux champs électromagnétiques rayonnés. Les caractéristiques des cellules TEM et les règles de conception ont été présentées dans le chapitre précédent. La cellule TEM présente une ouverture supérieure avec des dimensions appropriées au DST qui est placé sur le support de la cellule assurant ainsi la continuité des murs électriques de la cellule TEM. La carte de test est souvent à plusieurs couches qui sont reliées par des vias. Le champ produit dans la cellule TEM apparaîtra sur un appareil de mesure, via l'accès coaxial de cellules TEM.

### IV.2.1.2 Cellule TEM

Les cellules TEM sont largement répandues comme équipements d'essai en compatibilité électromagnétique des composants pour des mesures d'immunité et d'émission puisque le champ dans la cellule est très semblable à une onde plane se propageant dans l'espace libre [3].

Une des limitations principales des cellules TEM, relative aux dimensions de la cellule, suppose que le DST doit être relativement petit pour qu'il ne perturbe pas le champ du mode TEM dans le volume d'essai. Cependant, les cellules TEM ont des polarisations simples du composant sous test. Pour réaliser l'essai dans différentes polarisations, le DST devrait être réorienté au moins dans deux positions dans le

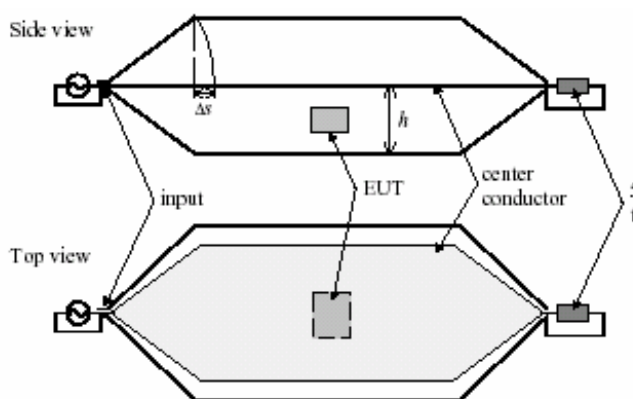
volume d'essai. La cellule TEM hyper-rotation est une autre version de la cellule TEM [4] où la cellule tourne autour du DST qui lui-même est immobile permet une meilleure représentation de la polarisation des sources de la carte de test. Cependant, la mise en œuvre du DST et de la cellule hyper-rotation est très encombrante.

Pour déterminer la polarisation du champ dans les cartes de test plus facilement, plusieurs variétés de cellules TEM traditionnelles ou de cellules GTEM ont été développées : la cellule triple TEM [4], [5] dont les détails d'analyse et de conception sont développés par Al. [6], [7] en utilisant le simulateur à large bande du champ (BGF) [8], la cellule EUROTEM [9], [10], et la Cross TEM (X-TEM) utilisent un septum en forme de fil [11], [12]. Récemment, une cellule TEM 3D, a été proposée pour évaluer le rayonnement du DST dans les trois polarisations sans manipuler la carte du test [13], [14]. Xiao et al. ont développé et modélisé une cellule TEM à quatre septums permettant des mesures en immunité sans manipuler les DST [15]. Les différences entre ces cellules ont également été présentées [11] - [14].

### IV.3. Modélisation de la cellule TEM

Il existe bien souvent plusieurs méthodes de modélisation électrique de la cellule TEM. Nous nous intéressons essentiellement à deux modèles : un modèle électrique en T et un dernier modèle à base de ligne de transmission.

La nouvelle cellule TEM a été simulée sous HFSS (chapitre 2) afin d'évaluer la matrice impédance, la matrice admittance et la matrice S de la structure entre les deux ports de la cellule. La figure IV-1 présente le schéma fonctionnel de la cellule TEM traditionnelle.



**EUT : "Equipment Under Test" équipement sous test**

**La hauteur maximum de l' EUT est typiquement au tiers de la distance h**

**$\Delta s$  : différence de la longueur des conducteurs qui limite la gamme de fréquence utilisable**

Figure IV-1. Schéma fonctionnel de la cellule TEM

### IV.3.1. Modèles électriques équivalents de la cellule

Dans le chapitre 2, nous avons étudié la structure TEM qui a été caractérisée en paramètre S. Mais le réseau de deux ports (le premier port étant l'entrée de la cellule et le deuxième port la sortie de la cellule [16]) peut être représenté par la matrice chaîne ABCD (figure IV-2).

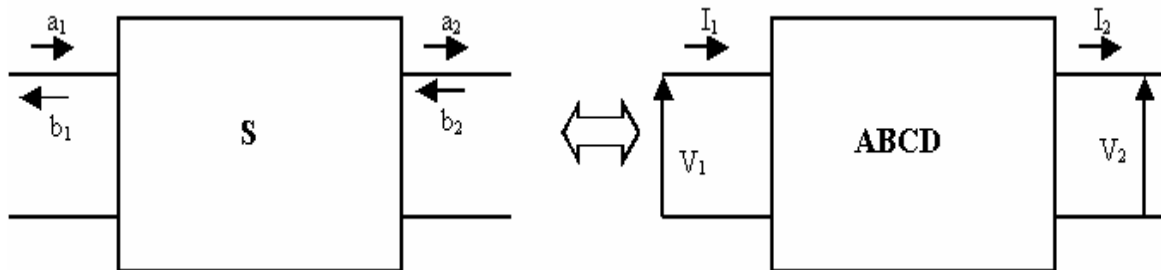


Figure IV-2. Représentation d'équivalence du réseau de deux ports de la cellule TEM

Les relations d'équivalence entre les paramètres S et les coefficients de la matrice ABCD [17] :

$$A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$B = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$C = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$D = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

#### IV.3.1.1 Modèle en T

A partir de la matrice ABCD, il est possible de calculer le circuit électrique équivalent. On considère un quadripôle équivalent en T (figure IV-3), dont les coefficients sont définis ci-dessous :

$$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$$

$$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$$

$$C = \frac{1}{Z_3}$$

$$D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$$

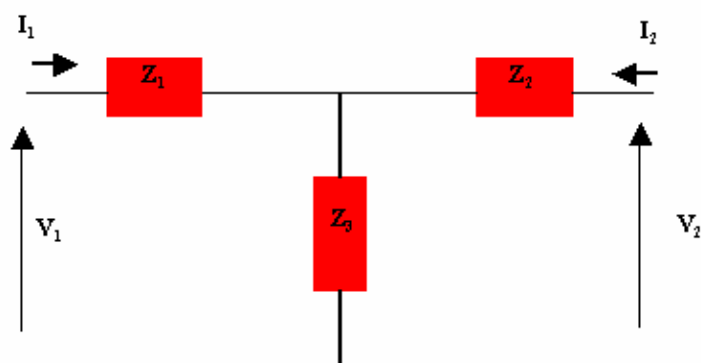


Figure IV-3. Modèle électrique : Réseau en T

On en déduit :  $Z_1 = \frac{A-1}{C}$        $Z_2 = \frac{D-1}{C}$        $Z_3 = \frac{1}{C}$

Ces équations sont résolues sous le logiciel de simulations électriques ADS [18]. Nous pouvons tracer la variation des éléments  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$  en fonction de la fréquence. Les allures des impédances sont présentées ci-dessous (figure IV-4) :

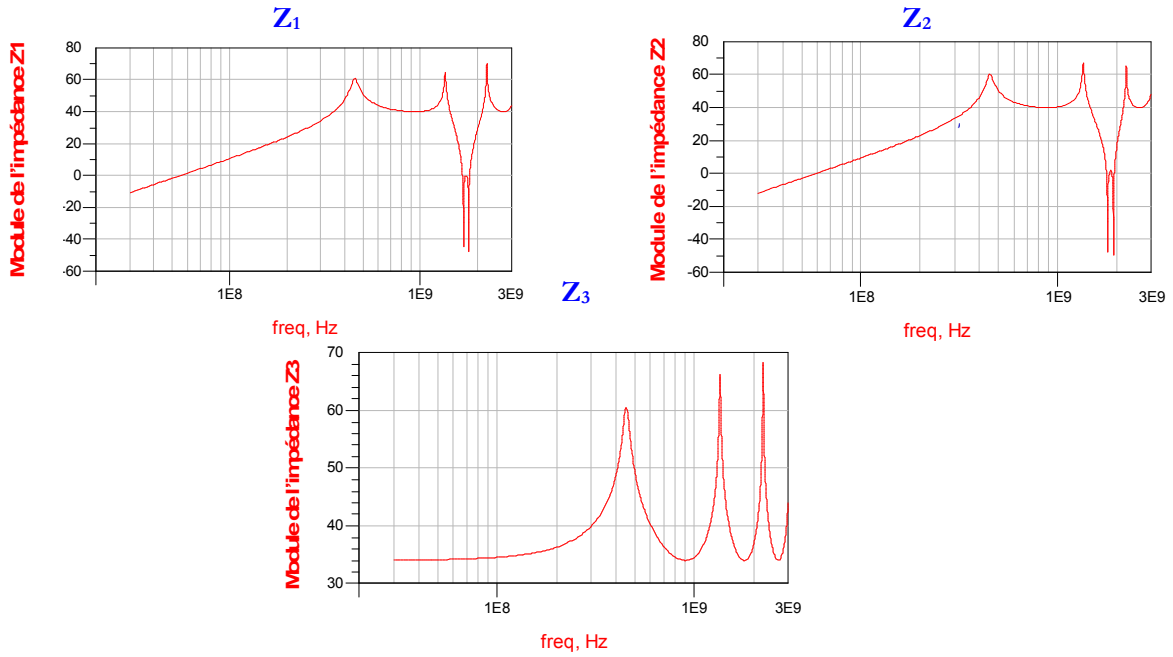


Figure IV-4. Les impédances du modèle en T en fonction de la fréquence

D’après la courbe représentative d’impédance, on remarque cette fois une croissance de 20dB/décades jusqu’à 300 MHz. Cette information nous permettra de déduire le modèle électrique en Z.

$$Z_1 = L_1 \cdot \omega \rightarrow L_1 = Z_1 / 2\pi f \quad Z_2 = L_2 \cdot \omega \rightarrow L_2 = Z_2 / 2\pi f$$

Ce cas de figure nous ramène à un calcul d’inductance entre les deux ports de la cellule  $L_1 = L_2 = 5$  nH. La figure IV-5 présente le modèle en T de la cellule.

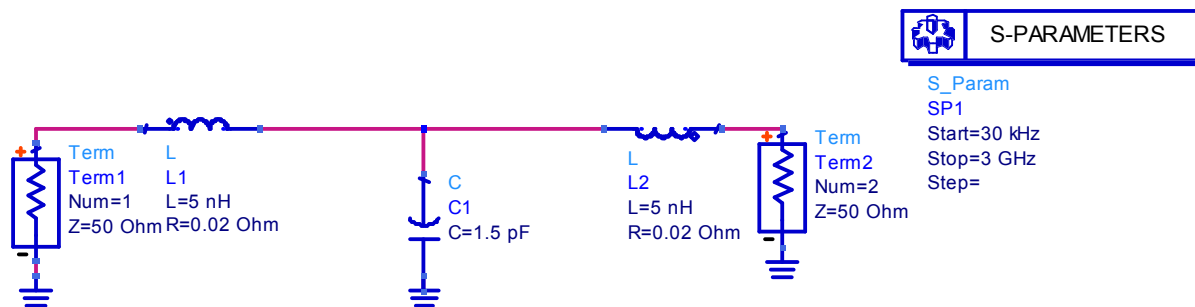
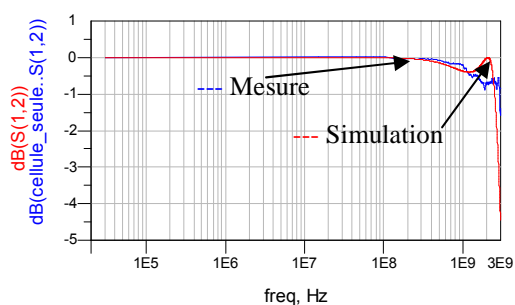
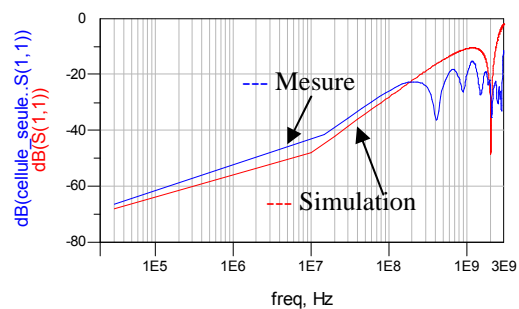


Figure IV-5. Modèle en T de la cellule TEM

Pour pouvoir comparer les résultats de mesures et de simulations, nous présentons en figures IV-6 et IV-7 la variation des paramètres de transmission et de réflexion de la cellule.

Figure IV-7. Paramètre  $S_{12}$  de la cellule  
(mesure&simulation)Figure IV-6. Paramètre  $S_{11}$  de la cellule  
(mesure&simulation)

Les résultats de mesures et de simulations en terme de coefficient de transmission sont en bonne corrélation mais en terme de coefficient de réflexion, ils sont clairement en manque de précision au-delà de 500 MHz. Les modèles discrets sont limités en fréquence, c'est pourquoi nous proposons dans le paragraphe suivant une modélisation par éléments répartis qui pourra remédier à ce problème.

### IV.3.1.2 Modèle en ligne de transmission

Nous avons à notre disposition plusieurs types de ligne de transmission pour modéliser la cellule TEM seule, le plus simple étant le modèle en ligne strip-line. Elle représente bien la géométrie et la caractéristique de la cellule.

La figure IV-8 représente le modèle de la cellule TEM en ligne triplaques (stripline) ainsi que deux taper représentant les deux parties de transition de la cellule.

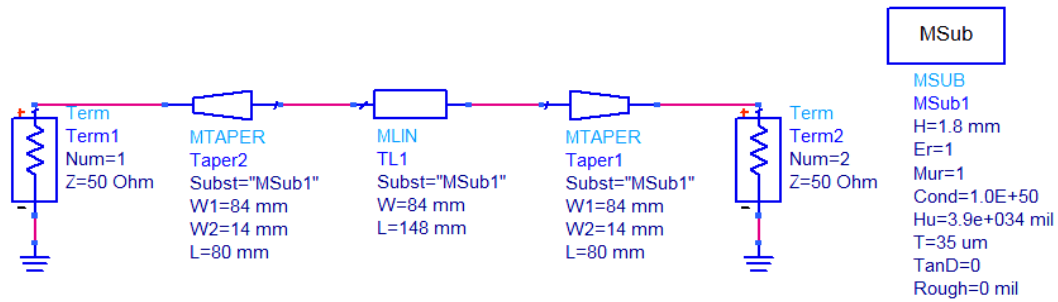


Figure IV-8. Modèle en ligne de transmission de la cellule TEM

L'avantage majeur de cette méthode est la représentation du comportement de la cellule à large bande. Nous présenterons dans la suite les résultats des mesures et de simulations (figures IV-9 et IV-10).

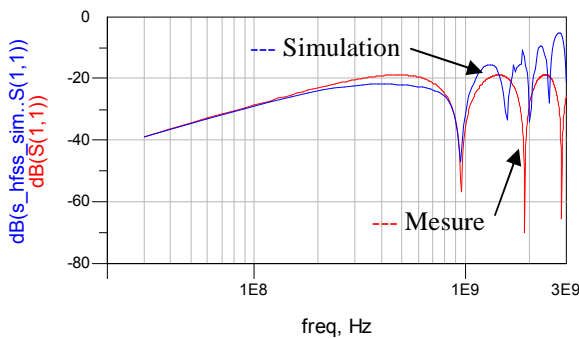


Figure IV-10. Paramètre S11 de la cellule  
(mesure&simulation)

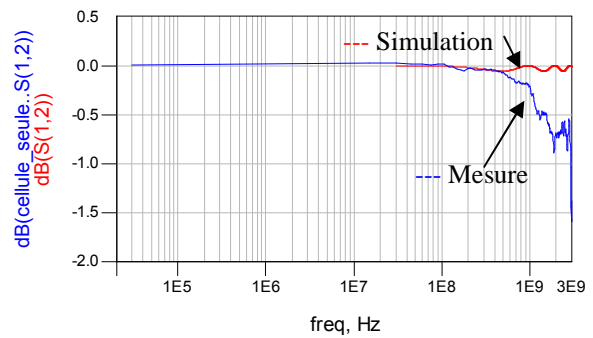


Figure IV-9. Paramètre S12 de la cellule  
(mesure&simulation)

Les résultats des mesures et des simulations sont très encourageants. Les résultats de simulations du modèle sont très représentatifs de la réalité de la mesure. Les différences observées sont dues aux discontinuités non prises en compte dans le modèle de la ligne uniforme. Ces modèles de cellule TEM seront très profitables dans les simulations électriques de l'ensemble cellule-composant sous test et permettront ainsi une meilleure adaptabilité et rapidité.

Par la suite, nous validerons ces modèles en utilisant une ligne de transmission comme DST.

## IV.4. Modélisation de la ligne de transmission

Pour cette étude, nous avons choisi une ligne de transmission microruban, adaptée 50 Ω, de 90 mm de longueur, 3 mm de largeur et un substrat de 1.6 mm de hauteur et 4.7 de permittivité relative (figure IV-11).

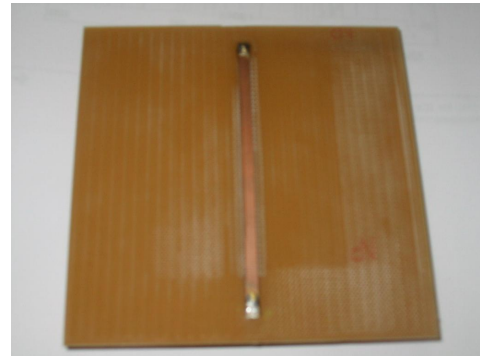
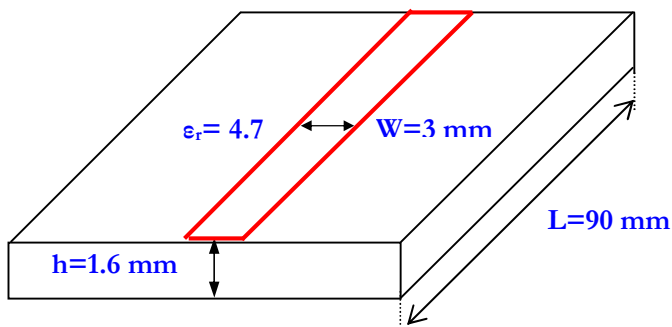


Figure IV-11. Ligne de transmission microstrip

Nous avons choisi de modéliser notre ligne de transmission, dispositif sous test, par un modèle en T puis par un modèle utilisant les éléments localisés.

#### IV.4.1. Modèle en T

Le modèle en T de la ligne de transmission sera généré de la même manière que le modèle en T de la cellule TEM, l'allure des impédances (**Z<sub>1</sub>**, **Z<sub>2</sub>** et **Z<sub>3</sub>**) est donnée par la figure IV-12.

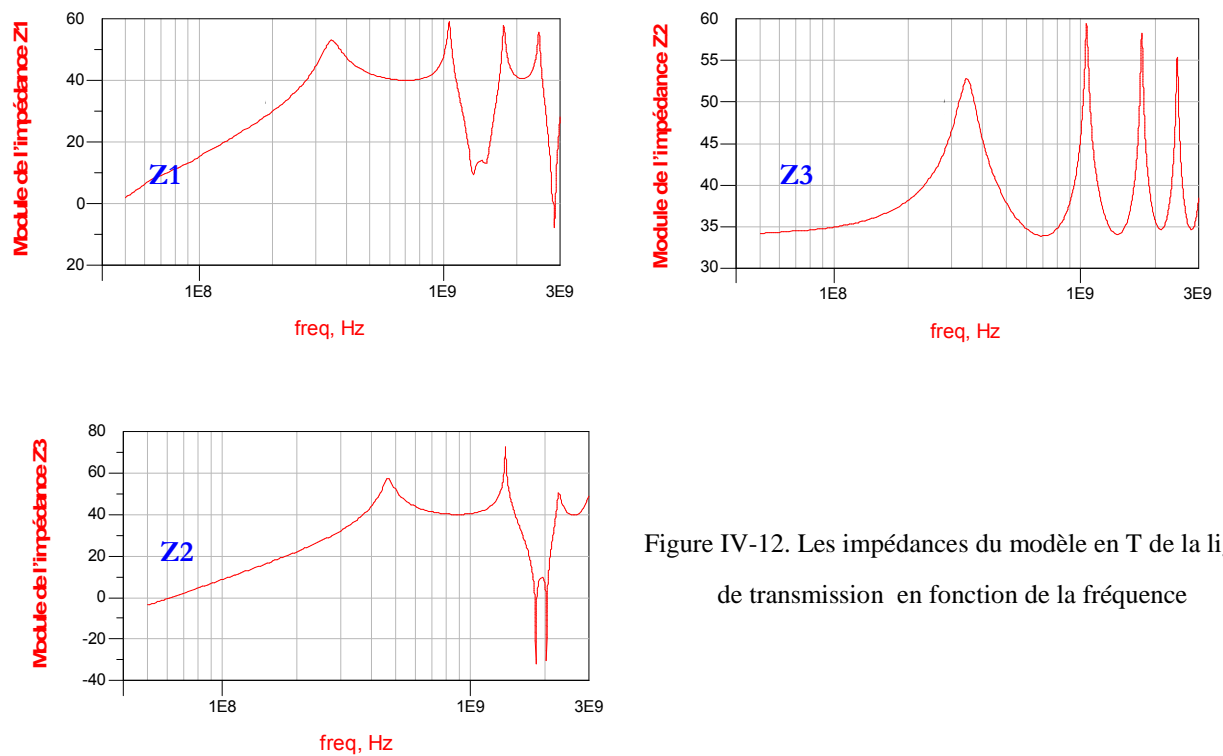


Figure IV-12. Les impédances du modèle en T de la ligne de transmission en fonction de la fréquence



D'après la courbe représentative d'impédance, on remarque cette fois une croissance de 20dB/décades entre 35MHz- 350MHz. Cette information nous permettra de déduire les éléments électriques du modèle.

$$Z_1=L_1. \omega \rightarrow L_1=Z_1/ 2\pi f \quad Z_2=L_2. \omega \rightarrow L_2=Z_2/ 2\pi f$$

Ce cas de figure nous ramène à un calcul d'inductance entre les deux ports de la cellule  $L_1= L_2=8$  nH.

A partir du GHz la détermination d'éléments des modèles Z1 et Z2 devient extrêmement complexe à modéliser.

L'impédance Z3 est difficile à déterminer vu la variation rapide de la P'allure; nous l'avons simplifiée en choisissant une capacité qui représente le couplage entre les deux plaques métalliques de la ligne. Le modèle en T obtenu est décrit figure IV-13.

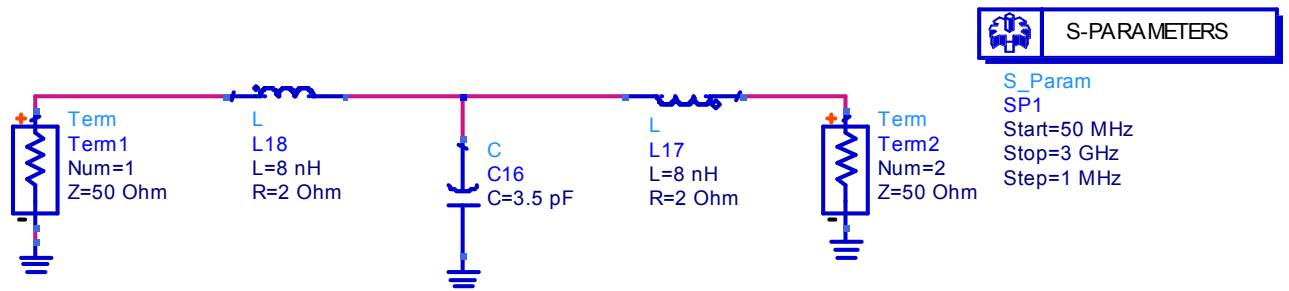


Figure IV-13. Modèle en T de la ligne de transmission

Les comparaisons entre les résultats de mesures et de simulations sont présentées figures IV-14 et IV-15.

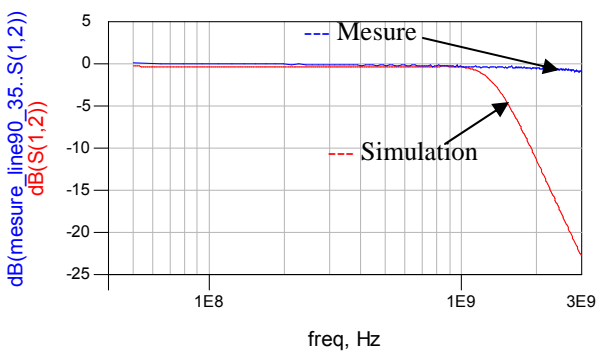


Figure IV-14. Paramètre S12 de la cellule (mesure & simulation)

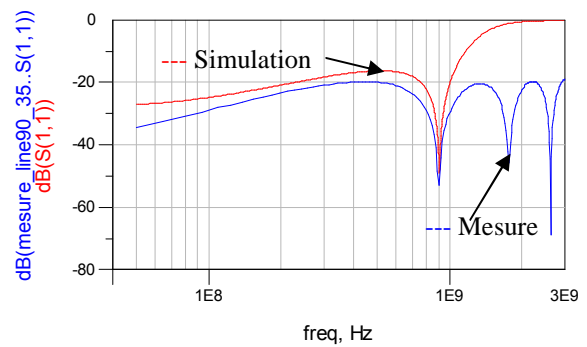


Figure IV-15. Paramètre S11 de la cellule (mesure & simulation)

Ce modèle ne donne pas une grande satisfaction au delà de 1 GHz. Pour une ligne de transmission classique, on constate une désadaptation significative dans les hautes fréquences. La recherche d'un modèle plus adapté et plus conforme est une nécessité pour des raisons de précisions du modèle global de la cellule et de la ligne.

#### IV.4.2. Modèle en éléments répartis

Le modèle de ligne de transmission que nous avons adopté pour la modélisation de la cellule TEM se compose d'une résistance  $R$  et d'une inductance  $L$  en série, d'une conductance  $G$  et d'une capacité en parallèle pour une ligne avec pertes. Dans notre cas, on considère une ligne sans pertes, la représentation se réduit donc à une inductance et à une capacité. L'approche de modélisation à base de la ligne de transmission et des éléments localisés, suppose donc des effets localisés [19], hypothèse admissible tant que les dimensions géométriques des dispositifs restent faibles devant la longueur d'onde des signaux les plus rapides.

La figure IV-16 illustre le modèle de la ligne de transmission en éléments localisés.

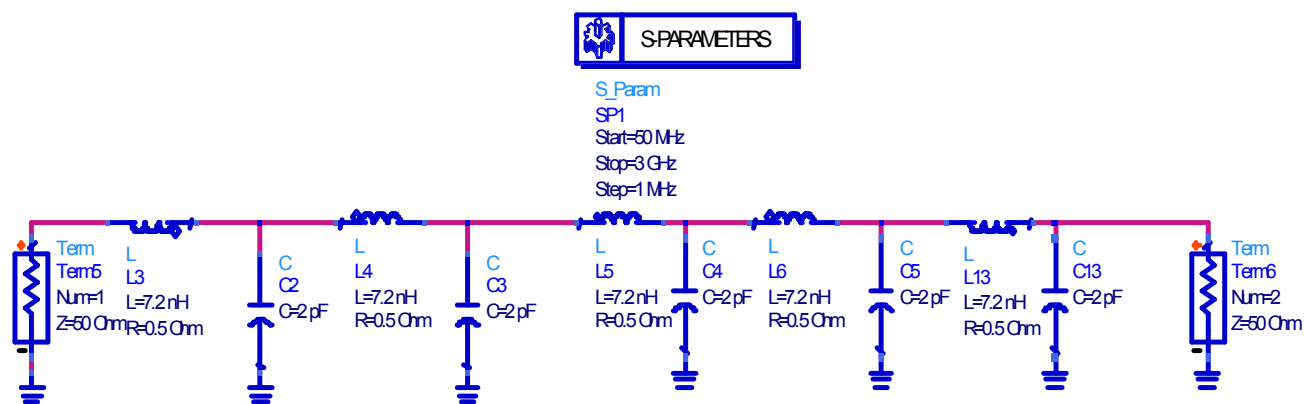


Figure IV-16. Modèle en éléments repartis de la ligne de transmission

On a ajouté une résistance de très faible valeur en série afin de reproduire avec précision les effets de la ligne en basses fréquences.

Les résultats de mesures et de simulations sont représentés sur les figures suivantes (figures IV-17, IV-18 et IV-19).

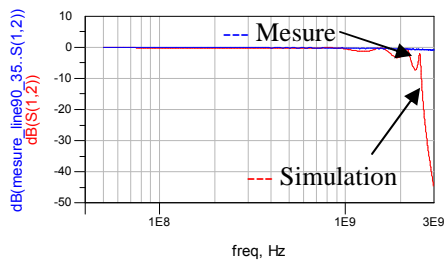


Figure IV-18. Paramètre S12 de la cellule  
(mesure & simulation)

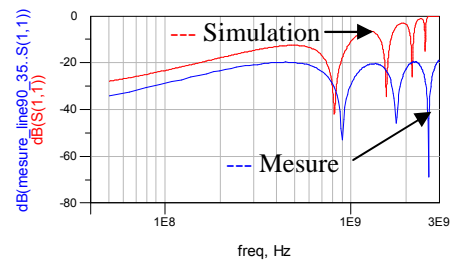


Figure IV-17. Paramètre S11 de la cellule  
(mesure & simulation)

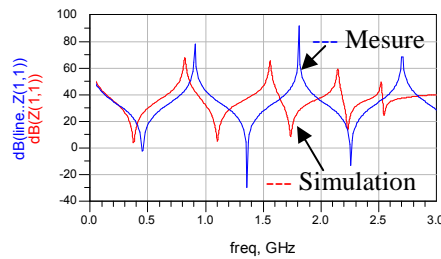


Figure IV-19. Paramètre Z11 de la cellule (mesure & simulation)

Les résultats du modèle de la ligne de transmission en éléments localisés sont plus correcte comparés à ceux des mesures en terme de paramètres S et en terme d'impédance. Le décalage observé est dû essentiellement au plan de calibrage.

Les modèles électriques de la cellule TEM et de la ligne de transmission (DST) ont été établi. Il reste donc à étudier le couplage entre la cellule TEM et la ligne de transmission afin d'établir un modèle complet du system cellule-DST.

## IV.5. Couplage entre la ligne de transmission et la cellule

Le modèle 3D de la cellule TEM est chargé par une ligne de transmission qui est construit sous HFSS (figure IV-20). La ligne sous test est mise en parallèle au septum et elle est colinéaire à la direction de propagation de l'onde électromagnétique dans la cellule. Quatre sources d'excitation (ports) sont définies : deux sources entre le septum et les parois externes de la cellule, les deux autres ports excitent la ligne microruban via des connecteurs SMA [20].

