

T  
N° d'ordre: 1699

jan 20 1996  
50576  
1996  
63

# THESE

*présentée à*

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

*pour obtenir le grade de*

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: ELECTRONIQUE

par

Damien WARIN



**EXPLOITATION DE L'ENVIRONNEMENT  
ELECTROMAGNETIQUE GENERE DANS UNE CHAMBRE  
REVERBERANTE A BRASSEUR DE MODES  
POUR L'EVALUATION DU SEUIL  
DE DYSFONCTIONNEMENT DE CIRCUITS INTEGRES**

*Soutenue le 26 janvier 1996, devant la Commission d'Examen*

Membres du jury: MM.

R. GABILLARD  
H. BAUDRAND  
D. DE ZUTTER  
B. DEMOULIN  
P-A. ROLLAND  
M. HEDDEBAUT  
L. BOILLOT  
S. FICHEUX

Président  
Rapporteur  
Rapporteur  
Directeur de thèse  
Examineur  
Examineur  
Invité  
Invité

*à mes parents*  
*en témoignage de toute ma reconnaissance*  
*pour leurs encouragements et leur soutien moral*  
*tout au long de mes études*

*à Blandine, Dorothee, Loïc et Thomas*  
*en témoignage de toute mon affection*

---

## REMERCIEMENTS

---

*Ce travail a été effectué au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique (L.R.P.E.) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (U.S.T.L.) dirigé par Monsieur le Professeur P.DEGAUQUE.*

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

*Je tiens à remercier Monsieur le Professeur B.DEMOULIN qui, lors de la direction de cette thèse, a su motiver mon initiative personnelle tout en me faisant partager sa culture scientifique. Qu'il trouve ici l'expression de ma plus vive gratitude.*

*Messieurs les Professeurs H.BAUDRAND de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique d'Electronique d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse (E.N.S.E.E.I.H.T.) et D.DE ZUTTER de l'Université de Gand m'ont fait l'honneur de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur. Qu'ils reçoivent l'expression de ma déférente gratitude.*

*Je remercie Monsieur le Professeur P-A.ROLLAND de l'U.S.T.L. qui a accepté d'examiner ce travail et de participer au jury.*

*Cette étude a été menée en collaboration avec le Laboratoire, Ondes et Signaux pour les Transports (L.E.O.S.T.) de l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité (I.N.R.E.T.S.). J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur M.HEDDEBAUT, Directeur de recherche à l'I.N.R.E.T.S./L.E.O.S.T. qui m'a fait l'honneur de juger ce travail en qualité d'examineur.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur L.BOILLOT, Responsable Etudes Générales à la Société Radiall et à Monsieur S.FICHEUX, Responsable du*

---

*Service Compatibilité Electromagnétique à l'Union Technique de l'Automobile et du Cycle (U.T.A.C.) qui ont accepté de participer à ce jury en tant qu'invités.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur L.KONE, Ingénieur au L.R.P.E., pour ses conseils avisés et la grande disponibilité dont il a fait preuve tout au long de ce travail. Qu'il trouve ici toute ma reconnaissance.*

*Je n'omettrai pas de dire combien les conseils que m'ont prodigués Monsieur J.BAUDET, Ingénieur de recherche C.N.R.S. au L.R.P.E. et Monsieur B.COUDORO, ancien chercheur au L.R.P.E. m'ont été profitables.*

*Je remercie Madame M.DEMOULIN pour son aide sur le plan informatique.*

*J'adresse également mes remerciements à Madame N.MEESMAECKER qui m'a soulagé de formalités administratives de soutenance et à Monsieur JP.DEHORTER qui a assuré la reproduction de ce document.*

*Que tous les membres du laboratoire que j'ai cotoyés durant ces années et qui ont contribué à la bonne ambiance dans laquelle ce travail s'est déroulé, trouvent ici l'expression de ma sympathie. Qu'il me soit permis d'avoir une pensée amicale envers Monsieur P.MARIAGE, Maître de Conférences au L.R.P.E.*

*Enfin, j'associe à mes remerciements toutes les personnes qui m'ont apporté leur soutien et leur collaboration pour l'aboutissement de ce document, une fois mon embauche dans l'industrie. Je voudrais citer notamment Mademoiselle V.JULL et Monsieur F.PEZIN et accorder une attention toute particulière à Mademoiselle I.HOCHART pour son aide très précieuse. Qu'elle trouve ici ma plus vive gratitude.*

---

---

## SOMMAIRE

---

---

# SOMMAIRE

---

INTRODUCTION GENERALE ..... p.1

## CHAPITRE I

### LA METHODE DE LA CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSEUR DE MODES : UNE NOUVELLE TECHNIQUE DE TESTS ELECTROMAGNETIQUES AUX FREQUENCES VOISINES OU SUPERIEURES AU GHz

INTRODUCTION.....p.7

I.1 PRINCIPE PHYSIQUE DE BASE.....p.9

I.1.1 LA JUSTIFICATION PHYSIQUE DES METHODES  
D'ESSAIS ELECTROMAGNETIQUES .....p.9  
I.1.1.1 De la chambre anéchoïde blindée.....p.9  
I.1.1.2 ...à la chambre réverbérante à brasseur de modes..... p.10

I.1.2 PRINCIPE GENERAL DE FONCTIONNEMENT ..... p.11

I.1.3 CONSIDERATIONS PHYSIQUES SUR LA BASE  
DE SON FONCTIONNEMENT..... p.13  
I.1.3.1 Rappel sur la théorie des cavités résonnantes..... p.13  
\* Cas de la cavité idéale..... p.14  
\* Cas de la cavité à pertes..... p.17  
I.1.3.2 Application à la chambre réverbérante à brasseur de modes..... p.18

I.2 INSTALLATION DE LA CHAMBRE REVERBERANTE  
A BRASSEUR DE MODES AU L.R.P.E..... p.20

I.2.1 CARACTERISTIQUES DE L'ENCEINTE BLINDEE ..... p.20

1.2.2	CARACTERISTIQUES DU BRASSEUR DE MODES .....	p.21
1.2.3	CHOIX DES ANTENNES D'EMISSION ET DE REFERENCE .....	p.24
1.2.3.1	Intérêt des antennes filaires.....	p.25
1.2.3.2	Structure des antennes filaires .....	p.25
1.2.3.3	Etude des transitions d'extrémité .....	p.28
I.3	EXPERIENCES PRELIMINAIRES .....	p.31
1.3.1	MODALITES DES MESURES.....	p.31
1.3.1.1	Protocole de mesure.....	p.31
*	Mesure de champ électrique.....	p.31
*	Mesure de puissance.....	p.32
1.3.1.2	Présentation des résultats .....	p.34
1.3.1.3	Répartition des mesures en fonction de la position angulaire du brasseur de modes.....	p.35
*	Mesure de champ électrique.....	p.35
*	Mesure de puissance.....	p.37
1.3.2	CONSIDERATIONS SUR L'ISOTROPIE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE .....	p.39
1.3.2.1	Distribution du champ électrique à l'intérieur de la chambre .....	p.39
1.3.2.2	Influence des dimensions d'un objet filaire sur les caractéristiques de la transmission .....	p.43
1.3.3	CONSIDERATIONS SUR L'HOMOGENEITE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE .....	p.46
1.3.3.1	Distribution du champ électrique à l'intérieur de la chambre.....	p.46
1.3.3.2	Influence de la position relative d'un objet filaire sur les caractéristiques de la transmission.....	p.48
1.3.4	CORRELATION ENTRE CHAMP AMBIANT ET PUISSANCE ELECTROMAGNETIQUE RECUE SUR UNE ANTENNE DE REFERENCE .....	p.50
1.3.5	OPTIMISATION DE LA GESTION DES MESURES.....	p.60
	CONCLUSION .....	p.62

## CHAPITRE II

### APPLICATION DE LA METHODE A L'EVALUATION DE L'IMMUNITE DE LIAISONS BLINDEES

INTRODUCTION.....	p.65
II.1 EVALUATION DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE DE CABLES OU CONNECTEURS.....	p.67
II.1.1 PROCEDURE DE MESURE EN CHAMBRE REVERBERANTE .....	p.67
II.1.1.1 Principe .....	p.67
II.1.1.2 Mesure de la puissance en sortie de l'objet sous test.....	p.68
II.1.1.3 Mesure de la puissance de référence.....	p.69
II.1.1.4 Influence des dispositifs de liaison.....	p.69
II.1.2 PROPRIETES CARACTERISTIQUES.....	p.70
II.1.2.1 Détermination de la dynamique de mesure.....	p.70
II.1.2.2 Effet du protocole de mesure des puissances reçues sur l'évaluation de l'efficacité de blindage .....	p.72
II.1.2.3 Influence de l'installation du dispositif sous test.....	p.74
II.2 EXPERIMENTATION D'EPROUVETTES COAXIALES SEMI-RIGIDES A OUVERTURE .....	p.77
II.2.1 INTERET DES EPROUVETTES CANONIQUES .....	p.77
II.2.2 COMPARAISON DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE MESUREE AVEC CELLE DEDUITE DE L'EXTRAPOLATION DE LA CARACTERISTIQUE D'IMPEDANCE DE TRANSFERT .....	p.78
II.2.2.1 Mesure en chambre réverbérante.....	p.78
II.2.2.2 Expression de l'impédance de transfert.....	p.79
II.2.2.3 Conversion de l'impédance de transfert en efficacité de blindage .....	p.81
II.3 EXPERIMENTATION D'EPROUVETTES COAXIALES TRESSEES .....	p.86
II.3.1 CONSIDERATIONS THEORIQUES SUR LE COMPORTEMENT DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE .....	p.86
II.3.2 APPROCHE EXPERIMENTALE.....	p.87



II.4 HYPOTHESES SUR L'EXPLICATION DU COMPORTEMENT DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE AUX FREQUENCES VOISINES OU SUPERIEURES A 4 GHz .....	p.91
II.5 ETUDE DE LA REPRODUCTIBILITE DES MESURES .....	p.99
II.5.1 REPETABILITE DES RESULTATS AU COURS DU TEMPS .....	p.99
II.5.2 CONFRONTATION DE RESULTATS AVEC LA SOCIETE RADIAL .....	p.100
CONCLUSION .....	p.104

### CHAPITRE III

#### APPLICATION DE LA METHODE A DES ESSAIS DE SUSCEPTIBILITE ELECTROMAGNETIQUE D'EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES

INTRODUCTION.....	p.107
III.1 LA CHAMBRE REVERBERANTE : NOUVEAU MOYEN D'ESSAI ?.....	p.109
III.1.1 LES OBJECTIFS VISES PAR NOTRE ETUDE.....	p.109
III.1.2 CHOIX DE LA BANDE DE FREQUENCES.....	p.111
III.1.3 DESCRIPTION DU MODULE EXPERIMENTAL.....	p.111
III.2 ESSAI CLASSIQUE DE REFERENCE MENE EN CHAMBRE ANECHOIDE.....	p.116
III.2.1 DESCRIPTION DE L'EQUIPEMENT D'ESSAI.....	p.116
III.2.2 PROTOCOLE D'ESSAI .....	p.118
III.2.2.1 Calibrage du champ .....	p.118
III.2.2.2 Test de susceptibilité du module expérimental.....	p.121
III.3 ESSAI DE SUSCEPTIBILITE MENE EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.127
III.3.1 CONDITIONS DE L'ESSAI .....	p.128

III.3.1.1	Calibrage du champ.....	p.128
III.3.1.2	Test de susceptibilité du module expérimental .....	p.130
III.3.2	CARACTERISATION DU CHAMP ELECTRIQUE LORS DE L'ESSAI PRATIQUE EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.132
III.3.3	PROPRIETES STATISTIQUES DE L'ESSAI DE SUSCEPTIBILITE MENE EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.135
III.3.3.1	Estimation de la probabilité de mise en dysfonctionnement du module de test .....	p.135
III.3.3.2	Estimation de la probabilité de dépassement du champ requis.....	p.138
III.3.3.3	Détermination de la caractéristique de sensibilité du module de test.....	p.140
III.3.4	REGLES ET PRINCIPES POUR MENER UN ESSAI DE SUSCEPTIBILITE ELECTROMAGNETIQUE EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.148
III.3.4.1	Comment définir la contrainte électromagnétique ?.....	p.148
III.3.4.2	Calibrage de la puissance d'émission .....	p.152
III.3.4.3	Incrément de fréquence.....	p.156
III.3.5	INFLUENCE DE LA DIRECTIVITE ELECTROMAGNETIQUE DU MODULE EXPERIMENTAL .....	p.158
III.4	PERSPECTIVES .....	p.167
	CONCLUSION .....	p.169
	CONCLUSION GENERALE .....	p.171
	BIBLIOGRAPHIE.....	p.173
	ANNEXES	

---

INTRODUCTION GENERALE

---

---

## INTRODUCTION GENERALE

---

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique (L.R.P.E.) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (U.S.T.L.) dans le cadre de travaux de Compatibilité ElectroMagnétique (C.E.M.) menés avec le Groupement Régional Nord-Pas-de-Calais pour la Recherche dans les Transports (G.R.R.T.). Ce travail a bénéficié de l'aide financière de l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité (I.N.R.E.T.S.) et de la collaboration du Laboratoire, Electronique, Ondes et Signaux pour les Transports (L.E.O.S.T.).

L'électronique est aujourd'hui omniprésente dans le monde des transports terrestres. Elle contrôle la sécurité, la gestion et aussi le confort de nos moyens de transport modernes. Cependant, les dispositifs électroniques les plus sophistiqués comme les équipements les plus simples sont vulnérables aux agressions provenant de l'environnement électromagnétique (foudre, décharges électrostatiques, émetteurs de radiodiffusion, rayonnements propres produits par les équipements, risque de l'Impulsion ElectroMagnétique d'origine Nucléaire,...). L'effet d'une perturbation peut alors se traduire par un dysfonctionnement de l'équipement voire une destruction de composants actifs le définissant.

La Compatibilité ElectroMagnétique (C.E.M.) traite des solutions permettant de limiter le propre rayonnement des équipements électroniques tout en cherchant à assurer le fonctionnement irréprochable de ceux-ci en présence de perturbations extérieures.

L'explosion de l'électronique de puissance et celle des circuits intégrés dans tous les domaines d'application donnent ainsi un intérêt croissant à la C.E.M. Aujourd'hui, la situation est telle qu'il faut instaurer une

réglementation internationale. Ainsi, dès le début de l'année 1996, la directive européenne 89/336/C.E.E. fera que les produits utilisant l'énergie électrique devront satisfaire les critères de C.E.M. prescrits par les normes pour pouvoir circuler ou pénétrer sur le marché européen. L'essai de qualification peut alors se révéler coûteux pour l'entreprise et la recherche de nouveaux moyens d'essai plus souples et rapides semble souhaitable. C'est à cette tâche que nous nous sommes consacrés au cours de notre travail doctoral. La préférence a été donnée à la technique de la chambre réverbérante à brasseur de modes qui permet de couvrir les fréquences voisines ou supérieures au GHz.

Ce choix réside, dans un premier temps, dans le fait que c'est notamment dans la région haute fréquence que l'environnement électromagnétique risque le plus d'évoluer. En effet, le développement attendu de la téléphonie mobile cellulaire et de sources couvrant le domaine centimétrique et millimétrique va ouvrir la voie à des spectres perturbateurs de plus en plus larges. Une seconde raison est l'intérêt porté à cette méthode de mesure par le fait que cet outil utilise le principe d'une cavité électromagnétique surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde, ce qui permet en théorie de satisfaire une illumination isotrope. Ainsi, contrairement à la méthode de la chambre anéchoïde blindée actuellement largement utilisée pour des essais dans la gamme des microondes, cette solution qui ne nécessite pas de rotation de l'objet sous test peut offrir des avantages économiques et de reproductibilité tout à fait satisfaisants.

Cette méthode importée des Etats-Unis est actuellement utilisée pour qualifier des composants passifs (connecteurs, câbles microondes). Notre thèse constitue une étude de la faisabilité d'application de la technique de la chambre réverbérante à brasseur de modes aux essais de susceptibilité d'équipements électroniques.

Le premier chapitre de notre thèse repose sur une présentation générale de ce dispositif. Nous apportons, tout d'abord, un descriptif de la méthode accompagné de quelques considérations physiques sur la base de son fonctionnement. Notamment, à partir de notions qualitatives issues de la théorie modale des cavités électromagnétiques, nous définissons le principe du brassage de modes. Ensuite, après avoir décrit les caractéristiques technologiques de l'enceinte blindée, du brasseur et des antennes de l'installation disponible à l'U.S.T.L./L.R.P.E., nous proposons les résultats d'expériences préliminaires visant à caractériser quelques propriétés de cet outil

de mesure. En particulier, nous montrons que le brassage de modes autorise une quasi homogénéité et isotropie du champ électromagnétique à l'intérieur de cette enceinte faradisée. Ensuite, nous montrons à partir de la mesure de la puissance induite sur des monopôles électriques que celle-ci devient indépendante de la dimension de ces capteurs filiformes.

Le second chapitre concerne l'application de la méthode de la chambre réverbérante à brassage de modes à l'évaluation de l'immunité de liaisons blindées. Bien que n'entrant pas strictement dans le cadre principal de notre étude, cet aspect va nous permettre d'affiner la compréhension du principe physique de cette technique de mesure à partir d'expériences réalisées sur des éprouvettes de test simples (éprouvettes coaxiales semi-rigides à ouverture ou tressées). La première partie du chapitre définit le concept de la mesure d'efficacité de blindage de composants passifs hyperfréquences par la méthode de la chambre réverbérante. Ensuite, la mesure d'efficacité de blindage effectuée sur les échantillons précités est comparée aux résultats de la caractéristique d'efficacité de blindage déduite du prolongement de la caractéristique d'impédance de transfert de l'éprouvette mesurée par une méthode utilisant un banc triaxial à discontinuité de blindage. Nous introduisons ensuite une formule permettant la conversion de l'impédance de transfert en efficacité de blindage et vice versa. Enfin, une étude de la reproductibilité des mesures en chambre réverbérante sera entreprise.