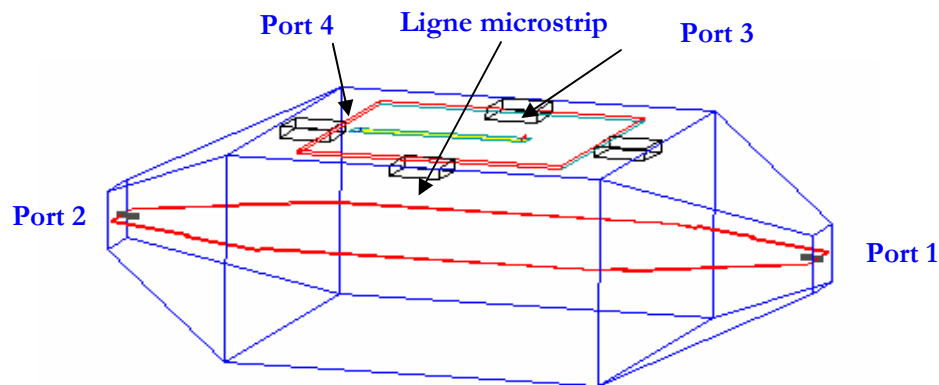


Figure IV-20. Modèle tridimensionnel de la cellule TEM chargée par la ligne microstrip parallèle au septum

Une autre configuration géométrique est construite et simulée, le support de la ligne est toujours parallèle au septum mais la ligne est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde.

Les simulations sont, en terme de paramètres S, menées en fonction de la fréquence sur une bande de 50 MHz- 3 GHz.

Les figures suivantes font l'état d'une comparaison entre les mesures et les simulations des deux cas de figure cités ci-dessous (figures IV-21 et IV-22).

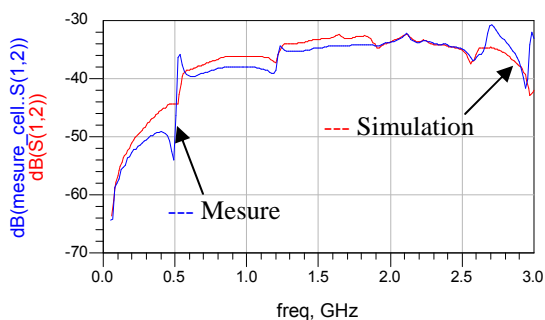


Figure IV-22. Paramètre S12 du couplage entre la cellule et la ligne en parallèle avec le Septum

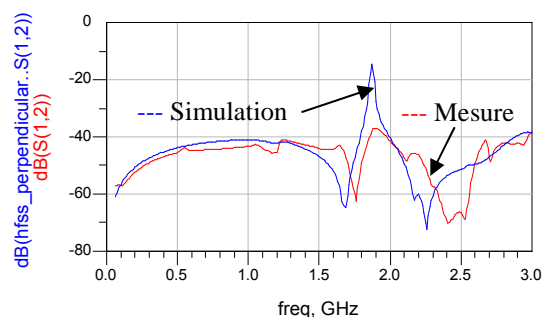


Figure IV-21. Paramètre S12 du couplage entre la cellule et la ligne perpendiculaire avec le Septum

Les mesures et les simulations sont cohérentes, la ligne en parallèle avec le septum présente un fort couplage plus important par rapport à la configuration de la ligne perpendiculaire. Ce couplage est dû à la combinaison des lignes de champ dans la cellule ainsi que dans la ligne de transmission qui ont la même direction de propagation pour le cas de la ligne en parallèle avec le septum.

Le pic observé (figure IV-21) est a priori dû à une résonance. Nous utilisons ADS pour tracer la fonction de transfert Admittance et impédance entre la ligne et le septum (figure IV-23).

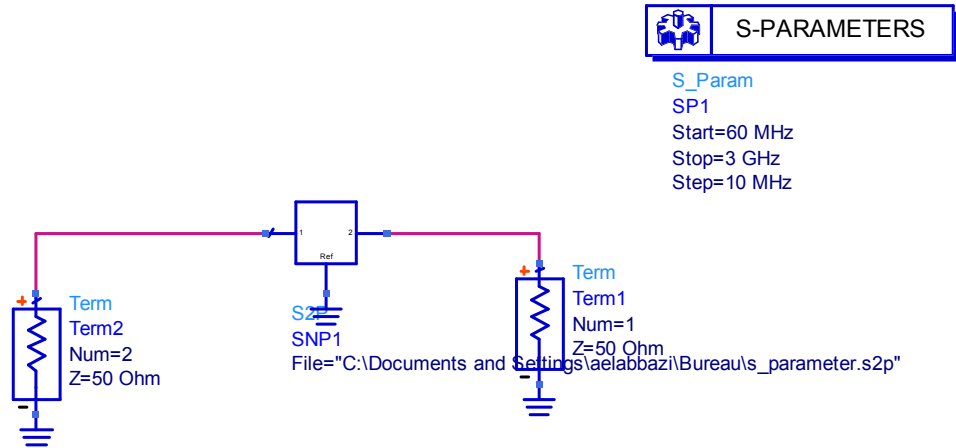


Figure IV-23. Représentation du Modèle sous ADS

La figure IV-24 nous montre le paramètre de couplage entre la ligne parallèle et le Septum en termes d'impédance.

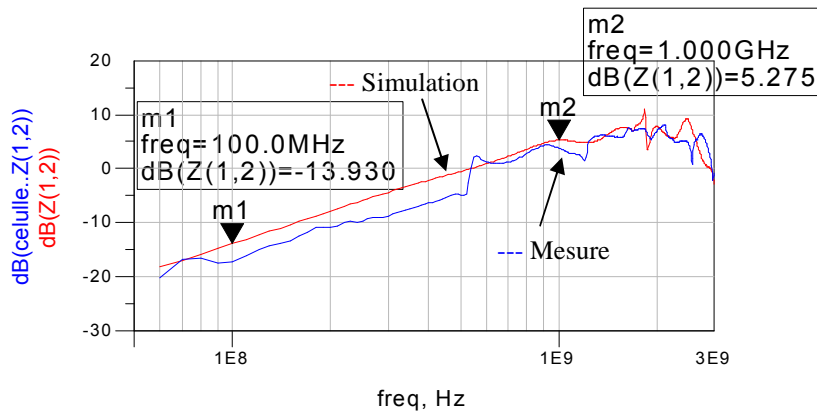


Figure IV-24. Impédance de couplage entre le septum et la ligne en parallèle avec la direction de propagation de l'onde

La variation de l'impédance du couplage est de l'ordre de 20 dB/dec, le couplage dominant est donc de type capacitif.

La figure IV-25 représente le paramètre de couplage entre la ligne perpendiculaire et le Septum en termes d'impédance.

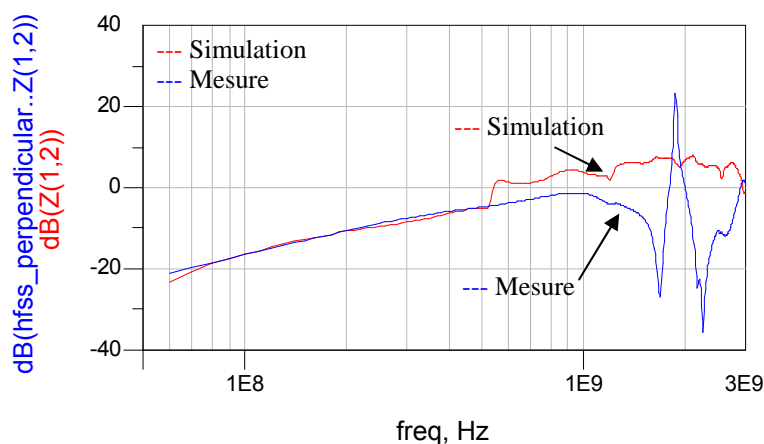


Figure IV-25. Impédance de couplage entre le septum et la ligne en perpendiculaire avec a direction de propagation de l'onde

La pente de variation de l'impédance est de l'ordre de 20 dB/dec ce qui se traduit par un couplage capacitif entre la cellule et la ligne sous test. Ce couplage peut être représenté par différents modèles électriques équivalents.

## IV.5.1. Modélisation du couplage

### IV.5.1.1 Circuit équivalent en $\pi$ de l'impédance de couplage

Dans ce paragraphe, nous pouvons caractériser l'ensemble cellule-ligne de transmission par les paramètres S. La matrice S du quadripôle équivalent peut être représentée par la matrice ABCD (figure IV-26). Les ports de ce quadripôle excitent respectivement la ligne de transmission et la cellule TEM.

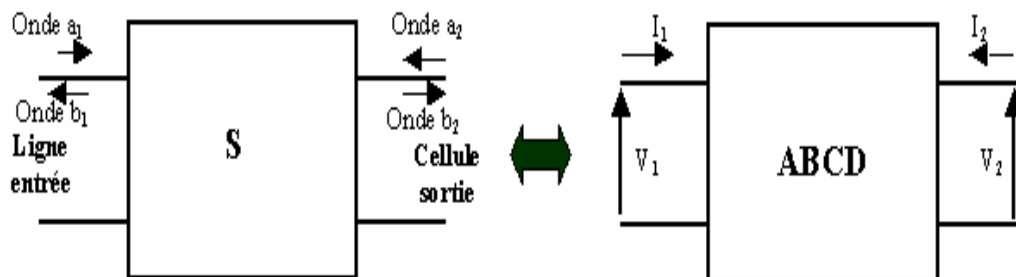


Figure IV-26. Représentation d'équivalence entre les deux quadripôles

A partir des paramètres ABCD, il est possible de calculer le circuit électrique équivalent.

L'interaction majeure entre la ligne sous test et le septum est essentiellement un couplage capacitif. Pour déterminer les valeurs des éléments discrets du couplage, nous considérons un réseau en  $\pi$  (figure IV-27), dont les coefficients de la matrice sont définis par :

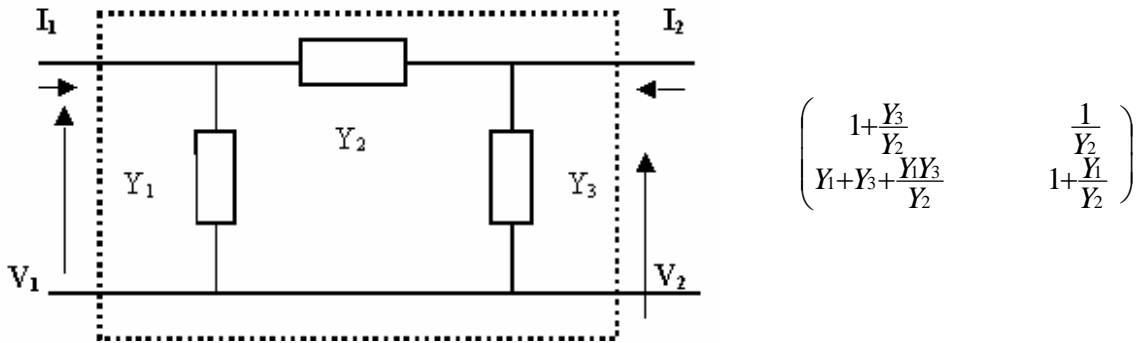


Figure IV-27. Le réseau en  $\pi$

Nous en déduisons ensuite les paramètres Y du Modèle en  $\pi$ :

$$Y_1 = \frac{D-1}{B} \quad ; \quad Y_2 = \frac{1}{B} \quad ; \quad Y_3 = \frac{A-1}{B}$$

On résout les équations précédentes sous ADS et on peut ensuite tracer l'allure de  $Y_1$ ,  $Y_2$  et  $Y_3$  en fonction de la fréquence. Les résultats pour la ligne microruban perpendiculaire à la direction de propagation sont représentés sur les figures suivantes (figure IV-28).

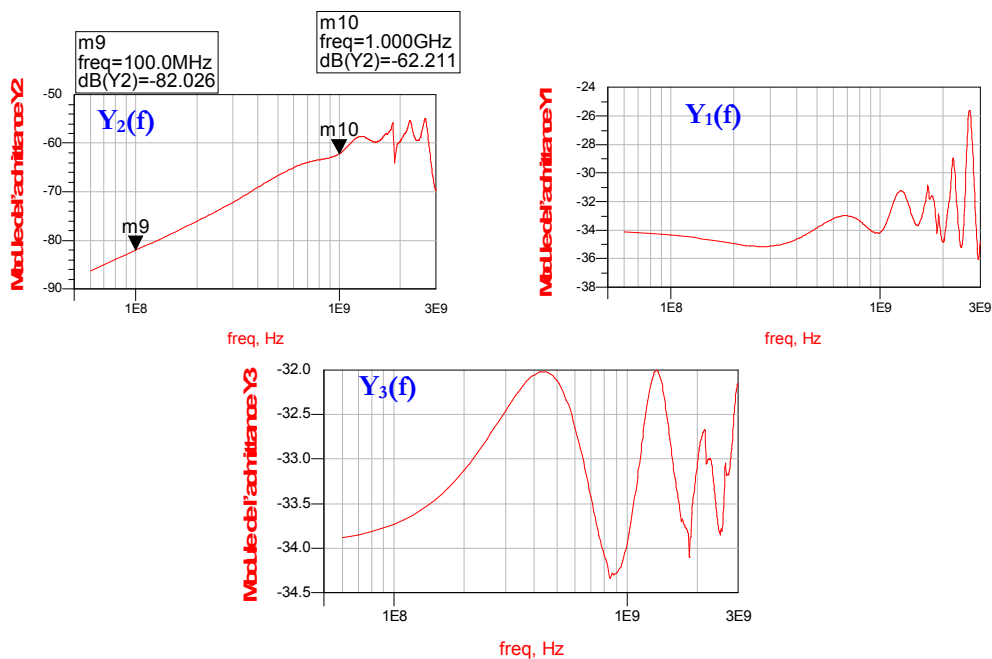


Figure IV-28. Paramètres admittance du modèle en  $\pi$

D'après la courbe représentative d'impédance, on remarque cette fois une croissance de 20dB/décades. Cette information nous permettra de déduire le modèle électrique en Y.

$$Y_2 = C_2 \cdot \omega \rightarrow C_2 = Y_2 / 2\pi f$$

Ce cas de figure nous ramène à un calcul de capacité de couplage entre la ligne de transmission et le septum de  $C_2 = 0.11$  pF. La figure IV-29 expose le modèle équivalent du couplage.

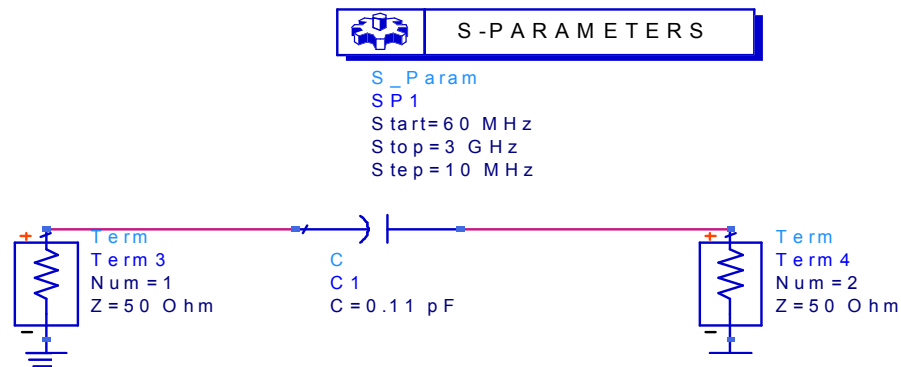


Figure IV-29. Simulation de capacité de couplage sous ADS

La figure IV-30 nous montre une comparaison du résultat de simulation du modèle équivalent aux mesures.

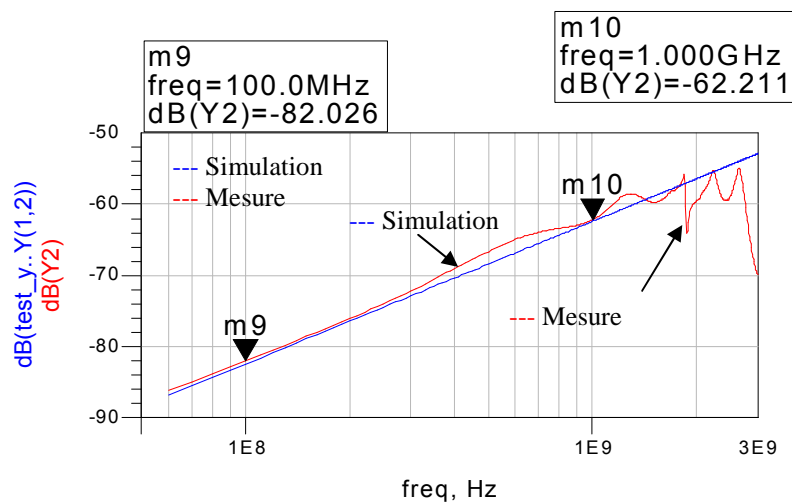


Figure IV-30. Comparaison entre modèle de simulation et la capacité de couplage

Le modèle capacitif de couplage est bien en corrélation avec les mesures de couplage pour la cellule et la ligne en perpendiculaire sous test.



Les même simulations ont été réalisées pour la structure en ligne parallèle à la direction de propagation ; les résultats sont détaillés ci-après (figure IV-31).

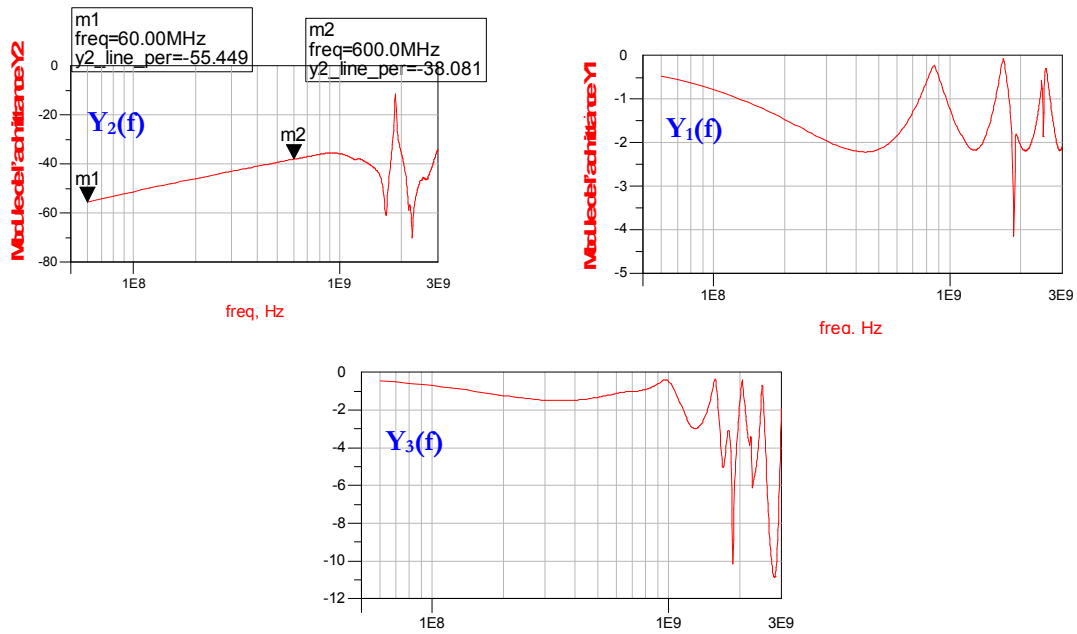


Figure IV-31. Paramètres admittance du modèle en  $\pi$

D’après la courbe représentative d’impédance on remarque cette fois une croissance de 20dB/décades. Cette information nous permettra de déduire le modèle électrique en Y.

$$Y_2 = C_2 \cdot \omega \rightarrow C_2 = Y_2 / 2\pi f$$

Ce cas de figure nous ramène à un calcul de capacité de couplage entre la ligne de transmission et le septum de  $C_2 = 3.3$  pF. La figure 32 représente une comparaison du résultat de simulation du modèle équivalent aux mesures

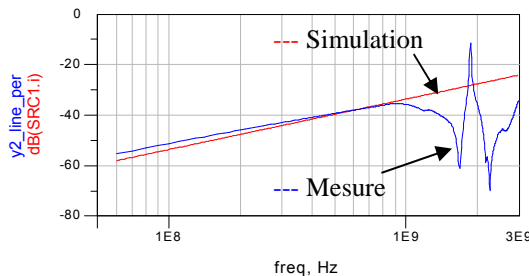


Figure IV-32. Comparaison entre modèle de simulation et la capacité de couplage

Les résultats de calculs et de mesures montrent que la valeur de la capacité de couplage est importante pour le cas de la ligne « parallèle ». En fait, quand la ligne est parallèle au septum, le couplage électrique est efficace, pour des longueurs inférieures à  $\frac{\lambda_g}{2}$ .

La précision entre les paramètres S de la simulation électromagnétique et les résultats de mesures via un analyseur de réseau est encourageante. La capacité de couplage entre la ligne et la cellule TEM a été modélisée. Nous allons développer ci-après un autre modèle de couplage entre la cellule et la ligne de transmission à base de dérivée fractionnaire pour plus de précision et de souplesse.

## IV.6. Modèle de l'ensemble de la structure

Le banc de mesure de l'ensemble du système ligne+ cellule est représenté sur la figure IV-33 afin de permettre de mesurer le paramètre S de l'ensemble, et essentiellement le coefficient de couplage.

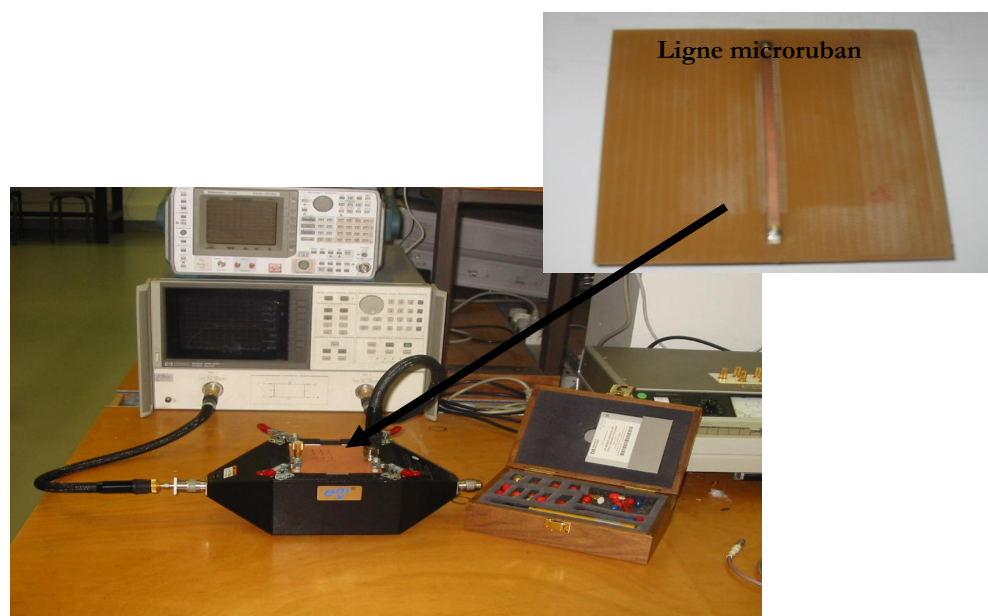


Figure IV-33. Banc de test de l'ensemble ligne microruban + cellule

### IV.6.1. Modèle équivalent

Il est évident que la modélisation électromagnétique est toujours applicable dans ce cas de figure. Cependant les temps de calcul sont nettement plus longs, de l'ordre de 5000 fois pour notre problème. Le temps de simulation du circuit électrique équivalent est pratiquement instantané.

L'analyse du circuit électrique équivalent (figure IV-34) est réalisée sous ADS dans le domaine fréquentiel cette fois sur une bande de fréquences de 50 MHz à 3 GHz, afin de valider le modèle au-delà de 2 GHz.

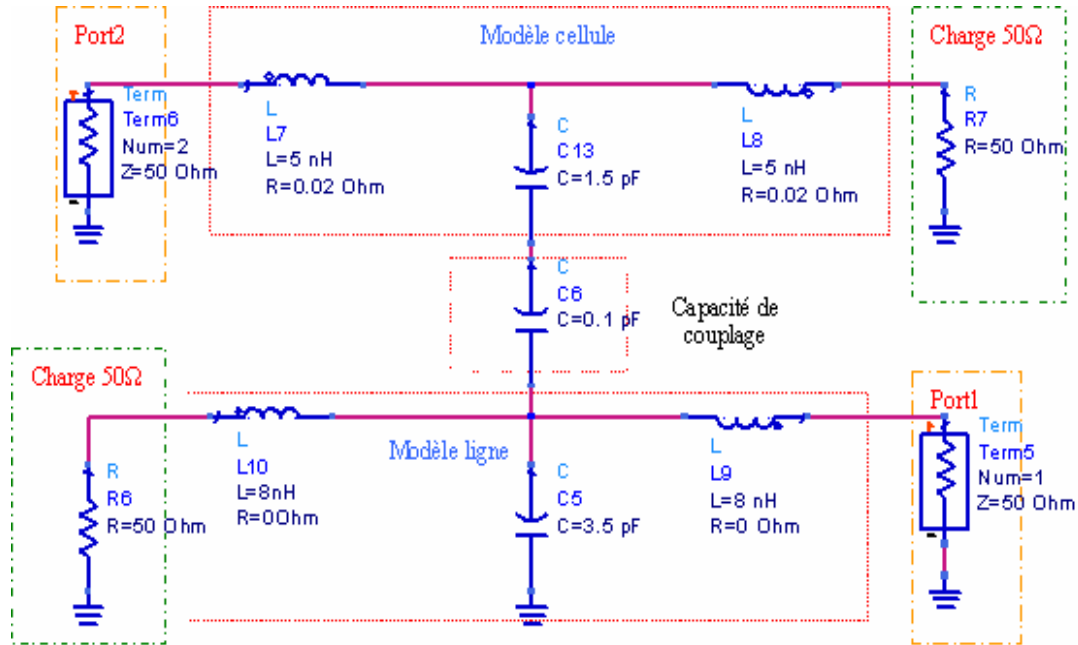


Figure IV-34. Modèle électrique équivalent de la structure cellule-ligne

Les simulations électriques de la structure sont comparées aux résultats de la mesure et représentés figures IV-35, IV-36 et IV- 37.

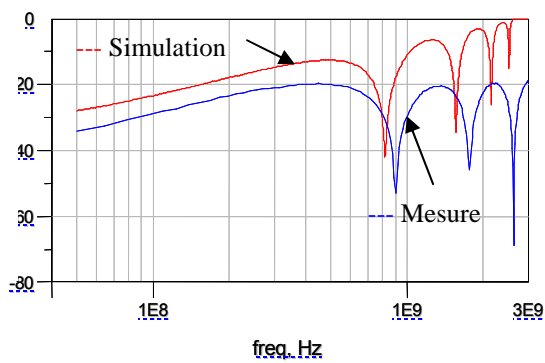


Figure IV-35. Paramètre S11 aux bornes de la cellule (mesure & simulation)

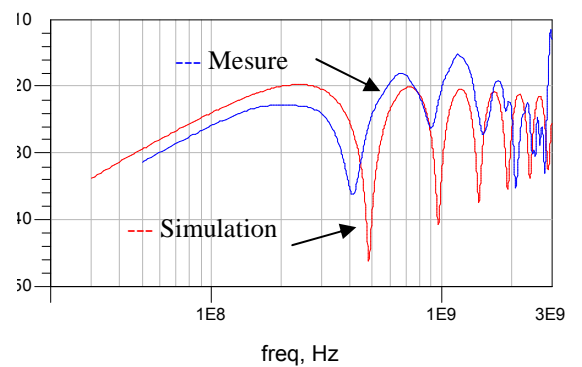


Figure IV-36. Paramètre S11 aux bornes de la ligne (mesure & simulation)

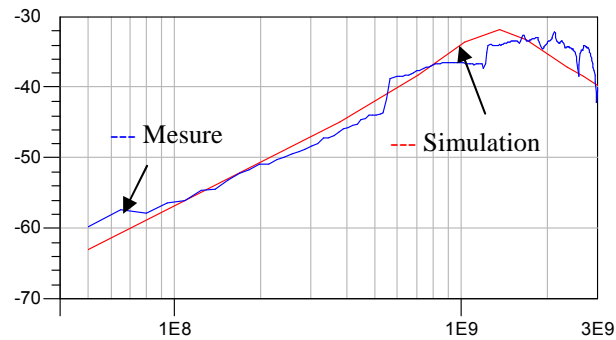


Figure IV-37. Paramètre  $S_{12}$  de couplage entre la cellule et la ligne (mesure&simulation)

Les simulations électriques sont plus rapides mais moins précises que les simulations électromagnétiques 3D.

Cette démarche est très intéressante pour la modélisation et l'évaluation du couplage d'un dispositif sous test surtout pour des circuits plus complexes en utilisant leur modèle électrique équivalent. En effet, cela concerne essentiellement l'évaluation du rayonnement et le couplage des circuits intégrés en utilisant les modèles ICEM équivalents (chapitre 5).

## IV.7. Cellule à supports rotatifs : Applications

Les travaux présentés dans ce paragraphe visent à utiliser la cellule TEM à supports rotatifs pour les tests de compatibilité électromagnétique [21]. La démarche employée consiste à équiper la cellule TEM d'une antenne patch circulaire et d'une autre carrée, montées en face du septum sur les deux supports rotatifs. Dès lors que ces dispositifs sont alimentés par des ports d'ondes, ils permettent de générer un champ au centre de la cellule TEM. Inversement, un circuit intégré rayonnant situé dans la cellule induit des courants dans les plans latéraux directement liés à la puissance rayonnée par le circuit intégré, si la fréquence est inférieure à la première fréquence de résonance de la cellule.

L'objectif est de déterminer la tension induite aux bornes de la cellule TEM en fonction de la position du DST ( $U_i=f(\theta)$ ) afin d'évaluer le rayonnement d'antenne dans différentes configurations et d'évaluer le coefficient de couplage (figure IV-38).

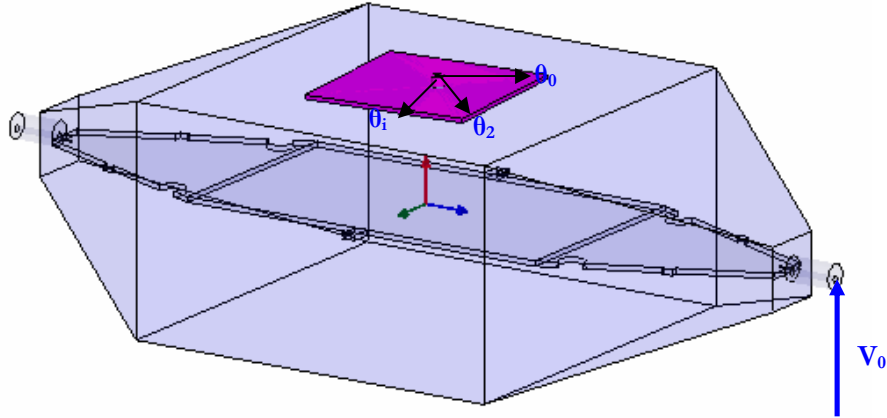


Figure IV-38. Principe de détermination de la tension en fonction de la position dans la cellule TEM

Aux bornes de la cellule TEM, la tension induite peut être déterminée de deux manières différentes. Une résolution analytique se basant sur les valeurs du champ électrique calculé par un résolveur 3D, ou par simulation électrique de la boîte noire des paramètres S de la cellule issus d'une simulation électromagnétique.

## IV.7.1. Détermination analytique de la tension induite

### IV.7.1.1 Quelques rappels

Le mode de propagation dans la cellule est un mode TEM, et l'équation de propagation se réduit à l'équation de Laplace [22].