Le troisième chapitre, qui vient conclure notre travail, est consacré à l'estimation de la faisabilité d'application de cette méthode de mesure aux essais de susceptibilité électromagnétique d'équipements électroniques. Ces essais sont pratiqués entre 500 MHz et 1 GHz, région du spectre où la pollution est particulièrement dense. Un module expérimental est spécialement élaboré pour mener ces essais avec la plus grande reproductibilité possible. Les mesures sont comparées à la procédure d'essai classique utilisant une chambre anéchoïde blindée. Cette phase comparative nous permet d'édifier une méthodologie basée sur l'usage de données statistiques afin de décrire le résultat du test en terme de probabilité de dysfonctionnement. En effet, le test en chambre réverbérante autorise une excursion aléatoire du champ autour d'une amplitude moyenne implicitement imposée par l'essai. Il en résulte une réponse du module expérimental elle aussi distribuée aléatoirement sur le spectre de fréquences qu'on peut exprimer en terme probabiliste. Cette approche va nous permettre de relier ces informations statistiques à l'évolution du seuil de sensibilité de l'équipement en fonction de la fréquence. Ce

paramètre difficilement accessible par l'essai classique en chambre anéchoïde peut apporter d'intéressantes informations sur le comportement de l'objet. Pour conclure ce travail, nous introduisons un autre paramètre qui est l'effet apporté par le volume de l'objet et proposons des protocoles de mesure tout à fait compatibles avec un descriptif normatif.

---

## CHAPITRE I

# LA METHODE DE LA CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSEUR DE MODES : UNE NOUVELLE TECHNIQUE DE TESTS ELECTROMAGNETIQUES AUX FREQUENCES VOISINES OU SUPERIEURES AU GHz

---



---

# CHAPITRE I

## LA METHODE DE LA CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSEUR DE MODES : UNE NOUVELLE TECHNIQUE DE TESTS ELECTROMAGNETIQUES AUX FREQUENCES VOISINES OU SUPERIEURES AU GHz

---

INTRODUCTION.....	p.7
I.1 PRINCIPE PHYSIQUE DE BASE.....	p.9
I.1.1 LA JUSTIFICATION PHYSIQUE DES METHODES D'ESSAIS ELECTROMAGNETIQUES .....	p.9
I.1.1.1 De la chambre anéchoïde blindée.....	p.9
I.1.1.2 ...à la chambre réverbérante à brasseur de modes.....	p.10
I.1.2 PRINCIPE GENERAL DE FONCTIONNEMENT .....	p.11
I.1.3 CONSIDERATIONS PHYSIQUES SUR LA BASE DE SON FONCTIONNEMENT .....	p.13
I.1.3.1 Rappel sur la théorie des cavités résonnantes.....	p.13
* Cas de la cavité idéale.....	p.14
* Cas de la cavité à pertes.....	p.17
I.1.3.2 Application à la chambre réverbérante à brasseur de modes.....	p.18
I.2 INSTALLATION DE LA CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSEUR DE MODES AU L.R.P.E.....	p.20
I.2.1 CARACTERISTIQUES DE L'ENCEINTE BLINDEE .....	p.20
I.2.2 CARACTERISTIQUES DU BRASSEUR DE MODES.....	p.21

---

---

I.2.3	CHOIX DES ANTENNES D'EMISSION ET DE REFERENCE .....	p.24
I.2.3.1	Intérêt des antennes filaires.....	p.25
I.2.3.2	Structure des antennes filaires .....	p.25
I.2.3.3	Etude des transitions d'extrémité .....	p.28
I.3	EXPERIENCES PRELIMINAIRES .....	p.31
I.3.1	MODALITES DE MESURES .....	p.31
I.3.1.1	Protocole de mesure.....	p.31
*	Mesure de champ électrique.....	p.31
*	Mesure de puissance.....	p.32
I.3.1.2	Présentation des résultats.....	p.34
I.3.1.3	Répartition des mesures en fonction de la position angulaire du brasseur de modes .....	p.35
*	Mesure de champ électrique.....	p.35
*	Mesure de puissance.....	p.37
I.3.2	CONSIDERATIONS SUR L'ISOTROPIE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE .....	p.39
I.3.2.1	Distribution du champ électrique à l'intérieur de la chambre.....	p.39
I.3.2.2	Influence des dimensions d'un objet filaire sur les caractéristiques de la transmission.....	p.43
I.3.3	CONSIDERATIONS SUR L'HOMOGENEITE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE .....	p.46
I.3.3.1	Distribution du champ électrique à l'intérieur de la chambre.....	p.46
I.3.3.2	Influence de la position relative d'un objet filaire sur les caractéristiques de la transmission.....	p.48
I-3-4	CORRELATION ENTRE CHAMP AMBIANT ET PUISSANCE ELECTROMAGNETIQUE RECUE SUR UNE ANTENNE DE REFERENCE .....	p.50
I-3-5	OPTIMISATION DE LA GESTION DES MESURES.....	p.60
CONCLUSION	.....	p.62

---

## INTRODUCTION

La mise en oeuvre d'essais électromagnétiques destinés à tester la susceptibilité d'équipements électroniques ou à mesurer l'efficacité de blindage de composants coaxiaux (câbles, connecteurs) fait appel à des techniques très spécifiques qui dépendent de la gamme de fréquences explorée [1].

Pour atteindre les fréquences supérieures à 1 GHz et en particulier la gamme des microondes, la technique de mesure consiste à procéder par illumination électromagnétique de l'objet sous test, c'est-à-dire immerger le dispositif dans une chambre anéchoïde blindée. Une difficulté de mise en oeuvre va toutefois apparaître dans la mesure où l'objet sous test aussi bien que l'antenne d'émission seront anisotropes sur le plan de leur comportement électromagnétique. Une approche rigoureuse visant une reproductibilité acceptable des résultats de mesure consistera à envisager de multiples orientations de l'objet sous test pour déceler les conditions d'illumination les plus défavorables.

Pour contourner cette difficulté majeure, un autre moyen consiste à faire appel à la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes qui peut en théorie satisfaire une illumination isotrope. En effet, cette technique de mesure, expérimentée dans les années 1980 aux Etats-Unis par le National Institute of Standards and Technology (N.I.S.T.) (ex. National Bureau of Standards) [2] utilise le principe d'une cavité surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde, ceci afin que les objets expérimentés dans l'enceinte possèdent des propriétés électromagnétiques isotropes. Cette solution qui ne nécessite donc pas de rotation de l'objet sous test lors de l'essai peut offrir des avantages économiques et de reproductibilité tout à fait satisfaisants.

La première partie de ce chapitre introductif est consacrée à un descriptif de la méthode accompagné de quelques considérations physiques sur la base de son fonctionnement. Nous nous attachons principalement à définir le principe du brassage de modes inspiré de la théorie modale des cavités électromagnétiques.

La seconde partie concerne l'installation de cette méthode de mesure au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique de l'Université des Sciences et Technologies de Lille. Un descriptif et une justification des caractéristiques

technologiques de l'enceinte, du brasseur et des antennes y sont proposés.

Pour conclure ce premier chapitre, nous présentons dans une troisième partie quelques résultats d'expériences préliminaires visant à la caractérisation de la chambre. Une évaluation de la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur de l'enceinte est entreprise. Nous en déduisons alors plusieurs propriétés intéressantes dont notamment l'homogénéité et l'isotropie du champ. Ainsi, les objets et plus particulièrement les monopôles électriques immergés en chambre réverbérante vont présenter des comportements caractéristiques mis en évidence par des relevés de puissance induite. Nous montrons alors que le couplage entre antennes n'est fonction ni de l'orientation, ni du gain des antennes mais seulement de la fréquence et du coefficient de surtension de la cavité.

## I.1 PRINCIPE PHYSIQUE DE BASE

### I.1.1 LA JUSTIFICATION PHYSIQUE DES METHODES D'ESSAIS ELECTROMAGNETIQUES

La nécessité de connaître le degré d'immunité des systèmes aux perturbations électromagnétiques s'affirme jusque dans le domaine des hyperfréquences. En effet, par exemple, dans le domaine du transport et plus spécialement pour les systèmes embarqués, le risque de pollution électromagnétique à des fréquences élevées n'est pas négligeable. Il faut, par conséquent, pouvoir certifier ces équipements face au risque C.E.M. La certification aux fréquences voisines ou supérieures au GHz est habituellement réalisée au moyen d'une illumination électromagnétique en chambre anéchoïde blindée.

#### I.1.1.1 De la chambre anéchoïde blindée... [3]

Lorsque l'on souhaite illuminer un équipement sur un large spectre au moyen d'une onde électromagnétique, on est obligé de confiner le rayonnement à l'intérieur d'une enceinte blindée (cage de FARADAY) pour ne pas polluer l'environnement.

Les conditions requises pour ce genre d'essai en illumination étant de simuler le rayonnement de la source en espace libre, il convient d'absorber les ondes qui parviennent sur les parois de l'enceinte, ceci au moyen de matériaux absorbants. Ces matériaux de forme pyramidale sont des mousses chargées au carbone qui absorbent les rayonnements électromagnétiques. La hauteur de ces pyramides est inversement proportionnelle à la fréquence la plus basse à partir de laquelle l'efficacité de ces dispositifs apparaît.

L'utilisation de cette méthode de test pose toutefois, à l'usage, des problèmes de reproductibilité. En effet, cette technique ne peut permettre d'établir un essai réellement isotrope sur le plan électromagnétique. Autrement dit, un objet soumis à ce genre d'essai subira le champ électromagnétique sous certaines de ses faces. La puissance reçue par l'objet sous test va bien sûr dépendre de sa sensibilité, de son diagramme de rayonnement et par conséquent de sa nature géométrique.

Pour parvenir à des résultats homogènes, une solution immédiate consiste à présenter successivement au rayonnement les diverses faces de l'équipement, ou à déplacer celui-ci pour rechercher les fuites maximales. Dans les deux cas, il faut également intervenir sur la polarisation de l'antenne émettrice.

Cette méthode de mesure, bien que représentant assez fidèlement les conditions d'illumination produites par une onde plane, pose comme principale difficulté de mise en oeuvre, un temps d'exécution des essais assez important si l'on souhaite le pire cas d'illumination. D'autre part, les essais de susceptibilité nécessitent dans certains cas le recours à la génération de champs électriques dont l'amplitude est voisine de 10 V/m. Pour obtenir ces champs à 3 ou 4 m de l'antenne d'émission, il est nécessaire d'investir des puissances d'injection de plusieurs dizaines voire centaines de W.

Toutes ces raisons ont donc amené la communauté scientifique à rechercher d'autres solutions alternatives et en particulier celle de la chambre réverbérante à brassage de modes.

### I.1.1.2 ... à la chambre réverbérante à brasseur de modes

Les premières applications de la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes aux essais de compatibilité électromagnétique datent des années 1970.

Un groupe de chercheurs italiens [4] ainsi qu'une équipe américaine [2][5] font, en effet, figure de pionniers dans l'utilisation de cette méthode de mesure. L'objectif des premiers était de proposer une technique fiable permettant de mesurer la puissance rayonnée par un dispositif dans la gamme des hyperfréquences. Quant aux seconds, leur but était de développer un moyen de test alternatif aux techniques conventionnelles utilisées en Compatibilité ElectroMagnétique.

En fait, ces chercheurs se sont inspirés d'une norme de mesure utilisée en acoustique [5]. En effet, la méthode de la chambre réverbérante est encore actuellement une technique de mesure qui trouve diverses applications acoustiques telles que, par exemple, la détermination du niveau de puissance acoustique d'un organe, d'une machine..., la mesure du coefficient d'absorption

acoustique de matériaux acoustiques utilisés pour le traitement de murs ou plafonds..., la mesure de l'indice d'affaiblissement acoustique d'une paroi (capacité isolante d'une paroi)...

Dans les années 1980, les ingénieurs américains ont surtout appliqué cette méthode de mesure à l'évaluation de l'efficacité de blindage des composants passifs, notamment les connecteurs, dans le domaine des hyperfréquences. Aujourd'hui, quelques équipements de ce type sont implantés en Europe [4], [6]. En France, cette méthode est notamment exploitée par la société Radiall [7] ainsi que par le Laboratoire de RadioPropagation et Electronique de Lille qui bénéficie d'une installation depuis 1991. Lors de notre travail doctoral au sein de ce laboratoire, nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux possibilités d'application de la méthode aux essais de susceptibilité électromagnétique d'équipements électroniques.

### I.1.2 PRINCIPE GENERAL DE FONCTIONNEMENT

La particularité de la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes réside principalement dans l'emploi d'une cavité à coefficient de qualité élevé, de grande taille (en terme de longueur d'onde), dont les conditions de résonance sont modifiées de façon aléatoire au moyen d'un "agitateur de modes", du type rotatif, introduit dans l'enceinte.

La chambre réverbérante est une cavité parallélépipédique aux parois métalliques réfléchissantes. Cette enceinte constitue une cage de FARADAY dont l'isolation électromagnétique entre l'extérieur et l'intérieur est excellente. A l'intérieur de cette enceinte, sont disposés quatre éléments fonctionnels (*figure I-1*): une antenne d'émission, une antenne de réception, le dispositif sous test dont on souhaite connaître le comportement électromagnétique et un brasseur de modes.

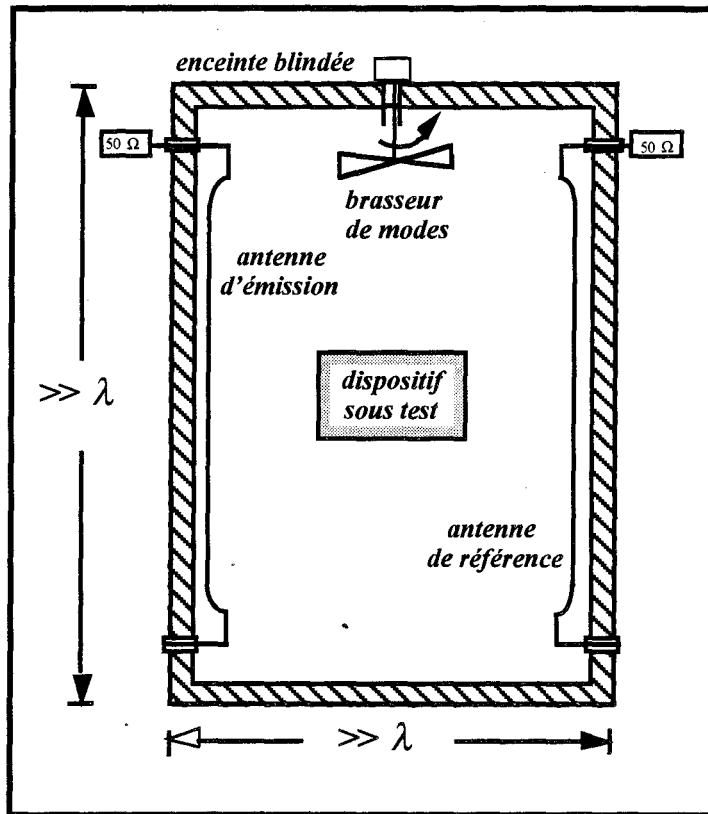


Figure I-1  
Chambre réverbérante à brasseur de modes

Par souci de facilité de compréhension, le principe général de fonctionnement de la technique de mesure qui est exposé dans ce paragraphe, est basé sur une approche qualitative. Nous apporterons ultérieurement une étude physique plus détaillée sur le fondement de ce principe en nous référant, cette fois, à la théorie modale des cavités résonnantes.

Nous allons assimiler la source d'émission à un dispositif envoyant dans toutes les directions de l'espace l'énergie électromagnétique sous forme de rayons. Cette transposition avec les lois de l'optique géométrique est possible dans la mesure où les dimensions de l'enceinte faradisée seront bien plus grandes que la longueur d'onde. Les rayons émergeant de la source vont subir des réflexions multiples sur les parois de sorte que tout point intérieur à l'enceinte verra passer tous ces rayons avec bien entendu des lois de phase et d'amplitude qui dépendent de la position relative de l'observateur et de la source. Ceci explique pourquoi cette source apparaît isotrope pour l'observateur. En effet, une rotation de la source va modifier le champ reçu mais d'une façon totalement décorrélée de son diagramme de rayonnement.



Si maintenant nous regardons l'évolution du champ reçu en fonction de la fréquence, l'amplitude du champ vue par l'observateur va également subir des fluctuations dont l'origine sera la composante en phase ou en opposition de phase de l'ensemble des rayons qui passent par le point de réception. Il s'agit d'ondes stationnaires dont la distribution à l'intérieur de la cavité dépend évidemment de la fréquence et de la nature physique des objets (métalliques) contenus dans l'enceinte. Ainsi, pour obtenir une caractéristique de champ fluctuant beaucoup moins avec la fréquence, une solution consiste à immerger dans la cavité un brasseur muni de pales métalliques que l'on mettra en rotation à l'aide d'un moteur contrôlé de l'extérieur. Cet élément métallique va donc permettre de contrôler l'amplitude des ondes stationnaires en intervenant sur les caractéristiques physiques de la chambre. Une quasi homogénéité du champ moyen généré dans l'enceinte sera alors assurée. Pour chaque fréquence d'étude, on fera subir aux pales une rotation complète et on recherchera la position géométrique du brasseur qui produit à la place de l'observateur le champ électromagnétique maximum. L'évaluation de ces maxima en fonction de la fréquence du champ exciteur sera alors entachée de fluctuations résiduelles d'amplitude bien plus modeste. Il s'en suivra une exploitation plus facile des résultats de mesure.

### I.1.3 CONSIDERATIONS PHYSIQUES SUR LA BASE DE SON FONCTIONNEMENT

Nous pensons qu'une étude rigoureuse du fonctionnement électromagnétique de la chambre réverbérante n'apporterait pas d'information réellement intéressante pour poursuivre notre travail. Aussi, nous nous limiterons à expliquer ce fonctionnement sur des bases qualitatives.

#### I.1.3.1 Rappel sur la théorie des cavités résonnantes [8]

Une cavité électromagnétique peut être définie comme étant un volume vide limité par des parois conductrices dans lequel des oscillations électromagnétiques peuvent s'établir. La géométrie du volume peut être quelconque; nous considérons ici le parallélépipède rectangle.