Le champ électrique dérive d'un potentiel scalaire,  $V$ , et les équations de Maxwell s'écrivent :

$$\vec{E} = \vec{E}_t = -\text{grad}_t V \quad (\text{eq. 1}) \quad , \quad \vec{H} = \vec{H}_t = \frac{1}{Z} (\vec{e}_z \wedge \vec{E}_t) \quad (\text{eq. 2})$$

$$\text{div}_t \vec{E}_t = 0 \quad (\text{eq. 3}) \quad , \quad \text{div}_t \vec{H}_t = 0 \quad (\text{eq. 4})$$

L'impédance du mode TEM est définie par :

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon}} = \frac{\beta}{\omega \varepsilon} = \frac{\omega \mu_0}{\beta}$$

L'équation de Laplace s'écrit en coordonnées cylindriques  $(r, \theta)$  :  $\frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial V}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V}{\partial \theta^2} = 0$  (eq. 5)

Les parois métalliques du connecteur N (figure IV-39), présentent les conditions limites d'un mur électrique ( $E_{\theta}=0$  et donc  $\frac{\partial V}{\partial \theta}=0$ ), on montre que le potentiel est une fonction radiale L'équation (5)

devient donc :  $\frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial V}{\partial r} = 0$  (eq. 6) dans le domaine  $a < r < b$

a et b étant respectivement les rayons interne et externe du connecteur coaxial.

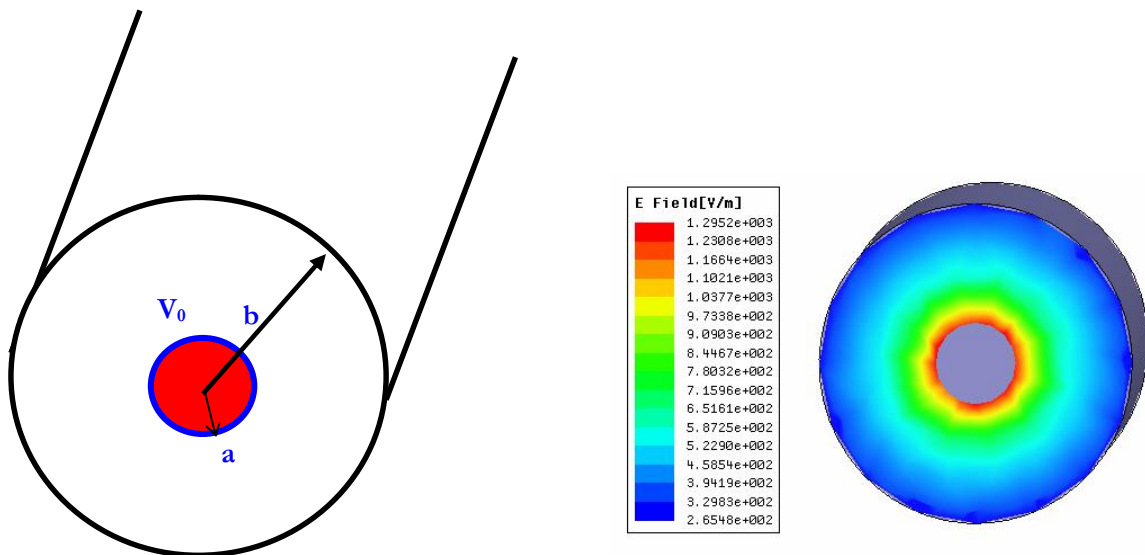


Figure IV-39. Coupe transversale du connecteur coaxial N

#### IV.7.1.2 Méthode classique de calcul de tension

On choisit le conducteur externe comme étant porté au potentiel ( $V=0$ ), ce qui est sans inconvénient sur le mode TEM, d'où finalement la solution d'équation (6) [23] :

$$V(r) = V_0 \frac{\ln\left(\frac{r}{b}\right)}{\ln\left(\frac{a}{b}\right)} \quad (\text{eq. 7})$$

Cette solution permettra de calculer la tension à n'importe quel point du connecteur. Il faut déterminer alors la tension  $V_0$ .

La tension  $V_0$  est donnée par l'équation suivante :

$$E_{\max} = E(r=a) = -\frac{V_0}{\ln\left(\frac{a}{b}\right)} \times \frac{1}{a} \quad \text{donc} \quad V_0 = E_{\max} \times \ln\left(\frac{a}{b}\right) \times a$$

Cette méthode sera utilisée pour calculer la tension induite aux bornes des ports de la cellule. Nous présentons la méthodologie d'extraction de la tension ainsi que les différentes configurations fonctionnelles de la cellule.

### IV.7.1.3 Tension induite aux bornes de la cellule seule

La cellule non chargée est tout simplement la cellule toute seule sans le composant sous test. La cavité est illuminée par une onde électromagnétique sur le port 1 est chargée par une impédance de  $50 \Omega$  sur le port 2 (figure IV-404).

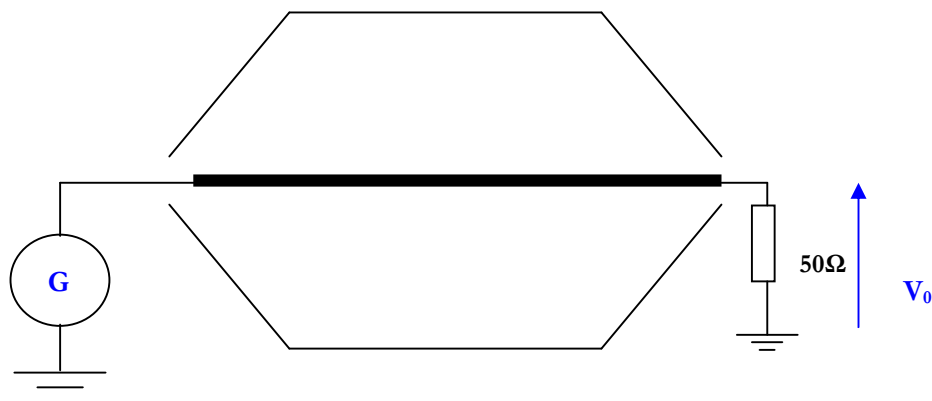


Figure IV-40. Schéma fonctionnel de la cellule non chargée

Le champ électrique au niveau du port 2 est calculé à partir de la simulation électromagnétique de la structure. Le connecteur N du port 2 a une longueur de 18.2 mm, le champ est prélevé sur la surface du connecteur à trois distances différentes afin d'évaluer la répartition et l'homogénéité du champ et de calculer la tension en intégrant sur la surface. Nous pouvons calculer le champ pour une fréquence variable ou une fréquence fixe. Dans notre cas, la fréquence est fixée à 2.43 GHz, c'est-à-dire la fréquence de résonance de l'antenne patch (figure IV-415).

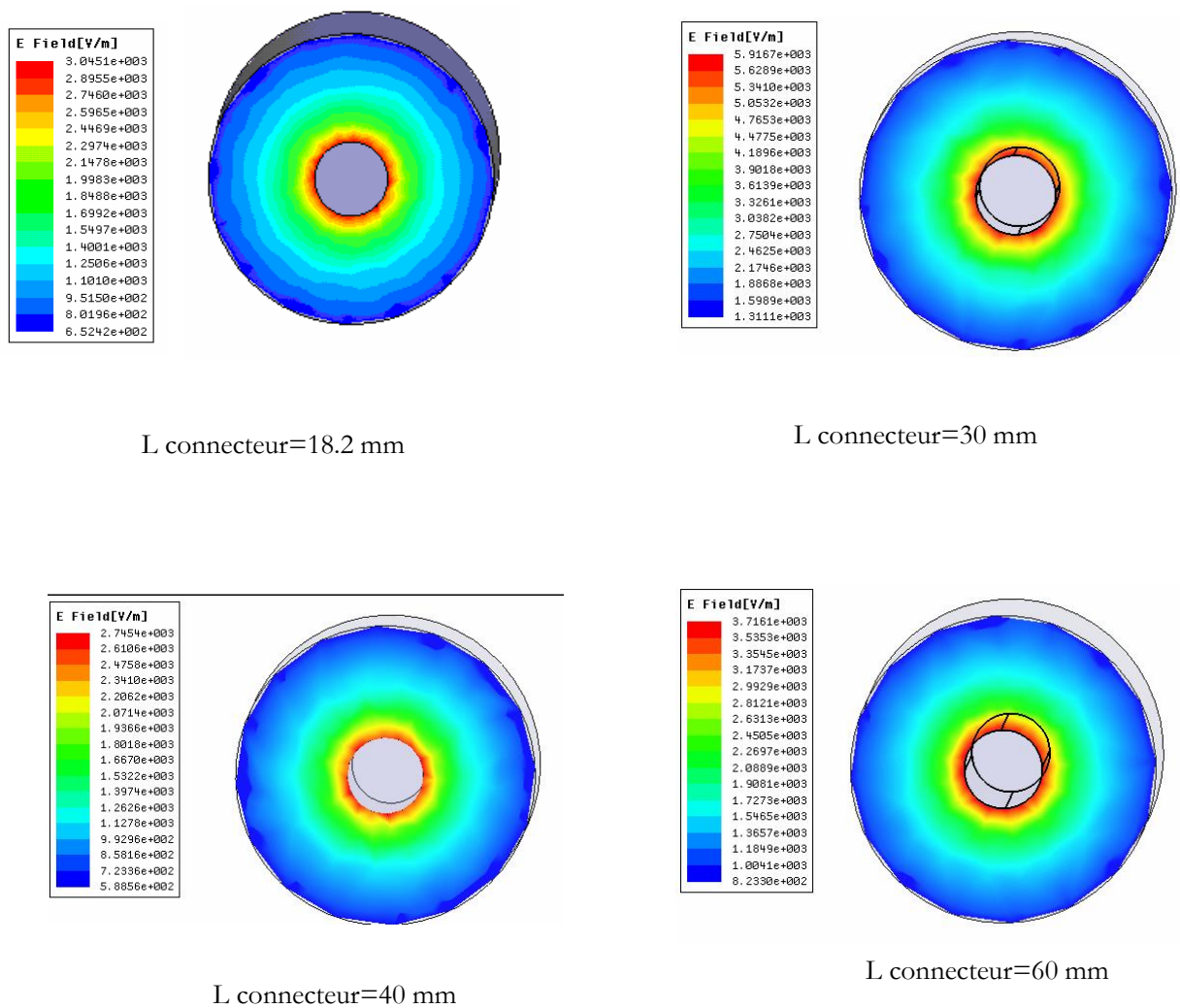


Figure IV-41. Distribution du champ  $E$  au niveau du connecteur de la cellule pour  $f=2.43$  GHz

Nous remarquons que la répartition du champ électrique autour du connecteur n'est pas répartie d'une manière homogène quel que soit l'angle  $\theta$ . L'intensité du champ électrique dépend de la position de mesure. Pour bien illustrer ce phénomène, la figure IV-42 montre la variation du champ sur 3 positions le long du de connecteur à la même fréquence.



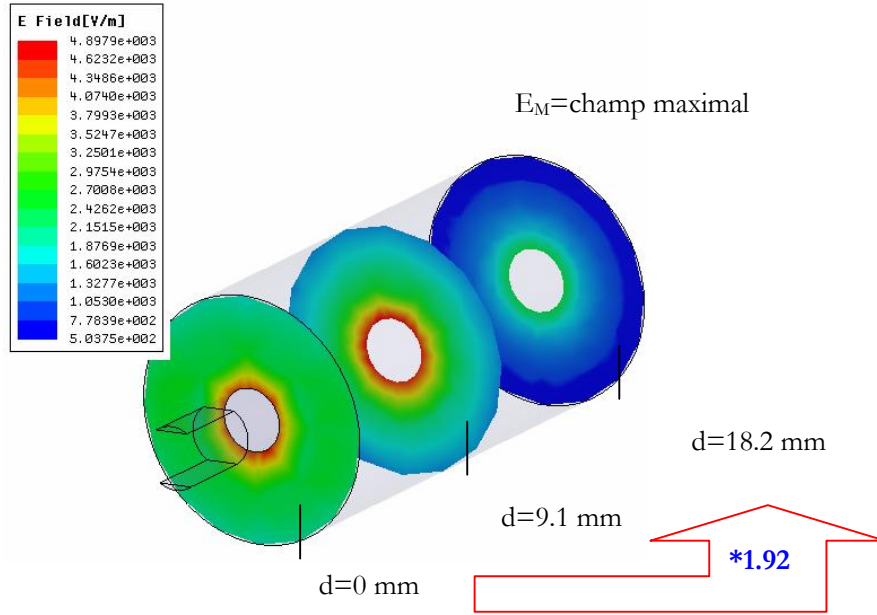


Figure IV-42. Répartition du champ électrique à 2.43 GHz

On remarque qu’au bout du connecteur l’intensité du champ électrique a subi des pertes. Afin d’éviter cette variation trop importante, on prendra les mesures de champ et par conséquent de la tension induite dans le mi-plan du connecteur à la distance 9.1 mm.

Pour avoir plus de précision au niveau du champ mesuré, on calculera sa valeur moyenne pour différents rayons.

Sachant qu’on dispose des valeurs discrètes du champ en fonction du rayon, issu de la simulation électromagnétique, nous serons amenés à calculer l’intégrale d’une façon discrète en utilisant des méthodes numériques de calcul d’intégrale pour pouvoir déterminer la tension induite aux bornes des connecteurs de la cellule TEM.

**IV.7.1.4 La méthode de calcul de champ électrique**

Pour calculer l’intégrale, il existe bien souvent plusieurs méthodes et la tâche principale consiste à sélectionner celle qui est le mieux adaptée pour satisfaire l’objectif. Ce principe est très général et s’applique à l’ensemble du problème numérique que nous allons traiter tout au long de ce paragraphe.

Le cas typique d’une intégrale définie à évaluer est :

$$I = \int_a^b f(x) dx \quad \text{(eq. 8)}$$

Comme l'évaluation de la fonction  $f$  pour une infinité de point est impossible, l'intégration numérique consiste à remplacer l'intégrale eq. (8) par une somme discrète sur un nombre fini de points.

$$I_n = \sum_{i=1}^N a_i f(x_i) \quad (\text{eq. 9})$$

Dans la littérature, différentes méthodes de résolution sont proposées [27] mais ce qui nous semble le plus simple et adéquat à notre cas d'étude est la méthode de Gauss (annexe 1).

#### IV.7.1.5 Dispositif sous test

La cellule TEM, comme on l'a défini auparavant, est dotée de deux supports rotatifs, un support carré et l'autre de type circulaire, les deux composants sous test sont les antennes patch à 2.43 GHz. L'étude de la variation de la tension en fonction de l'angle de positionnement de l'antenne se fait uniquement pour l'antenne patch carré à 2.43 GHz. La détermination du rayonnement et de la position du dispositif sous test nous permettra de définir des modèles équivalents des sources élémentaires rayonnantes du composant et de les comparer avec des mesures et simulations de champ proche.

Les tensions induites aux bornes de la cellule en fonction de la position ont été calculées par la première méthode (méthode classique) puis avec la discrétisation de l'intégrale par la méthode de Gauss.

#### IV.7.1.6 Cellule chargée par un DST alimenté

L'antenne patch est placée sur le support rotatif de la cellule puis excitée par une source d'onde (port 3). Les ports de la cellule, port 1 et port 2, sont chargés par leurs impédances caractéristiques de  $50\Omega$  (figure IV-43). La tension est calculée au niveau du port 1 et du port 2.

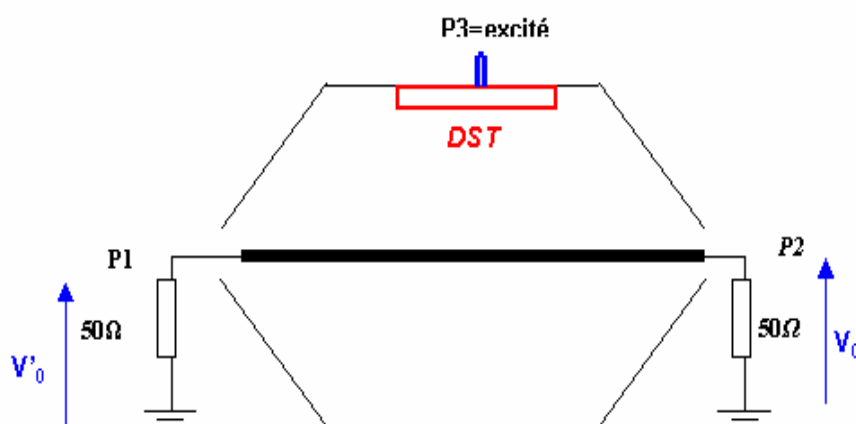


Figure IV-43. Schéma fonctionnel de la cellule chargée et l'antenne non excitée

Cette configuration ( $P1=0$ ,  $P2=0$ ,  $P3=1$ ) permet d'évaluer l'influence de l'antenne sur le fonctionnement normal de la cellule TEM. (1 : état actif ; 0 : état de repos)

La tension induite aux bornes de la cellule est calculée par les deux méthodes, citées auparavant, les résultats comparatifs sont représentés dans les figures IV-44 et IV-45.

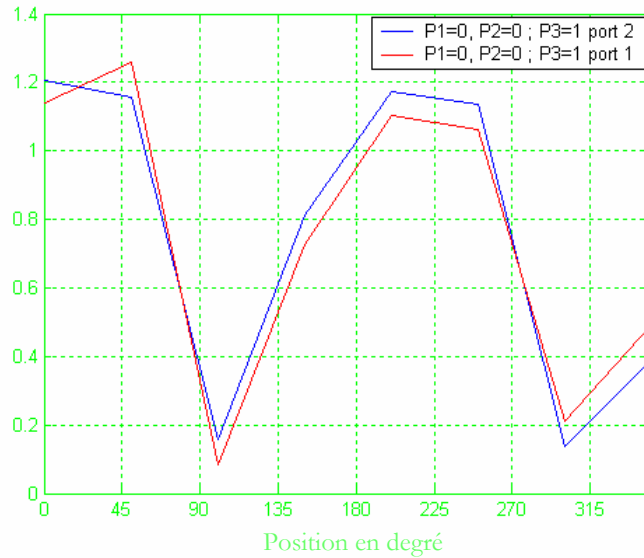


Figure IV-44. Comparaison de la tension induite pour ( $P1=0$ ,  $P2=0$ ,  $P3=1$  et  $P1=0$ ,  $P2=0$ ,  $P3=1$ ) : méthode de Gauss

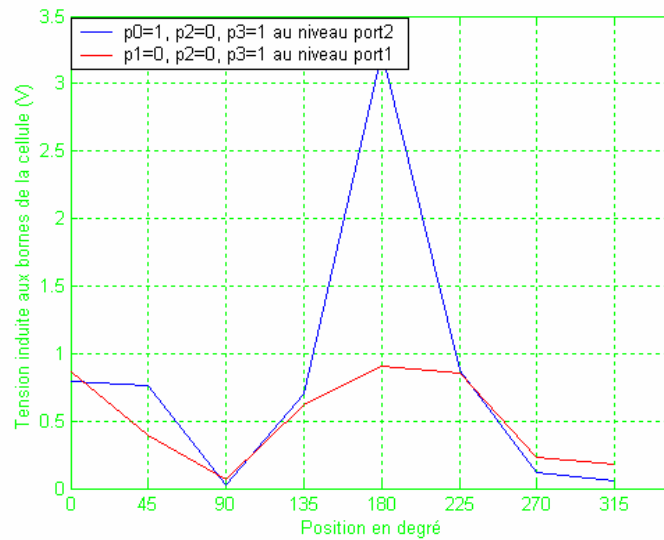


Figure IV-45. Comparaison de la tension induite pour ( $P1=0$ ,  $P2=0$ ,  $P3=1$  et  $P1=0$ ,  $P2=0$ ,  $P3=1$ ) : méthode classique

La variation de la tension au niveau des deux ports est symétrique pour la méthode de Gauss, mais la méthode classique présente un cas singulier à la position  $180^\circ$  qui est dû essentiellement à la précision

du calcul. Le niveau de tension induite pour les deux méthodes de calculs reste relativement le même pour différentes positions de l'antenne sous test.

## IV.7.2. Tension induite par simulation électrique

### IV.7.2.1 Simulation par un générateur de tension

Après avoir calculé la tension à partir des deux méthodes analytiques, nous proposons une autre solution de calcul basée sur une simulation électrique. Les paramètres S de la simulation HFSS de l'ensemble cellule-antenne sont exportés sous le logiciel de simulation électrique ADS. Une cellule à trois ports (SP3), contenant les paramètres S de la simulation électromagnétique, est simulée dans la bande fréquentielle (10 MHz- 3 GHz).

La figure IV-46 représente le cas de la cellule chargée par une antenne excitée par un générateur de tension de 10v, équivalente à la puissance injectée par le port du simulateur HFSS, le port 1 et le port 2 sont chargés par leurs impédances caractéristiques de 50Ω. Les labels  $V_{out1}$  et  $V_{out2}$  indiquent respectivement les tensions induites aux bornes du port 1 et du port 2.

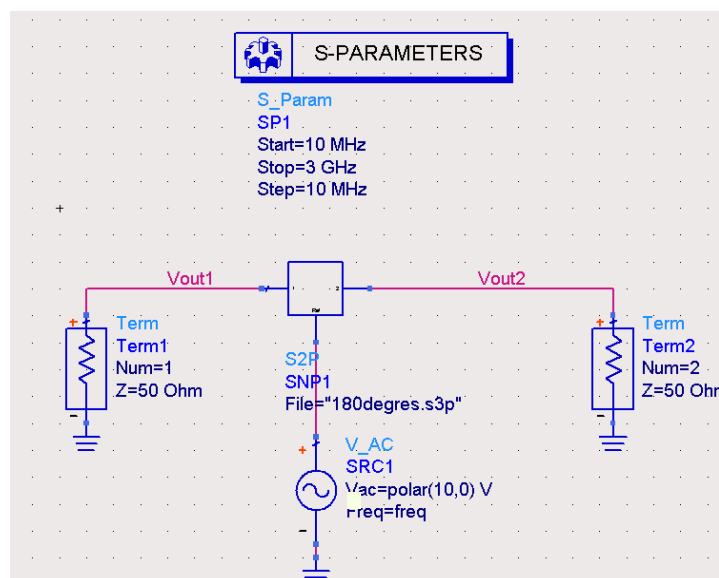


Figure IV-46. Simulation électrique de la cellule chargée et le DST excité par un générateur de tension fréquentielle

Des mesures sont faites dans les mêmes conditions de simulation pour les deux types d'antenne patch étudiés dans le chapitre 3.

### IV.7.2.2 Antenne patch carré

La comparaison des simulations est réalisée seulement pour les deux cas qui nous intéressent le plus ( $P1=0, P2=0 ; P3=1$  tension au niveau du port 1 et  $P1=0, P2=0 ; P3=1$  tension au niveau du port 2). Les figures IV-47 et IV-48 illustrent la variation de la tension en fonction de la position.

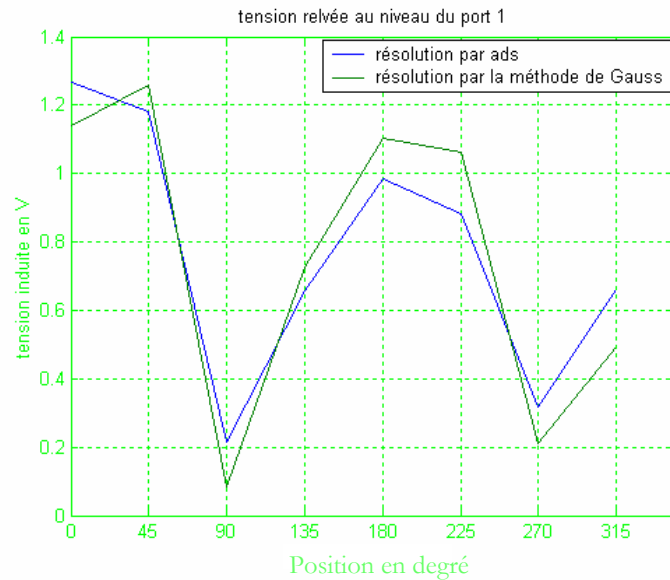


Figure IV-47. Comparaison entre les deux méthodes pour (P1=0, P2=0, P3=1)

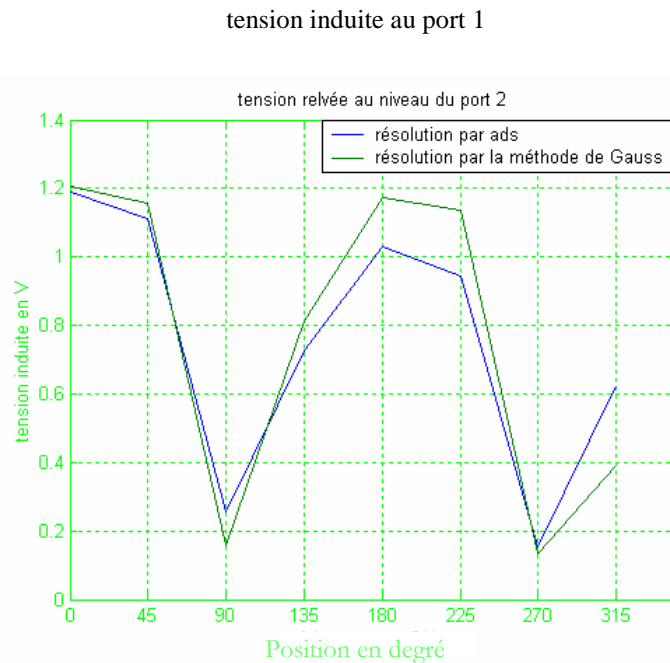


Figure IV-48. Comparaison entre les deux méthodes pour (P1=0, P2=0, P3=1)

tension induite au port 2

La comparaison des résultats de simulations entre les deux méthodes de calculs (simulation électrique et la méthode de Gauss) montre un bon accord et confirme la précision de ces deux méthodes

dans la détermination de la tension induite aux bornes de la cellule TEM.

D'autres comparaisons entre la mesure et la simulation sont présentées ci-dessous pour un générateur de puissance qui remplacera le générateur de tension dans la simulation précédente.

### IV.7.2.3 Simulation par générateur de puissance

La configuration de simulation est identique à celle décrite auparavant, on remplace le générateur de tension par un générateur RF de puissance représenté sur la figure IV-49.

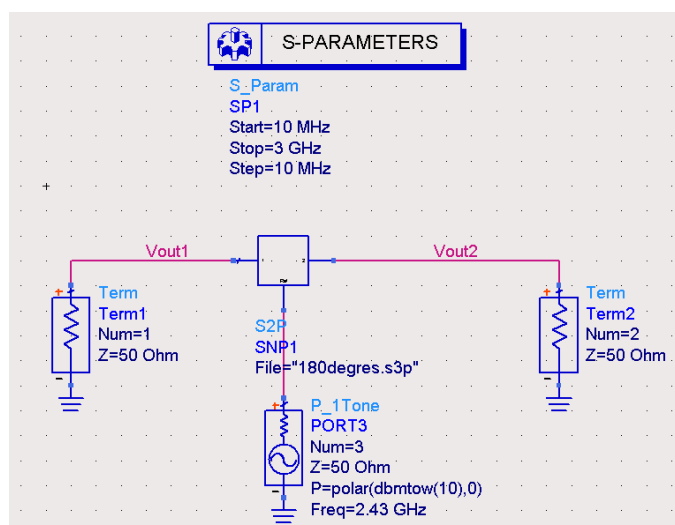


Figure IV-49. Simulation électrique de la cellule chargée et le DST excité par un générateur de puissance fréquentielle

La courbe ci-dessous (figure IV-50) représente la variation de la tension induite aux bornes de la cellule TEM pour une fréquence de 2.43 GHz (résonance de l'antenne). L'antenne est alimentée par un générateur RF de 10 dBm pour les mesures et les simulations afin de se mettre dans les mêmes conditions.

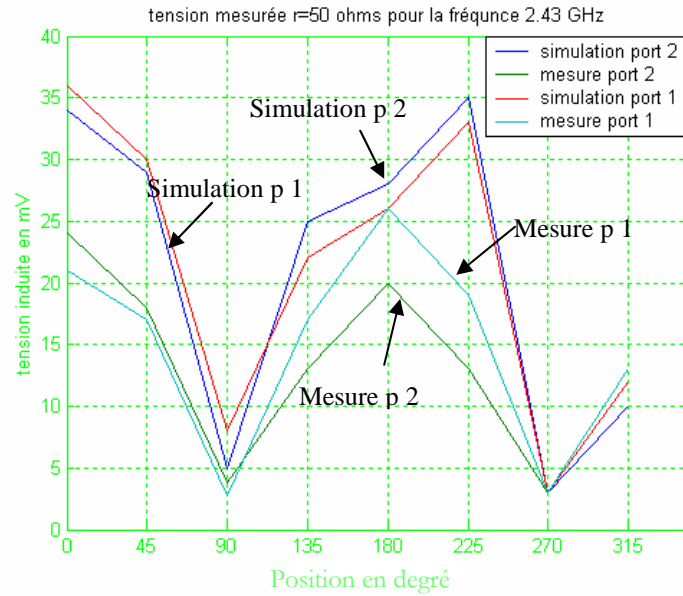


Figure IV-50. Comparaison de mesure et de simulation de la variation de la tension en fonction de la position à 2.43 GHz

On constate que les mesures et les simulations présentent la même allure. Mais, on remarque aussi quelques différences significatives pour les positions  $45^\circ$  et  $225^\circ$ . Cela peut certainement s'expliquer par un décalage en fréquence entre la mesure et la simulation dû essentiellement à la variation de la fréquence de résonance de l'antenne (effet de l'environnement de la cellule). Une autre campagne de mesures a été faite dans la même configuration mais à une fréquence légèrement différente entre la mesure et la simulation. Les résultats sont présentés ci-dessous, pour les deux types d'antenne.

#### IV.7.2.4 Antenne carrée

La figure IV-51 compare les résultats obtenus en mesure et en simulation pour différentes positions de l'antenne carrée.

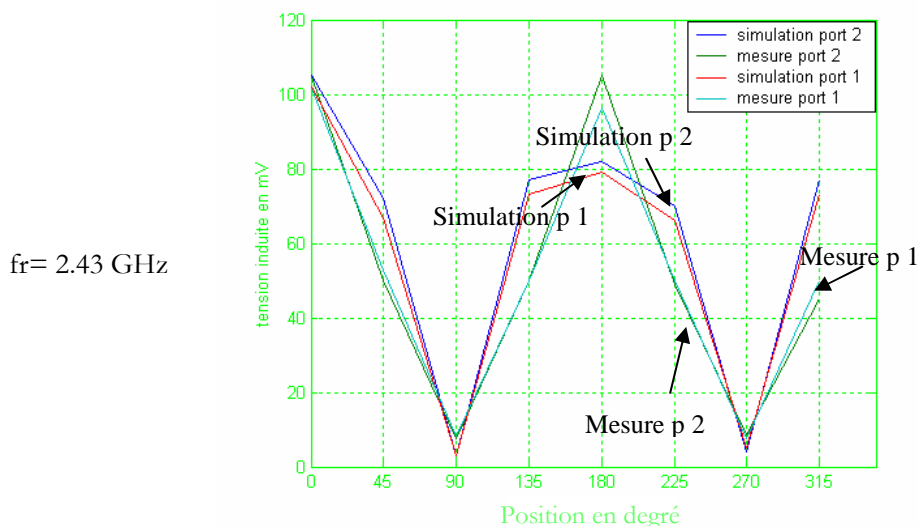


Figure IV-51. Allure de la tension en fonction de la position de l'antenne Carrée

Cette comparaison montre que les résultats obtenus en mesure et en simulation sont en meilleur accord mais légèrement différents pour les positions 135° et 180°. Outre la fréquence de résonance, cette différence peut provenir d'autres aspects. D'une part, des imprécisions de mesure et les performances des appareils utilisés. D'autre part, des réflexions non négligeables peuvent aussi apparaître aux extrémités du septum en raison des terminaisons imparfaites.