### \* Cas de la cavité idéale

Nous traitons dans un premier temps, le cas fondamental de la cavité idéale: parois de conductivité infinie (pas de pertes ohmiques ou magnétiques), cavité complètement fermée (pas de pertes par rayonnement), diélectrique parfait (sans pertes).

Si d'une façon quelconque, des oscillations électromagnétiques sont initialement excitées dans une telle cavité idéale, ces oscillations subsisteront de façon permanente, puisque les pertes sont supposées nulles. Ces oscillations peuvent être considérées comme le résultat de la superposition d'un nombre fini ou infini d'oscillations harmoniques. Les fréquences possibles pour ces oscillations forment une série de valeurs discrètes nommées fréquences propres de résonance de la cavité.

Pour la cavité parallélépipédique de dimensions  $l, L, H$  représentée dans le repère cartésien  $Oxyz$  sur la *figure I-2*, les fréquences de résonance possibles s'expriment par la relation:

$$F_{r_{m,n,p}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{l}\right)^2 + \left(\frac{n}{L}\right)^2 + \left(\frac{p}{H}\right)^2} \quad (I-1)$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le milieu de propagation de l'onde qui est ici le vide.

$m, n, p$  sont des entiers naturels qui sont reliés à la distribution des fréquences d'oscillation sur le spectre

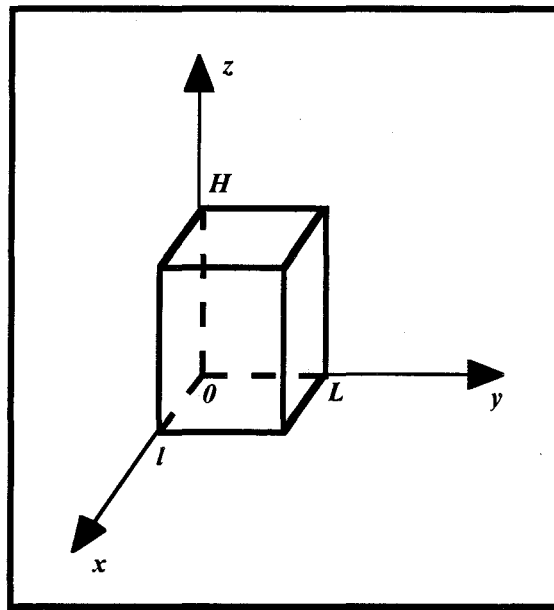


Figure I-2

*Cavité parallélépipédique rectangulaire - Coordonnées cartésiennes*

Parmi ces fréquences de résonance, la plus basse s'appelle fréquence fondamentale. On appelle alors mode fondamental d'une cavité le mode dont la fréquence propre est la plus basse ou encore le mode pour lequel il n'y a pas de variation de champ le long du plus petit côté. La fréquence fondamentale correspondante est alors:

$$F_{r_{0,1,1}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{H}\right)^2} \quad (I-2)$$

Aux fréquences propres  $F_{r_{m,n,p}}$  de la cavité correspondent des configurations particulières du champ électromagnétique, des types électriques ( $E$ ) et magnétiques ( $H$ ). Ces configurations sont solutions de l'équation des ondes (HELMHOLTZ):

$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right] \begin{Bmatrix} \bar{E} \\ \bar{H} \end{Bmatrix} = 0 \quad (I-3)$$

où  $k_0$  est le nombre d'onde en espace libre, soit:

$$k_0^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \quad (I-4)$$

$\epsilon_0$  étant la constante diélectrique (F/m) et  $\mu_0$  la perméabilité magnétique (H/m) en espace libre

et remplissent les conditions aux limites suivantes: le champ électrique tangentiel et le champ magnétique normal aux parois de la cavité supposées infiniment conductrices sont nuls. Rappelons que l'équation (I-3) et les conditions aux limites découlent des équations de MAXWELL résolues lorsque ne sont pas prises en compte les sources. Exprimées par les équations des champs, ces configurations particulières s'appellent modes propres ou modes de résonance de la cavité considérée; ils sont désignés par modes transverses électriques  $TE_{m,n,p}$  et modes transverses magnétiques  $TM_{m,n,p}$ . Pour chacune de ces configurations, les champs affectent une distribution précise d'amplitude. La distribution du champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité peut être décrite comme la superposition des champs propres à chaque mode de résonance:

$$\begin{pmatrix} \bar{E}(x,y,z,t) \\ \bar{H}(x,y,z,t) \end{pmatrix} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} \left[ \alpha_{m,n,p} \begin{pmatrix} \bar{E}(x,y,z,t) \\ \bar{H}(x,y,z,t) \end{pmatrix}_{TE_{m,n,p}} + \beta_{m,n,p} \begin{pmatrix} \bar{E}(x,y,z,t) \\ \bar{H}(x,y,z,t) \end{pmatrix}_{TM_{m,n,p}} \right] \quad (I-5)$$

avec

$$\begin{aligned} & m \geq 1 \quad n \geq 0 \quad \text{et} \quad p \geq 1 \\ \text{ou} & \quad m \geq 0 \quad n \geq 1 \quad \text{et} \quad p \geq 1 \\ & m \geq 1 \quad n \geq 1 \quad \text{et} \quad p \geq 0 \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{pour les modes } TE_{m,n,p} \\ \\ \text{pour les modes } TM_{m,n,p} \end{array}$$

les valeurs des indices  $(m,n,p)$  étant telles que les champs ne soient pas identiquement nuls.

$\alpha_{m,n,p}$  et  $\beta_{m,n,p}$  sont des coefficients de pondération qui sont fonction de l'ordre du mode et de l'énergie présente dans la cavité.

Notons que l'expression (I-5) est en fait relative à une direction parallèle à l'une des arêtes de la cavité. Si la direction de référence choisie arbitrairement est l'axe  $Oz$ , aux modes notés  $TE^{(z)}_{m,n,p}$  et  $TM^{(z)}_{m,n,p}$  s'ajoutent les modes  $TE^{(x)}_{m,n,p}$ ,  $TM^{(x)}_{m,n,p}$ ,  $TE^{(y)}_{m,n,p}$ ,  $TM^{(y)}_{m,n,p}$  relatifs aux directions  $x$  et  $y$ . Le champ total dans la cavité sera alors une combinaison de tous ces modes.

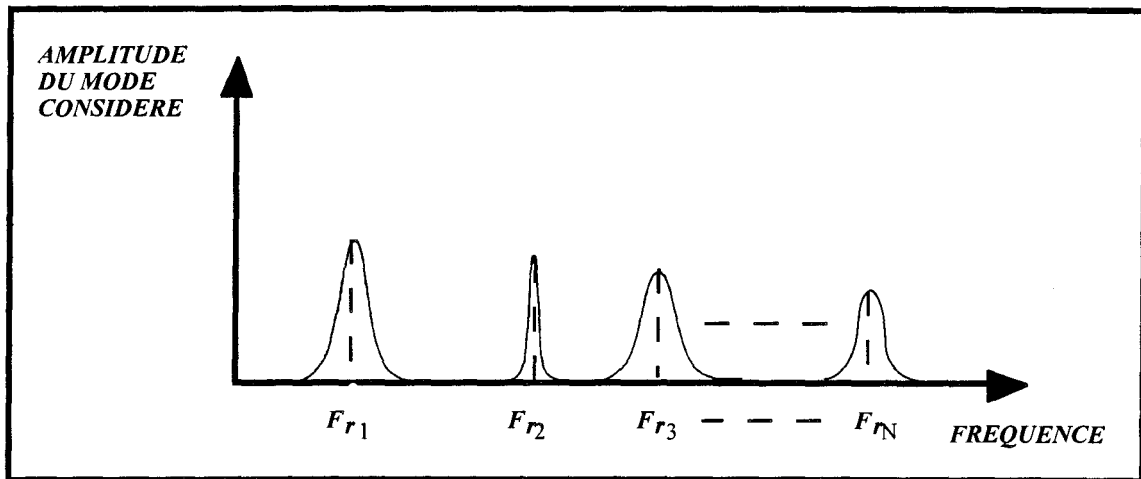
### \* Cas de la cavité à pertes

Si l'on pouvait mesurer le champ en fonction de la fréquence sans perturber les propriétés de résonance de la cavité idéale, on observerait un spectre de fréquences de résonance monochromatique, formé de raies de largeur nulle.

Plaçons-nous à une fréquence coïncidant exactement avec une fréquence de résonance. Si les parois de la cavité étaient infiniment conductrices et que les fuites électromagnétiques de la cavité étaient nulles (coefficient de qualité infini), le champ électrique croîtrait en fonction du temps jusqu'à atteindre une valeur infinie au bout d'un temps infini. L'énergie injectée dans l'enceinte serait en effet emmagasinée dans celle-ci sans dissipation. Toutefois, cette situation est irréaliste dans la mesure où la source d'émission constituerait elle-même une fuite ponctuelle.

Si on considère désormais une situation réaliste, la cavité présente des pertes d'énergie (pertes ohmiques sur ses parois, pertes diélectriques dans les milieux qui la remplissent, pertes par couplages avec l'extérieur). Il se créera alors un équilibre quand la puissance active injectée dans l'enceinte sera égale à l'énergie dissipée dans les parois par unité de temps. Le champ atteindra donc une valeur maximale qui dépendra du coefficient de qualité de la cavité. Cet équilibre sera atteint au bout d'un certain temps qui est directement proportionnel au coefficient de qualité.

Le caractère fini du coefficient de qualité aura également pour effet d'élargir les raies caractérisant le spectre de modes, comme le montre la *figure I-3*.



*Figure I-3*  
*Exemple de spectre de modes d'une cavité à pertes*  
*(à coefficient de qualité fini)*

L'un des intérêts de la chambre réverbérante est que le coefficient de qualité atteint des valeurs de l'ordre de  $10^4$  à  $10^5$ , ce qui permet de générer des champs de grande amplitude malgré l'utilisation de sources de puissance modeste.

Notons finalement qu'à condition que les pertes soient faibles, nous pouvons supposer à priori que les fréquences propres ainsi que les configurations des champs dans les divers modes propres restent sensiblement inchangées par rapport au régime d'oscillations libres non amorties bien que le champ électrique dispose maintenant d'une faible composante tangente aux parois de la cavité.

### I.1.3.2 Application à la chambre réverbérante à brasseur de modes

Lorsque les dimensions  $l$ ,  $L$ ,  $H$  de la cavité deviennent très grandes devant la longueur d'onde, on a affaire à une cavité multimode ou surdimensionnée possédant des propriétés électromagnétiques particulières. L'idée de base de la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes est précisément d'exploiter ces propriétés. Celles-ci permettent de pouvoir disposer à l'intérieur de l'enceinte d'un champ électromagnétique homogène et isotrope sur un large spectre de fréquences de la gamme microonde. Cette propriété est assurée par le brassage des modes de résonance de la cavité dont

l'efficacité est favorisée par une densité de modes très importante et homogène.

Cette répartition unique sur le spectre de modes a cependant nécessité une optimisation des dimensions de l'enceinte parallélépipédique. En effet, suite aux études menées par différents auteurs [9], [10], il s'est avéré que la cavité devait présenter des dimensions très grandes devant la longueur d'onde et dans un rapport le plus irrationnel possible. Il a également été montré que cette seconde condition permettait de minimiser la présence de modes dégénérés qui nuisent à l'homogénéité de la distribution modale et que l'on retrouve notamment pour la cavité cubique. Cette configuration est surtout intéressante à exploiter aux fréquences les plus basses d'utilisation de la chambre pour lesquelles le rapport dimension - longueur d'onde n'est pas très grand; c'est précisément dans cette région qu'il convient d'agir pour rendre le brassage de modes efficace.

La cavité ainsi surdimensionnée, la fréquence de la source  $F_0$  est toujours placée dans le voisinage d'un grand nombre de fréquences de résonance qui sont de plus en plus rapprochées les unes des autres à mesure que la fréquence croît. Considérons une plage de fréquences  $\Delta F$  autour de chaque fréquence de résonance dans laquelle le brasseur est capable de maximiser les coefficients  $\alpha_{m,n,p}$  et  $\beta_{m,n,p}$  (équation (I-5)) associés à chaque mode. La densité de modes dans l'enceinte étant telle que l'espacement fréquentiel entre deux modes successifs est inférieur à  $\Delta F$ , pour chaque fréquence  $F_0$  de la source, le brasseur va alors agir simultanément sur un grand nombre de coefficients  $\alpha_{m,n,p}$  et  $\beta_{m,n,p}$  de sorte que le champ électromagnétique prenne une valeur maximale pour une position angulaire donnée du brasseur, ceci quel que soit le point de l'espace considéré.

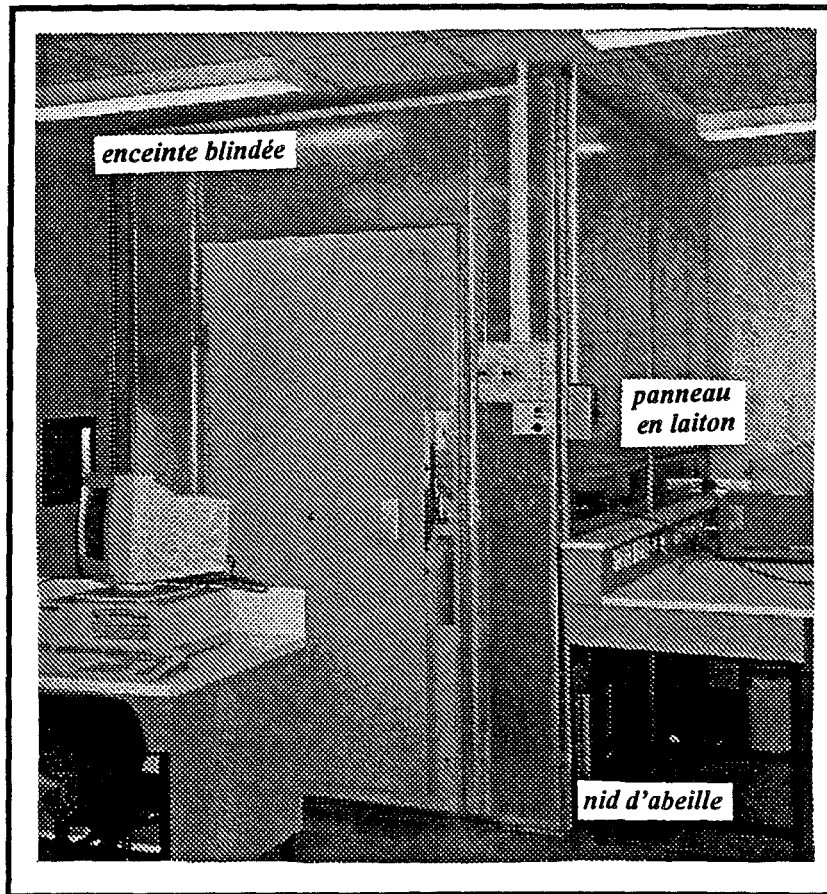
La présence d'objets métalliques dans la chambre fera que la distribution ne suivra pas la loi sinusoïdale prévue pour la cavité parallélépipédique parfaite. Il en résultera que la distribution du champ en fonction de la position de l'observateur suivra une évolution quasi aléatoire. Il en ira de même lorsqu'on modifiera la fréquence ou la position du brasseur de modes.

Le principe physique de base de fonctionnement de la méthode de la chambre réverbérante étant défini, nous allons désormais nous attacher à présenter et à justifier les différentes caractéristiques de l'installation disponible au L.R.P.E.

## I.2 INSTALLATION DE LA CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSEUR DE MODES AU L.R.P.E. [11]

### I.2.1 CARACTERISTIQUES DE L'ENCEINTE BLINDEE

La cavité de forme parallélépipédique installée au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique de Lille est réalisée à l'aide de panneaux en acier galvanisé assemblés par des profilés en acier pourvus d'une étanchéité radioélectrique (*figure I-4*). Deux parois opposées de la cavité comportent une ouverture d'aération blindée au moyen d'un "nid d'abeille" de dimensions 31 cm . 31 cm. Chaque face latérale comporte deux panneaux en laiton qui permettent la fixation des traversées de communication de signaux avec l'extérieur. Des transitions de type guide d'ondes ont également été prévues pour relier l'extérieur et l'intérieur par fibre optique.



*Figure I-4*  
*Présentation générale de l'enceinte blindée*



Cette cage de FARADAY doit répondre aux exigences structurelles suivantes:

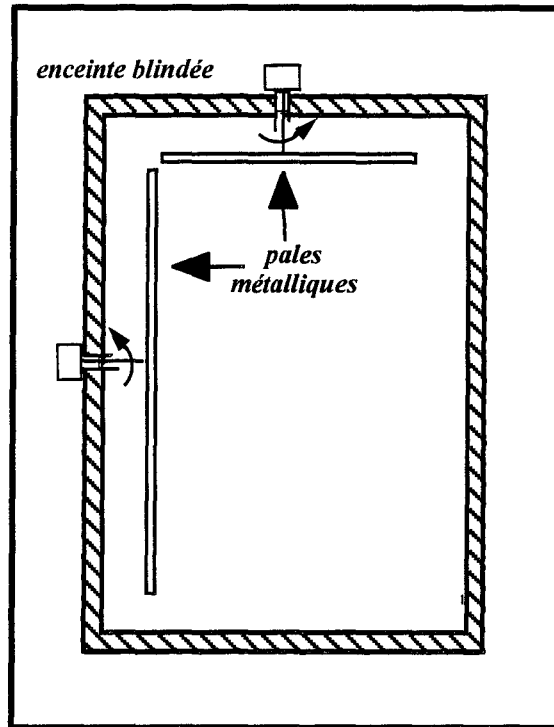
Comme suggéré dans la première partie de ce chapitre, pour maximiser le nombre de modes et disposer d'une densité de modes aussi uniforme que possible, le volume de la chambre est pris le plus grand possible avec des dimensions choisies dans un rapport irrationnel. Dans ces conditions, le rapport entre la plus grande dimension de la cavité et la plus grande longueur d'onde étudiée sera alors d'au moins cinq. Typiquement selon ces principes, les dimensions de notre chambre sont de:

$$L = 2,565 \text{ m} \quad l = 1,94 \text{ m} \quad H = 2,805 \text{ m}$$

Ces dimensions nous permettent d'effectuer des mesures à partir de la fréquence de 500 MHz, fréquence minimale compatible avec la condition de surdimensionnement. De façon générale, d'après les raisons prédéfinies, la méthode de la chambre réverbérante n'est donc exploitable qu'à partir des fréquences supérieures à quelques centaines de MHz. La fréquence maximale d'utilisation de la cage est limitée naturellement par l'instrumentation mais dépend également de l'efficacité d'écran de la cage faradisée; elle est de 18 GHz pour notre installation.