#### IV.7.2.5 Antenne circulaire

La même étude est réalisée pour la deuxième antenne circulaire. La figure IV-52 donne en détails les résultats de tension obtenus, en mesures et simulations, au niveau des entrées de la cellule.

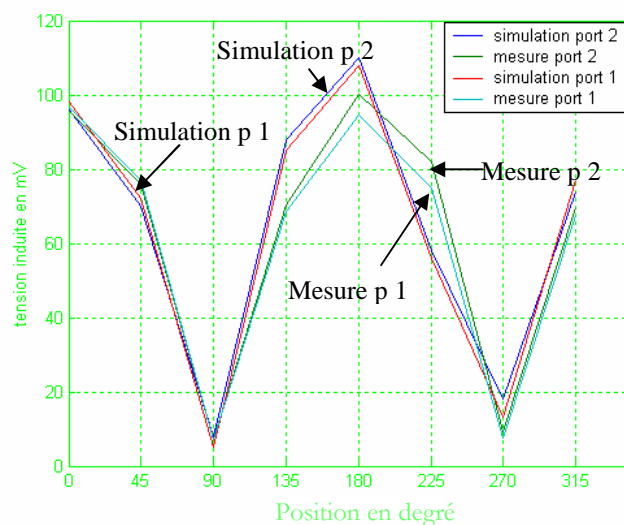


Figure IV-52. Allure de la tension en fonction de la position de l'antenne circulaire



On note un accord satisfaisant entre les mesures et les simulations du rayonnement de l'antenne circulaire dans la cellule TEM.

Nous avons constaté un décalage au niveau des fréquences de mesure et de simulations, et nous nous sommes intéressés à évaluer un pic de tension selon les différentes positions pour les deux types d'antennes. Les figures IV-53 et IV-54 représentent l'évaluation de la tension en fonction de la position ainsi qu'en fonction de la fréquence respectivement au niveau du port 1 et du port 2 pour une antenne carrée.

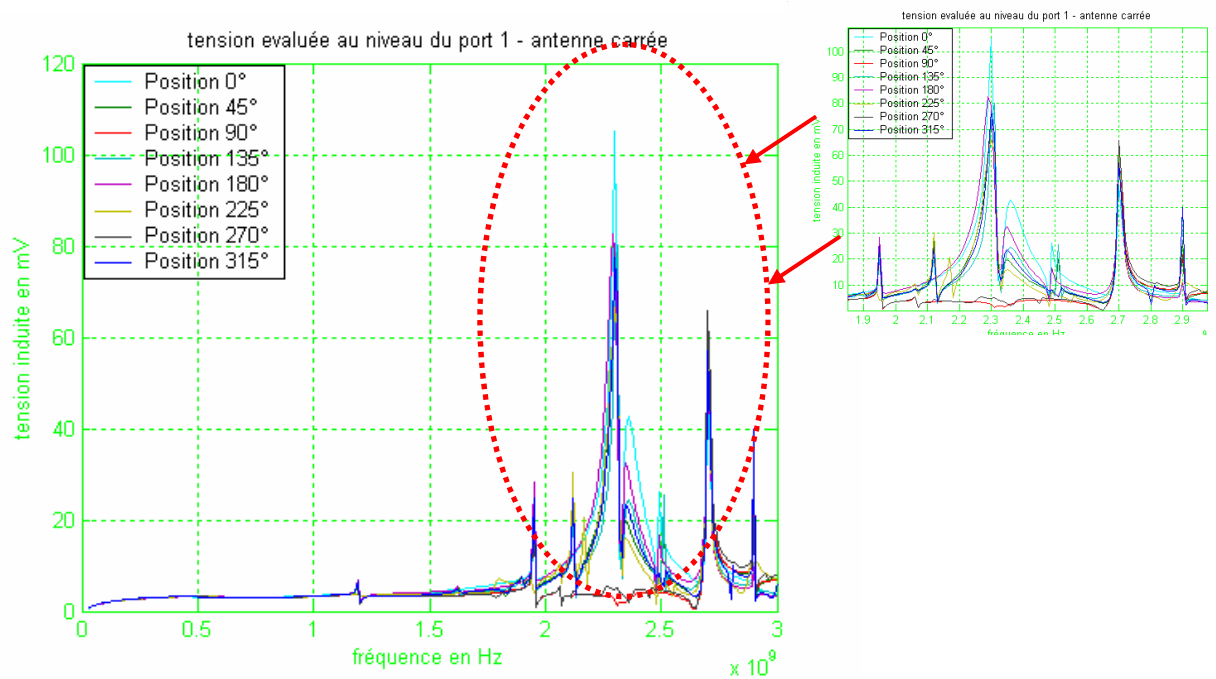


Figure IV-53. Evaluation des pics de tension au niveau du port 1 : antenne carrée

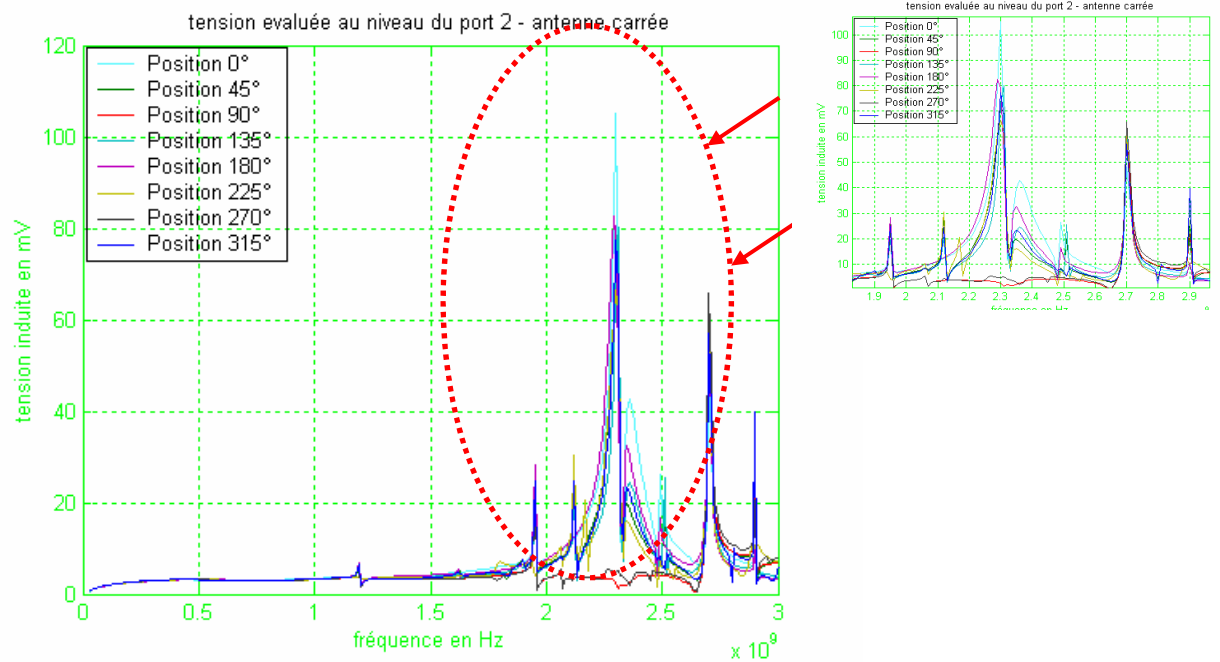


Figure IV-54. Evaluation des pics de tension au niveau du port 2 : antenne carrée

Les figures IV-55 et IV-56 représentent l'évaluation de la tension en fonction de la position ainsi qu'en fonction la fréquence respectivement au niveau du port 1 et du port 2 pour une antenne circulaire.

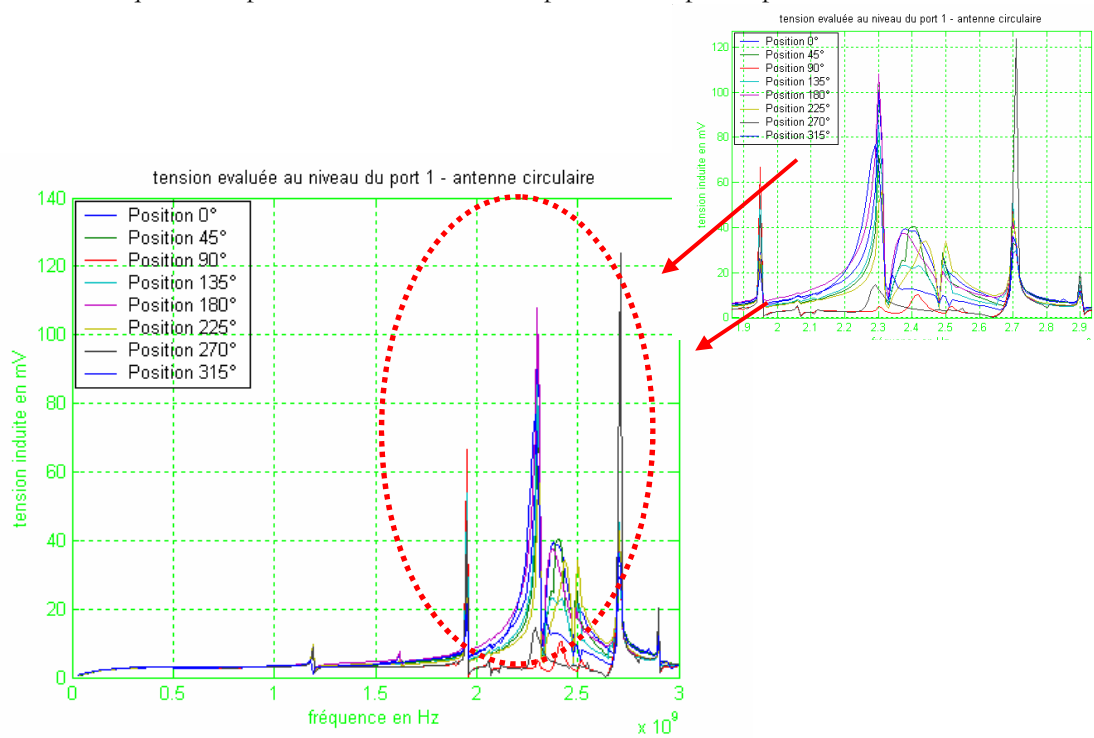


Figure IV-55. Evaluation des pics de tension au niveau du port 1 : antenne circulaire

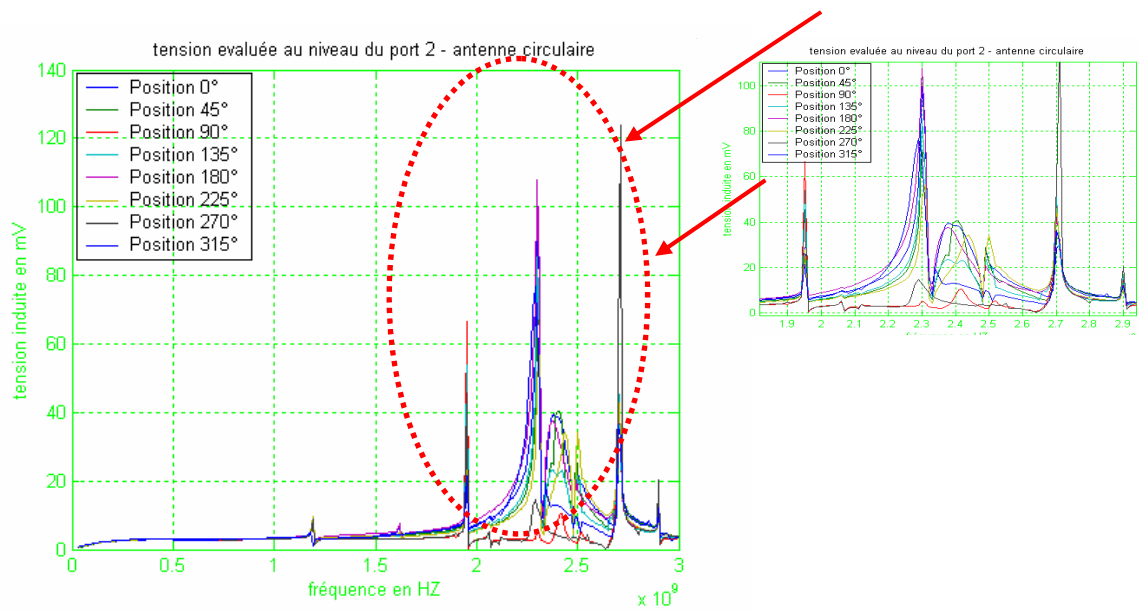


Figure IV-56. Evaluation des pics de tension au niveau du port 1 : antenne

On peut constater, pour les deux cas, un léger décalage en fréquence du spectre en variant la position de l'antenne sous test. La cause principale est la variation de la fréquence de résonance de l'antenne selon les positions. Ceci confirme l'effet du couplage antenne-cellule sur la fréquence de résonance de l'antenne. A cela, il faut ajouter les imprécisions mécaniques ainsi que la fragilité des câbles de mesure ont aussi des effets parasites non négligeables.

---

## IV.8. Conclusion

L'utilisation des modèles électriques de la cellule TEM à support rotatif pour les tests de rayonnement des DST (ligne de transmission, antennes) dans la bande de fréquences de DC- 3GHz présente des résultats encourageants. En effet, un accord satisfaisant est constaté entre les résultats de mesures et les résultats de simulations. Des pertes provenant du montage expérimental ont cependant pu être constatées. Ces pertes devront être évaluées afin d'être corrigées.

Le développement des modèles équivalents de couplage entre le DST et la cellule constitue une voie pour étendre l'utilisation du modèle de la cellule pour un système de DST+cellule. Toutefois les modèles développés ont été réalisés sur des dispositifs simples et de caractéristiques bien maîtrisées. Il faudrait les étendre à des dispositifs plus complexes, des circuits intégrés en utilisant leurs modèles ICEM par exemple.

Outre son support carré classique, et sa large bande de mesures jusqu'à 3 GHz, l'originalité de la nouvelle cellule TEM réside aussi dans ses nouveaux supports rotatifs. La tension induite au bout de la cellule a été déterminée par des méthodes analytiques et des simulations électriques. La simulation électrique est le moyen le plus adéquat, le plus rapide en temps de calcul, plus précis et le plus flexible, pour évaluer la tension induite en fonction de la position du DST et de la fréquence. Les résultats de mesures et de simulations montrent que le couplage peut être plus fort en dehors des quatre positions habituelles des cartes de test, un des points forts de la structure rotative. Mais nous avons aussi constaté quelques pertes dues aux contraintes mécaniques et à l'incertitude quant à la précision de la position exacte provoquée par la mobilité du support.

Les résultats de cette approche générale sont très encourageants. Ces travaux nécessiteront de mettre en œuvre des comparaisons avec des résultats de test dans d'autres dispositifs d'essais (carte à base de microcontrôleur) en vue de développer un modèle équivalent de rayonnement du circuit intégré.

---

## Bibliographie

---

- [1] B. Archambeault, C.L. Holloway, P. McKenna "Measurements and simulations of a semi-anechoic room using field mapping", IEEE 2002 International Symposium on EMC, august 2002 pp. 947-951
- [2] K. Harima, "Radiated Emission Measurement of Small EUT by Using a Reverberation Chamber" 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Istanbul, TURK, May. 2003
- [3] M.L. Crawford, " Generation of standard EM fields using TEM transmission Cells ", IEEE Trans. EMC, Vol. EMC-16, no.4, pp.189-195, Nov. 1974
- [4] A. Tsaliovich," Electromagnetic Shielding handbook for wired and wireless EMC Applications ", pp. 429-431, Kluwer Academic Publisher, Boston, 1999
- [5] F.B.J. Leferink," A Triple TEM cell: three polarization in one setup ", Proceeding. 10<sup>th</sup> Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 455-478, Zurich, Switzerland, 1993
- [6] F.B.J. Leferink," A Triple TEM cell: A simple device for immunity system ", Proceeding IEEE Int. Trans. Electromagnetic Compatibility, pp. 455-459, Chicago, IL, 1994
- [7] X.D. Cai and G.I Costache," Finite element analysis of a triple TEM cell ", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 36, no. 4, pp. 398-404, Nov. 1994
- [8] X.D. Cai and G.I Costache," An engineering design approach of a triple TEM cell using finite element method ", IEICE Trans. Communication, vol. E78-B, no. 2, pp. 273-278, Feb. 1995
- [9] A.S. Podgorski and J. Baran," New concept of emissions and susceptibility testing ", Proceeding IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 497-499, Austin, CO, 1998
- [10] D. Hansen, J. Funck, D. Ristau, S. Moessler," Comparing the field quality of the new EUROTEM to GTEM and fully absorber lined chambers ", Proceeding IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 132-136, Denver, CO, 1998
- [11] D. Hansen and D. Ristau, "Characteristics of the EUROTEM family", Proceeding Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 86-89, Tokyo, Japan, 1999
- [12] L. Garbonini, "A new transmission line device with double polarization capability for use in radiated EMC test ", Proceeding. 12<sup>th</sup> Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 327-332, Zurich, Switzerland, 1997
- [13] L. Garbonini," A new transmission line device with double polarization capability for use in radiated

---

EMC test ", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 43, no. 4, pp. 326-339, Aug. 2001

[14] M. Klingler, S. Egot, J.P Ghys, J. Rioult, "On the use of three dimensional TEM cells for total radiated power measurements", Proceeding IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 123-128, Montreal, Canada, 2001

[15] F. Xiao, Y. Suganuma, K. Murano, M. Tayarani and Y. Kami," Design of a four septums TEM cell for immunity/susceptibility test ", IEICE Trans. Communication, vol. E78-B, no. 8, pp. 3146-3151, Aug. 2005

[16] Y. Cui, P. Berini, " Modeling and Design of GaAs Traveling-Wave Electrooptic Modulators based on Capacitively Loaded Coplanar Strips ", journal of lightwave technology, vol. 24, no. 1, January. 2006

[17] R.E. Collin," Foundations for Microwave Engineering ", McGraw-Hill, New York 2005

[18] ADS software, <http://eesof.tm.agilent.com/>

[19] P.F Combes "Micro-ondes : 1.ligne, guides et cavités", Edition Dunod 1995

[20] A.El abbazi, M.Ramdani, B.Haussy, J.L Levant, M. Drissi "Modeling of coupling in TEM-Cells Using fractional Derivative " Euroem'04 Magdeburg, Germany, Jul. 2004

[21] A. El abbazi, M.Ramdani, J.L Levant, M. Drissi, " Une nouvelle Cellule TEM à Support Rotatif pour des mesures en champ proche des Circuits Intégrés ", GDR'04 Paris, Sep. 2005

[22] C.G. Montgomery, R.H. Dicke, E.M. Purcell," Principles of microwave circuits", McGraw-Hill book company, New York, 1948

[23] H. Visser, " Array and Phased Array Antenna basics", Wiley Edition, Juillet 2005

[24] M. Abramowitz, I. Stegun," Hand Book of Mathematical Functions", Dover Publication, New York, 1965

## **Chapitre V Application du modèle ICEM**

---

---

## V.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, des différentes méthodes de modélisation de la cellule TEM et du couplage électromagnétique entre la cellule TEM et un dispositif sous test (DST) ont été présentés. Les modèles sont assez simples pour être appliqués dans des blocs fonctionnels entiers et assez précis pour rendre compte de manière fiable des phénomènes critiques. Nous avons de plus mené une étude de la variation de la tension induite aux bornes de la cellule en fonction de la position angulaire du DST, dans le but de déterminer la polarisation des sources rayonnantes du DST.

Par ailleurs, il faut préciser, avant d'étudier les méthodes utilisées pour générer le modèle ICEM du DST, qu'il convient pour générer ce modèle, d'intégrer le DST dans un environnement de mesures constitué essentiellement d'une carte et deux câbles de mesures 50ohms. Il est donc nécessaire de modéliser séparément celle-ci pour en extraire les paramètres ICEM du DST.

La modélisation du composant sous test est essentiellement basée sur les techniques de mesures haute fréquence pour la modélisation de son réseau d'alimentation et de la FFT pour la modélisation en courant de son activité numérique du composant [1].

Trois approches sont envisagées pour la modélisation de la carte de mesures : les techniques de mesures haute fréquence, la simulation 3D (HFSS) et finalement l'approche empirique.

L'exploitation du modèle ICEM pour la prédiction du rayonnement du composant se fait en comparant les simulations de l'ensemble du modèle ICEM du microcontrôleur et de la cellule TEM avec les mesures. L'identification des sources de rayonnement se déduit grâce à la polarisation des sources élémentaires par rapport à la position angulaire de la carte de tests.

Enfin, à titre d'illustration, des mesures en champ proche sont effectuées pour évaluer le rayonnement du circuit intégré en activité.

## V.2. Description du microcontrôleur cible

Le circuit analysé est un microcontrôleur, ATmega 128, 8-bits en technologie CMOS 0.35 $\mu$ m et développé autour de l'architecture RISC AVR propriété de la société Atmel [2]. Le circuit possède deux paires d'alimentation numérique et une paire d'alimentation analogique. Les principales caractéristiques utiles pour la modélisation sont déjà décrites dans le chapitre 3.



## V.3. Introduction au modèle ICEM

Le modèle ICEM fournit une description globale des alimentations numériques et analogiques [3]. Le but de ce modèle est de pouvoir prédire les solutions à mettre en place au niveau du circuit imprimé pour atteindre les objectifs suivants :

**Optimiser le réseau d'alimentation et de découplage** : Le nombre et les valeurs des capacités de découplage seront définis avec précision. Parmi ces capacités, celle produite par le circuit imprimé sera aussi définie par sa valeur et donc par sa taille du plan.

**Prédire les émissions en mode conduit de la carte et les émissions rayonnées du circuit.**

La modélisation du microcontrôleur se déroulera en trois grandes parties : Premièrement, une carte de test est réalisée afin de déterminer l'impédance globale vue entre les broches d'alimentation et les broches de masse de l'ATmega 128. Deuxièmement, la carte de test est modélisée en utilisant le simulateur électromagnétique tridimensionnel HFSS. Enfin, le composant sous test est représenté par le modèle ICEM.

## V.4. Spécification de la carte de test

### V.4.1. La carte de test

Il est important de bien définir les fonctions et les caractéristiques de la carte de test avant de se lancer dans sa réalisation. Notamment un dimensionnement bien pensé permettra de faciliter l'extraction du modèle ICEM du composant à partir des trois approches.

La carte est utilisée pour stabiliser l'environnement de mesures et de modélisation du composant sous test. Ses caractéristiques électriques doivent interférer le moins possible avec ceux du composant dans le but de faciliter l'extraction des paramètres du modèle ICEM [4]. Elle doit donc présenter des éléments parasites les plus faibles possibles. Elle doit être aussi représentative des conditions normales d'utilisation. Entre autre, il est supposé qu'il y ait un plan de masse et un plan de  $V_{CC}$ . En effet, les éléments parasites du boîtier et de la puce sont déterminés à partir d'un plan de masse de référence situé juste en dessous du boîtier. Le plan  $V_{CC}$  permet la connexion des deux broches  $V_{CC}$ . Sa taille doit être au minimum de 2cm x 2cm. Le plan de masse recouvre toute la carte de test dont les dimensions physiques sont choisies arbitrairement à 5cm x 5cm pour faciliter la manipulation

## V.4.2. Les contraintes électriques

La carte de tests facilite l'extraction du modèle ICEM du composant. Cependant cet environnement de modélisation n'est pas parfait. Un certain nombre de mécanismes parasites électriques sont à connaître pour les minimiser au maximum. Ils sont rappelés ci-après :

**Capacité** : Elle dépend de la taille des plans, du diélectrique et son épaisseur :

$$CP_{cb} = 8.85 pF \times \epsilon_r \times \frac{L \times l}{h} \quad (\text{eq. 1})$$

On peut considérer que les diélectriques sont parfaits dans la gamme de fréquence spécifiée et sont sélectionnés en fonction de ce critère.

**Inductance**: Elle dépend du chemin de circulation du courant et par conséquent de la largeur et de la longueur du conducteur [5]. L'inductance du PCB est difficile à calculer en haute fréquence car s'il y a plusieurs connections de masse par exemple, la combinaison des lignes de champ magnétique n'est déterminable qu'avec un résolveur de champ 2D ou 3D. Elle est d'autant plus difficile à déterminer que les plans du PCB peuvent être de forme non standard. L'ordre de grandeur de l'inductance est de quelques dizaines de Pico henry à quelques centaines de nano henry.

**Résistance** : Elle dépend de la nature du conducteur, ici du cuivre, de sa section et de sa longueur ainsi que de la fréquence (effet de peau et de proximité) :

$$RP_{cb} = \rho_{cu} \times \frac{l}{S} \quad (\text{eq. 2})$$

**Les trous métallisés (vias)** : Ils permettront de relier le plan de masse aux broches de masse du composant. Leurs valeurs dépendent de leurs dimensions et s'échelonnent de quelques centaines de micro-henry à quelques nano-henry [6].

**Cavité résonnante** : Elle dépend des dimensions physiques du PCB, l'onde se propageant alors entre les deux plans et principalement dans deux axes [7]. L'épaisseur, étant très faible par rapport aux autres dimensions, ce mode de fonctionnement présente des résonances et anti-résonances ce qui rend la modélisation de l'impédance plus complexe.

### V.4.3. Spécifications de réalisation

Dimensionnement de la carte de test :

- La gamme de fréquence s'étend de 1MHz jusqu'à 3GHz.
- LPcb, RPcb et CPcb doivent être les plus faibles possibles.
- L'effet de résonance dû à la cavité ne doit pas apparaître.
- La première fréquence résonance est au-dessus de 3GHz.
- Pour éviter le phénomène de cavité, le plan de  $V_{CC}$  est accordé pour rejeter la première résonance modale au-dessus du 3GHz. Sa taille minimum est de 2cm x 2cm. Dans ces conditions, la structure du modèle du PCB représenté sur la figure 3 se limite donc à un réseau RLC et à trois vias.

### V.4.4. Structure électrique du PCB.

Dans le cas où l'impédance est faible, les vias ramènent le plan  $V_{CC}$  à la masse. Dans cette configuration, il est possible de déterminer les fréquences caractéristiques (figure V-1).

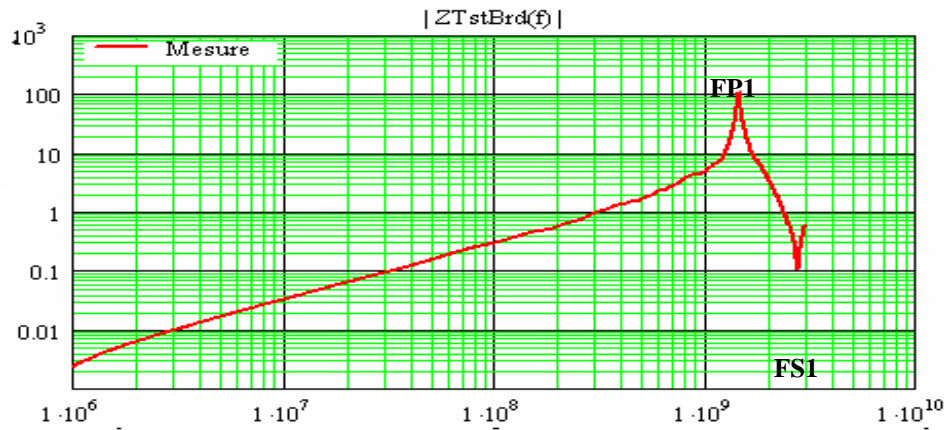


Figure V-1. Profil d'impédance

En dessous de la fréquence FP1, l'impédance croît à raison de 20DB/décade et est donc d'origine inductive. Il est possible de déterminer cette inductance par exemple à 100MHz :

$$LBF = \frac{0.3}{6.28 \times 100MHz} = 478 pH \text{ (n)} \quad (\text{eq. 3})$$

D'après la figure V-2, CPcb est un circuit ouvert à cette fréquence et LBF est la somme de LPcb et de Lvia. Au-dessus de FS1, l'impédance est à nouveau inductive et correspond à LPcb. A cette fréquence CPcb court-circuite Lvia.

Comme LPcb est difficile à exprimer, il est possible de ne pas la prendre en compte si elle est très inférieure à Lvia. LPcb est de l'ordre de la centaine de pH. Lvia devra être de l'ordre du nH. Lvia dépend essentiellement de l'épaisseur du PCB. Les épaisseurs standardisées sont 0.4mm, 0.8mm, 1.6mm, ...

Grossièrement, l'inductance d'un via est de l'ordre de 1nH/mm. En choisissant une épaisseur de 1.6mm, Lvia est de l'ordre de 1.6nH et LPcb peut-être ignorée. La carte de test aura finalement comme dimensions :

- Plan de masse = 5 x 5 cm
- Plan de V<sub>CC</sub> = 2 x 2 cm
- Epaisseur = 1.6mm
- $\epsilon_r = 4.9$ .

La figure V-2 montre la topologie de la carte de mesures ainsi que toutes ses dimensions.

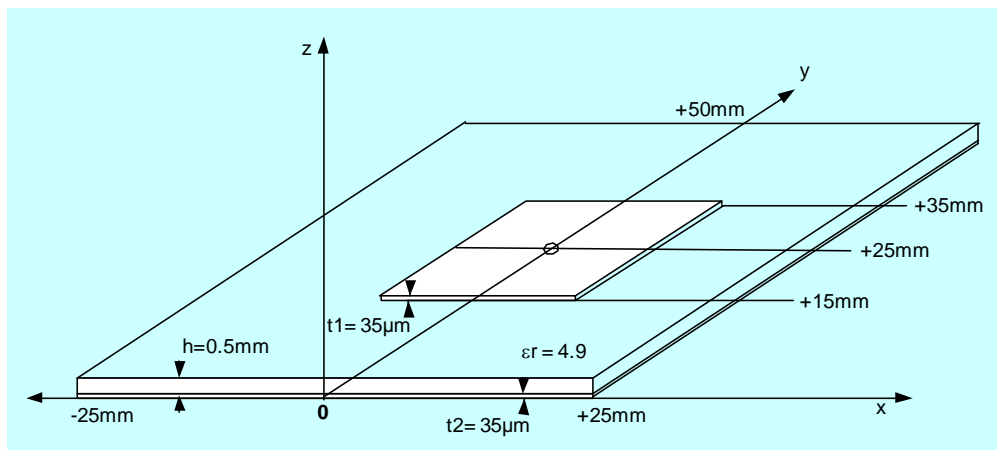


Figure V-2. Dimensions de la carte de mesures TstBrd4

La première fréquence de résonance de la cavité est à 3.4GHz. La capacité CPcb est de 10.8pF. La figure V-3 présente la structure de la carte (TstBrd4) avec et sans le composant. Les trois vias permettant la connexion au plan sont visibles sur la figure.

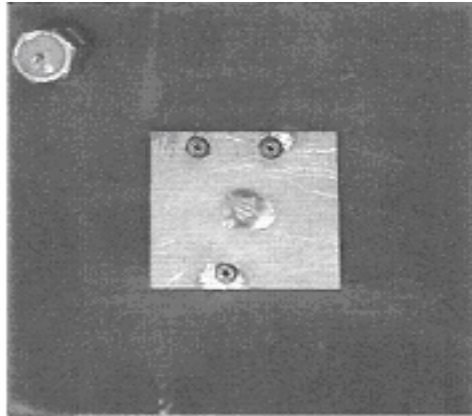


Figure V-3. Vue de la carte de mesures TstBrd4

La figure V-4 montre la carte de mesures munie du composant sous test ainsi que le raccordement à l'analyseur de réseau par les deux câbles 50 ohms.

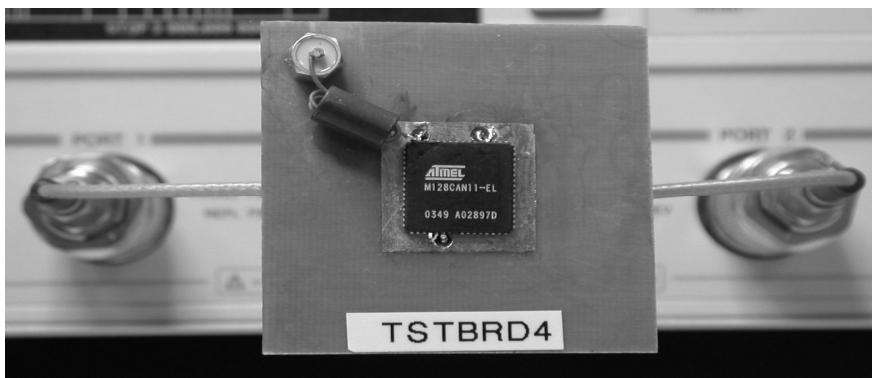


Figure V-4. Carte de TstBrd4

## V.5. Modélisation de la carte de test à partir du solveur de champ 3D HFSS.

### V.5.1. Description

La modélisation de la carte de mesures se limite à un circuit imprimé double face comprenant sur sa partie supérieure un mini plan d'alimentation et un plan de masse complet sur sa face inférieure. Dans le but de mieux comprendre les paramètres intervenant et leurs comportements, le modèle de la carte de test est généré par la mesure, de manière empirique par les expressions littérales et par le simulateur

électromagnétique 3D « HFSS » pris en référence. Les dimensions du Via sont les suivantes : diamètre 0.5mm, longueur 0.6mm, placé à 2mm du bord.

### V.5.2. Modèles du PCB et des vias

Les dimensions physiques de la carte de tests représentée sur la figure V-5 correspondent à celles données sur la figure V-4.

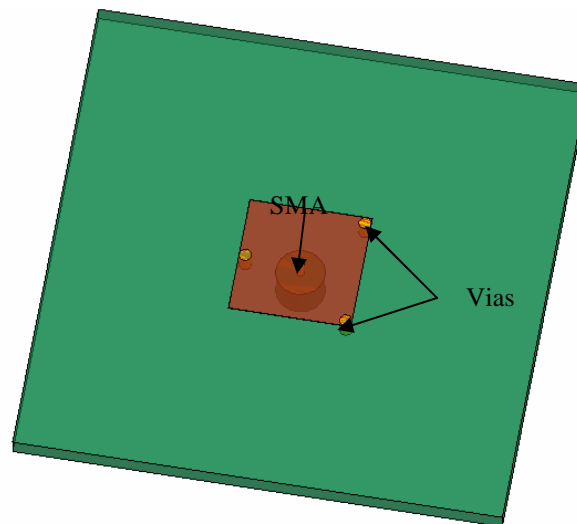


Figure V-5. Dessin de la carte de test utilisé sous HFSS

La figure V-6 illustre le module de l'impédance de la carte de tests qui comprend le SMA et le PCB.

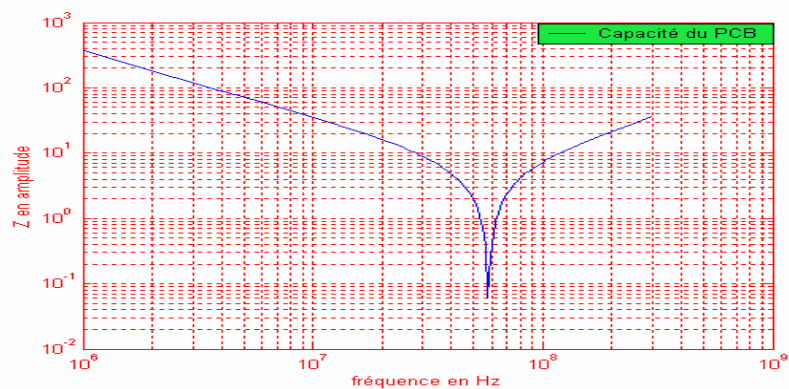


Figure V-6. Module d'impédance de  $Z_{PcbSma}(f)$

A partir de la figure V-8, il est possible de déterminer les paramètres de la carte PCB. La capacité peut-être à 10MHz :

$$CPcbSma = \frac{1}{|ZPcbSma| \times 6.28 \times f} = \frac{1}{380 \times 6.28 \times 10MHz} = 42pF \quad (\text{eq. 4})$$

A 580MHz, la résonance série, Fr1, permet de déterminer la résistance :

$$RPcbSma = 0.05ohm \quad (\text{eq. 5})$$

Au-dessus de Fr1, le module de l'impédance est inductif dont l'inductance est :

$$LPcbSma = \frac{1}{(6.28 \times FR1)^2 \times CPcbSma} = \frac{1}{(6.28 \times 580MHz)^2 \times 42pF} = 1.8nH \quad (\text{eq. 6})$$

Le modèle du Pcb en circuit ouvert peut maintenant être déterminé en soustrayant les paramètres du connecteur SMA.

La figure V-7 montre les modules d'impédance de ZTstBrd1 en court-circuit. Le court-circuit est réalisé en connectant le plan V<sub>CC</sub> et V<sub>SS</sub> par l'intermédiaire de 1, 2 ou 3 vias.

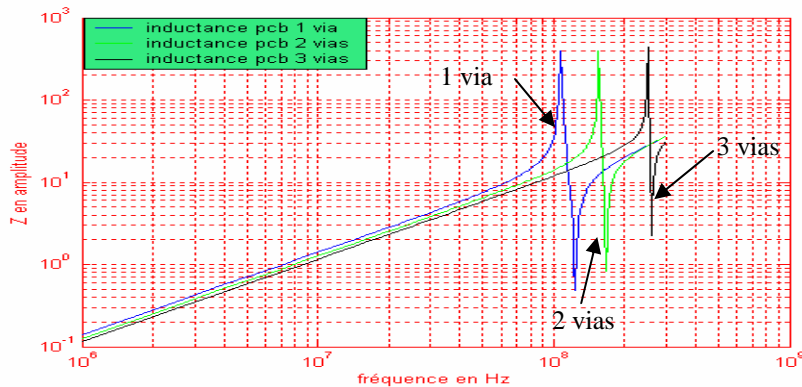


Figure V-7. Modules d'impédances de  $Z_{pcbSma}(f)$  pour différents vias

Le tableau ci-après donne la valeur de l'inductance équivalente au PCB et des vias en fonction du nombre de vias connectés et à 10MHz.

Tableau 2. Inductance de  $Z_{pcbSma}$  pour différents vias connectés.

Nbre de vias	1	2	3
L (nH)	1.023	0.493	0.35

Dans le but d'évaluer le modèle du PCB et des vias, une simulation séparée des vias est effectuée pour différentes longueurs de vias, pour en apprécier la loi électrique (figure V-8).

Les caractéristiques des vias sont les suivantes :

- diamètre ( $\Phi=0.5$  mm)
- longueur (L1=1.535mm, L2=1.035mm, L3=0.785mm, L4=0.6mm)

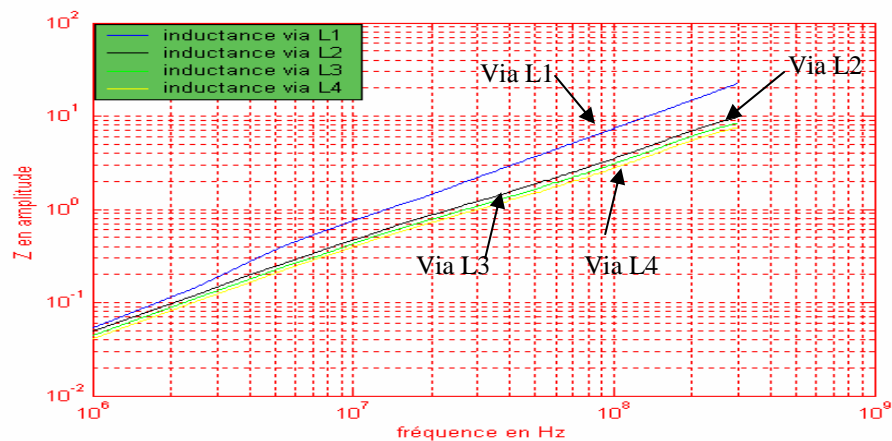


Figure V-8. Le module de l'impédance des vias en fonction de la longueur

Table 3. Inductance du via en fonction de sa longueur.

Longueur (mm)	1.535	1.035	0.785	0.6
L (nH)	0.7	0.55	0.48	0.43

La variation de la longueur du via permet de modifier la fréquence de résonance du pcb.



### V.5.2.1 Simulation et mesures de la carte de test

Deux types de PCB sont étudiés : le premier avec un seul via à position variable le long de la carte de test, le second PCB en contenant trois afin de développer le modèle électrique équivalent et ainsi d'étudier l'influence de la position du via sur la fréquence de résonance du PCB.

La structure est illuminée par une onde plane via le connecteur SMA (figures V-9a et V-10a) au centre du PCB à caractériser.

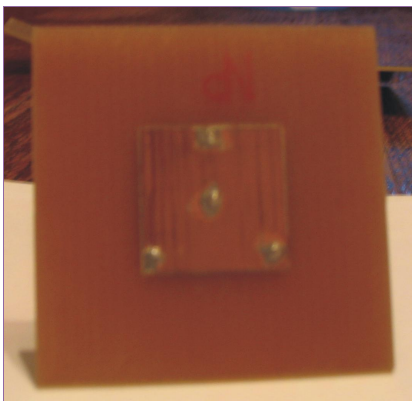


Figure V-9a. Carte de tests avec trois via

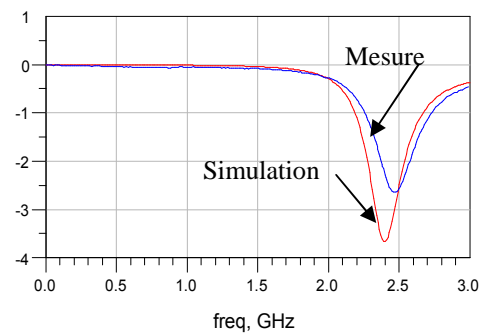


Figure 9.b : Paramètre S11 du PCB avec trois vias



Figure V-10a. Carte de test avec un via à 3mm du centre

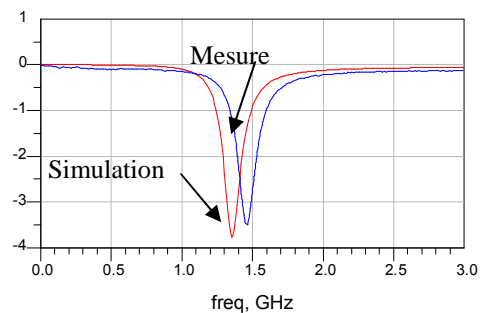


Figure 10.b : Paramètre S11 du PCB avec un via

On constate, pour le cas du PCB à un seul via, que plus on s'éloigne du centre, plus la fréquence de résonance diminue. Le décalage en fréquence entre les résultats obtenus en mesures et en simulation est dû essentiellement à l'incertitude de  $\epsilon_r$  et aux imprécisions mécaniques lors de la réalisation de la carte.

L'utilisation des trois vias permet la caractérisation de l'Atmega128 au-delà de 2 Gigahertz en décalant la fréquence de résonance comme le montre la figure V-9.b.

### V.5.2.2 Simulation en champ proche

La simulation électromagnétique offre une facilité d'explorer la distribution du champ proche des PCB [8]. En fait, le diagnostic du champ peut être utile pour optimiser les dimensions de la carte sous test, le nombre des vias adéquat à une utilisation spécifique et la position optimale des vias.

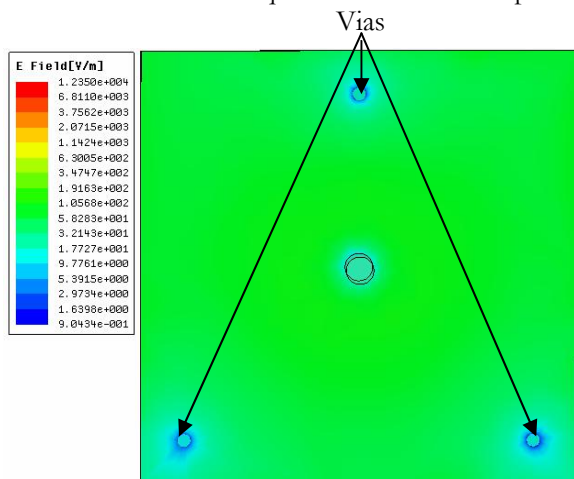


Figure V-11. Distribution du champ E au sein de PCB avec trois vias à 500 MHz

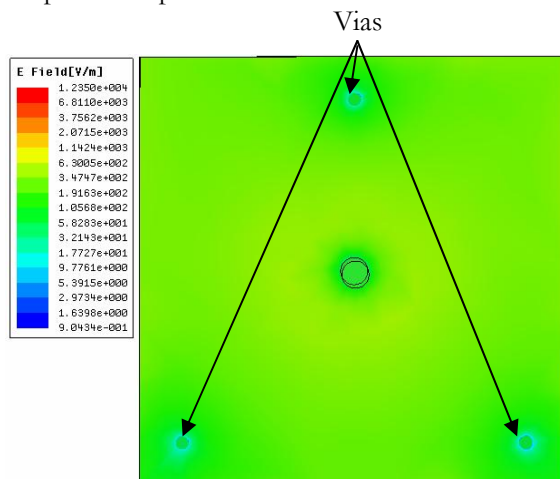


Figure V-12. Distribution du champ E au sein de PCB avec trois vias à 1GHz

Les figures V-11 et V-12 montrent la distribution du champ électrique normal à une distance de 1mm de la surface du PCB. On note que le champ électrique normal est très faible aux alentours des vias.

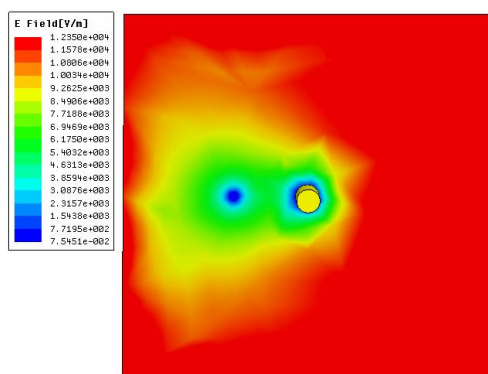


Figure V-14. Distribution du champ E au sein de PCB avec un via à 1.35 GHz

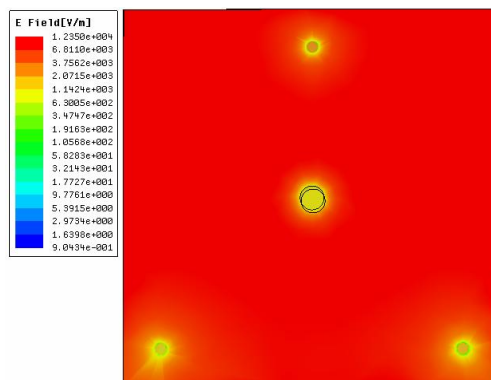


Figure V-13. Distribution du champ E au sein de PCB avec trois vias à 2.46 GHz

Les figures V-13 et V-14 montrent la distribution du champ proche sur un plan localisé à 1 mm au-dessus de la carte à la fréquence de résonance. On note bien que le champ électrique est plus intense que

dans le premier cas. La distribution du champ électrique pour une carte à un seul via est uniforme, cela justifier notre choix de cette structure pour la modélisation de l'Atmega128.

## V.6. Modélisation de la carte de tests à partir de la mesure

La modélisation de la carte de mesures et du composant (CAM) comprend différents dispositifs dont chacun d'entre eux a ses propres caractéristiques d'impédance. Le tableau 4 recense les paramètres électriques de chacun des dispositifs.

Tableau.4 Valeurs typiques des paramètres électriques des différents dispositifs rencontrés par la modélisation.

<b>Dispositif</b>	<b>R (ohm)</b>	<b>L (nH)</b>	<b>C (pF)</b>
<b>PCB</b>		$0.01 < LP_{cb} < 0.5$	$10 < CP_{cb} < 400$
<b>Via</b>	$0.001 < R_{via} < 0.1$	$L_{via} < 2$	
<b>Boîtier</b>	$0.014 < R_{pack} < 0.1$	$1.2 < L_{11} < 1.6,$ $0.5 < L_{12} < 0.7$	$0.3 < C_{pack} < 0.4$
<b>Composant</b>	$1 < R_{ci} < 10$		$2000 < C_{ic} < 10000$

Les valeurs de résistance à mesurer sont très inférieures à 0.3ohm pour certains dispositifs. L'analyseur de réseau étant utilisé pour modéliser le composant, la mesure du « S21 » est nécessaire pour garantir une précision suffisante [9]. La figure V-15 illustre la base de mesures.

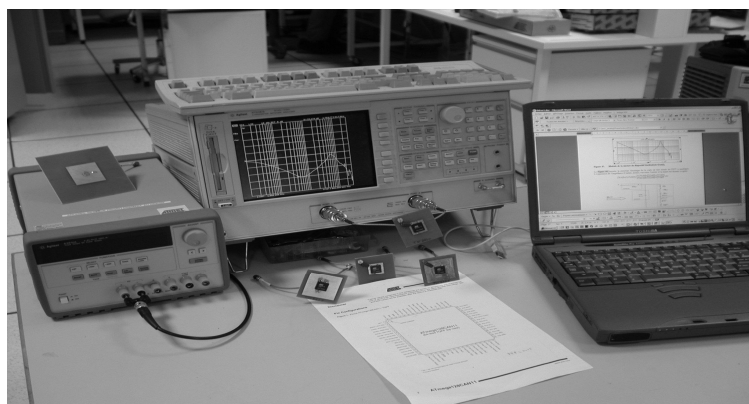


Figure V-15. Base de mesure et de modélisation du composant

L'analyseur de réseau 8753ES balaie une bande de fréquences de 30KHz à 3GHz. Une source permet d'alimenter ou non le CAM lors de la mesure de son réseau d'alimentation. L'analyseur de réseau est piloté par GPIB et prétraitées par une macro Excel. Enfin, les données sont traitées sous Matlab.

Le processus de modélisation de la carte TstBrd4 est réalisé en trois étapes:

- Modélisation du PCB,
- Modélisation du via équivalent,
- Modélisation ICEM du composant sous test.

De plus, différentes variantes sont envisagées pour apprécier l'impact de paramètres négligeables en dessous de 300MHz et qui pourraient devenir importants au-dessus de 300MHz :

- Effet de peau évaluée au niveau du PCB, via et du boîtier.
- Plan de  $V_{CC}$  avec et sans perte (Le plan de masse toujours considéré comme étant idéal compte tenu de ces dimensions).

## **V.6.1. Modèles du PCB et des vias**

### **V.6.1.1 Description de la carte de TstBRd4**

La figure V-16 montre la carte de mesures sans composant sous test. Le plan de phase se trouve au centre de la carte là où sont connectés les deux câbles de mesures. Les trois vias apparaissent en haut et en bas de la figure. Un condensateur de type « by-pass » est installé en haut à gauche pour alimenter séparément l'alimentation analogique du composant et isoler ainsi la modélisation du réseau d'alimentation analogique et numérique.

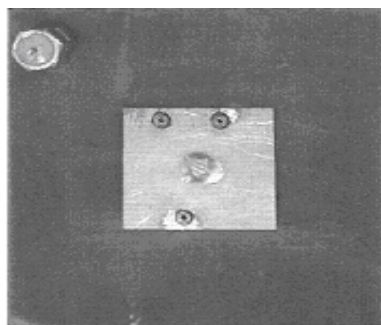


Figure V-16. Carte de test utilisée pour la modélisation du CAM

### V.6.1.2 Modélisation de la capacité inter plans, ZCPcb(f)

Une première mesure est faite en laissant les vias non connectés mesurant ainsi la capacité inter plan CPcb de la carte de test.

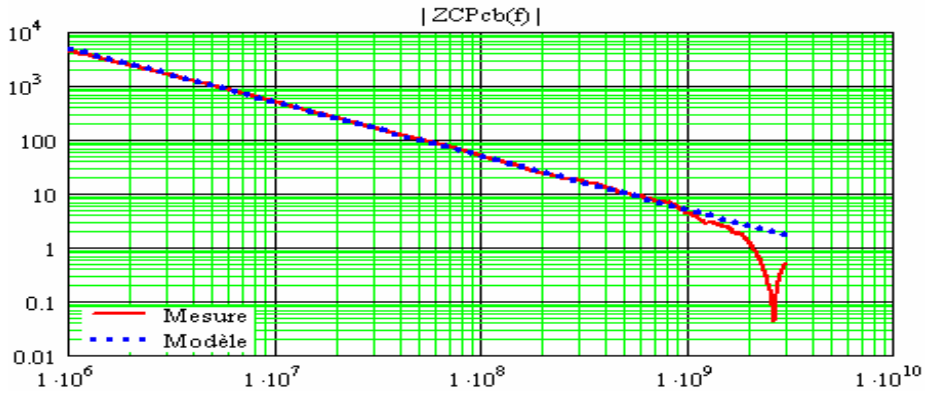


Figure V-17. Module de ZTstBrd4(f) non chargée

La figure V-17 prouve que l'impédance de ZTstBrd4(f) est d'origine capacitive (-20dB/décade). La valeur de CPcb est déterminée à partir de 0 et à 10MHz :

$$CPcb = \frac{1}{6.28 \times f \times Xc} \quad (\text{eq. 7})$$

$$CPcb = \frac{1}{6.28 \times 10 \text{ MHz} \times 492 \Omega} = 32.4 \text{ pF} \quad (\text{eq. 8})$$

La figure V-18 montre la stabilité de CPcb en fonction de la fréquence après correction due à la présence de l'inductance provoquant la résonance [10].

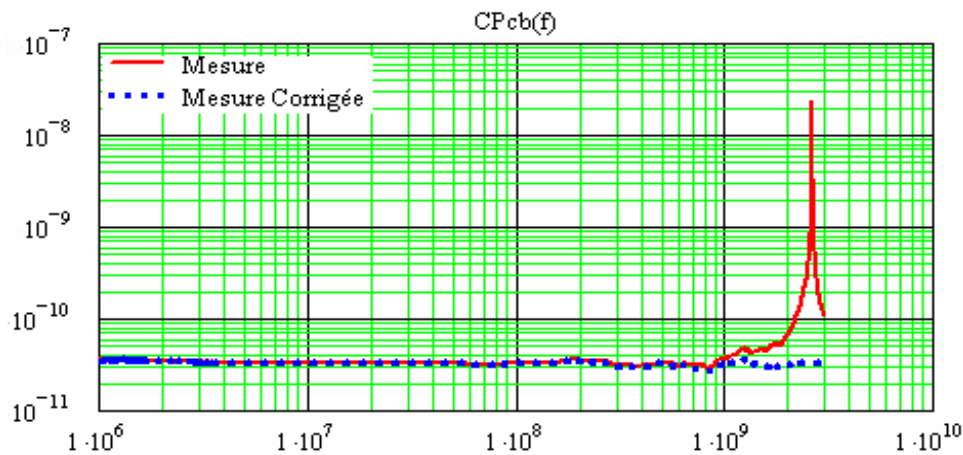


Figure V-18. Validité de CPcb en fonction de la fréquence

La correction nécessite de prendre en compte l'inductance provoquant la résonance à 2.62GHz. La connaissance de CPcb (supposée constante à cette fréquence) permet de déterminer LPcb à partir de (9):

$$LPcb = \frac{1}{(6.28 \times FL)^2 \times CPcb} \quad (\text{eq. 9})$$

D'où :

$$LPcb = \frac{1}{(6.28 \times 2.62 \text{GHz})^2 \times 32.4 \text{pF}} = 141 \text{pH} \quad (\text{eq. 10})$$

L'équation (11) permet de calculer CPcb(f):

$$CPcb(f) = \frac{1}{\omega \times (ZCPcb(f) - j \times LPcb \times \omega)} \quad (\text{eq. 11})$$

### V.6.1.3 Modélisation du via équivalent de la carte

La carte possède trois masses qui sont connectées au plan de masse inférieure de la carte de test par l'intermédiaire de trois vias. Pour pouvoir les modéliser, les trois vias court-circuitent le plan de masse et de V<sub>CC</sub> (figure V-19).

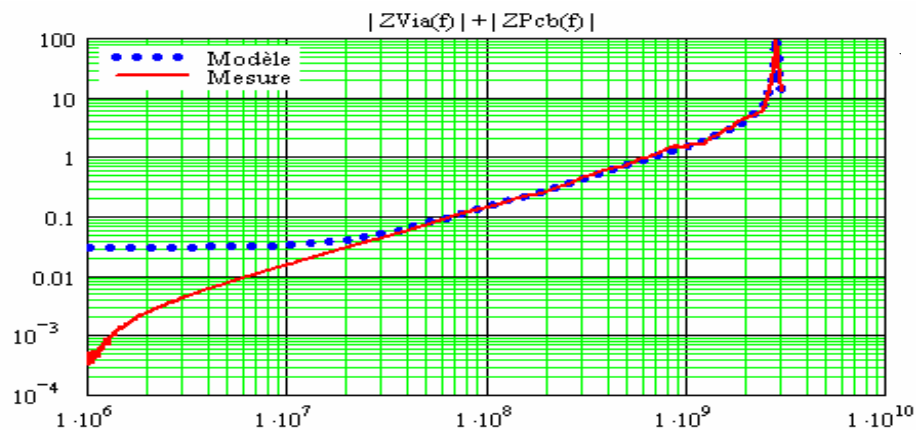


Figure V-19. Module de l'impédance du via et du PCB

Le module a une pente de +20dB/décade jusqu'à 2GHz et possède une résonance à la fréquence FP (2.82GHz). Un modèle possible est présenté ci-après (figure V-20).

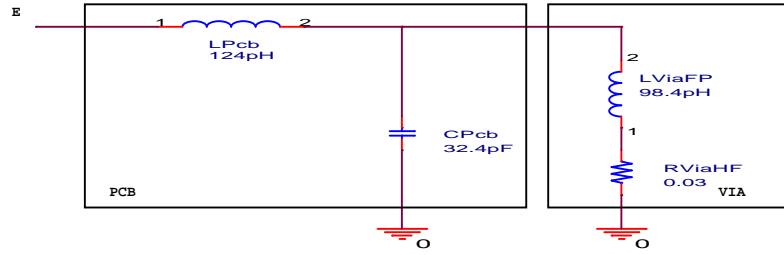


Figure V-20. Structure du modèle utilisé

L'équation (12) exprime l'impédance vue de l'entrée E:

$$Z_{PcbVia}(f) = Z_{Pcb}(f) + \frac{Z_{Pcb}(f) \times Z_{Via}(f)}{Z_{Pcb}(f) + Z_{Via}(f)} \quad (\text{eq. 12})$$

Soit :

$$Z_{PcbVia}(\omega) = j\omega \times (LPcb + LVia) \times \left[ \frac{1 + j\omega \times \frac{LVia \times LPcb}{LPcb + LVia}}{1 - LVia \times CPcb \times \omega^2} \right] \quad (\text{eq. 13})$$

A  $\omega = \omega_0$ , il y a une résonance parallèle et l'impédance tend vers un maximum:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LVia \times CPcb}} \quad (\text{eq. 14})$$

Sur la figure 22, FP=2.82GHz, LVia est alors déterminée à partir de (15) :

$$LVia = \frac{1}{(6.28 \times FP)^2 \times CPcb} \quad (\text{eq. 15})$$

Soit :

$$LVia = \frac{1}{(6.28 \times 2.82\text{GHz})^2 \times 32.4\text{pF}} = 98.42\text{pH}$$

En plus basse fréquence,  $Z_{PcbVia}(\omega)$  se simplifie :

$$Z_{PcbVia}(\omega) = j \times (LPcb + LVia) \times \omega \quad (\text{eq. 16})$$

A 100MHz, LPcb + LVia peuvent être déterminées à partir de (17):

$$LP_{cb}+L_{via}=\frac{XL}{\omega} \quad (17) \quad (\text{eq. 17})$$

Soit :

$$LP_{cb}+L_{via}=\frac{0.14}{6.28 \times 100 \text{MHz}}=222.9 \text{pH}$$

Puis  $LP_{cb}$  est extraite à partir de (18) :

$$LP_{cb}=(LP_{cb}+L_{via})-L_{via} \quad (\text{eq. 18})$$

Soit :

$$LP_{cb}=222.9-98.4=124.5 \text{pH}$$

A la fréquence FP, l'impédance est purement réelle et est équivalente à une résistance parallèle égale à  $100 \Omega$  (C.F 0). Il est possible de déterminer la résistance série équivalente à partir de la transformation série/parallèle d'un circuit résonant de type RLC et autour de la fréquence de résonance [11].

$$R_{ViaFP}=\frac{R_p}{Q^2+1} \quad (\text{eq. 19})$$

avec  $Q_0=\frac{R_p}{XL_0}$   $XL_0=6.28 \times FP \times L_{Via}$

Soit :

$$XL_0=6.28 \times 2.82 \text{GHz} \times 98.4 \text{pH}=1.74 \Omega$$

Soit  $R_{viaFP}$  est déterminée:

$$R_{ViaFP}=\frac{100}{(1.74)^2}=0.03 \Omega$$



## V.7. Modélisation par l'approche empirique

### V.7.1. Modélisation de la carte de test

La deuxième approche consiste à évaluer par le calcul l'inductance des deux plans dont les dimensions sont 4mm pour aller du SMA au via, 2cm de largeur et 0.5mm de haut :

$$LPcbVcc = \frac{\mu_0 \times L \times h}{W} = \frac{4mm \times 0.5mm \times 4 \times \pi \times 10^{-7}}{2cm} = 126pH$$

$$LPcbVss = \frac{\mu_0 \times L \times h}{W} = \frac{4mm \times 0.5mm \times 4 \times \pi \times 10^{-7}}{5cm} = 50pH$$

### V.7.2. Modélisation des vias

Empiriquement un via à une inductance de 1nH/mm soit 500pH pour 0.5mm. A 100MHz l'inductance équivalente à la mise en série de l'inductance du ou des vias et du PCB pour les trois configurations sont rappelées ci-dessous :

Nbre de vias	Un	Deux	Trois
Inductance (pH)	616	326	246

Pour déterminer l'inductance d'un via les relations suivantes sont utilisées, avec  $LPcbVccVss=176pH$  :  $L=LPcb+LVia$

- Pour un via :  $LPcbVccVss+LVia=616 \rightarrow LVia=616-176=440pH$
- Pour deux vias :  $(LPcbVccVss+LVia)=326 \times 2 \rightarrow LVia=476pH$
- Pour trois vias :  $LPcbVccVss+LVia=3 \times 246 \rightarrow LVia=562pH$

Finalement  $Lvia$  est déterminée par sa valeur moyenne :

$$Lvia = 492pH \text{ et } LPcbVss = 50pH$$

## V.8. Comparaison entre les trois méthodes

Le tableau ci-après présente une comparaison des méthodes utilisées pour déterminer les éléments du modèle du PCB.