## 1.2.2 CARACTERISTIQUES DU BRASSEUR DE MODES

Les premières utilisations de la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes faisaient appel à une enceinte munie de deux grandes pales métalliques sur des parois orthogonales de la cavité (*figure.I-5*) [4].



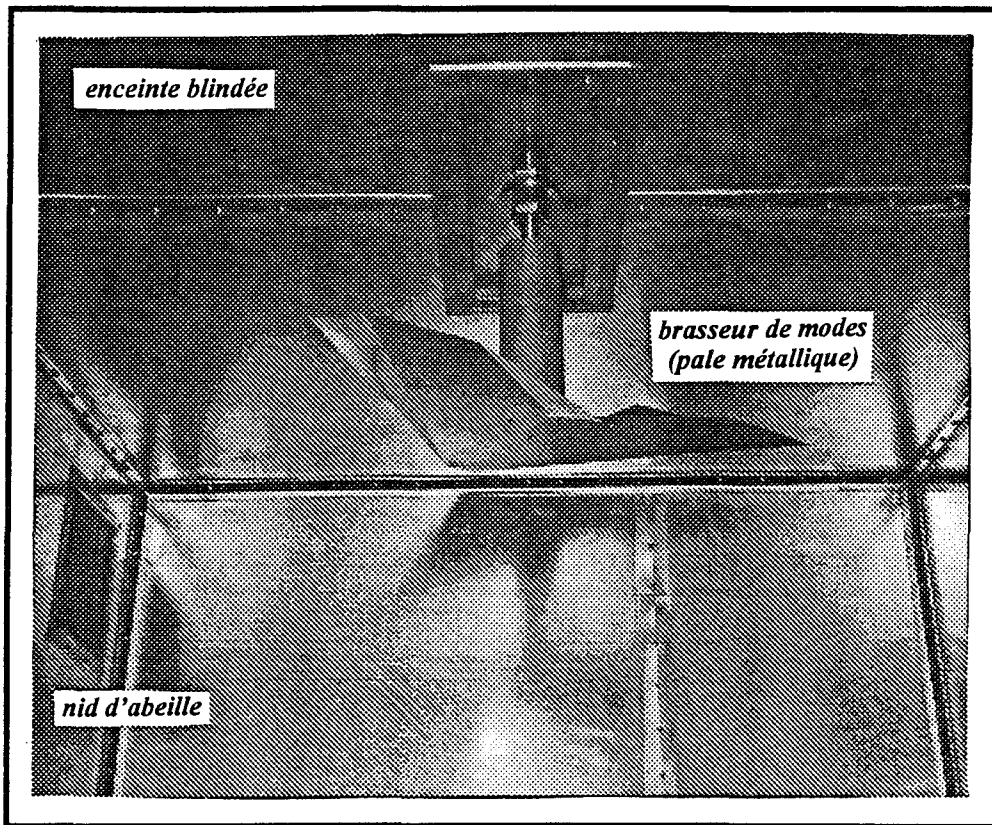
*Figure I-5*  
*Chambre réverbérante à deux brasseurs*

De façon générale, les pales formaient alors deux panneaux rectangulaires. Ces deux brasseurs agissaient avec des vitesses de rotation différentes. Ce modèle à deux pales a, en fait, principalement été utilisé dans des chambres dites compartimentées. On entend par chambres compartimentées soit une grande chambre divisée en deux sections par une paroi, soit une petite chambre placée à l'intérieur d'une grande. Ces configurations ont été proposées pour la mesure de l'efficacité de blindage de matériaux ou d'enceintes.

Dans la majorité des cas, c'est l'utilisation d'un seul élément perturbateur qui est retenue. Des études ont alors été menées afin d'optimiser la forme et la taille du brasseur [12] [13]. Il en est logiquement ressorti que, pour pouvoir reproduire le brassage obtenu avec deux "ventilateurs" plats de vitesses de rotation différentes, l'élément perturbateur devait présenter une forme irrégulière de façon à redistribuer au maximum l'énergie dans toutes les directions. Il est également apparu que l'efficacité du brasseur augmentait avec ses dimensions par rapport à la longueur d'onde. En effet, celles-ci devront être telles qu'elles puissent suffisamment modifier la géométrie interne de la cavité lorsque la fréquence la plus basse est excitée. Il a donc été établi que,

dans ces conditions, la dimension pointe à pointe du variateur de modes devait voisiner deux longueurs d'onde à la fréquence de test la plus basse.

Le brasseur pour lequel nous avons opté est identique à celui utilisé dans la chambre de la société Radiall (*figure.I-6*).



*Figure I-6*  
*Brasseur de modes mécanique de l'installation du L.R.P.E.*

Ce brasseur est constitué d'une plaque métallique dont les quatre coins sont repliés. Pointe à pointe, il mesure 80 cm et est distant de 10 cm de la paroi supérieure de la chambre. Un axe métallique est attaché au centre du variateur de modes pour permettre une rotation mécanique. Le moteur de commande du brasseur est disposé sur la face supérieure de la chambre et à l'extérieur de celle-ci. Il s'agit d'un moteur à courant continu pouvant être contrôlé en rotation aussi bien en vitesse qu'en position. Le contrôle en vitesse peut se faire au moyen d'une commande manuelle. La vitesse de rotation peut évoluer de façon continue entre 0 et 1 tour/s. La position angulaire du brasseur est connue à tout instant grâce à un codeur absolu monté sur le moteur. Ce codeur est relié à un transcodeur PROCAP R78 qui

affiche la position en degré et l'envoie au calculateur de type PC par une liaison série RS 232. La résolution minimale de la position angulaire est  $\Delta\theta = 1^\circ$ .

Nous avons choisi pour principe de mesure de faire tourner le moteur en continu et de faire à chaque fréquence d'étude l'acquisition de la réponse de l'équipement sous test au cours de la rotation du brasseur. Cependant, certaines installations sont dotées d'un moteur pas à pas. Les acquisitions sont alors faites brasseur à l'arrêt pour chaque position angulaire choisie préalablement. Il nous a semblé que les mesures faites par cette méthode étaient trop lourdes à mettre en oeuvre alors que notre approche permet de prendre un très grand nombre d'échantillons de mesure en un temps raisonnable.

Depuis peu, les chercheurs américains [14] [15] expérimentent une méthode de test en chambre réverbérante qui assure le brassage de modes en remplaçant le brasseur mécanique en rotation par une agitation de modes par modulation de fréquence de la source par un bruit large bande. Cette voie qui semble prometteuse a l'avantage de diminuer sensiblement le temps de mesure. En effet, pour chaque fréquence  $F_0$ , plutôt que d'utiliser la révolution d'un brasseur mécanique pour jouer sur l'amplitude des coefficients de pondération caractérisant le champ électromagnétique, on excite la cavité au moyen d'un signal modulé en fréquence sur une plage de fréquences  $\Delta_{MF}$  centrée autour de  $F_0$ , cette plage de fréquences recouvrant un grand nombre de fréquences de résonance. Pour chaque fréquence  $F_0$  de la source, nous avons simultanément un grand nombre de coefficients qui prennent une amplitude significative. Les propriétés d'homogénéité du champ électromagnétique sont alors vérifiées instantanément. La chaîne de mesure devra dans ce cas comprendre un générateur de bruit et un mélangeur de type "up-converter". Cette méthode est actuellement en cours d'installation au L.R.P.E. [16].

### 1.2.3 CHOIX DES ANTENNES D'EMISSION ET DE REFERENCE

Nous nous baserons pour développer ce paragraphe sur les travaux effectués par LAMBLAIN [17] lors de l'installation de la chambre réverbérante au laboratoire.

### I.2.3.1 Intérêt des antennes filaires

Plusieurs types d'antennes ont été testés pour générer le champ électromagnétique à l'intérieur de la chambre. Citons, par exemple, les antennes log-périodiques, les cornets ou encore les antennes filaires. Nous avons opté pour ces dernières pour les raisons suivantes:

- les antennes de type filaire nous permettent de couvrir la large bande de fréquences souhaitée allant de 500 MHz à 18 GHz.
- elles sont aptes à induire facilement un champ couvrant les trois polarisations.

Cependant, en particulier pour les fréquences les plus élevées, on peut utiliser des antennes cornet à condition de prendre quelques précautions d'installation. Pour éviter un couplage direct entre antennes d'émission et réception, il convient de les placer dans deux angles opposés de la chambre et de les orienter de telle sorte qu'elles soient dirigées vers cet angle. Cet angle doit alors redistribuer l'énergie du cornet dans les trois polarisations.

Confortés par ces différents critères, nous avons donc retenu la solution filaire qui offre un compromis intéressant.

### I.2.3.2 Structure des antennes filaires

La disposition retenue est donc une antenne filaire fixée près des parois de la cavité.

La distance séparant le conducteur de la paroi agit sur les performances de l'antenne. En effet, aux longueurs d'onde les plus grandes, cette distance sera petite par rapport à la longueur d'onde et l'antenne de type filaire sera considérée comme une ligne de transmission sur laquelle se propagera un mode TEM, le rayonnement sera de ce fait réduit. Le couplage électromagnétique avec le milieu interne à la cavité va donc dépendre de cette distance au plan métallique de l'enceinte.

Le critère satisfaisant le meilleur compromis liant le minimum d'encombrement spatial et une efficacité de rayonnement acceptable avec les plus basses fréquences est alors que la distance doit être telle que l'impédance caractéristique du mode TEM qui se propagera sur l'antenne

soit de l'ordre de  $300 \Omega$ .

Pour un conducteur de diamètre  $d$  situé à une distance  $h$  de la paroi métallique (figure. I-7)

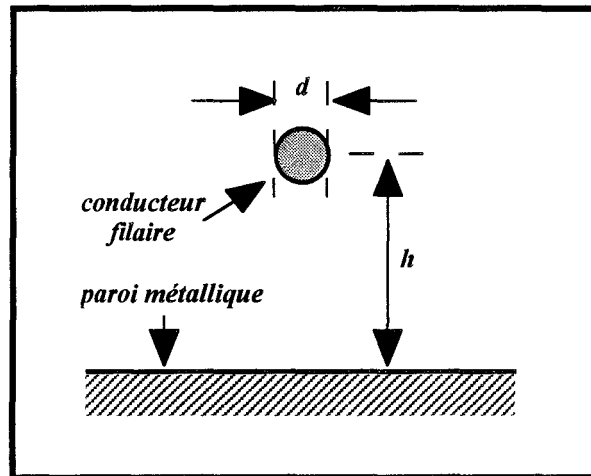


Figure I-7  
Structure de l'antenne filaire

l'impédance caractéristique du mode TEM s'exprime:

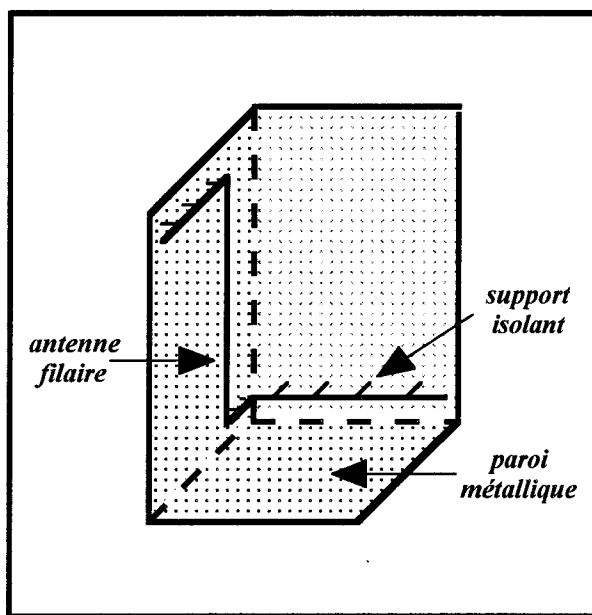
$$Z_c = 60 \ln\left(\frac{4h}{d}\right) \quad (I-6)$$

Cette relation suppose que le conducteur ne comporte pas de gaine diélectrique. Le conducteur utilisé est un laiton de diamètre  $d = 2 \text{ mm}$ .

Pour obtenir une impédance caractéristique  $Z_c$  de  $300 \Omega$ , il faut maintenir ce conducteur à une dizaine de centimètres des parois. Le choix définitif qui a été retenu est  $h = 15 \text{ cm}$ , ce qui donne approximativement une impédance caractéristique  $Z_c$  de  $340 \Omega$ .

L'usage d'une antenne filaire fait que l'émission va privilégier un plan de polarisation dont le vecteur champ électrique est parallèle à l'axe du fil. Comme nous l'avons vu dans la première partie du chapitre, si l'on veut que la puissance détectée sur l'objet sous test placé à l'intérieur de la cavité dépende le moins possible de son orientation dans celle-ci, il faut que le champ électrique soit d'intensité comparable dans les trois directions de l'espace. Afin de satisfaire cette propriété, l'antenne sera installée de façon à ce qu'aucune

direction ne soit privilégiée. La géométrie de l'antenne est alors telle que le conducteur évolue près des parois de façon à couvrir les trois polarisations orthogonales deux à deux, comme indiqué sur la *figure I-8*.

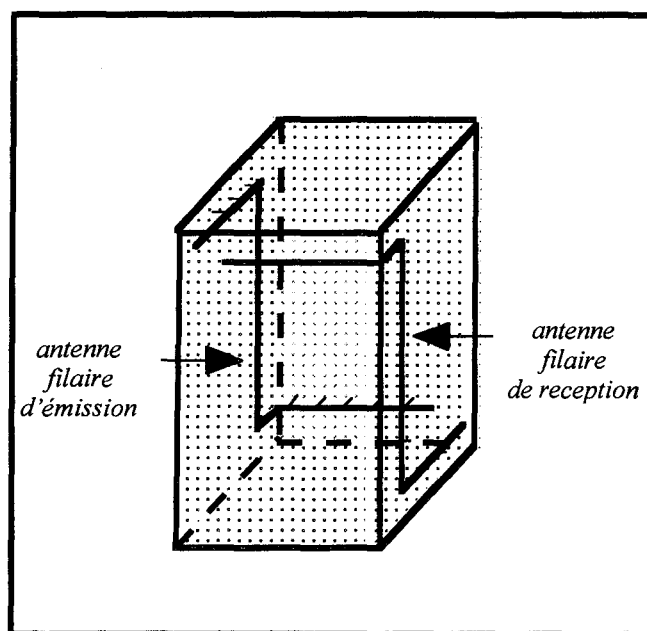


*Figure I-8*

*Géométrie de l'antenne filaire couvrant les trois polarisations*

L'antenne est maintenue à distance invariante de la paroi au moyen de supports isolants collés sur les parois. Ces supports sont usinés dans un matériau diélectrique de type lucoflex.

Pour réduire le plus possible le couplage direct avec l'antenne d'émission, l'antenne de référence, de structure identique à l'antenne émettrice, sera installée de façon symétrique sur les panneaux opposés. On conçoit aisément que placer deux antennes de ce type de manière parallèle provoquerait un couplage plus important que si elles étaient orthogonales. Il n'est cependant pas possible de faire en sorte que les portions d'antennes qui sont en vis-à-vis, sur des parois opposées, se croisent perpendiculairement. On s'attache alors à éloigner au maximum les parties des antennes qui sont parallèles (*figure I-9*).



*Figure I-9*  
*Installation des antennes filaires à l'intérieur de la chambre*

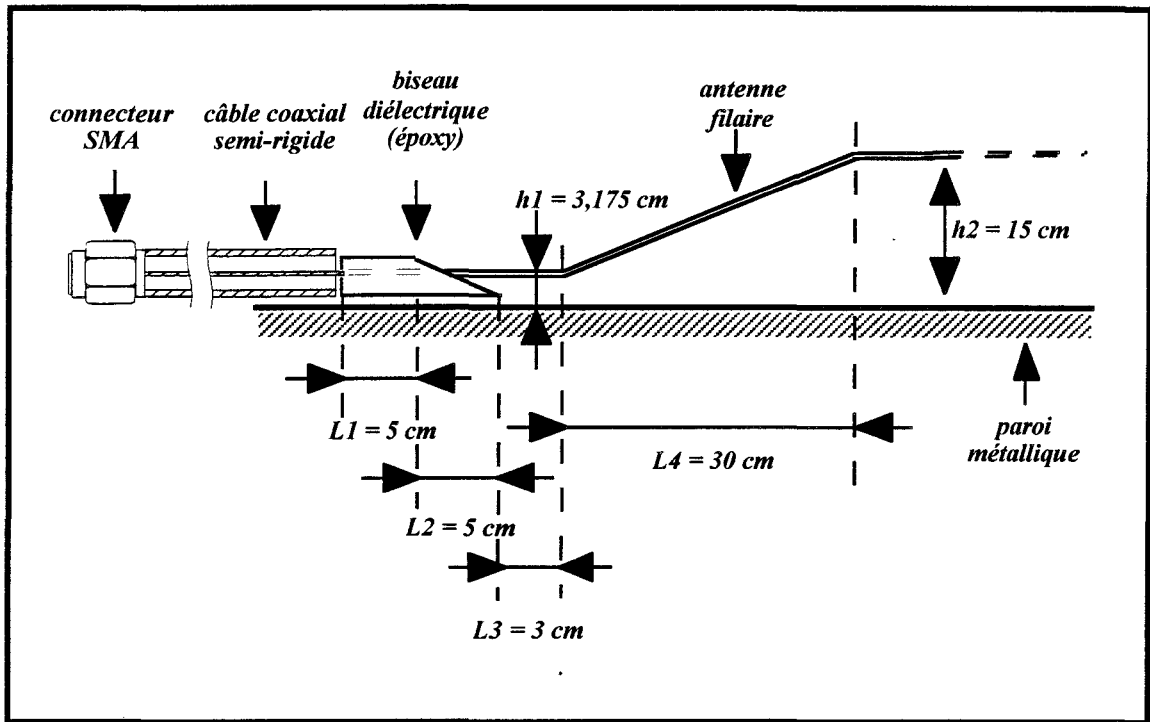
La longueur des antennes doit être au moins supérieure à une longueur d'onde de façon à ce que celles-ci rayonnent efficacement et ne se comportent plus comme une ligne de transmission. Pour satisfaire cette condition ainsi que l'installation préconisée de la *figure I-9*, l'expérience montre qu'un rapport supérieur à cinq entre la longueur d'antenne et la longueur d'onde maximale étudiée est nécessaire. Dans ces conditions, les antennes mises en oeuvre ont une longueur de 5 m 70. Elles sont chargées par une terminaison adaptée de  $50 \Omega$  afin de limiter le taux d'ondes stationnaires (T.O.S.).

### I.2.3.3 Etude des transitions d'extrémité

Comme nous l'avons montré précédemment, l'impédance caractéristique des antennes d'émission et de réception est approximativement de  $340 \Omega$ . Afin de limiter les ondes réfléchies nuisibles au bon fonctionnement du dispositif, il convient donc de trouver une solution permettant à la ligne de transmission de passer d'une impédance caractéristique de  $340 \Omega$  à celle de  $50 \Omega$ : impédance d'entrée standard des appareils de mesure (source microonde, récepteur). C'est le rôle de l'adaptateur d'impédance que nous intercalerons entre l'antenne d'émission et le générateur d'une part, l'antenne de référence et le récepteur d'autre part.



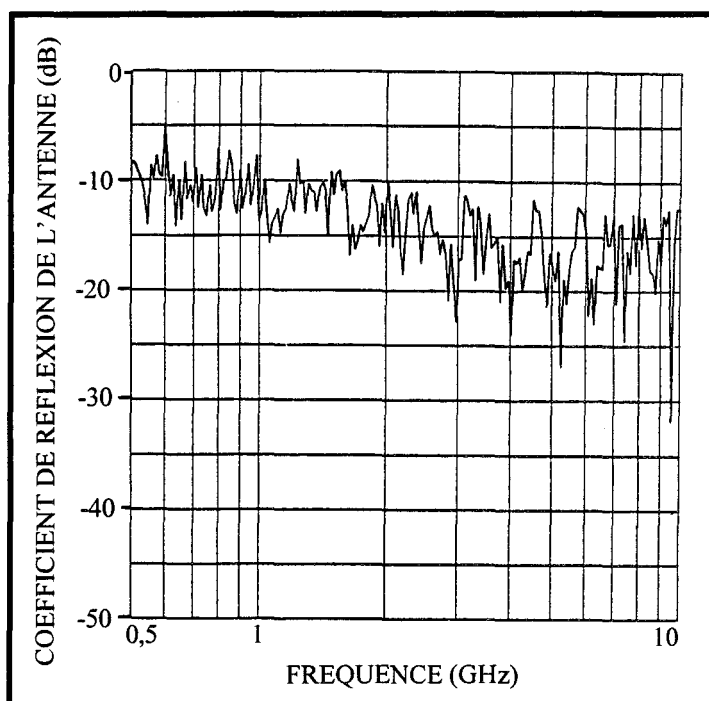
La solution retenue est celle d'une transition progressive de la géométrie de la ligne. Des transformateurs d'impédance seront également utilisés pour permettre les liaisons antenne - charge adaptée  $50 \Omega$ . La structure adaptatrice est celle donnée par le schéma en coupe de la *figure I-10*.



*Figure I-10*  
*Schéma global de la structure d'adaptation filaire-coaxial*

La solution technologique que nous avons choisie consiste à faire usage d'un biseau diélectrique (verre époxy) dans lequel le conducteur filaire sera immergé puis connecté directement à l'âme centrale du câble coaxial semi-rigide servant à alimenter l'antenne. Cela permet de maintenir, juste en sortie du coaxial, l'impédance caractéristique à  $50 \Omega$ . Ensuite, la non uniformité géométrique du biseau réduit la permittivité électrique équivalente du milieu jusqu'à parvenir à celle de l'air et par conséquent à l'impédance caractéristique d'une ligne unifilaire de hauteur  $h_1 = 3,175 \text{ mm}$ , soit environ  $110 \Omega$ . La transition entre  $h_1$  et  $h_2 = 15 \text{ cm}$  se fait au moyen d'un raccordement linéaire d'une portée  $L_4 = 30 \text{ cm}$  optimisée afin de réduire le T.O.S. vu par la source connectée à la liaison coaxiale  $50 \Omega$ . Les performances de la structure d'adaptation ainsi réalisée ont ensuite été estimées en chambre réverbérante à partir d'un relevé

du coefficient de réflexion  $\rho_c$  présenté à l'entrée de la ligne unifilaire sur la bande de fréquences 500 MHz - 10 GHz.



*Figure I-11*  
*Coefficient de réflexion de l'antenne filaire*

La caractéristique de la *figure I-11* montre que  $\rho_c$  reste inférieur à -10 dB soit 0,3 en donnée linéaire. Il semble donc finalement que les longueurs des tronçons de ligne choisies soient satisfaisantes et que l'antenne associée à son adaptateur forme un système réellement large bande. La forme de l'antenne a également aidé à l'obtention d'une adaptation acceptable minimisant les réflexions.

Nous disposons désormais d'une méthode de mesure opérationnelle. Nous allons donc, dans la dernière partie de ce chapitre introductif, vérifier et justifier quelques propriétés fondamentales et intéressantes de la chambre réverbérante à modes brassés qui seront mises à profit lors du développement de notre travail dans les chapitres à venir.

## I.3 EXPERIENCES PRELIMINAIRES

Notre effort de compréhension des phénomènes physiques mis en jeu dans cette nouvelle technique de mesure va s'appuyer d'une part sur des relevés de champ électrique et d'autre part sur des expérimentations menées sur un monopôle électrique immergé en chambre réverbérante.

En effet, nous nous proposons de montrer que le champ électromagnétique à l'intérieur de cette enceinte faradisée revêt une distribution particulière qui va permettre aux objets et notamment aux éléments filaires placés dans une telle cavité de vérifier certaines propriétés caractéristiques. Ces propriétés seront mises en évidence à partir de la mesure de la puissance collectée par les monopôles.

### I.3.1 MODALITES DES MESURES

#### I.3.1.1 Protocole de mesure

##### \* Mesure de champ électrique

Le relevé du champ électrique est obtenu au moyen d'une sonde isotropique ou triaxiale disponible sur le marché. La première couvre la bande de fréquences 80 MHz - 40 GHz; quant à la seconde, elle est utilisable de 10 kHz à 1 GHz (*Annexe A*).

L'antenne d'émission utilisée est la ligne filaire de propagation ayant déjà fait l'objet d'une description. Un générateur synthétisé est connecté via un amplificateur à cette antenne et délivre une certaine puissance à fréquence fixe. Le capteur de champ est installé à un endroit quelconque de la chambre réverbérante, toutefois éloigné des parois d'au moins une longueur d'onde. Cette condition est requise pour obtenir un brassage modal suffisamment efficace (*figure I-12*).

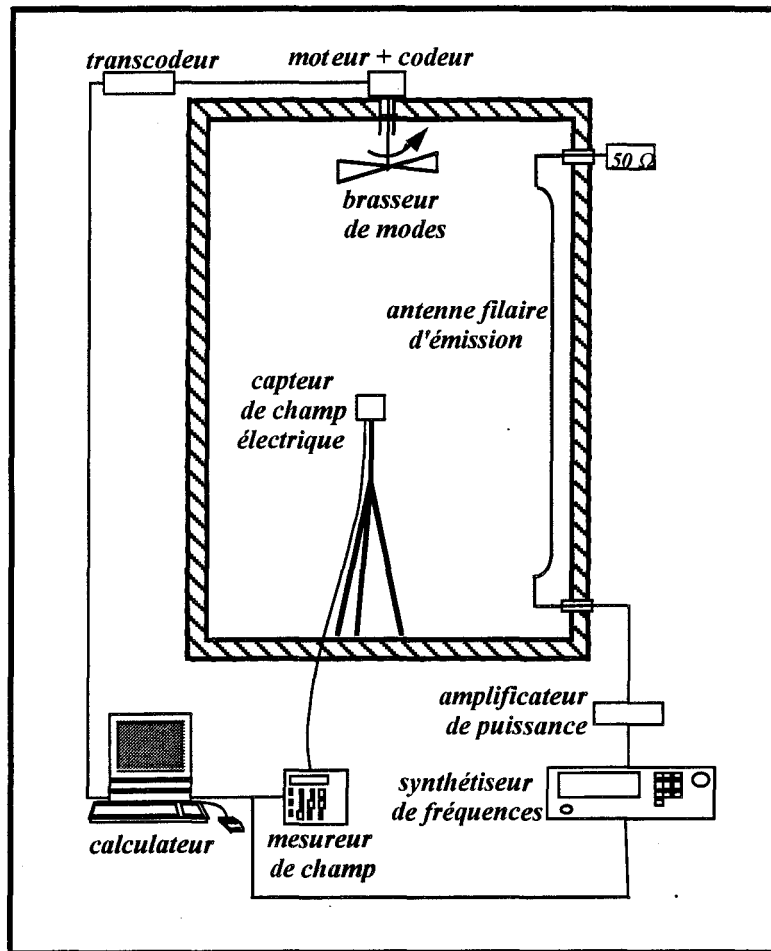


Figure I-12  
Synoptique du banc de mesure

Pour chaque fréquence  $F_0$  explorée, il s'agit d'injecter le même niveau de puissance à l'entrée de l'antenne d'émission et de relever le champ électrique capté par la sonde en fonction de la position angulaire du brasseur de modes. Le brasseur de modes tourne à une vitesse constante de 12 °/s. Durant une révolution du brasseur,  $N = 180$  points de mesure sont échantillonnés. Comme nous le verrons ultérieurement, on se contentera, dans la majorité des cas, de ne retenir, pour chaque fréquence de test, que la valeur moyenne des  $N$  échantillons de mesure ou l'échantillon dont l'amplitude est maximale.

#### \* Mesure de puissance

Les mesures réalisées en chambre réverbérante sont essentiellement des mesures de puissances maximale ou moyenne obtenues sur une révolution du brasseur de modes.

Pour chaque fréquence  $F_0$  explorée, il faut donc caler le système d'émission et de réception à la fréquence  $F_0$  ( mode zero span ) et relever la puissance reçue sur le récepteur connecté à l'objet sous test en fonction de l'angle du brasseur de modes. La vitesse du brasseur étant constante, il s'agit donc d'échantillonner la puissance reçue en fonction du temps.

Les expériences effectuées dans notre thèse font usage d'une chaîne de mesure sélective intégrant un synthétiseur de fréquences, d'éventuels amplificateurs de puissance et un analyseur de spectre. Notons que pour certaines applications telles que des relevés de coefficients de réflexion et de transmission d'antennes, il nous est arrivé d'utiliser comme unique instrument de mesure l'analyseur de réseaux. La procédure de mesure retenue est donc la suivante:

- le générateur synthétisé est connecté à l'antenne d'injection et délivre une puissance constante à fréquence fixe.
- l'antenne de réception est connectée à l'analyseur de spectre qui est verrouillé en fréquence avec le synthétiseur.

Les caractéristiques de réglage de l'analyseur sont:

Largeur du filtre de résolution  $RBW = 30$  Hz

Largeur du filtre vidéo  $VBW = 30$  Hz

Temps de balayage  $ST = 5$  s

La durée d'une séquence de mesure c'est-à-dire l'exploration d'une fréquence dépendra donc de la durée du balayage temporel de l'analyseur de spectre. La période de révolution du brasseur de modes devra donc coïncider avec ce temps de balayage. Dans notre dispositif, il n'y a pas de synchronisation, c'est donc par estimation due à un réglage manuel de la vitesse du brasseur que cette condition est requise.

La trace qui apparaît sur l'écran de l'analyseur de spectre décrit alors l'évolution de la puissance mesurée en fonction de la position angulaire du brasseur de modes.

Après une rotation complète du brasseur, l'information de sortie est transférée vers le calculateur de contrôle pour effectuer les traitements souhaités. Par cette méthode, nous disposons de  $N=1024$  échantillons d'information de puissance, ce qui s'avère comme nous le verrons ultérieurement tout à fait suffisant pour les traitements qui seront proposés. Comme lors du relevé de champ électrique, on pourra se contenter de ne transférer que les valeurs moyenne et maximale des  $N$  échantillons de mesure, ce qui diminue sensiblement le temps nécessaire à une expérience.

Qu'il s'agisse de mesures de champ ou de puissance, nous précisons que nous estimons la moyenne sur des grandeurs exprimées en unité linéaire (V/m, Watt). Si nécessaire, la valeur moyenne ainsi obtenue est ensuite convertie en unité logarithmique (dBV/m, dBm).

La même procédure est répétée pour toutes les fréquences de test.

### I.3.1.2 Présentation des résultats

Les caractéristiques que nous serons amenés à exploiter seront donc des variations de champ électrique, de puissance ou de rapport de puissance fonction de la fréquence de la source.

Nous avons signalé précédemment que ces courbes conservaient quelques fluctuations résiduelles dues au fait que le brassage des modes ne permet pas de compenser idéalement les phénomènes d'ondes stationnaires. Il en résulte quelques problèmes de lisibilité des graphes surtout lorsqu'il s'agit de reconnaître des fluctuations corrélées à des phénomènes physiques propres à l'objet que nous expérimentons. Pour faciliter la lecture de ces graphes, nous avons dû procéder au filtrage des courbes en pratiquant un lissage.

Ce lissage est réalisé à l'aide d'une moyenne glissante sur  $M$  points de part et d'autre du point considéré, c'est-à-dire que pour chacun des  $N$  points, le couple  $(F_i, P_i)$  est remplacé par le couple  $(F_i, P'_i)$  tel que :

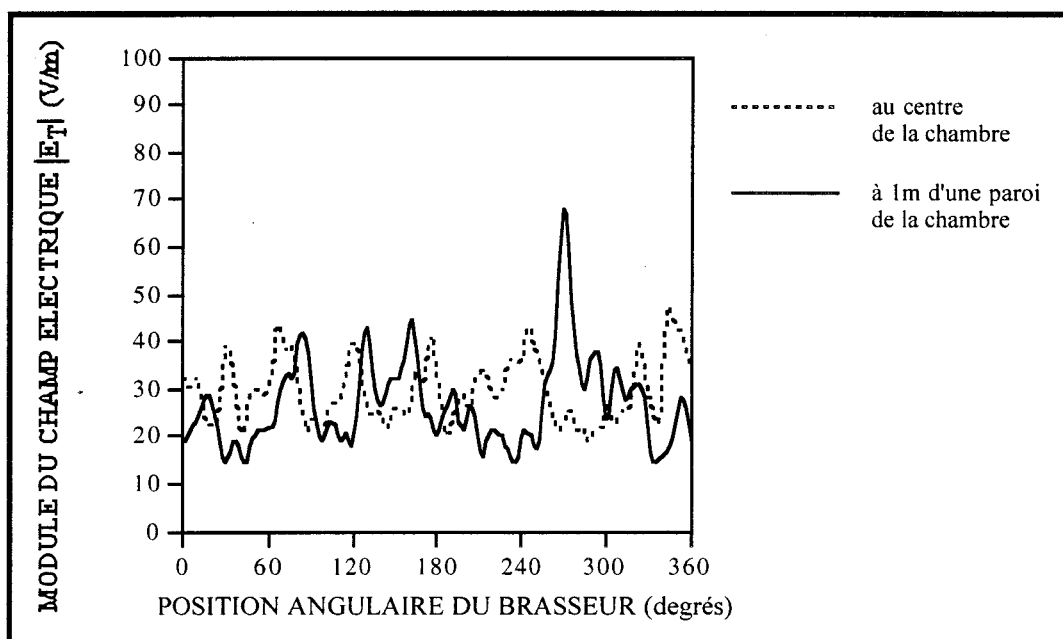
$$\begin{aligned}
 M \leq i \leq N-M \quad P'_i &= \frac{1}{2M} \sum_{k=i-M}^{i+M} P_k \\
 1 \leq i \leq M \quad P'_i &= \frac{1}{2i-1} \sum_{k=1}^{2i-1} P_k
 \end{aligned}
 \tag{I-7}$$

Il s'agira, en fonction du nombre de points de mesure compris dans chaque courbe, de retenir la valeur de  $M$  qui satisfera le meilleur compromis entre la lisibilité et l'information que nous souhaitons extraire des courbes.

### I.3.1.3 Répartition des mesures en fonction de la position angulaire du brasseur de modes

#### \* Mesure de champ électrique

La courbe de la *figure I-13* montre l'évolution du module du champ électrique en fonction de la position angulaire du brasseur de modes, pour deux positions différentes du capteur isotropique à l'intérieur de l'enceinte, celui-ci restant éloigné des parois de plus d'une longueur d'onde. La fréquence est maintenue à  $F = 1$  GHz. Le brasseur est, quant à lui, mis en rotation à la vitesse angulaire invariante de  $12^\circ/\text{s}$ .