Paramètres	LPcbVcc pH	LPcbVss pH	CPcb pF	Lvia pH
HFSS	-	-	42	430
Identification1	130	26	28.12	475
Empirique	126	50	34	500
Identification2	126	50	-	492

## V.9. Extraction du modèle ICEM du composant

La figure V-21.represente le composant intégré sur la carte de mesures afin d'extraire le modèle ICEM [12]

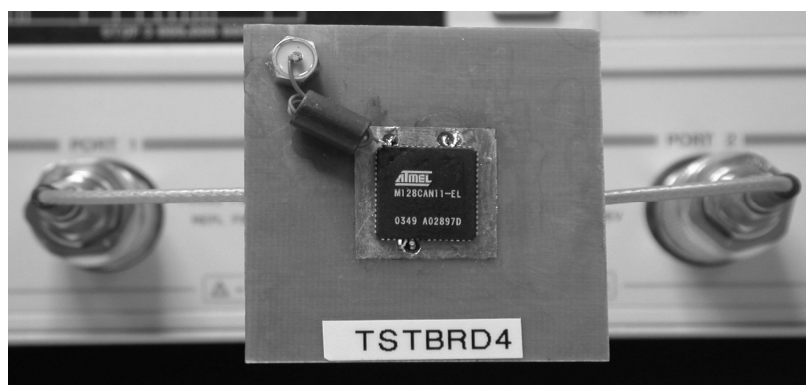


Figure V-21. Carte de mesures munie du Composant

L'extraction des paramètres du modèle consiste à enlever de la mesure globale (ZTstBrd4 et composant), les éléments parasites de la carte de tests. La figure V-22 retrace le profil de l'impédance mesurée (ZTstBrd4+ composant) sans tension d'alimentation.

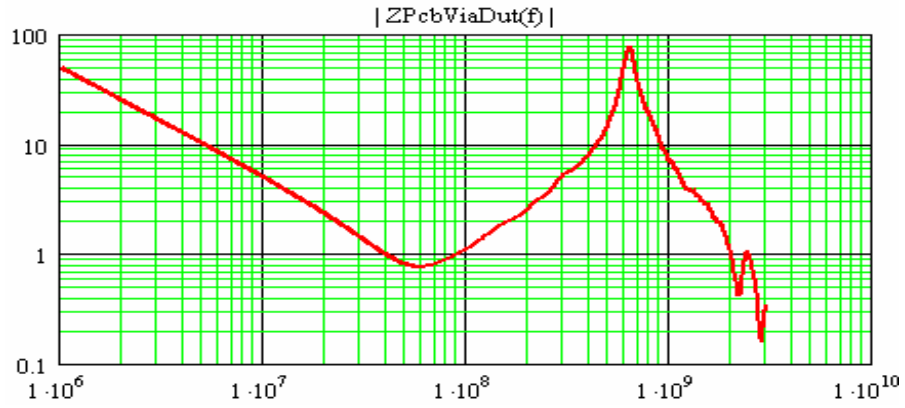


Figure V-22. Module de la mesure du dispositif ZtstBr4(f)+CAM(f)

La figure V-23 montre la structure électrique de la carte de tests munie du composant à modéliser. L'équation (24) exprime l'impédance d'entrée, ZPcbViaCam(f), vue entre l'entrée et la masse est donnée ci-après :

$$Z_{PcbViaCam}(f) = Z_{LPcb}(f) + \frac{Z_{CPcb}(f) \times [Z_{Cam}(f) + Z_{Via}(f)]}{Z_{Cpcb}(f) + Z_{Cam}(f) + Z_{Via}(f)} \quad (\text{eq. 24})$$

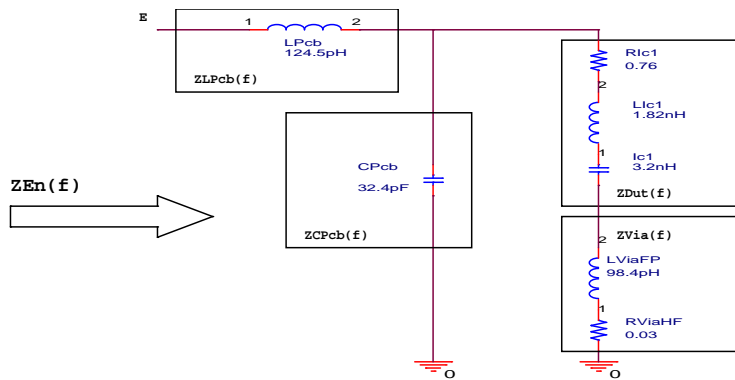


Figure V-23. Structure électrique de la carte de test munie du composant

A partir de (n), ZCam(f) s'exprime de la relation suivante :

$$Z_{Cam}(f) = \frac{Z_{Cpcb}(f) \times [Z_{PcbViaCam}(f) - Z_{Pcb}(f)]}{Z_{Cpcb}(f) + Z_{Pcb}(f) - Z_{PcbViaCam}(f)} - Z_{Via}(f) \quad (\text{eq. 25})$$

### V.9.1. Modèle ICEM du composant non alimenté

La figure V-24 présente l'impédance du composant sous test extraite à partir de l'équation (25).

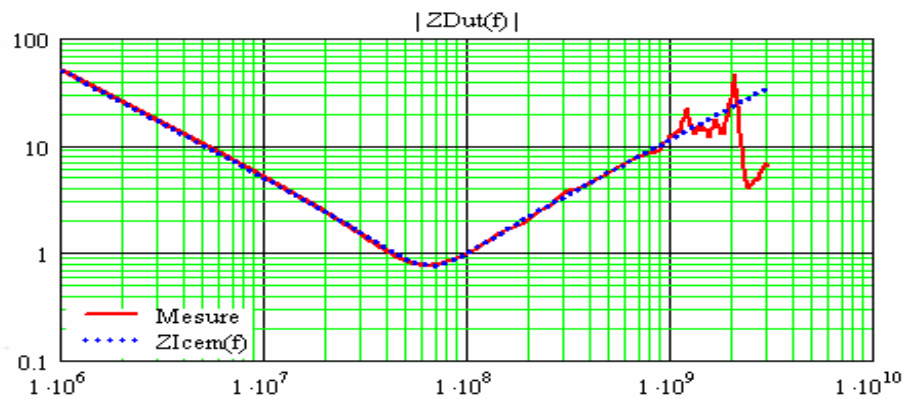


Figure V-24. Profil d'impédance du composant mesuré et modélisé

Les paramètres du modèle  $Z_{Icem}$  sont extraits à partir des relations suivantes [13]

- De 1MHz à 50MHz,  $Z_{CAM}(f)$  décroît à raison de  $-20\text{dB/décade}$ .  $Z_{CAM}(f)$  est capacitive et  $C_{ic1}$  peut-être évaluée à 1MHz à partir de (26) :

$$C_{ic1} = \frac{1}{X_c \times 6.28 \times F} \quad (\text{eq. 26})$$

Soit

$$C_{ic1} = \frac{1}{50 \times 6.28 \times 1\text{MHz}} = 3.2\text{nF}$$

Note : Le composant n'étant pas alimenté,  $C_{ic1}$  représente la capacité métallique due à l'ensemble du réseau d'alimentation du composant

- A la fréquence de la résonance série,  $F_S = 66\text{MHz}$ , l'impédance est résistive :

$$R_{ic1} = 0.76\Omega$$

- De 66MHz jusqu'à 1.2GHz, la pente de  $Z_{Cam}(f)$  est de  $+20\text{dB/décade}$ .  $Z_{Cam}(f)$  est d'origine inductive et  $L_{ic1}$  peut-être évaluée par les relations 27 ou 28:

$$Lic1 = \frac{1}{(6.28 \times FS)^2 \times CPcb} \quad (\text{eq. 27})$$

Soit :

$$Lic1 = \frac{1}{(6.28 \times 66 \text{MHz})^2 \times 3.2 \text{nF}} = 1.82 \text{nH}$$

Ou :

$$Lic1 = \frac{XL}{6.28 \times F} \quad (\text{eq. 28})$$

Soit à 400MHz :

$$Lic1 = \frac{4.53}{6.28 \times 400 \text{MHz}} = 1.803 \text{nH}$$

- Au-dessus de 1.2GHz, l'impédance n'est plus modélisable simplement. Dans notre approche, ZCAM(f) est considérée équivalente à Lic1.

L'équation (29) donne l'expression de ZIcem(f) :

$$ZIcem(f) = Ric1 + j \times Lic1 \times \omega + \frac{1}{j \times Cic1 \times \omega} \quad (\text{eq. 29})$$

Soit :

$$ZIcem(f) = 0.76 + j \times 1.82 \text{nH} \times \omega + \frac{1}{j \times 3.2 \text{nF} \times \omega}$$

### **V.9.2. Modèle ICEM du composant alimenté**

Le composant se trouve maintenant alimenté par la carte à travers l'analyseur de réseau. Les capacités CMOS du composant, faites à partir de transistor CMOS, sont maintenant alimentées se rajoutant ainsi à la capacité métallique du réseau d'alimentation du composant sous test (figure V-25).

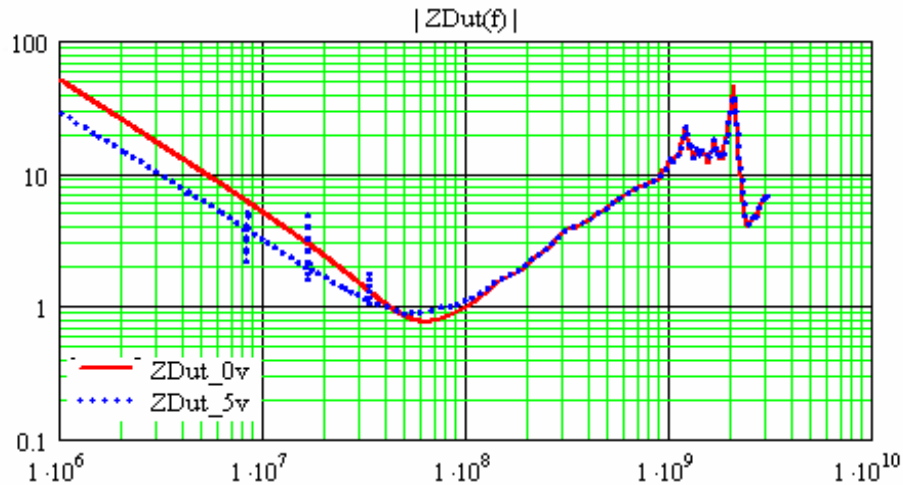


Figure V-25. ZCAM(f) alimenté et non alimenté, Cic1=3.2nF pour VCC=0V et Cic1=5.6nF pour VCC=5v

Seule l'impédance en dessous de 100MHz varie. Cic1 est maintenant la somme de la capacité métallique (3.2nF) et des transistors CMOS (2.3nF). A 1MHz, Cic1 est égale à :

$$Cic1 = \frac{1}{Xc \times 6.28 \times F} \quad (\text{eq. 30})$$

Soit :

$$Cic1 = \frac{1}{28.3 \times 6.28 \times 1\text{MHz}} = 5.6\text{nF}$$

Ric1 varie légèrement (0.9  $\Omega$  au lieu de 0.76  $\Omega$ ). Elle devrait être égale ou inférieure. Une analyse complexe est nécessaire pour identifier cette variation. Elle sera effectuée par la suite.

### V.9.3. Corrélation avec le modèle globale (Zlcem+ZTstBrd4)

L'équation 31 exprime ZPcbViaCam(f) :

$$Z_{PcbViaCam}(f) = Z_{LPcb}(f) + \frac{Z_{CPcb}(f) \times (Z_{Icem}(f) + Z_{Via}(f))}{Z_{CPcb}(f) + Z_{Icem}(f) + Z_{Via}(f)} \quad (\text{eq. 31})$$

La figure V-26 montre la corrélation entre la mesure et le modèle global de ZPcbViaCam(f).

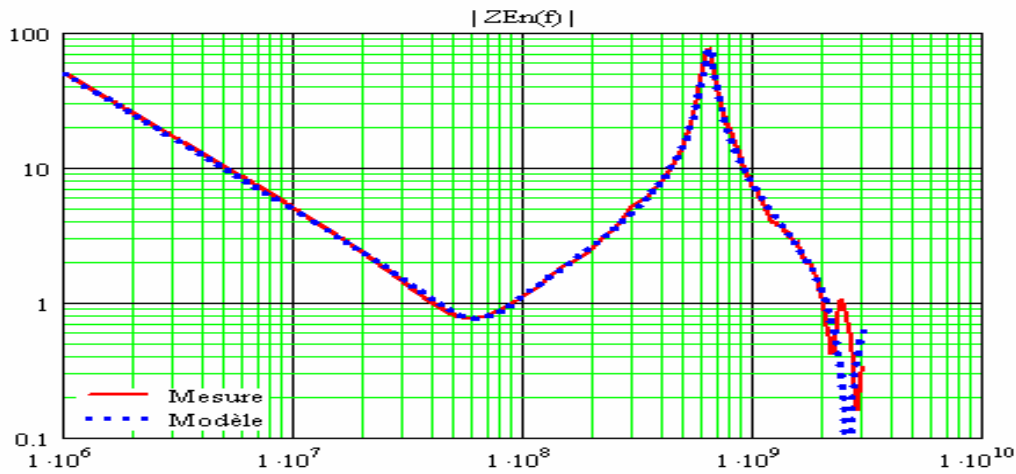


Figure V-26. Corrélation du module de  $Z_{PcbViaCam}(f)$  entre la mesure et le modèle

## V.10. Combinaison de la simulation électrique et électromagnétique

La combinaison du modèle électromagnétique du PCB, déterminée par la simulation électromagnétique sous HFSS, et le modèle ICEM du microcontrôleur Atmega128 peut être un autre moyen de modéliser les circuits intégrés avec plus de précision et de spécification des milieux magnétiques.

La figure V-27 montre le schéma complet de la combinaison du modèle électrique de la puce ainsi que le modèle électromagnétique du PCB [14]

La simulation électromagnétique du PCB est achevée en utilisant trois ports d'excitation. Le premier port est un port principal qui permet d'exciter la structure par une onde électromagnétique. Les deux autres sont des ports internes alimentant le composant ( $V_{cc21}$  et  $V_{cc52}$ ).

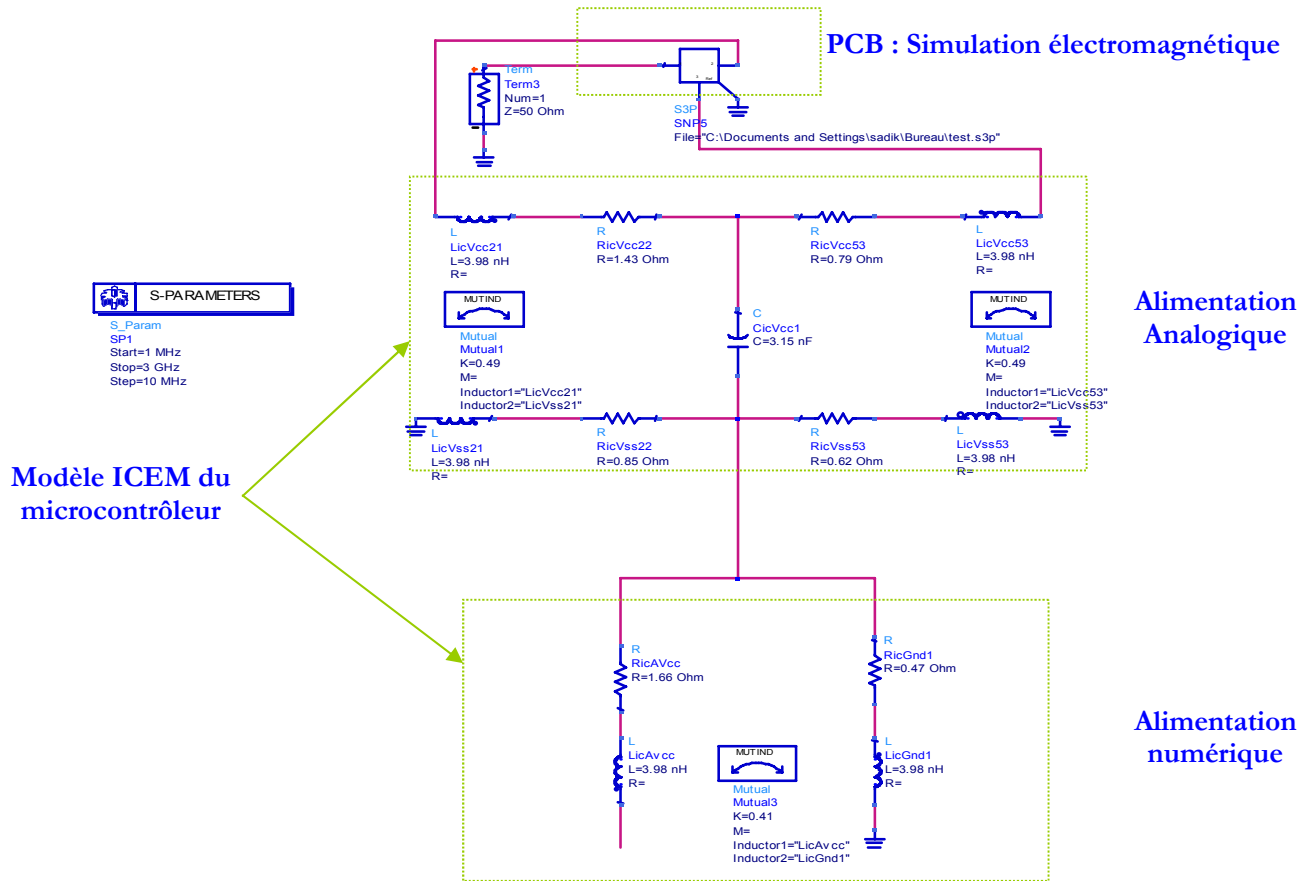


Figure V-27. Combinaison du modèle ICEM du microcontrôleur

La figure V-28 montre le banc de test de l'Atmega128 monté sur le PCB. La figure V-29 démontre la corrélation entre la mesure et le modèle global de la carte et l'Atmega128. Il faut noter que la mesure est réalisée par la méthode de S21. Le profil d'impédance est donné par l'équation (32):

$$Z = 25 * \frac{S_{21}}{1 - S_{21}} \quad (\text{eq. 32})$$

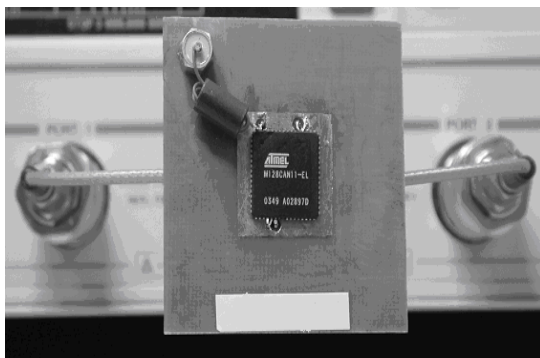


Figure V-28. Microcontrôleur implanté sur le PCB

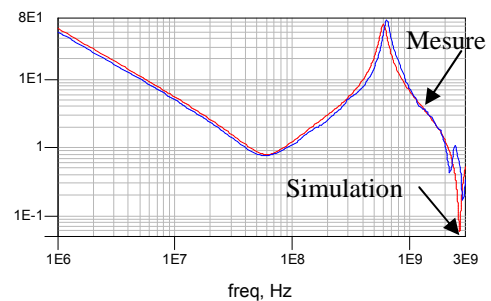


Figure V-29. Profil d'impédance du microcontrôleur et du PCB



Les résultats obtenus par les simulations et les mesures présentées figure V-29 correspondent au profil d'impédance du microcontrôleur et du PCB avec ces trois vias. L'impédance est déterminée entre l'alimentation  $V_{SS}$  et la masse  $V_{DD}$  (microcontrôleur en mode reset). La corrélation entre les mesures et les simulations est correcte. L'introduction de la simulation électromagnétique est très favorable pour la modélisation des C.I au-delà de 2 GHz où les modèles discrets deviennent moins précis et ne prennent pas en compte les phénomènes de couplage électromagnétique (propagation et rayonnement)

Le modèle ICEM du composant étant maintenant développé, nous allons nous intéresser dans la suite à l'évaluation de son rayonnement en activité interne.

## **V.11. Mesures du rayonnement de la carte : cellule TEM**

### **V.11.1. Présentation**

Les cartes de test ont été développées en collaboration très étroite Avec Atmel Nantes. Elles sont constituées de quatre couches dédiées aux mesures CEM. L'utilisation de circuits multicouches réduit les problèmes de rayonnement. En effet, dans ce cas une des couches est entièrement réservée au plan de masse; par conséquent le courant de retour suit le même chemin parallèle aux pistes, réduisant naturellement la surface des boucles. Cette technologie permet également de réaliser une impédance d'interconnexion constante afin d'éviter les problèmes de réflexion d'onde dans les circuits. En fait, la première carte est de forme carrée de 10cm x 10cm destinée au support carré classique de la cellule TEM. La deuxième carte est de forme circulaire adaptée au support rotatif de la cellule TEM.

Les figures V-30 et V-31 représentent respectivement la vue de dessus et de dessous de la carte IEC61967-3\_Atmega128 de forme carrée.

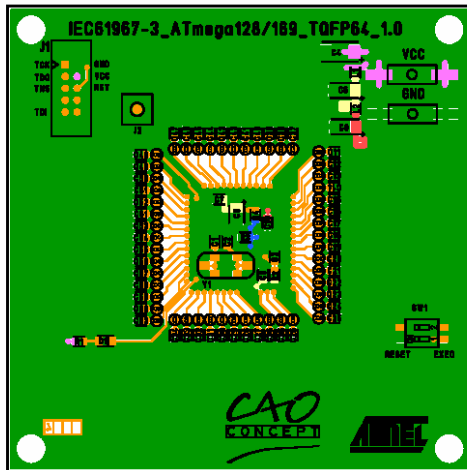


Figure V-31. Vue de dessus de la carte de test carrée

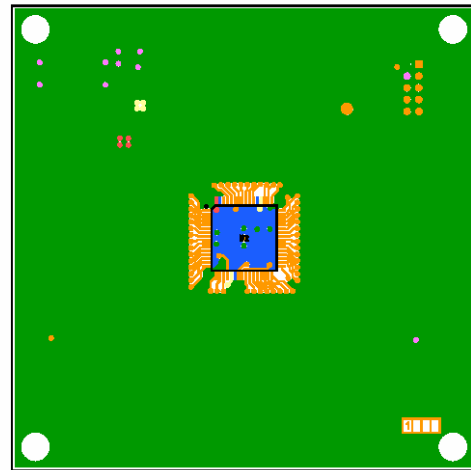


Figure V-30. Vue de dessous de la carte de test carrée

Les figures V-32 et V-33 représentent respectivement la vue de dessus et de dessous de la carte IEC61967-2 Atmega128 de forme circulaire.

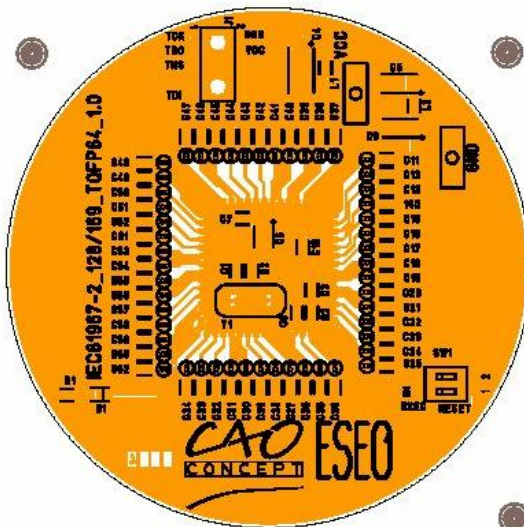


Figure V-33. Vue de dessus de la carte de test circulaire

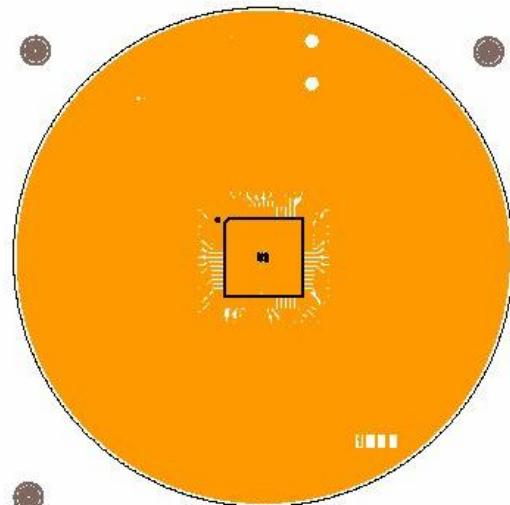


Figure V-32. Vue de dessous de la carte de test circulaire

Un programme de test est chargé dans le composant afin d'évaluer son rayonnement, ce programme et l'interface de programmation seront présentés en détails par la suite.

Le programme utilisé pour réaliser les tests fait osciller le port à mesurer entre PC0 et PC7 avec un rapport cyclique de 50%. La fréquence de l'horloge est de 8MHz, et tous les ports non mesurés sont mis à zéro, le programme tourne en boucle.

En ce qui concerne les mesures réalisées lorsqu'aucun port n'est activé, tous les ports ont été mis en sortie et forcés à zéro.

Durant tous les tests, le microcontrôleur Atmega128 fonctionne avec une sortance maximale. Le code était exécuté à partir de la mémoire flash. Le microcontrôleur fonctionne à 8MHz et sous une alimentation de 3V. L'alimentation se fait par l'intermédiaire d'un régulateur 3V. Un quartz de 8MHz est connecté au microcontrôleur.

### **V.11.2. Banc de mesures**

La figure V-34 montre le banc de test de la carte carré 10\*10 cm afin d'évaluer le rayonnement de l'Atmega128 selon les quatre positions conventionnelles.

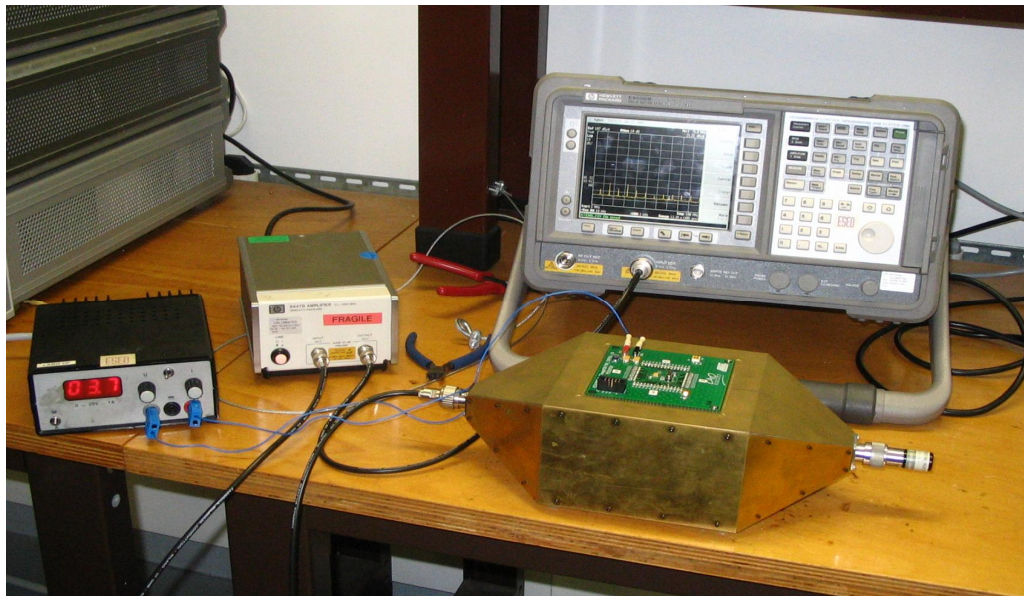


Figure V-34. Banc de test de la carte carré standard et la nouvelle cellule TEM

Les figures V-35 représentent le niveau de rayonnement de la carte de tests pour différentes positions de la carte carrée.

### V.11.3. Mesures de la carte carrée

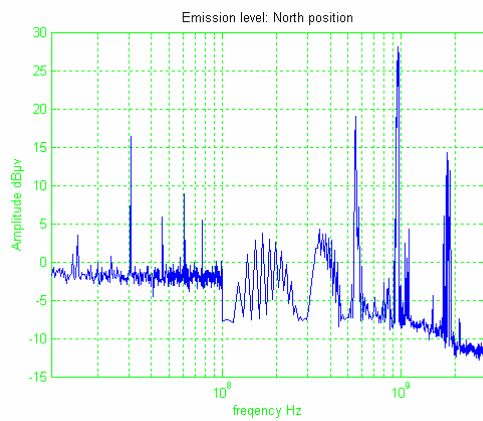


Figure V-35.a. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position Nord

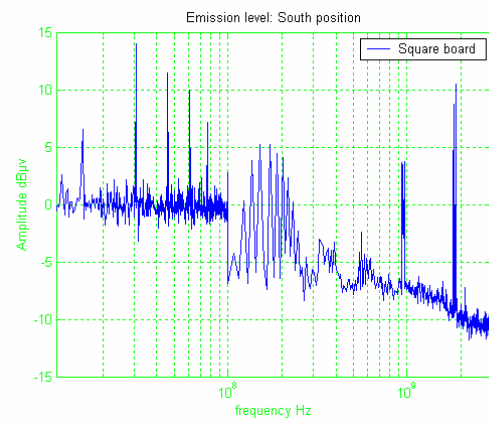


Figure 41.b. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position Sud

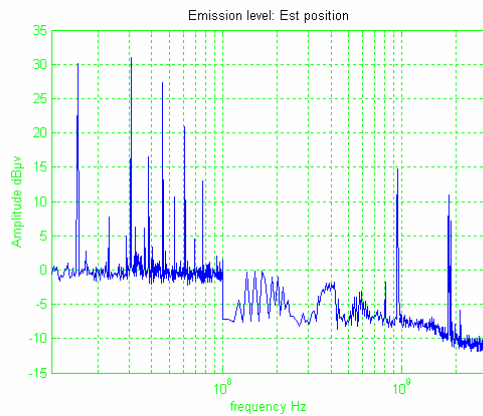


Figure 41.c. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position Est

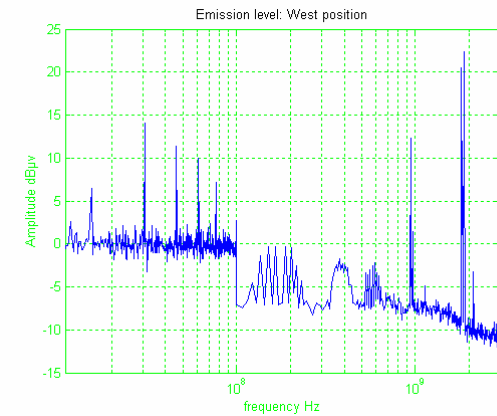


Figure 41.d. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position Ouest

Une comparaison entre les différentes positions de la carte de test est exposée figure V-36.

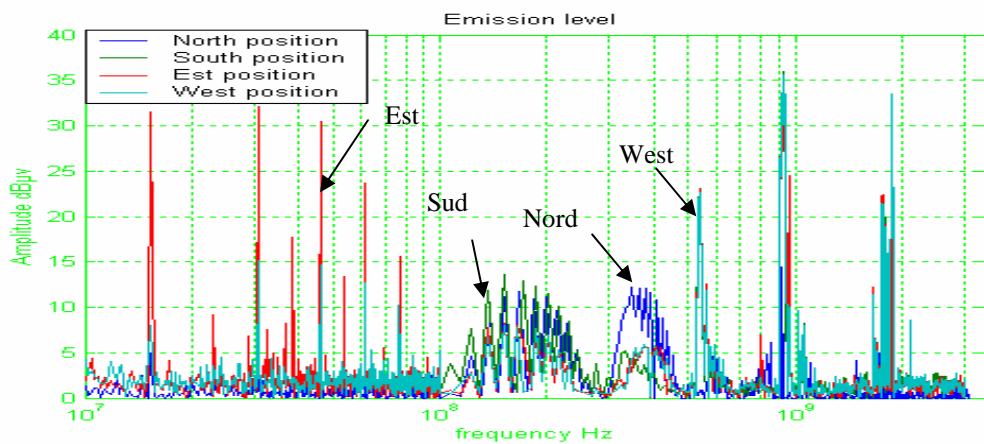


Figure V-36. Comparaison des Niveaux de l'émission de l'Atmega128 pour différentes positions : support carré

Du fait que les mesures ne soient pas effectuées dans une cage de faraday ou une autre structure du même type, nous captons dans la cellule TEM, avec des niveaux plus ou moins élevés, toutes les ondes « parasites » émises. Ainsi on retrouve (figure V-37):

- Radio FM: 88 – 110MHz,
- Bande TV: 300MHz,
- Bande GSM: 900MHz,
- Bande DCET: 1880MHz,
- Bande UMTS: 1900MHz.

Une des sources d'émissions est le courant transitoire circulant dans le circuit d'alimentation lors de la transition des circuits logiques. Les surfaces de boucles ont été minimisées en insérant des capacités de découplage pour confiner ces courants transitoires au niveau du circuit imprimé.

Une autre source de rayonnements due aux pistes de connexion apparaît lorsque la fréquence des signaux augmente. En haute fréquence, il faut être très attentif au phénomène de réflexions des ondes qui apparaissent le long des lignes qui ne sont pas adaptées au sens électrique. Ces phénomènes de réflexions d'ondes ne sont pas dus uniquement à une mauvaise adaptation des terminaisons, mais peuvent apparaître lorsque la ligne présente des discontinuités classiques que l'on retrouve dans les circuits imprimés. Ces discontinuités qui affectent très peu les signaux en basses fréquences, peuvent être à l'origine d'importants phénomènes de réflexions et de rayonnement à des fréquences supérieures au GHz.

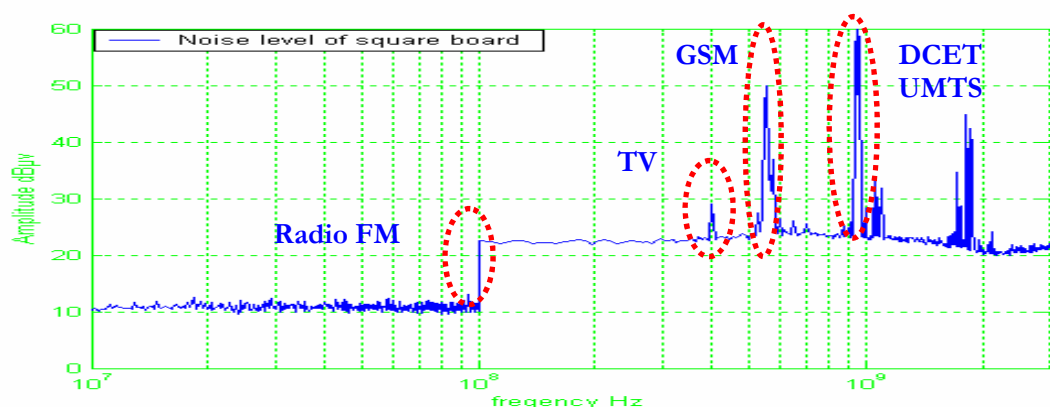
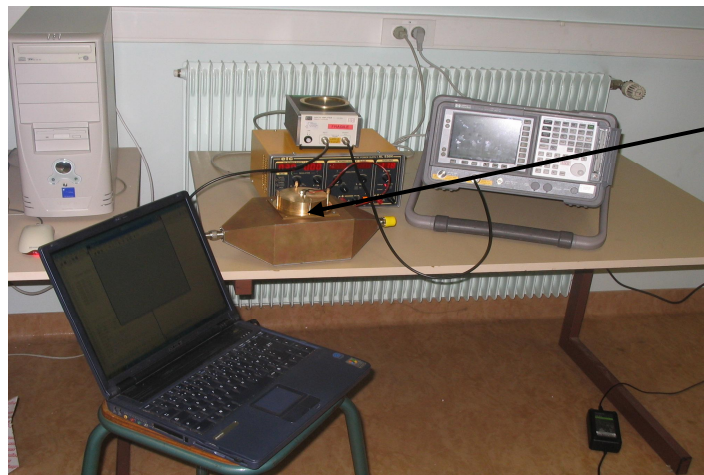


Figure V-37. Niveau de bruit de la carte carré non alimentée

Les ondes RF parasites viennent s'ajouter au rayonnement du composant et faussent les mesures à

certaines fréquences de fonctionnement de ces appareils de communications. Suite à des mesures faites au sein de la cage de faraday de l'INSA de Rennes, on peut dire que la solution qui consiste à utiliser la cage de faraday est envisageable et efficace mais onéreuse à mettre en place. Par conséquent, elle anéantit tous les avantages de la cellule TEM (Compacte, économique...). Nous proposons une autre solution innovante contre les champs radio électriques de l'environnement de mesures en utilisant une cloche de protection avec une meilleure étanchéité contre les fuites R.F. Un filtre en PI (capacité -inductance-capacité) est utilisé pour les alimentations de la carte de test pour filtrer les perturbations conduites par les fils conducteurs d'alimentation (figure V-38).



Cloche de protection

Figure V-38. Banc de test de la cellule TEM avec la cloche de protection et l'Atmega 128

Le bruit ambiant dans la cellule avec le nouveau concept de protection anti-fuite RF est comparé au bruit ambiant dans la cellule sans cloche de protection et est présenté figure V-39.

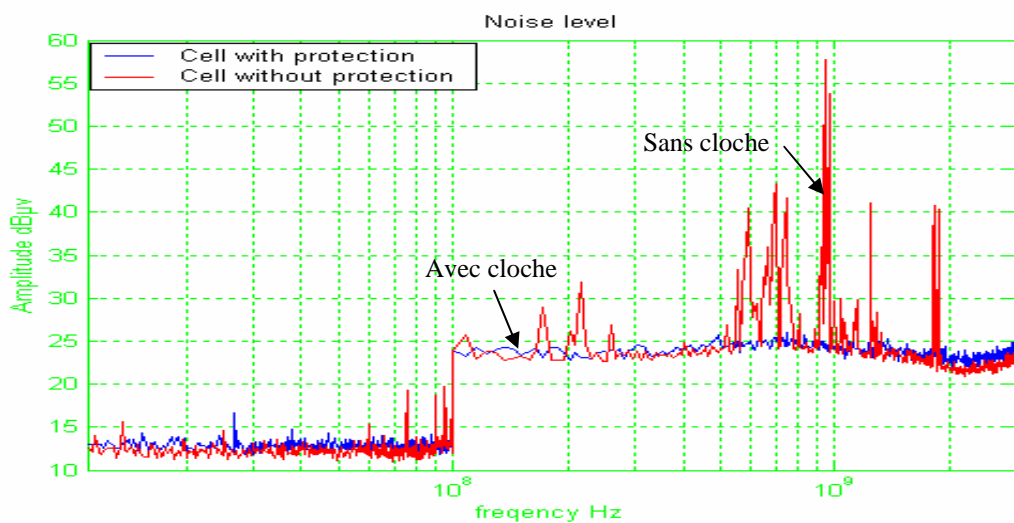


Figure V-39. Niveau de bruit de la carte de test non alimentée avec et sans la cloche de protection

La mesure du bruit ambiant dans la cellule TEM utilisant la cloche de protection est d'une efficacité remarquable par rapport à des mesures prises auparavant. Cette technique de protection a été développée au sein de notre laboratoire et témoigne du bon fonctionnement de la cellule. La carte de test est reliée à la cloche protectrice par des vis de serrage (figure V-40a). L'alimentation de la carte s'effectue par un générateur de fonction continu à 3V via le filtre en pi encastré dans la cloche (figure V-40b). Les figures suivantes présentent des mesures comparatives pour différentes positions de la carte de test en présence et en l'absence de la cloche de protection (figures V-41).

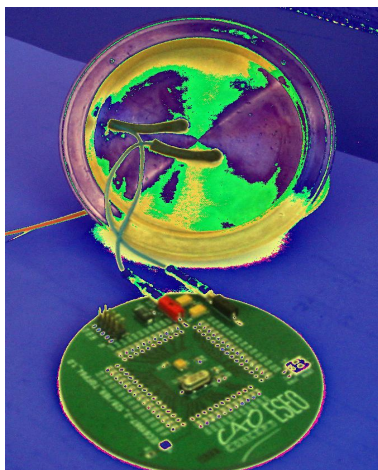


Figure V-40.a. Cloche avec la carte de test

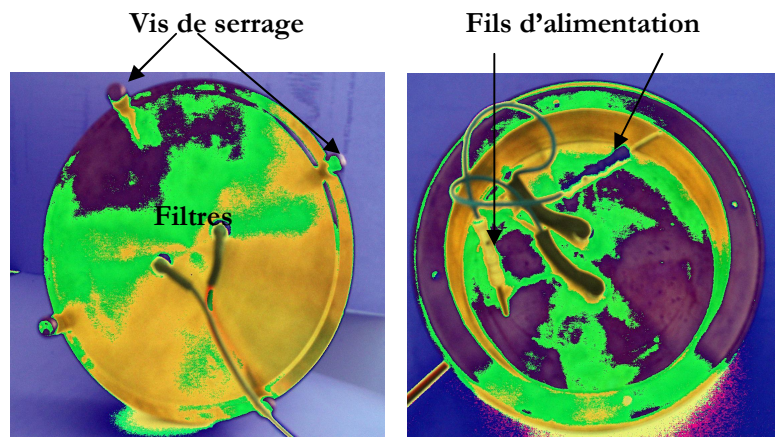


Figure V- 40.b. Cloche avec un filtre en pi

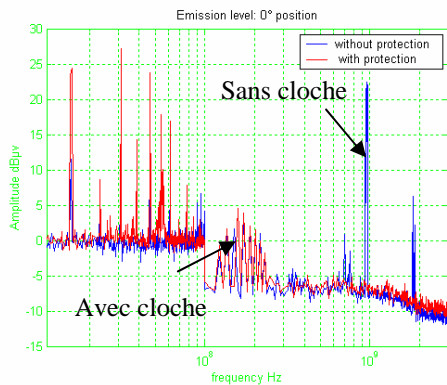


Figure V-41.a. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 0°

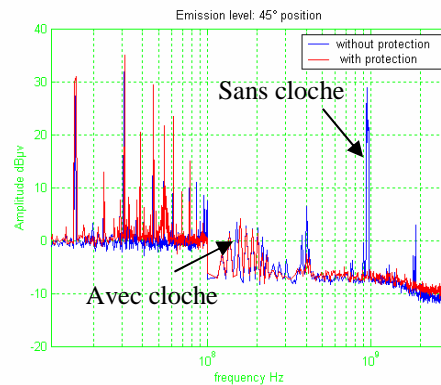


Figure 41.b. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 45°

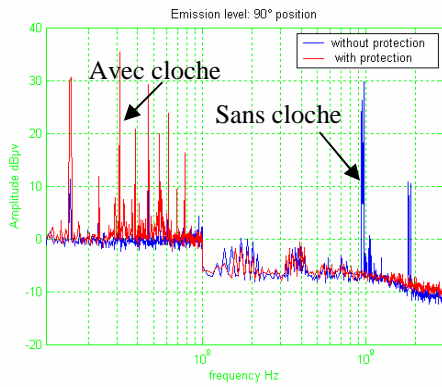


Figure 41.c. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 90°

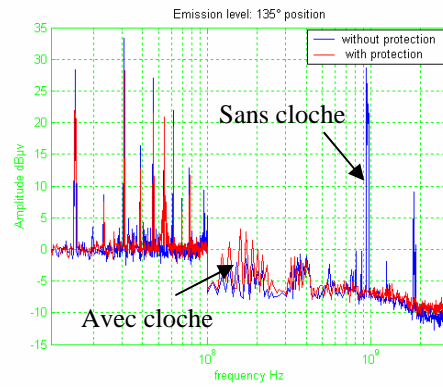


Figure 41.d. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 135°

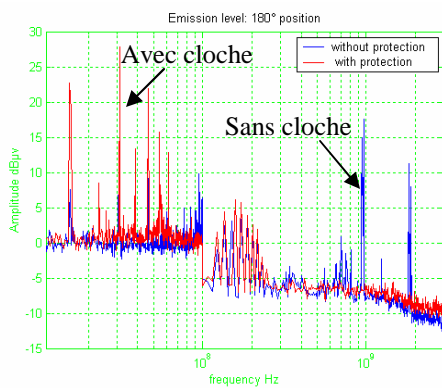


Figure 41.e. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 180°

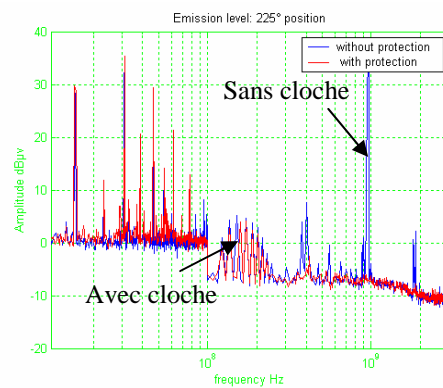


Figure 41.f. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 225°

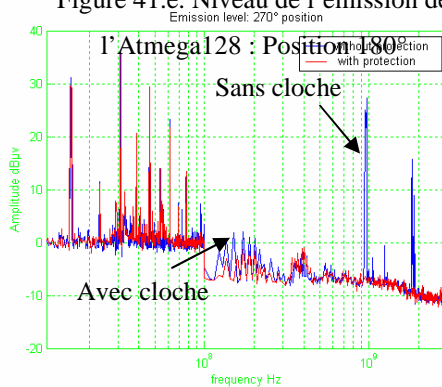


Figure 41.g. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 270°

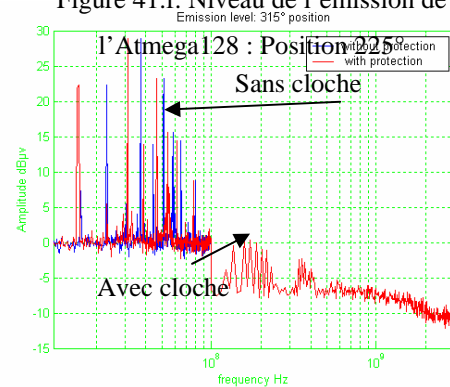


Figure 41.h. Niveau de l'émission de l'Atmega128 : Position 315°

Une comparaison entre les différentes positions de la carte de test est présentée sur la figure V-42.



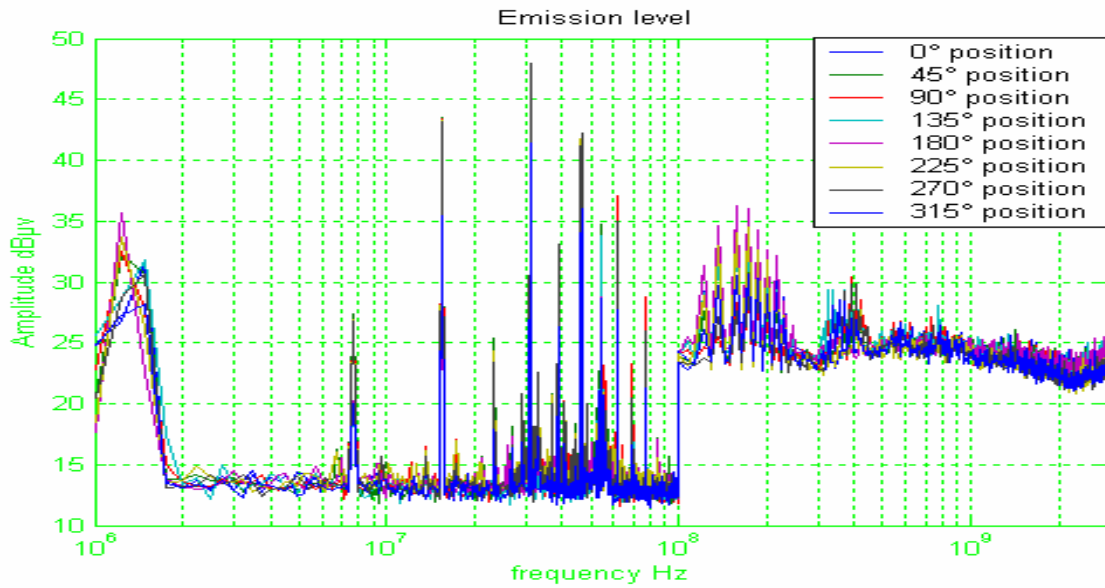


Figure V-42. Comparaison des niveaux de l'émission de l'Atmega128 pour différentes positions

Des absorbants sont introduits dans les parois supérieures de la cloche de protection afin de vérifier qu'elle ne provoque pas des résonances parasites dues à la cavité au niveau des mesures de rayonnement de la carte de test. La comparaison entre les différentes positions montre un spectre riche en information et détaché de bruit de l'environnement de mesure grâce à la cloche de protection. L'utilisation des absorbants dans la cloche de protection n'est pas indispensable pour un bon fonctionnement de la cellule TEM. Les figures V-43 établissent la comparaison entre quatre positions de la carte circulaire avec et sans cloche de protection.

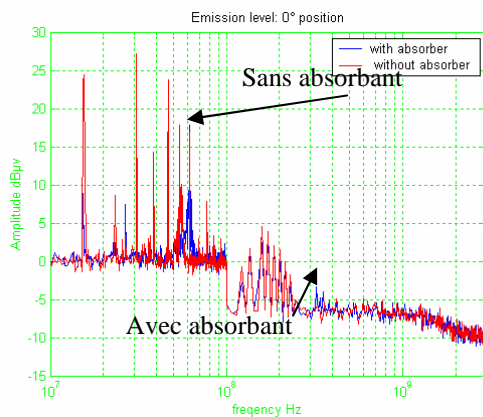


Figure V-43.a Comparaison de l'émission de l'Atmega128 pour la position 0°

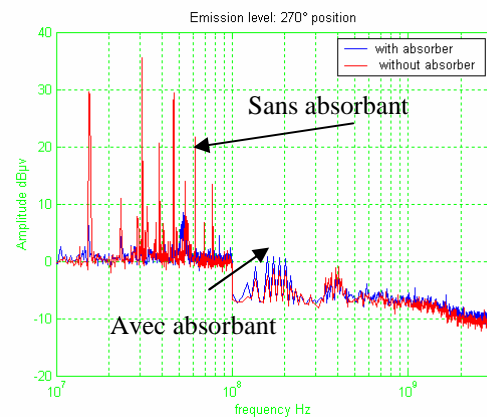


Figure 43.b. Comparaison de l'émission de l'Atmega128 pour la position 90°

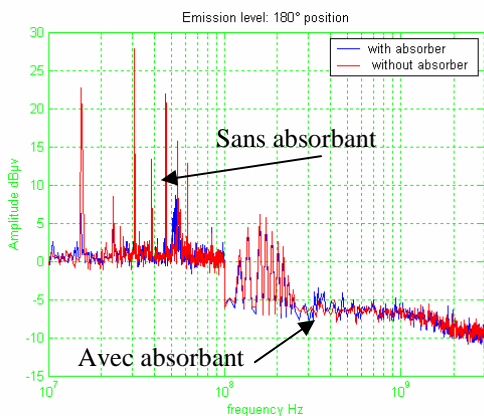


Figure 43.c. Comparaison de l'émission de l'Atmega128 pour la position 180°

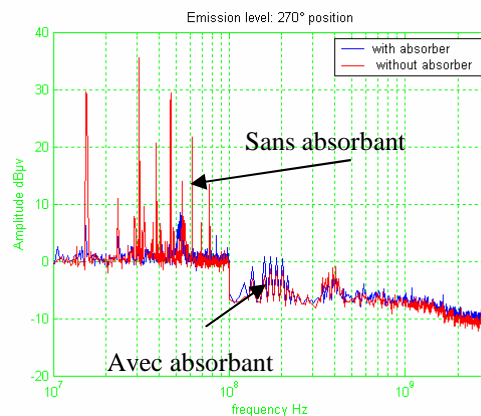


Figure 43.d. Comparaison de l'émission de l'Atmega128 pour la position 270°

On constate que la cloche n'entraîne pas de résonances supplémentaires mais on remarque que les absorbants diminuent l'amplitude du rayonnement dont on va analyser le mécanisme dans le paragraphe suivant.

#### V.11.4. Analyse

Dans les composants électroniques généralement et les microcontrôleurs précisément, les courants ont une forme trapézoïdale caractérisée par son temps de montée, son temps de descente et sa période. L'enveloppe du spectre fréquentiel du signal de ce type est présentée à la figure V-44. Ce spectre est constant jusqu'à une fréquence donnée par  $\frac{1}{\pi T}$ , ensuite il décroît avec un taux de 20 dB par décade jusqu'à la fréquence  $\frac{1}{\pi t_r}$ . Au-delà de cette fréquence, le taux de décroissance est de 40 dB par décade.

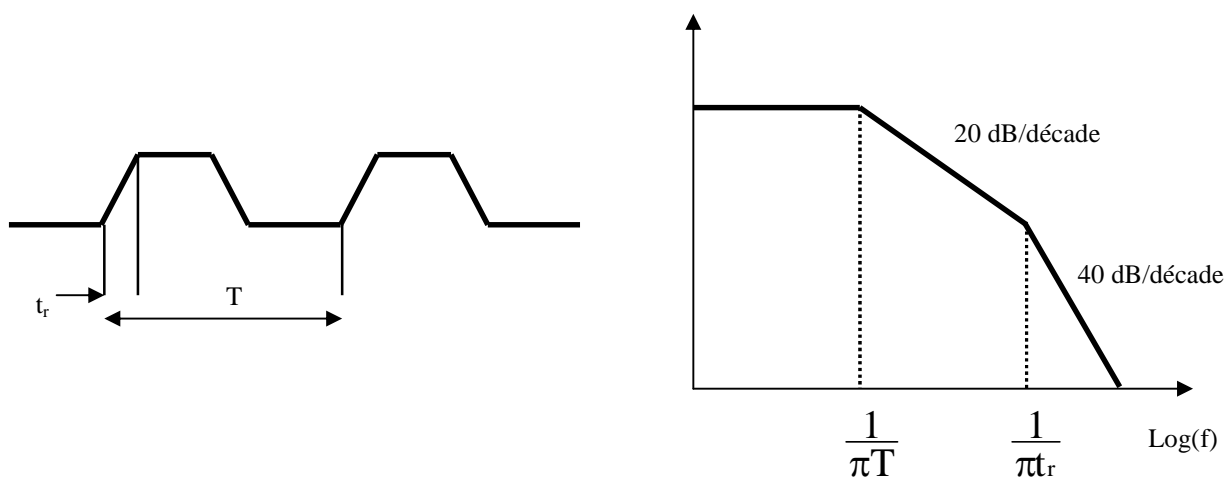


Figure V-44. Enveloppe du spectre fréquentiel du signal trapézoïdal

On peut voir que le rayonnement en mode différentiel (figure V-45.a) augmente avec la fréquence (40 dB/décade jusqu'à  $\frac{1}{\pi T}$  et 20 dB/décade jusqu'à  $\frac{1}{\pi t_r}$ ). Au-delà de  $\frac{1}{\pi t_r}$ , il n'y a plus d'augmentation.

Le rayonnement en mode commun (figure V-45.b) augmente avec la fréquence jusqu'à  $\frac{1}{\pi T}$  et décroît pour des fréquences supérieures à  $\frac{1}{\pi t_r}$ . Entre ces deux fréquences, l'enveloppe du spectre est constante. Ici c'est le spectre du champ rayonné autrement dit on a à la fois la source et le support de rayonnement; ce dernier est très important.

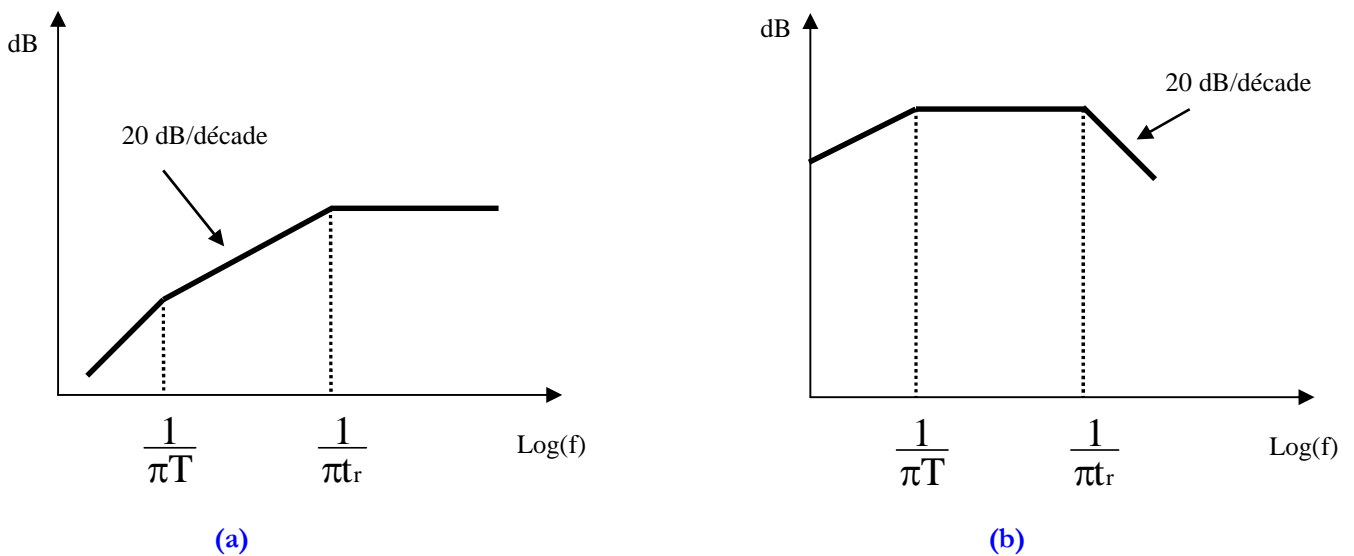


Figure V-45. Enveloppe du spectre fréquentiel du champ électrique rayonné.

D'une manière générale, le rayonnement en mode commun est considéré comme la source principale de rayonnement dans la carte de tests. Ceci est vrai pour des fréquences inférieures à quelques centaines de MHz où effectivement le mode d'émission prépondérant est le rayonnement en mode commun. Par contre, pour des fréquences approchant le domaine des GHz, cette tendance peut s'inverser et le rayonnement en mode différentiel peut devenir aussi important, sinon plus important, que celui en mode commun [15].

Le signal d'horloge est de 8 MHz et un temps de montée de l'ordre de 1 ns. Ce signal ainsi que l'enveloppe de rayonnement est présenté figure V-46

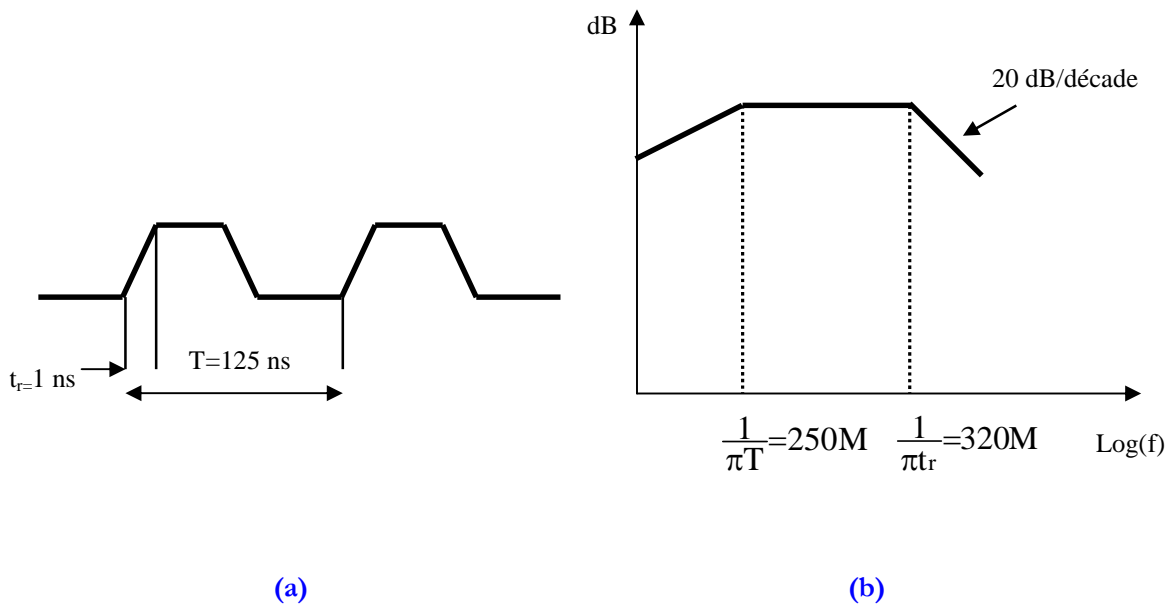


Figure V-46. a. Représentation du signal d'horloge, b . diagramme de rayonnement

Le spectre de fréquence mesuré montre que les résonances sont séparées périodiquement de 200 MHz. Les raies situées dans l'enveloppe sont des multiples de 8 MHz (figure V-47). Ces résonances s'expliquent par le rayonnement des boucles de courant ou des pistes dans la carte de tests, leur longueur peu être déterminée par les équations suivantes :

$$L = \frac{2n+1}{4} \lambda_g \quad \text{Ou} \quad L = \frac{n}{2} \lambda_g \quad \text{avec} \quad n=1, 2, 3, \dots \quad \text{Et} \quad \lambda_g = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r} f}$$

Les fréquences de résonances prélevées sont :

$$f_{r1}=150\text{MHz} \quad , \quad f_{r2}=375\text{MHz} \quad \text{et} \quad f_{r3}=575\text{MHz}$$

On considère le premier cas où les longueurs sont de ce type  $L = \frac{2n+1}{4} \lambda_g$ , les longueurs de boucles ou de pistes sont :

$$L_1 = 0.75 \text{ m} \quad , \quad L_2 = 0.28 \text{ m} \quad \text{et} \quad L_3 = 0.18 \text{ m}$$

Pour le deuxième cas où les longueurs sont de ce type  $L = \frac{n}{2} \lambda_g$ , les longueurs de boucles ou de

pistes sont :

$$L_1 = 0.47 \text{ m} \quad , L_1 = 0.19 \text{ m} \quad \text{et } L_1 = 0.12 \text{ m}$$

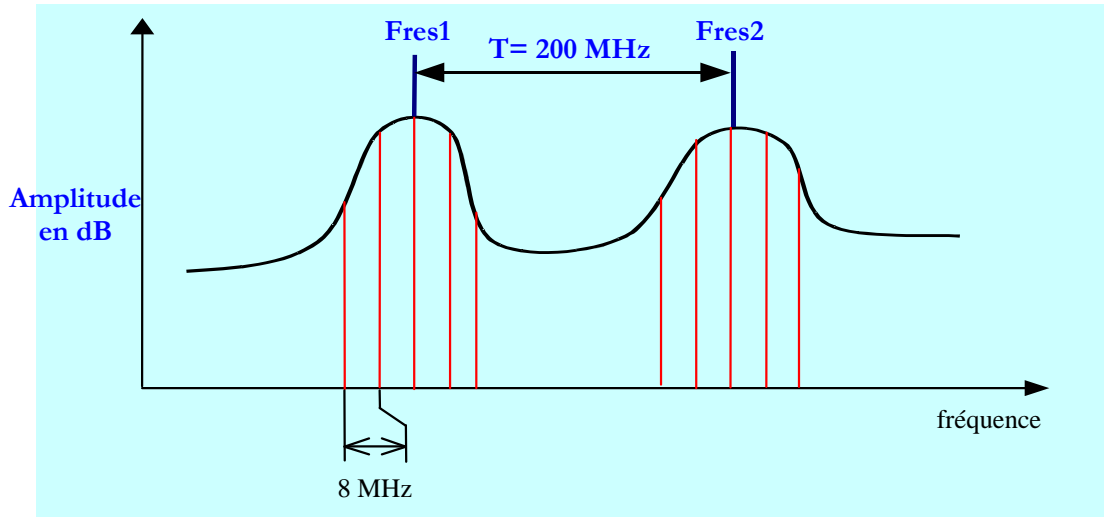


Figure V-47. Représentation de la répartition du spectre du rayonnement du composant cadencé à une horloge de 8 MHz

Le couplage et la polarisation de la carte de tests permettent de localiser les pistes et les boucles rayonnantes à condition que nous puissions étudier le Layout de la carte de test ainsi que le boîtier du composant.