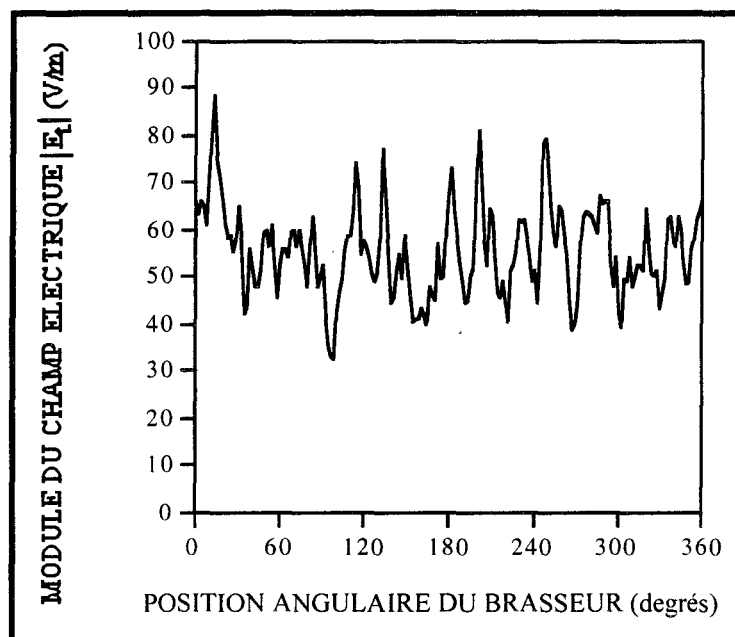


*Figure I-13*  
*Evolution angulaire du module du champ électrique*  
*pour deux positions du capteur isotropique*  
*à l'intérieur de la chambre à la fréquence de 1 GHz*

On constate que les deux caractéristiques présentent des fluctuations centrées autour d'une valeur moyenne qui varie peu d'un point à l'autre du volume intérieur de l'enceinte faradisée. Toutefois, à partir de cet exemple, on peut mettre en évidence, entre les deux positions du capteur de champ considérées, une dispersion d'un facteur proche de  $3/2$  de l'amplitude maximale des fluctuations qu'il faudra prendre en considération lors de l'établissement

des propriétés de la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur de la chambre réverbérante.

Les fluctuations sont dues aux mécanismes d'ondes stationnaires générées à l'intérieur de la chambre réverbérante. La répartition de ces ondes est commandée par la position angulaire du brasseur. Cette répartition dépendra aussi de la fréquence, autrement dit de la longueur d'onde. On reproduit alors l'expérience de la *figure I-13* (capteur de champ isotropique à 1 m d'une paroi de la chambre) en maintenant cette fois la fréquence de la source à 10 GHz.



*Figure I-14*  
*Evolution angulaire du module du champ électrique à l'intérieur de la chambre à la fréquence de 10 GHz (capteur isotropique à 1 m d'une paroi de la chambre)*

On remarque que les fluctuations sont ici bien plus denses qu'avec l'expérience faite à 1 GHz.

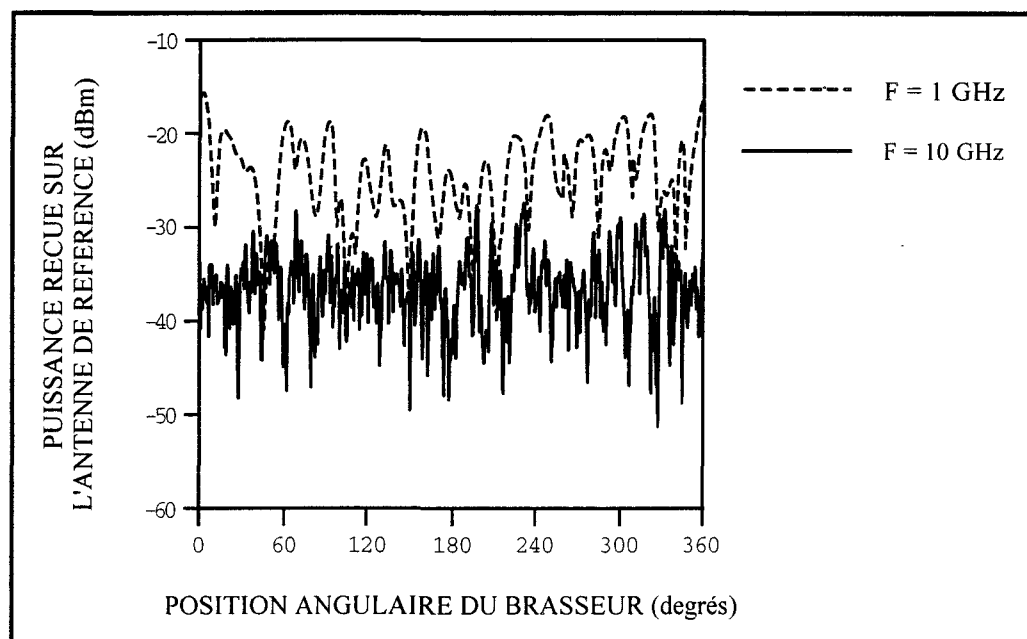
Les caractéristiques des *figures I-13* et *I-14* font donc ressortir le couplage qui se manifeste via le brasseur de modes lors de l'échange d'énergie électromagnétique entre l'antenne d'émission et la sonde. Etant donné la



géométrie du brasseur et de son environnement, les courbes ne suivent pas une évolution qui semble déterministe. Elles s'apparentent, en effet, à un comportement aléatoire qui sera mis à profit lors de nos expériences.

### \* Mesure de puissance

Les courbes de la *figure I-15* montrent, pour les fréquences de 1 GHz et de 10 GHz, l'évolution de la puissance reçue sur le récepteur connecté à l'antenne de référence en fonction de la position angulaire du brasseur de modes. Le même type d'évolution serait obtenu pour la mesure de puissance reçue sur tout autre composant passif de dimension proche ou supérieur à la longueur d'onde.



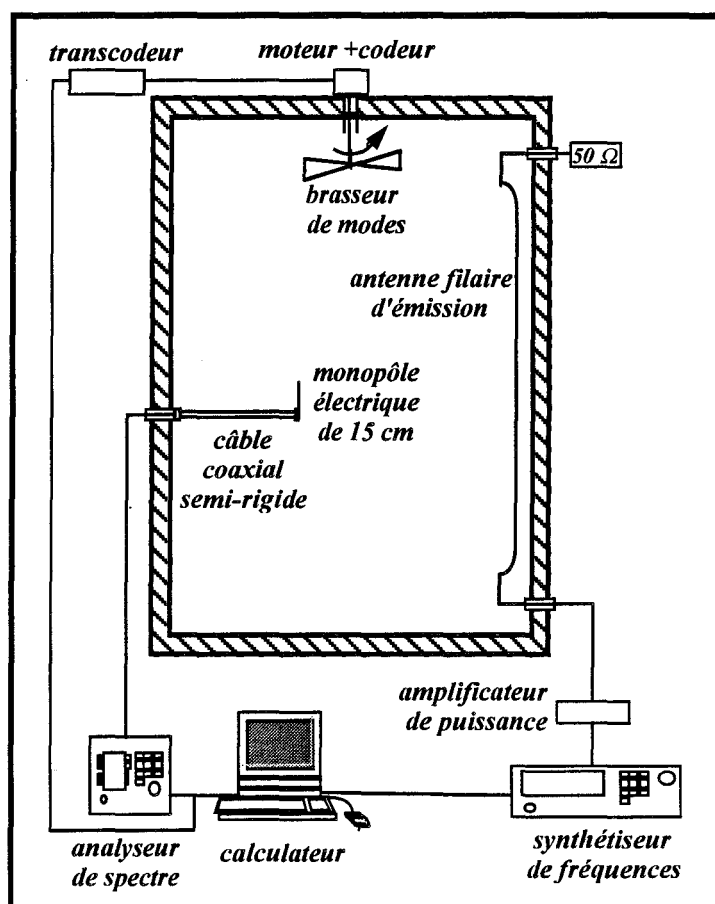
*Figure I-15*

*Evolution angulaire de la puissance reçue sur l'antenne de référence aux fréquences de 1GHz et 10 GHz*

On remarque que les caractéristiques de puissance suivent le même type d'évolution en fonction de l'angle du brasseur que les relevés de champ électrique présentés antérieurement. L'interprétation de ces allures sera donc la même que celle proposée ci-dessus.

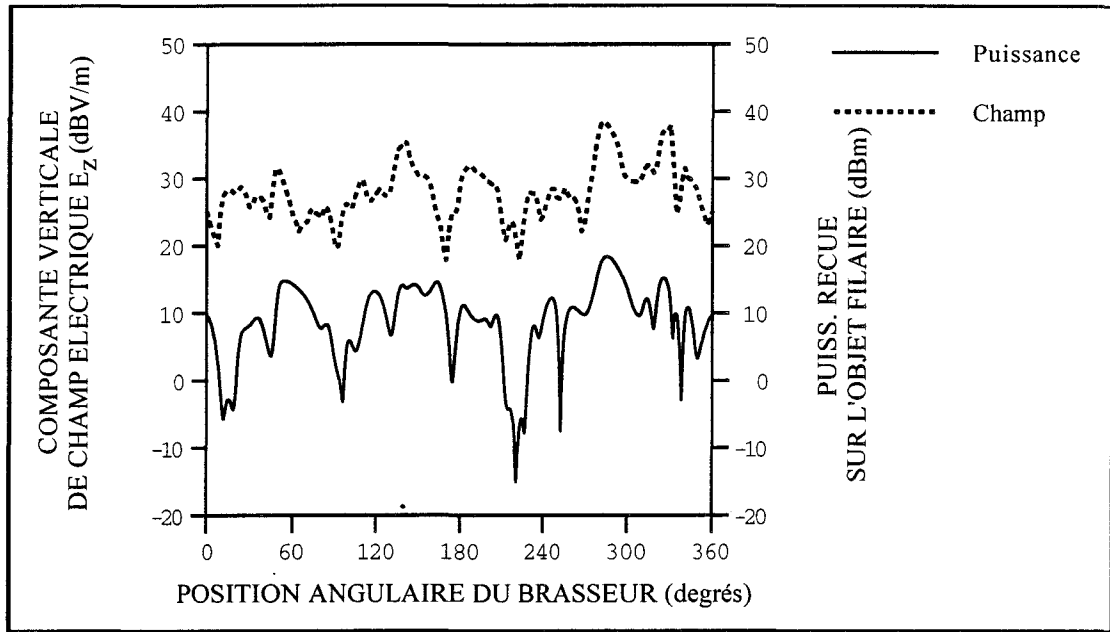
Nous allons alors voir si les fluctuations de puissance sont corrélées aux

fluctuations de champ. Ainsi, nous nous plaçons dans la configuration d'essai de la *figure I-16* où un monopôle électrique de 15 cm connecté au conducteur central d'un coaxial semi-rigide de 75 cm de longueur se trouve disposé à une hauteur de 1,20 m perpendiculairement au plan du sol de l'enceinte.



*Figure I-16*  
*Installation du monopôle électrique testé à l'intérieur de la chambre*

On mesure l'évolution de la puissance collectée par l'objet filaire en fonction de l'angle du brasseur de modes lorsque la fréquence de la source appliquée à l'antenne d'émission est choisie égale à 850 MHz. La puissance d'injection est, quant à elle, fixée à 1,5 W. La caractéristique obtenue est reportée sur la *figure I-17*. Y est également adjointe l'évolution angulaire de la composante de champ électrique colinéaire à l'axe du monopôle, recueillie à partir d'une sonde triaxiale substituée à l'élément filaire.



*Figure I-17*  
*Comparaison des évolutions angulaires de la composante verticale de champ électrique  $E_z$  et de la puissance reçue sur le monopôle électrique à la fréquence fixe de 850 MHz*

L'expérience montre qu'il existe une assez bonne corrélation entre les variations locales du champ et les variations de la puissance reçue sur l'antenne filaire. Ce comportement est représentatif de ce qui serait obtenu pour d'autres emplacements dans l'enceinte à d'autres fréquences d'essai. Les différences enregistrées sont peut-être dues au fait que la puissance collectée par le monopôle électrique correspond à un compromis dans lequel intervient certes la distribution locale du champ mais aussi des paramètres internes à l'antenne, comme l'impédance d'entrée. Une confrontation des caractéristiques fréquentielles de champ et de puissance sera également apportée dans un prochain paragraphe.

## I.3.2 CONSIDERATIONS SUR L'ISOTROPIE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE

### I.3.2.1 Distribution du champ électrique à l'intérieur de la chambre

Nous allons, dans ce paragraphe, mettre en évidence la propriété d'isotropie du champ électromagnétique à l'intérieur de l'enceinte faradisée.

Afin de vérifier que le champ mesuré ne dépend pas de la polarisation du capteur, nous utiliserons un capteur de champ triaxial permettant d'accéder indépendamment aux trois composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ .

Notre démarche expérimentale est la suivante :

- le capteur de champ triaxial est installé au centre de la chambre réverbérante.
- pour chacune des 101 fréquences explorées entre 500 MHz et 1 GHz, on règle la puissance de la source de façon à injecter via un amplificateur une puissance de 1,5 W à l'entrée de l'antenne filaire d'émission et on relève les valeurs moyenne et maximale des trois composantes de champ  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  obtenues sur une révolution du brasseur de modes.

Notons que la bande de fréquences couverte par l'étude correspond à celle retenue pour les essais de susceptibilité d'équipements électroniques développés dans notre dernier chapitre. Les conclusions de cette étude peuvent tout à fait s'appliquer aux fréquences allant bien au-dessus du GHz.

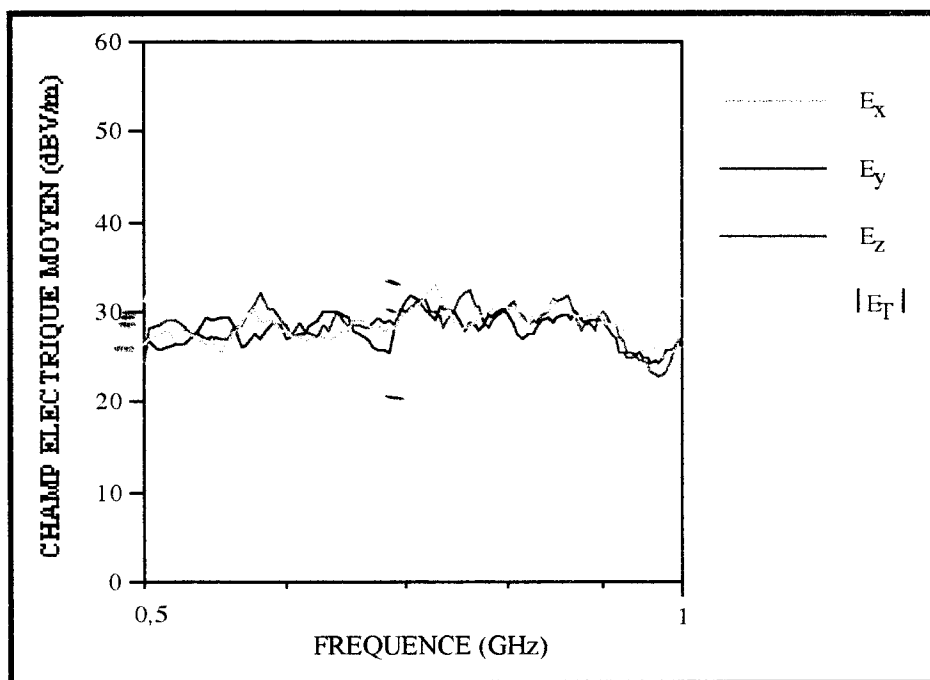


Figure I-18  
Evolution fréquentielle des valeurs moyennes des trois composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  et du module  $|E_T|$

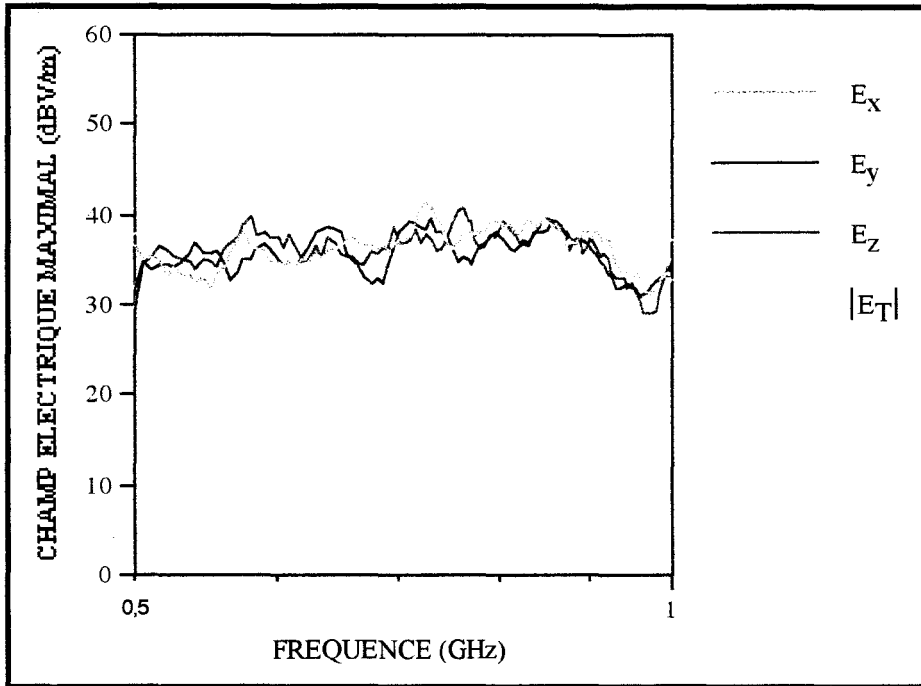


Figure I-10

*Evolution fréquentielle des valeurs maximales des trois composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  et du module  $|E_T|$*

Les évolutions lissées sur deux points de la *figure I-18* montrent que le niveau de champ moyen obtenu reste pratiquement le même quelle que soit la composante électrique considérée. La variation de champ  $\Delta E$  d'une composante à l'autre ne se chiffre, en effet, qu'à  $\pm 1,5$  dB. Par contre, celle-ci va augmenter et atteindre  $\pm 2,5$  dB lorsque l'on considère les valeurs maximales des trois composantes de champ électrique obtenues sur un tour du brasseur, comme le montrent les évolutions lissées sur deux points de la *figure I-19*. En d'autres termes, ceci signifie que, pour certaines fréquences, une composante de champ électrique maximal peut présenter une amplitude proche du double de celle d'une autre composante. On peut alors se demander si ces fluctuations importantes produites par les ondes stationnaires générées à l'intérieur de la cavité ne risquent pas de soumettre un équipement à des surcharges électromagnétiques lors d'un test de susceptibilité mené en chambre réverbérante. Cet aspect sera discuté au cours de notre troisième chapitre.