### **V.11.5. Simulation de rayonnement : exploitation du modèle ICEM**

Le modèle ICEM du microcontrôleur Atmega128 tenant compte de l'activité interne du composant représenté par la source de courant S est schématisé sur la figure V-48.

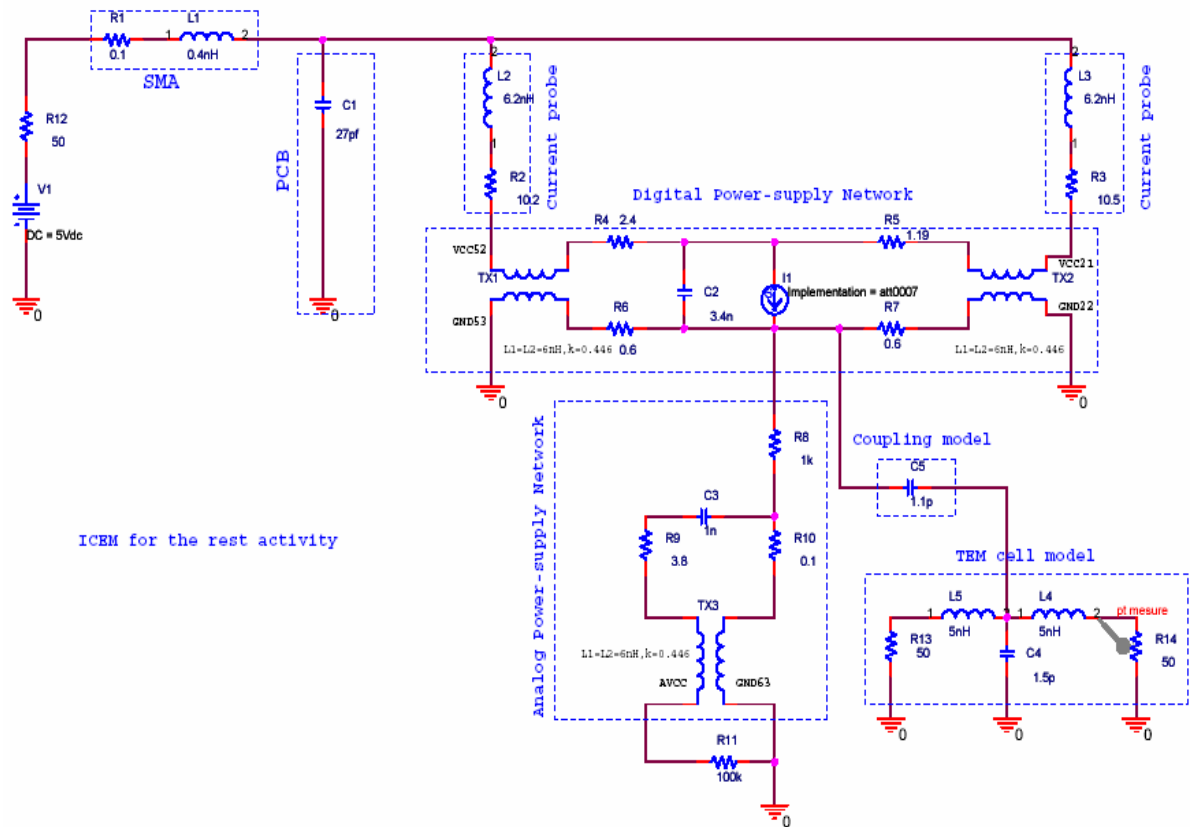


Figure V-48. Modèle ICEM de l'Atmeag128 au repos

Les résultats de mesures et de simulations du rayonnement du composant au sein de la cellule TEM sont illustrés sur la figure V-49.

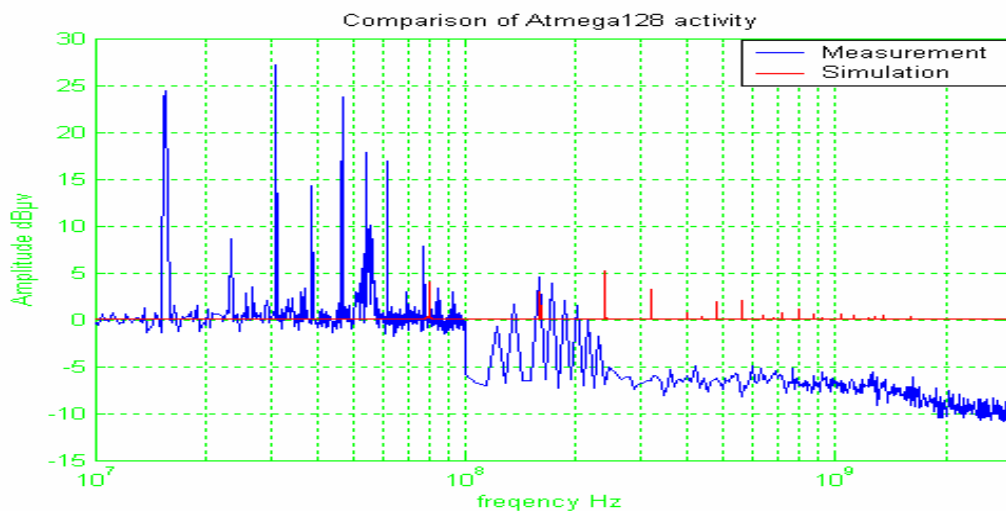


Figure V-49. Comparaison entre la mesure et la simulation du microcontrôleur en mode reset

Le modèle ICEM de l'Atmega128 en mode reset nous a permis de simuler et d'évaluer son rayonnement en associant ce modèle à un modèle électrique équivalent de la cellule TEM ainsi qu'en modèle de couplage. Nous remarquons des pics en simulation correspondant à la bande FM et à la bande TV en simulation. En mesure, le spectre est quasi propre grâce à la nouvelle technique de protection des perturbations de l'environnement ambiant.

Nous remarquons aussi dans le spectre des harmoniques multiples de 8 MHz qui correspondent au signal d'horloge interne du composant. Le spectre mesuré est plus riche en harmoniques comparé à celui de la simulation, cela du essentiellement au modèle de couplage cellule-composant qu'il faut améliorer.

## V.12. Banc de mesures champ proche

Le banc de mesures champ proche électromagnétique rayonné par les composants électroniques a été développé à l'PIETR pour localiser et caractériser les sources de rayonnement (figure V-50). La sonde passive est connectée à un analyseur de spectre. Le déplacement de la sonde au-dessus du circuit sous test est assuré par système de moteur pas à pas à 4 axes.

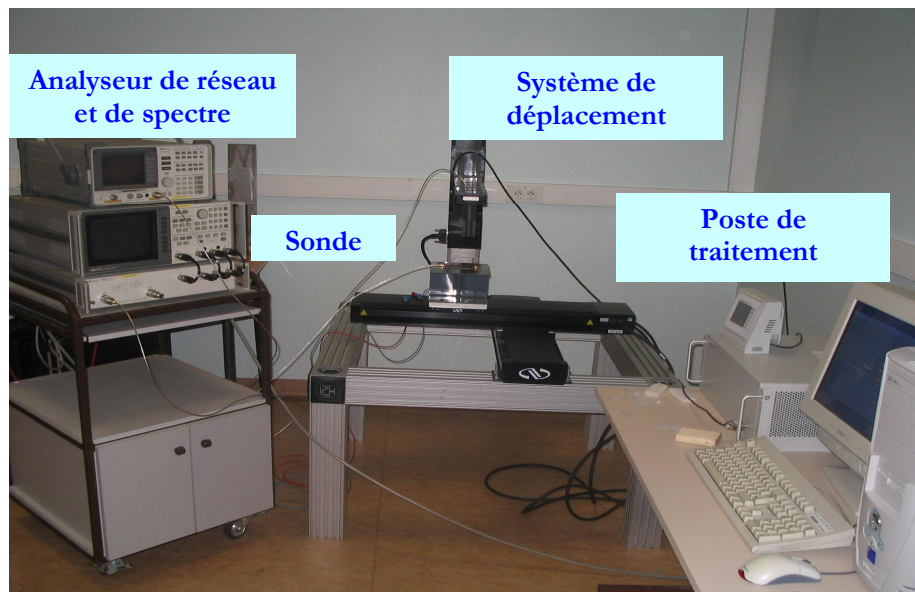


Figure V-50. Banc de mesure champ proche

La résolution mécanique du système est de  $20\mu\text{m}$  pour les trois translations ( $x$ ,  $y$  et  $z$ ) et de  $0.1^\circ$  pour la rotation. Le système permet de mesurer des composants de différentes tailles. Un ordinateur contrôle le déplacement de la sonde, l'acquisition et le traitement des données. Les sondes planaires (dipôle et boucle) d'impédance  $50\Omega$  sont utilisées pour mesurer les composantes du champ. Différents diamètres de sonde sont utilisés en fonction de la résolution et de la sensibilité nécessaire pour la mesure.

Pour localiser précisément les sources de rayonnement, les mesures sont effectuées à une distance inférieure ou égale au millimètre correspondant à la zone de champ proche. Le champ électromagnétique décroît rapidement quand la distance par rapport au circuit augmente, il est nécessaire de contrôler précisément le positionnement de la sonde pour obtenir des mesures fiables. Le moteur pas à pas permet de déplacer le système pour effectuer un balayage complet du composant sous tests cartographié avec un pas de mesures de 0.5mm dans les deux directions. Le circuit étudié est l'Atmega128 présenté auparavant. La mesure a été réalisée chaque fois sur une surface de 30mm x 30mm selon la composante  $H_y$  pour les fréquences suivantes : 15.5 MHz ; 31 MHz ; 46 MHz ; 61 MHz. Les résultats de mesures sont présentés par la figure V-51.

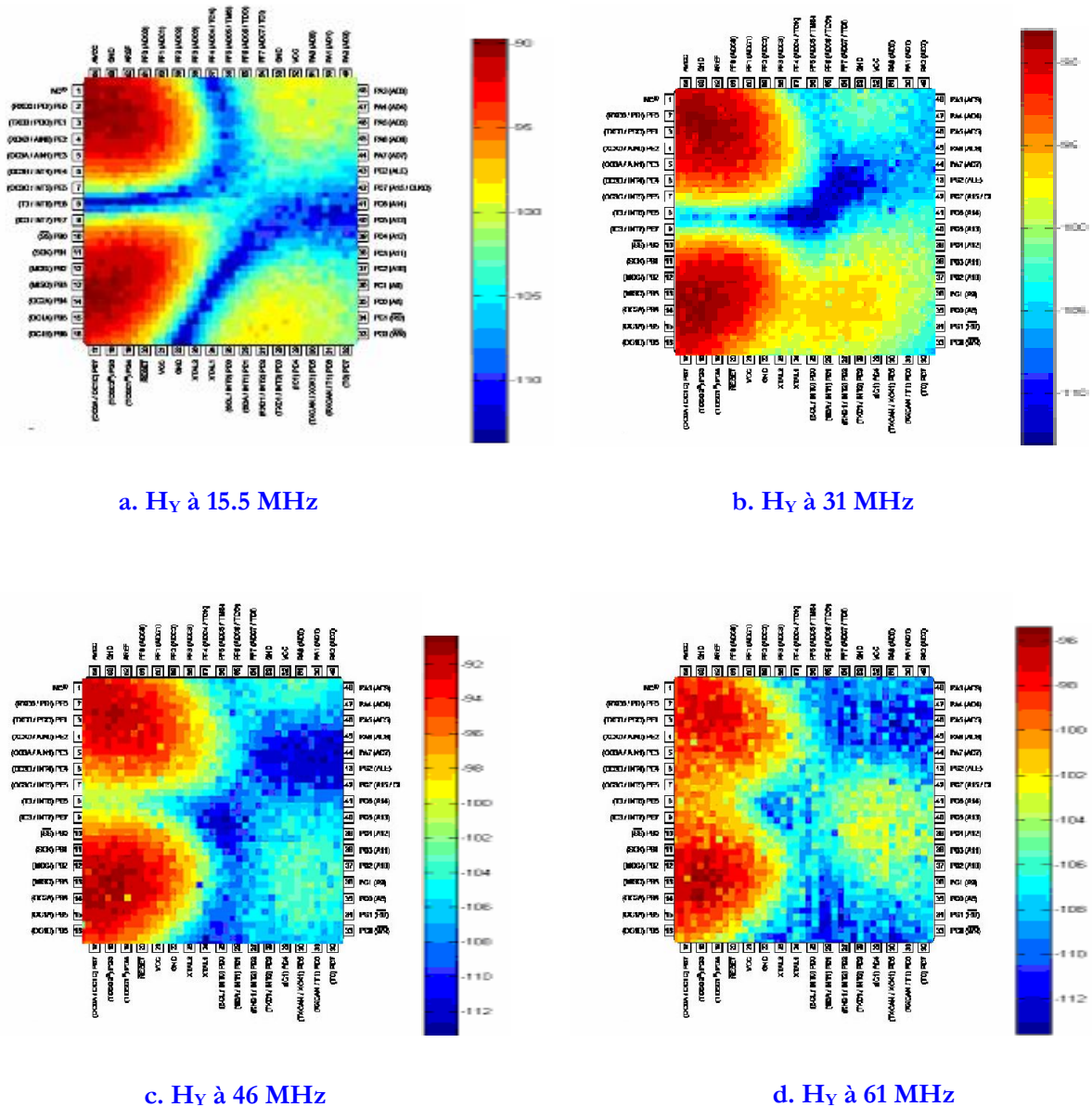


Figure V-51. Mesure du champ électromagnétique de l'atmega128 pour différentes fréquences



La mesure permet de mettre en évidence deux zones de fort champ au niveau du passage du courant entre le  $V_{cc}$  et la masse. Ces points chauds résultent d'une activité interne du composant due à l'écriture dans la mémoire interne.

Les mesures en champ proche donnent des indications sur les sources de rayonnement et les points de couplage permettant ainsi d'optimiser la conception de circuits intégrés. La simulation électromagnétique peut être utilisée conjointement pour optimiser certaines parties du circuit mais elle reste plus longue que la mesure et ne permet pas de prendre en compte les éléments actifs. Le choix du mode de mesures dépend de la topologie du circuit étudié, la mesure à distance constante étant précise pour les circuits non planaires.

## V.13. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'extraire les paramètres du modèle ICEM du microcontrôleur d'un cas industriel de fabrication de circuit intégré de chez Atmel. Pour cela, le vecteur retenu a été la mesure de l'émission du composant due à des contraintes de conception et de réalisation sévères. Les moyens à disposition pour résoudre ce phénomène étaient les outils CAO de simulation mis à jour avec l'ensemble des théories scientifiques et la modélisation présente dans ce mémoire.

Dans un premier temps, il a fallu développer un modèle électrique ICEM équivalent du microcontrôleur. C'est pour cela qu'une connaissance détaillée du composant a été effectuée. Ensuite, une mise en place de modélisation des différents éléments de la carte de test a été faite afin d'obtenir un modèle global plus précis et plus fiable. Nous avons par la suite étudié et affiné un modèle ICEM du composant afin pour qu'il corresponde aux exigences CEM du système étudié, c'est à dire à un niveau de précision impliquant un écart de résultat entre la simulation et la mesure de l'ordre de 10%.

Après avoir défini le modèle ICEM du composant, une investigation a été réalisée sur la possibilité de modifier la topologie de la carte de test en fonction des contraintes mécaniques de la conception de la cellule de mesures. Dans cette optique, nous avons réalisé une carte circulaire afin qu'elle s'adapte mieux au support circulaire et rotatif de la carte de test. Les mesures dans la cellule TEM ont été perturbées par l'environnement pollué de la mesure (Bande FM, Bande GSM et DCS...). Pour y remédier, une solution optimale a été retenue et décrite dans ce chapitre, à savoir l'ajout à la carte de test d'une cloche de protection avec et sans absorbants jouant le rôle d'un blindage éliminant toutes perturbations de l'environnement de mesures.

Les résultats de simulation ont été confrontés aux mesures réalisées à l'aide de la cellule TEM en intégrant les modifications présentées dans ce chapitre. Les résultats de cette confrontation montrent que l'on atteint une précision au-dessous des attentes initiales et un spectre en simulation pauvre en harmoniques. Tout cela nous pousse à approfondir le modèle de couplage entre le modèle de la cellule et le modèle ICEM du composant.

Enfin, une cartographie du champ électromagnétique a été présentée comme une alternative pour localiser les sources de rayonnement du composant sous test. Le développement des modèles de rayonnement équivalent à base de dipôles élémentaires électriques ou magnétiques devrait être d'une grande utilité pour prédire l'émission des circuits intégrés.

---

## Bibliographie

---

- [1] J.L. Levant, M. Ramdani, R. Perdriau, "ICEM Modelling of Microcontroller Current Activity", *Microelectronics Journal*, Elsevier, vol. 35/6, pp. 501-507, June 2004.
- [2] Atmel corporation, <http://www.atmel.com/>
- [3] C. Lochot, J.L. Levant, "ICEM : A new standard for EMC of IC definition and examples", *IEEE international EMC Symposium*, 18-22 August 2003, Boston, MA.
- [4] M. Ramdani, J.L. Levant, R. Perdriau, "ICEM Model Extraction : a Case Study", *IEEE EMC 2004 International Conference*, Santa Clara (USA), 9-13 August 2004.
- [5] L.Holloway and al., "Internal Inductance and Conductor Loss Associated with the Ground Plane of a Microstrip Line", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, VOL. 39, N°. 2, May 1997, p.75.
- [6] Timo Tarvainen, "Studies on via coupling on multilayer printed circuit boards", Department of electrical engineering, 1999.
- [7] Xu, Minjia, Wang, Hao, and Hubing, Todd H., "Application of the Cavity Model to Lossy Power-Return Plane Structures in Printed Circuit Boards," *IEEE transactions on Advanced Packaging*, vol. 26, no. 1, pp. 73-80, Feb. 2003
- [8] A. El Abbazi, M. Ramdani, J.L. Levant, M. Drissi, R. Perdriau, "Electromagnetic Characterization of a Microcontroller on a PCB : ICEM Model", *International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization (ICONIC)*, pp.448-452, Barcelona, 8-10 June 2005
- [9] Mini circuit, "Measuring the Electrical Performance Characteristics of RF/IF and microwave processing component", <http://www.minicircuits.com/appnote/appnote0-36.pdf>
- [10] D. Moongilan, Bell Laboratories, "Skin-effect modeling of image plane for radiated emissions from PCB traces", 1997, p.310
- [11] J.L. Levant, M. Ramdani, R. Perdriau, "Solving Board-Level Issues with the ICEM Model", *EMC Compo 2005*, Munich (Allemagne), 28-30 Novembre 2005
- [12] S. Bendhia, M. Rmadani, E. Sicard, " EMC of Ics: techniques for low emission and susceptibility", ISBN 0-387-26000-3, Springer, 2006

[13] J.L. Levant, M. Ramdani, R. Perdriau, M. Drissi, "ICEM (Integrated Circuit Electromagnetic Model) Approach", workshop, EMC Zurich 2005, Zurich (Suisse), 18 Février 2005.

[14]- M. Ramdani, J.L. Levant, R. Perdriau, "**ICEM Model Extraction : a Case Study**", IEEE EMC 2004 International Conference, Santa Clara (USA), 9-13 Août 2004.

[15] F. Rachidi, "Introduction à la CEM», cours de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Juin 2004.

---

## Conclusion Générale et Perspectives

---

Les travaux présentés tout au long de ce manuscrit sont consacrés à la conception, l'optimisation, la caractérisation d'une cellule TEM pour la mesure du rayonnement de C.I. La modélisation électromagnétique (ICEM) associée au modèle électrique équivalent de la cellule ont permis ensuite d'établir les principales étapes pour prédire l'émission du composant.

Dans la première partie, nous avons présenté les principales avancées en termes de la CEM des composants. Nous avons ensuite décrit les différents modèles de caractérisation des circuits intégrés proposés. Enfin, les différentes méthodes de mesures CEM proposées par la IEC.

La partie suivante était consacrée à la description des étapes de construction et de validation de la nouvelle cellule TEM DC-3GHz. Nous avons vu grâce à l'optimisation des différentes composantes de la cellule TEM, et plus particulièrement du septum, qu'on peut avoir une distribution homogène et symétrique de la ligne de champ dans la partie uniforme de la cellule. La démarche choisie pour la résolution du problème de la transition connecteur- septum a permis d'identifier et de hiérarchiser les lacunes de transmission de l'onde électromagnétique ainsi que d'y remédier à l'aide de la simulation électromagnétique 3D.

Cette nouvelle technique de réalisation de cellule TEM est très intéressante sous deux aspects : un aspect physique qui permet une étude complète des phénomènes de propagation électromagnétique ainsi qu'une meilleure caractérisation du champ au sein de la cellule. Le second aspect est quant à lui économique puisque cette technique permet de réduire le coût de fabrication en éliminant les six absorbants PML utilisés pour les autres cellules commercialisées. La cellule TEM développée est particulièrement bien adaptée pour les mesures CEM des différentes dimensions de cartes électroniques utilisées par la communauté du CEM des composants grâce aux trois nouveaux supports.

L'un des avantages que présente la nouvelle cellule TEM est le fait que des fortes zones de couplage aient été décelées en dehors des quatre positions conventionnelles, grâce au nouveau support rotatif permettant plus de degrés de liberté et plus de précision sur la nature de couplage et d'interaction cellule-composant sous tests.

Le développement des modèles équivalents de couplage entre le DST et la cellule constitue une éventualité pour étendre l'utilisation du modèle de cette dernière pour un système DST+cellule. Toutefois les modèles développés ont été réalisés sur des dispositifs simples et de caractéristiques bien maîtrisées. Or, l'intérêt majeur de cette méthode de modélisation réside dans la possibilité de tester le rayonnement des dispositifs complexes, des circuits intégrés en utilisant leurs modèles ICEM par exemple.

---

Outre son support carré classique, et sa large bande de mesures jusqu'à 3 GHz, l'originalité de la nouvelle cellule TEM réside aussi dans ses nouveaux supports rotatifs. La tension rayonnée induite au bout de la cellule a été déterminée par des méthodes analytiques et des simulations électriques. La simulation électrique est le moyen le plus adéquat, le plus rapide en temps de calcul, le plus précis et le plus flexible, pour évaluer la tension induite en fonction de la position du DST et de la fréquence. Les résultats de mesures et de simulations montrent que le couplage peut être plus fort en dehors des quatre positions habituelles des cartes de tests, un des points forts de la structure rotative. Mais nous avons aussi constaté quelques pertes dues aux contraintes mécaniques et à l'incertitude quant à la précision de la position exacte provoquée par la mobilité du support.

Le contexte général du dernier chapitre est l'intégration d'un modèle électromagnétique dans un environnement de simulation circuit. Dans ce cadre, l'objet de nos travaux consistait à générer le modèle ICEM du microcontrôleur. En s'appuyant sur des outils de simulation électrique, électromagnétique et comportementale. Ce type de modèle électromagnétique du composant associé à un modèle électrique de la cellule de mesure est alors apte à évaluer le niveau de l'émission du composant avant fabrication.

Après avoir défini le modèle ICEM du composant, une investigation a été réalisée sur la possibilité de modifier la topologie de la carte de tests en fonction des contraintes mécaniques de la conception de la cellule de mesures. Dans cette optique, nous avons réalisé une carte circulaire afin qu'elle s'adapte mieux au support circulaire et rotatif de la carte de tests. Les mesures dans la cellule TEM ont été perturbées par l'environnement pollué de la mesure (Bande FM, Bande GSM et DCS...). Pour y remédier, une solution optimale a été retenue et décrite dans le cinquième chapitre, à savoir l'ajout à la carte de tests d'une cloche de protection avec et sans absorbants jouant le rôle d'une cage de Faraday en éliminant toutes perturbations radio fréquence.

Les résultats de simulations ont été confrontés aux mesures réalisées sur la cellule en intégrant les modifications présentées dans ce chapitre. Les résultats de cette confrontation montrent que l'on atteint une précision au-dessus des attentes initiales à cause du modèle simplifié du couplage entre le modèle de la cellule et le modèle ICEM du composant. Enfin, une cartographie du champ électromagnétique a été présentée afin de localiser les sources de rayonnement du composant sous tests.

Le domaine de la CEM du composant est en plein mouvement depuis une dizaine d'années. Bien que cette dynamique soit un gage de motricité, il faut être conscient du fait qu'énormément de choses restent à faire dans le domaine de CEM des composants, surtout pour ce qui est des modèles en susceptibilité. Cela concerne aussi bien la précision des outils utilisés, en passant par leur méthodologie d'emploi, que leur souplesse de mise en œuvre, ou encore dans leur domaine d'application qui ne couvre

pas encore l'ensemble des besoins des industriels à ce jour.

Suite à ces travaux, on peut envisager un développement de modèles de rayonnement équivalents à base de dipôles élémentaires électriques ou magnétiques grâce à l'exploitation des résultats de mesures du banc champ proche développé au sein de L'IETR. Ces modèles équivalents de rayonnement seront d'une grande utilité pour prédire l'émission des circuits intégrés.

## Annexe1 : méthode de Gauss

La méthode de Gauss consiste à faire une approximation de la fonction entre deux abscisses régulièrement espacées ou non.

Soit  $W(x)$  une fonction strictement positive sur l'intervalle  $[a, b]$ , appelée fonction de poids, on choisit une suite de point  $x_i$  telle que l'intégrale soit approchée par une somme discrète de la forme.

$$\int_a^b W(x)f(x)dx = \sum_{i=1}^N w_i f_i$$

Quand les abscisses sont régulièrement espacées, les coefficients inconnus sont les poids  $w_i$ . Cela implique que pour  $N$  points d'intégration, on peut obtenir une évaluation exacte de l'intégrale jusqu'à un polynôme de degré  $N-1$ .

A titre d'exemple voici les fonctions des poids classiques que l'on utilise pour calculer une intégrale par la méthode de Gauss :

$$\int_{-1}^1 f(x)dx = \sum_{i=1}^N w_i f(x_i) + R_n$$

La fonction de poids est  $W=1$  sur l'intervalle  $[-1,1]$ . La relation de récurrence pour les polynômes de Legendre-Gauss est :

$$(i+1)P_{i+1} = (2i+1)xP_i - iP_{i-1}$$

Les abscisses  $x_i$  sont le  $i^{\text{ème}}$  zéro du polynôme  $P_i(x)$

$$\text{Poids : } w_i = \frac{2}{(1-x_i^2)[P_i'(x_i)]} \quad (\text{voir référence [27] page 916 pour } w_i \text{ et } x_i).$$

$$R_n = \frac{2^{2n+1}(n!)^4}{(2n+1)!(2n)!^2} f^{(2n)}(\xi) \quad -1 < \xi < 1$$



Pour un intervalle non normalisé :

$$\int_a^b f(y) dy = \frac{b-a}{2} \sum_{i=1}^N w_i f(y_i) + R_n$$

$$y_i = \left(\frac{b-a}{2}\right)x_i + \left(\frac{b+a}{2}\right)$$

---

## Liste de publications personnelles

---

- 1- A. El abbazi, M. Ramdani, B. Haussy, J.L Levant, M. Drissi, "Recursive modeling of coupling in TEM Cells using fractional derivative", emc-compo Angers Avril 2004 pp. 154-158
- 2- A. El abbazi, M. Ramdani, B. Haussy, J.L Levant, M. Drissi, "Modélisation du Couplage Electromagnétique dans une cellule TEM en vue de mesure CEM des Circuit Intégrés ", JNRDM'04 Marseille Mai 2004
- 3- A. El abbazi, M. Ramdani, B. Haussy, J.L Levant, M. Drissi "Modeling of coupling in TEM-Cells Using fractional Derivative " Euroem'04 Magdeburg, Germany, Juillet. 2004
- 4- A. El abbazi, M. Ramdani, J-L Levant, M. Drissi "Modeling of Mutual Coupling Between Device and TEM-Cell" MMS'04 Marseille, France Juin 2004
- 5- J.L Levant, M. Ramdani, A. El abbazi, R. Perdriau, M. Drissi "Méthodologie de prédiction et d'optimisation de la CEM des circuits intégrés ", JFMMA'05 Rabat, Maroc Mars 2005
- 6- A. El abbazi, M. Ramdani, R. Perdriau, J.L Levant, M. Drissi " Caractérisation Electromagnétique des PCB pour Microcontrôleur : Modèle ICEM" jnr dm'05Paris, France Mai 2005
- 7- A. El abbazi, M. Ramdani, J-L Levant, M. Drissi "Electromagnetic Characterization of a Microcontroller on a PCB: ICEM Model" ICONIC'05 Barcelone, Espagne Juin 2005
- 8- A. El abbazi, M. Ramdani, J.L Levant, M. Drissi, " Une nouvelle Cellule TEM à Support Rotatif pour des mesures en champ proche des Circuits Intégrés ", GDR'04 Paris, Septembre. 2005
- 9- A. Elabbazi, M. Ramdani, R. Perdriau, J.L Levant, M. Drissi "Optimization of a new septum shape for a TEM cell by 3D electromagnetic simulation 3D" emc-compo Munich Novembre 2005