Sur les *figures I-18* et *I-19*, aux évolutions des trois composantes de champ  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ , nous avons superposé respectivement la caractéristique fréquentielle de la valeur moyenne et maximale du module du champ électrique. Nous rappelons que le module du champ électrique est défini par la

relation:

$$|E_T| = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (I-8)$$

Il est déterminé à partir de la mesure directe d'un capteur de champ triaxial. Pour chaque fréquence explorée, ne sont retenues que les valeurs moyenne  $|E_T|_{\text{moy}}$  et maximale  $|E_T|_{\text{max}}$  du module  $|E_T|$  obtenues sur une révolution complète du brasseur de modes.

On constate alors que les deux caractéristiques suivent quasiment la même allure que celle obtenue pour chacune des trois composantes  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  au décalage  $\Delta E'$  près des niveaux estimable grossièrement à 5 dB pour les valeurs moyennes et 3 dB pour les valeurs maximales. Nous reviendrons plus en détail sur ces remarques expérimentales dans un prochain paragraphe.

A partir de la *figure I-10*, nous pouvons aussi remarquer que la valeur maximale du module du champ électrique peut dépasser les 40 dBV/m soit 100 V/m avec seulement une puissance d'émission de 1,5 W. Ceci traduit donc bien le pouvoir du coefficient de qualité de la cavité réverbérante qui peut voisiner des valeurs de  $10^4$  à  $10^5$  et donc permettre de générer des champs très élevés malgré l'utilisation de sources de puissance modeste.

Dans ce paragraphe, nous avons donc mis en évidence que d'un point de vue statistique le champ électromagnétique à l'intérieur de l'enceinte peut être considéré comme isotrope. Cette isotropie est vérifiée en moyenne sur une révolution du brasseur de modes à  $\pm 1,5$  dB près. Elle peut être tolérée en valeur maximale bien que, cette fois, la variation  $\Delta E$  de champ entre les trois composantes atteigne les  $\pm 2,5$  dB. En effet, la valeur de ces variations a été obtenue entre 500 MHz et 1 GHz, bande de fréquences correspondant à la zone de seuil de fonctionnement de la chambre réverbérante. Il est alors fort probable que ces variations soient minimisées pour les fréquences supérieures au GHz. Ces différentes propriétés du champ électrique obtenues au centre de l'enceinte faradisée ont été confirmées pour diverses positions du capteur de champ choisies de façon purement aléatoire dans le volume intérieur de la chambre.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission installée dans la chambre réverbérante est inconnu. Toutefois, puisque l'on relève en moyenne

la même amplitude à  $\pm 1.5$  dB près sur les trois composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ , on peut en déduire que l'émission de l'antenne apparaît isotrope. Les objets possèdent également un autre comportement singulier lorsqu'ils sont illuminés par l'ambiance électromagnétique d'une chambre réverbérante à savoir que la puissance reçue à leur extrémité devient peu dépendante de leur taille dès que celle-ci est supérieure à la longueur d'onde. C'est à cet aspect que nous allons désormais nous consacrer à partir d'essais expérimentaux sur des monopôles électriques de longueur différente.

### I.3.2.2 Influence des dimensions d'un objet filaire sur les caractéristiques de la transmission

Comme nous le montrerons ultérieurement, la puissance de référence utilisée pour mettre en oeuvre des mesures d'efficacité de blindage est celle induite sur une antenne filaire.

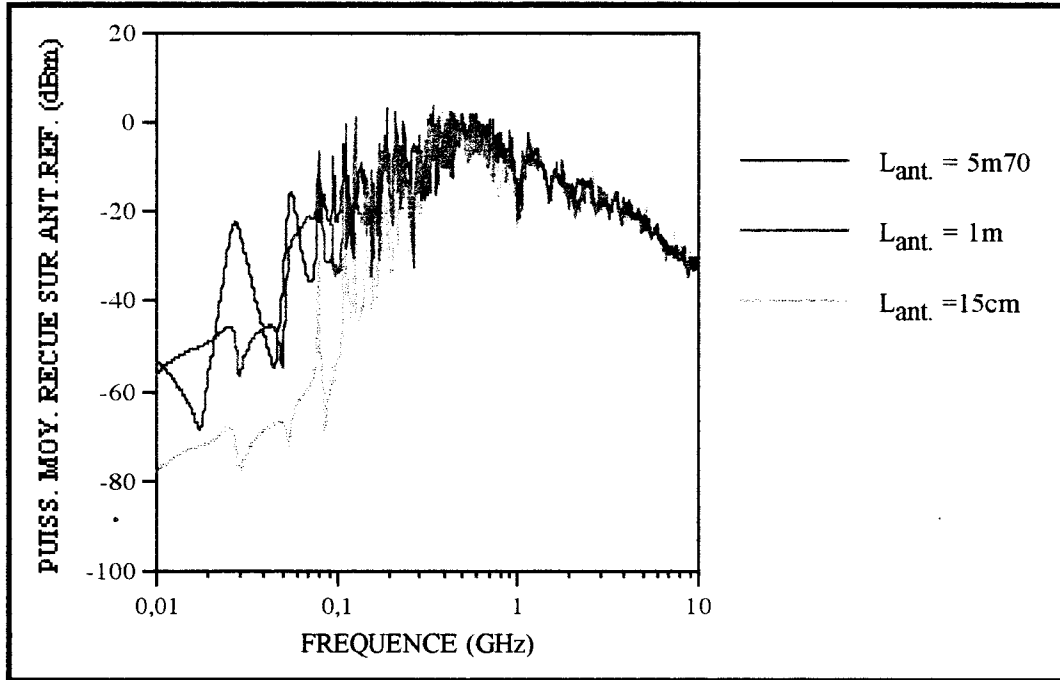
Nous allons en étudier les propriétés électromagnétiques lorsqu'elle est illuminée par le champ d'ondes stationnaires de la chambre réverbérante à modes brassés.

On sait que la tension induite à la base d'un monopôle évolue de façon proportionnelle à la fréquence tant que sa dimension reste inférieure au quart de la longueur d'onde.

Ceci tient au fait que le générateur de THEVENIN équivalent à la source induite a pour impédance interne la capacité d'entrée du monopôle.

Lorsque la longueur d'onde ne satisfait plus cette condition, la tension induite peut subir d'importantes fluctuations en fonction de la fréquence. Ceci s'explique par le fonctionnement résonnant du monopôle. C'est précisément ces propriétés qui seront exploitées pour mesurer la puissance de référence.

Pour illustrer ceci, on a représenté sur la *figure I-20* trois caractéristiques montrant l'évolution de la puissance moyenne reçue sur trois antennes filaires de dimension respectivement égale à 5,70 m, 1m et 0,15m. La gamme de fréquences explorée va de 10 MHz à 10 GHz de façon à bien faire apparaître le fonctionnement caractéristique en modes brassés [18].



*Figure I-20*

*Puissance moyenne reçue sur un élément filaire de longueur variable*

De 10 MHz à 100 MHz, la puissance induite s'accroît avec la fréquence et cette puissance dépend de la dimension de l'antenne. Les fluctuations d'amplitude observées sur ces courbes sont en fait liées au couplage électromagnétique direct qui s'exerce entre l'antenne émettrice et l'objet récepteur.

De 100 MHz à 500 MHz, il y a combinaison de deux phénomènes. D'une part, le brasseur commence à intervenir et réduit alors l'amplitude des fluctuations de la puissance reçue en fonction de la fréquence. D'autre part, l'objet devient grand par rapport à la longueur d'onde, les courbes convergent alors l'une vers l'autre pour atteindre un maximum d'amplitude vers 500 MHz; cette fréquence va donc caractériser la frontière au-dessus de laquelle le fonctionnement en chambre réverbérante est exploitable. C'est donc au-dessus de cette fréquence qu'apparaîtront les propriétés remarquables des monopôles illuminés par ce type de champ d'ondes stationnaires.

Au-dessus de 500 MHz, ces courbes fluctuent autour d'un même comportement moyen. La puissance reçue évolue de façon inversement proportionnelle au carré de la fréquence et offre peu de fluctuations d'amplitude. Ce comportement est encore une fois lié aux propriétés des



antennes. En effet, la longueur d'onde du champ émetteur est telle que celle-ci est inférieure à quatre fois la dimension de l'antenne, ce qui signifie que la dimension effective de l'antenne émettrice va alors évoluer de façon inversement proportionnelle à la fréquence d'émission et il en ira de même pour la dimension effective du monopôle récepteur. Il en résulte que la puissance rayonnée par l'antenne émettrice devient quasi indépendante de la fréquence d'émission. La tension induite sur le monopôle récepteur évolue alors de façon inversement proportionnelle à la fréquence puisque sa dimension effective suit cette loi. La puissance prélevée sur le récepteur suivra donc une loi inversement proportionnelle au carré de la fréquence soit - 20 dBm par décade. L'explication de ces phénomènes a fait l'objet de justifications théoriques par LAMBLAIN [19].

Une autre conséquence de ces phénomènes est que la puissance mesurée sur cette antenne devient indépendante de sa dimension. Les courbes sont toutes confondues.

On remarquera sur ces courbes une fluctuation d'amplitude de la puissance reçue localisée vers 1 GHz. Ce phénomène est provoqué par l'antenne d'émission. N'oublions pas que celle-ci est un conducteur parallèle aux parois et se situe à 15 cm de celles-ci. Le rayonnement vient de ce conducteur et de son image. La fluctuation observée sur les courbes correspond à la fréquence particulière pour laquelle ce conducteur et son image agissent en opposition de phase. Bien entendu avec l'utilisation d'un cornet émetteur large bande, cette fluctuation n'apparaîtrait pas.

Ces essais expérimentaux sur des monopôles électriques de longueurs différentes viennent notamment de montrer que toute antenne placée à l'intérieur de l'enceinte faradisée perd ses propriétés de directivité et se comporte donc comme une source isotrope. Son gain devient, par voie de conséquence, égal à l'unité et on mesure la même puissance sur toute antenne de référence, quelle que soit sa géométrie.

### I.3.3 CONSIDERATIONS SUR L'HOMOGENEITE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE

#### I.3.3.1 Distribution du champ électrique à l'intérieur de la chambre

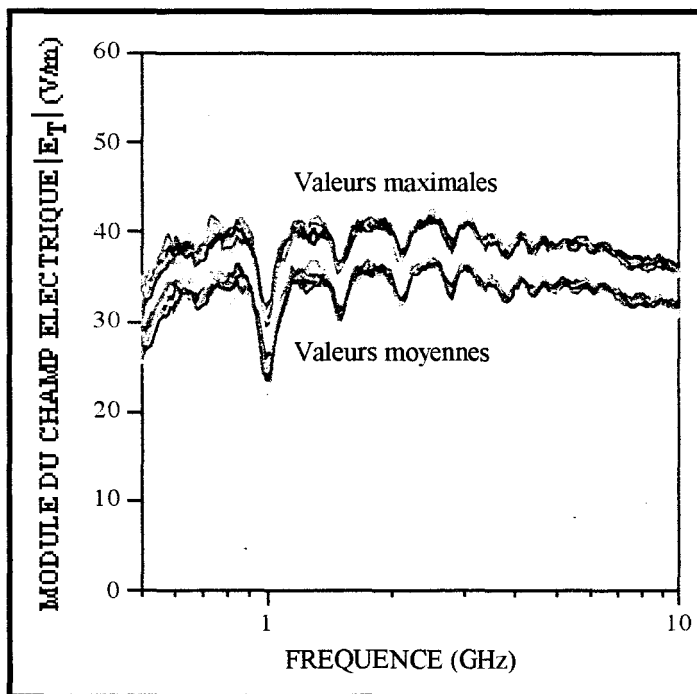
Nous allons montrer ici que le champ électromagnétique à l'intérieur de la chambre réverbérante peut être considéré comme homogène. Autrement dit, le champ va peu dépendre de la position du capteur (sonde de champ, antenne de référence, dispositif sous test) dans la cavité, tant que celui-ci reste éloigné d'au moins une longueur d'onde des parois. Cette condition est requise pour obtenir un brassage modal suffisamment efficace. La propriété d'homogénéité va être vérifiée à l'aide d'un capteur de champ isotropique.

Dans un premier temps, le capteur de champ est installé au centre de la chambre.

Pour chacune des 201 fréquences explorées entre 500 MHz et 10 GHz, la puissance de la source est de nouveau réglée de sorte à injecter un niveau de 1,5 W à l'entrée de l'antenne d'émission.

On relève alors uniquement les valeurs moyenne et maximale du module du champ électrique  $|E_T|$  obtenues sur une révolution complète du brasseur de modes.

L'expérience est ensuite réitérée pour six autres positions du capteur de champ choisies de façon purement aléatoire dans le volume intérieur de la chambre. Nous obtenons alors les caractéristiques de champ présentées sur la *figure I-21*.



*Figure I-21*

*Evolution fréquentielle des valeurs maximales et moyennes du module du champ électrique pour différentes positions du capteur isotropique à l'intérieur de la chambre*

Ces évolutions lissées sur deux points montrent que le champ électrique dépend peu de la position du capteur puisque la variation de champ  $\Delta |E_T|$  d'une position à l'autre est, pour les valeurs moyennes, approximativement de  $\pm 1,5$  dB entre 500 MHz et 1,5 GHz puis de  $\pm 1$  dB jusqu'à 10 GHz. Pour les valeurs maximales,  $\Delta |E_T|$  se chiffre à  $\pm 2$  dB entre 500 MHz et 1,5 GHz puis  $\pm 1,5$  dB jusqu'à 10 GHz. Ces variations de champ, déjà estimables d'après les remarques suggérées par les courbes de la *figure (I-13)*, restent cependant acceptables puisque pour un essai normalisé en chambre anéchoïde, l'homogénéité du champ est tolérée à  $\pm 3$  dB.

Nous allons donc nous intéresser aux conséquences de l'homogénéité du champ électromagnétique sur les propriétés d'un objet filaire immergé en chambre réverbérante.

### I.3.3.2 Influence de la position relative d'un objet filaire sur les caractéristiques de la transmission

Dans ce paragraphe, nous allons montrer que la position du monopôle électrique à l'intérieur de la chambre réverbérante ne modifie pas les caractéristiques de la transmission.

Quatre expériences dont les configurations sont schématisées sur la figure I-22 vont permettre cette justification.

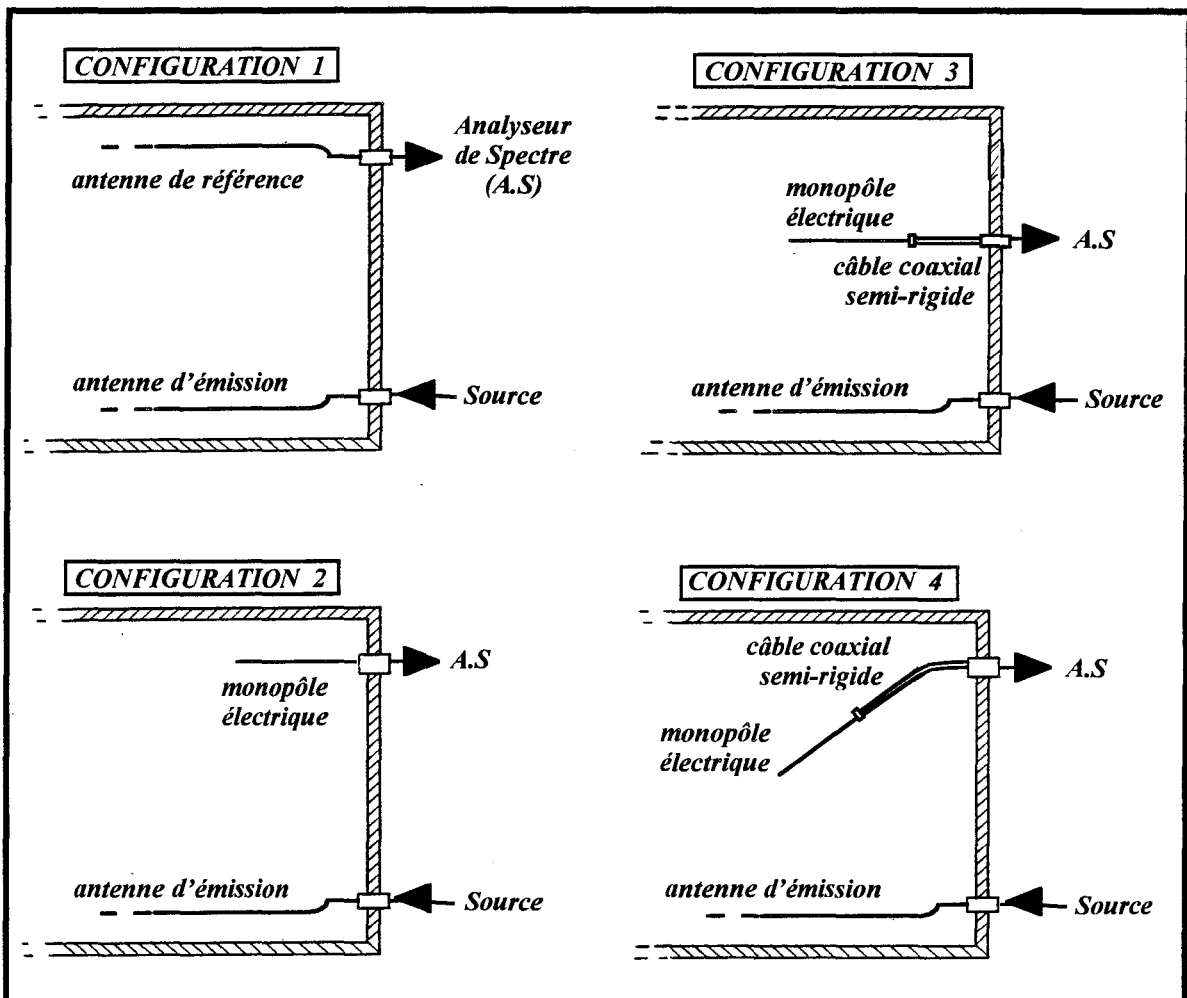


Figure I-22  
Installation du monopôle électrique testé dans la chambre réverbérante

Pour la première configuration, l'analyseur de spectre (récepteur) est connecté à l'antenne de référence.

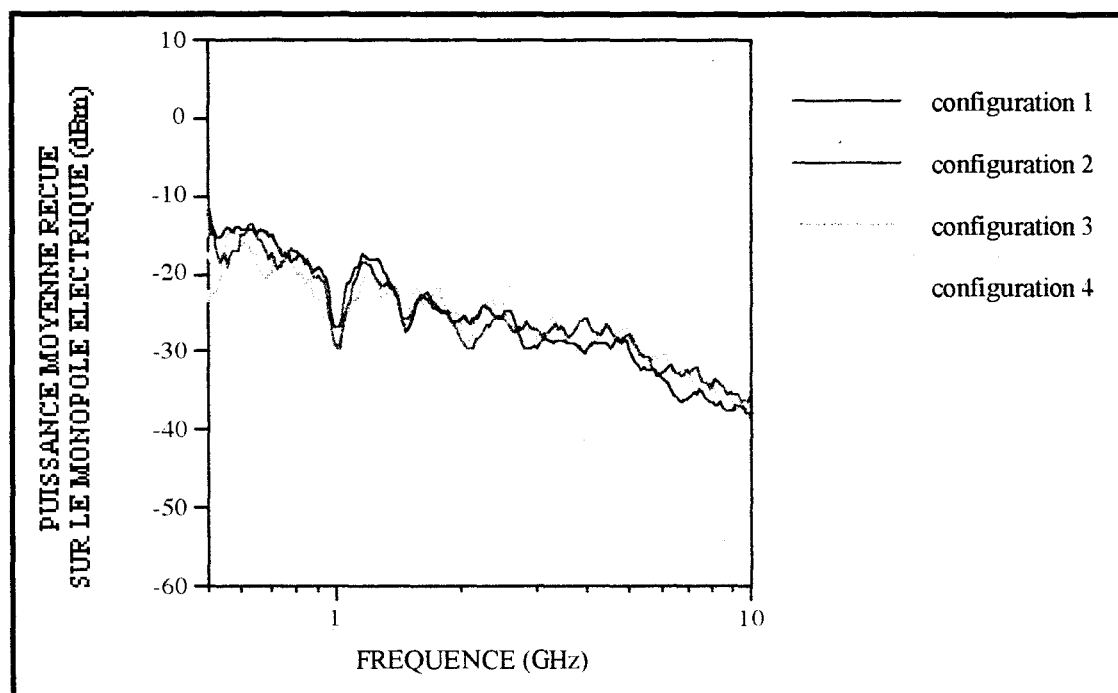
Pour la seconde configuration, le récepteur est connecté à un monopôle électrique; il s'agit d'un barreau de laiton de 2 mm de diamètre et de 1m de

longueur.

Pour la troisième configuration, l'élément filaire est connecté au conducteur central d'un coaxial semi-rigide de 70 cm de longueur. Le monopôle se trouve alors au centre de la chambre.

Pour la quatrième configuration, le câble de liaison semi-rigide est déformé afin de disposer le monopôle dans une troisième position différente des précédentes.

Pour chacune des configurations, on mesure l'évolution de la puissance reçue sur le monopôle électrique constituant l'antenne de réception lorsque la fréquence de la source appliquée à l'antenne d'émission évolue de 500 MHz à 10 GHz (figure I-23). La puissance rapportée correspond à la valeur moyenne mesurée au cours d'une révolution du brasseur.



*Figure I-23*  
*Puissance reçue sur un élément filaire*  
*en fonction de sa position à l'intérieur de la chambre*

Les caractéristiques obtenues pour les configurations 2-3-4 s'apparentent à la caractéristique de référence de la configuration 1. La puissance mesurée sur le monopôle électrique est donc bien indépendante de la position de l'élément filaire à l'intérieur de la chambre réverbérante.

Ces expérimentations sur élément filaire suggèrent que, grâce à l'homogénéité du champ électromagnétique ambiant, tout objet à tester pourra être placé à un endroit quelconque de l'enceinte. Cette propriété sera toutefois subordonnée au fait que l'objet soit au moins distant des parois d'une longueur d'onde.

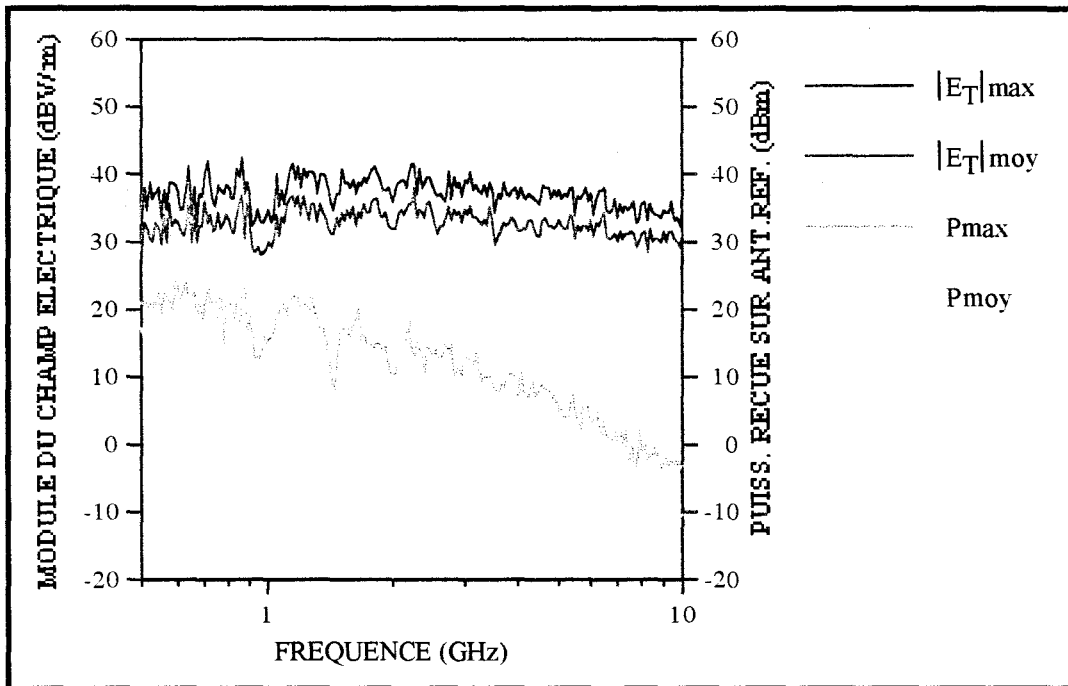
Il est également à noter que l'élément filaire immergé dans la chambre étant lui-même surdimensionné, il contribue par son interaction avec le milieu ambiant à l'obtention de l'homogénéité du champ.

#### I.3.4 CORRELATION ENTRE CHAMP AMBIANT ET PUISSANCE ELECTROMAGNETIQUE RECUE SUR UNE ANTENNE DE REFERENCE

Suite aux essais décrits dans les paragraphes précédents, il nous semble intéressant de confronter l'évolution fréquentielle du champ électrique en un point donné de la chambre à celle de la puissance collectée par une antenne immergée en chambre réverbérante.

Ainsi, nous relevons l'évolution fréquentielle du module du champ électrique déterminée au centre de la cavité au moyen d'une sonde isotropique et celle de la puissance reçue sur l'antenne filaire de référence installée dans la chambre réverbérante.

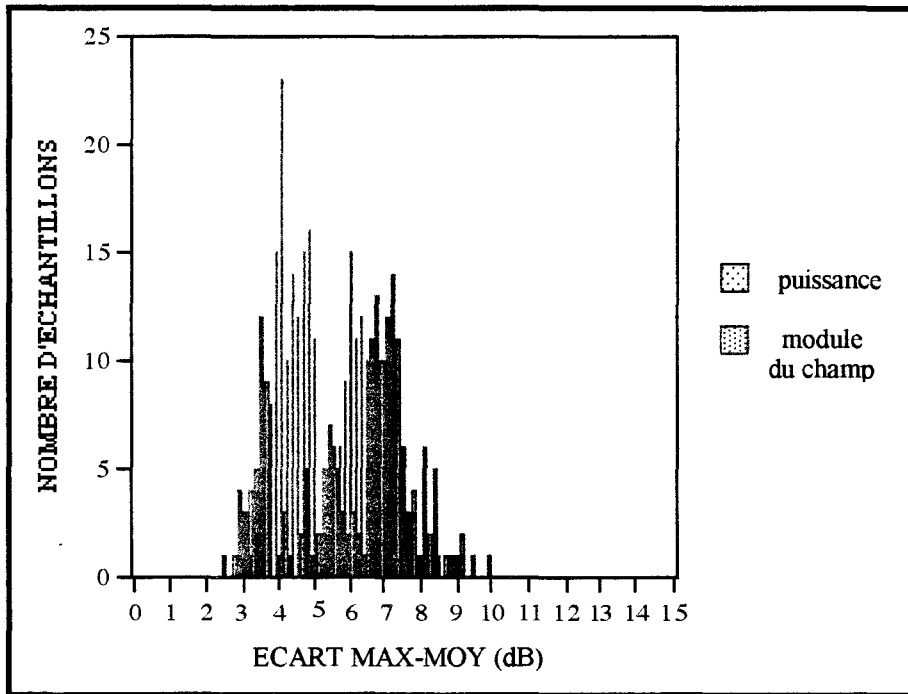
Pour chacune des 201 fréquences explorées entre 500 MHz et 10 GHz, la puissance de la source est réglée de sorte à injecter un niveau constant de 1,5 W à l'entrée de l'antenne filaire d'émission. Sont alors retenues les valeurs maximales et moyennes de champ et de puissance obtenues sur une révolution complète du brasseur de modes. Les évolutions correspondantes sont rapportées sur la *figure I-24*.



*Figure I-24*  
*Comparaison des évolutions fréquentielles de champ électrique et de puissance*

Ces évolutions traduisent la combinaison des mécanismes d'ondes stationnaires générées à l'intérieur de la chambre (mécanismes liés aux réflexions sur les parois ou à l'objet expérimenté) et des modifications des conditions aux limites apportées par la rotation du brasseur. De plus, il apparaît que les valeurs maximales et moyennes de champ et de puissance sont distantes d'un écart quasi constant, ceci sur toute la gamme de fréquences explorée.

Sur la *figure I-25*, nous avons représenté sous forme d'histogramme les lois de distribution des écarts respectifs  $\Delta|E_T|$  et  $\Delta P$ .



*Figure I-25*  
*Histogramme des lois de distribution des écarts  $\Delta |E_T|$  et  $\Delta P$*

On constate que la majorité des échantillons de champ sont distribués autour de 4,5 dB alors que ceux de puissance se trouvent essentiellement autour de 7 dB. Ces comportements ont d'ailleurs été confirmés pour des emplacements multiples et quelconques de la sonde isotropique et de récepteurs filaires, ceux-ci restant toutefois éloignés d'au moins une longueur d'onde des parois.

Une approche théorique basée sur les travaux de CRAWFORD et KOEPKE [12] va nous permettre d'apprécier les valeurs que devraient revêtir les écarts  $\Delta |E_T|$  et  $\Delta P$ .

Il est supposé que la variation de champ sur un tour du brasseur de modes est équivalente au déplacement aléatoire d'un observateur dans la chambre.

Pour ce faire, on admet que la distribution du champ électrique correspond à celle que l'on trouverait dans une cavité parallélépipédique exempte de tout objet et représentée sur la *figure I-26*.



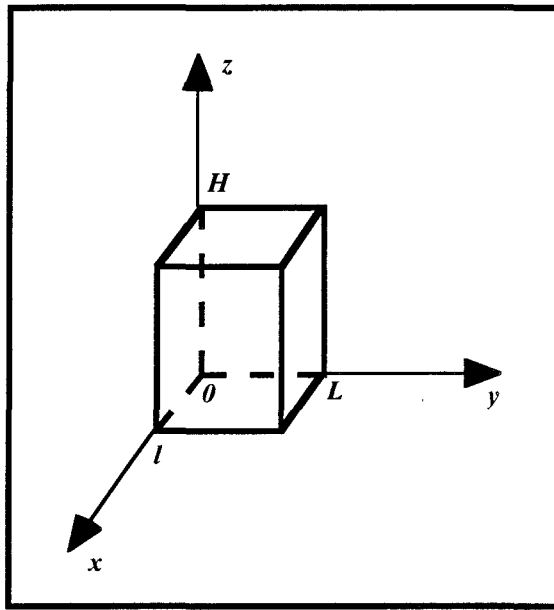


Figure I-20

*Cavité parallélépipédique rectangulaire - Coordonnées cartésiennes*

Ainsi, en se référant aux équations des champs électriques établies à partir de la théorie modale des cavités et rappelées en annexe B, la distribution de chacune des composantes de champ peut se mettre sous la forme d'un produit de trois fonctions, soit:

$$E(x,y,z) = C \cdot f_1(m,x) \cdot f_2(n,y) \cdot f_3(p,z) \quad (I-9)$$

où  $f_1(m,x)$ ,  $f_2(n,y)$  et  $f_3(p,z)$  sont représentées par des fonctions sinus ou cosinus

$m$ ,  $n$ ,  $p$  sont des entiers caractérisant l'ordre des résonances de la cavité

$C$  est un coefficient de pondération des modes prenant la valeur  $C_x$  pour la composante  $E_x$ ,  $C_y$  pour  $E_y$  et  $C_z$  pour  $E_z$ .

Le module du champ électrique  $|E_T|$  s'exprime en fonction des trois composantes orthogonales de champ  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  par la relation:

$$|E_T|^2 = E_x^2 + E_y^2 + E_z^2 \quad (I-10)$$

où  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  vérifient la relation (I-9)

La valeur maximale de  $|E_T|^2$  satisfait la norme:

$$\left(|E_T|^2\right)_{max} \leq \left(E_x^2\right)_{max} + \left(E_y^2\right)_{max} + \left(E_z^2\right)_{max} \quad (I-11)$$

Puisque  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  sont des fonctions sinus ou cosinus, l'expression (I-11) devient:

$$\left(|E_T|^2\right)_{max} \leq C_x^2 + C_y^2 + C_z^2 \quad (I-12)$$

La valeur moyenne du module du champ sur un tour du brasseur sera confondue avec la valeur moyenne du module du champ sur toutes les positions possibles dans le volume V de la chambre réverbérante, soit:

$$\left(|E_T|^2\right)_{moy} = \frac{1}{LH} \iiint_V |E_T|^2 dV \quad (I-13)$$

Puisque  $m, n, p$  sont des entiers et que l'intégrale d'un  $\sin^2$  ou d'un  $\cos^2$  est égale à 1/2, l'équation (I-13) se résout aisément, d'où:

$$\left(|E_T|^2\right)_{moy} \leq \frac{1}{8} (C_x^2 + C_y^2 + C_z^2) \quad (I-14)$$

La valeur limite du rapport  $\Delta|E_T|$  déduite des relations (I-12) et (I-14) est donc égal à:

$$\Delta|E_T| = \frac{|E_T|_{max}}{|E_T|_{moy}} = \sqrt{8} \quad (I-15)$$

Exprimé en dB, l'invariant recherché devient:

$$\Delta|E_T|(dB) = 20 \text{ Log}_{10}(\Delta|E_T|) \quad (I-16)$$

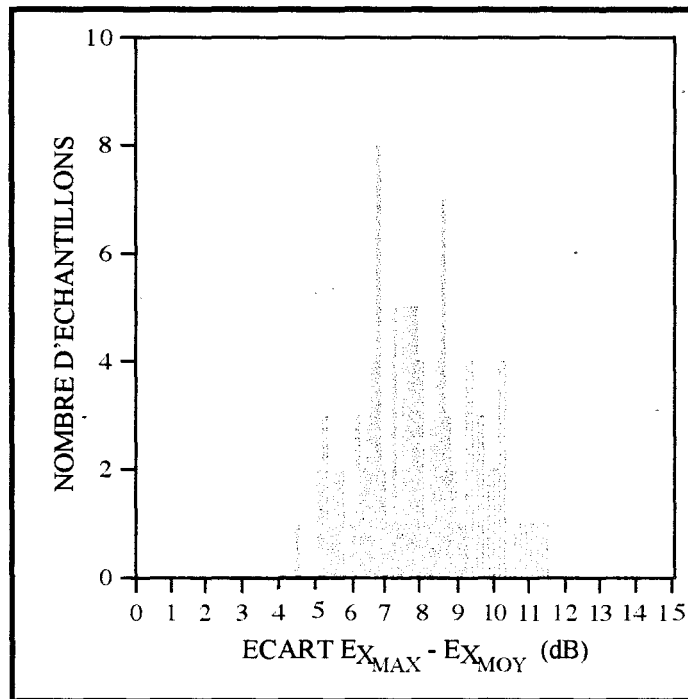
$$\Delta|E_T|(dB) = 9 \text{ dB} \quad (I-17)$$

Le même type de démonstration peut être repris pour déterminer, cette fois,

sur chaque composante  $E_x, E_y, E_z$ , l'écart entre la valeur maximale et moyenne du champ, soit  $\Delta E_x, \Delta E_y, \Delta E_z$ . On trouve alors:

$$\Delta|E_x| (dB) = \Delta|E_y| (dB) = \Delta|E_z| (dB) = 9 dB \quad (I-18)$$

L'évaluation expérimentale de ces grandeurs peut être obtenue à partir des figures I-18 et I-19. Sur la figure I-27, nous avons représenté sous forme d'histogramme la loi de distribution de l'écart  $\Delta E_x$ .



*Figure I-27*  
*Histogramme de la loi de distribution de l'écart  $\Delta E_x$ .*

La majorité des échantillons sont distribués autour de 8 dB. Le même comportement est obtenu pour les écarts  $\Delta E_y, \Delta E_z$ .

Un dispositif installé dans la chambre captera une puissance dont l'amplitude est proportionnelle à la puissance incidente, donc au carré du champ électrique ambiant, soit:

$$P = \alpha E^2 \quad (I-19)$$

On peut déterminer à partir de la *relation (I-19)* la valeur théorique de l'écart  $\Delta P$  entre la puissance maximale et la puissance moyenne. On trouve:

$$\Delta P \text{ (dB)} = 0 \text{ dB} \tag{I-20}$$

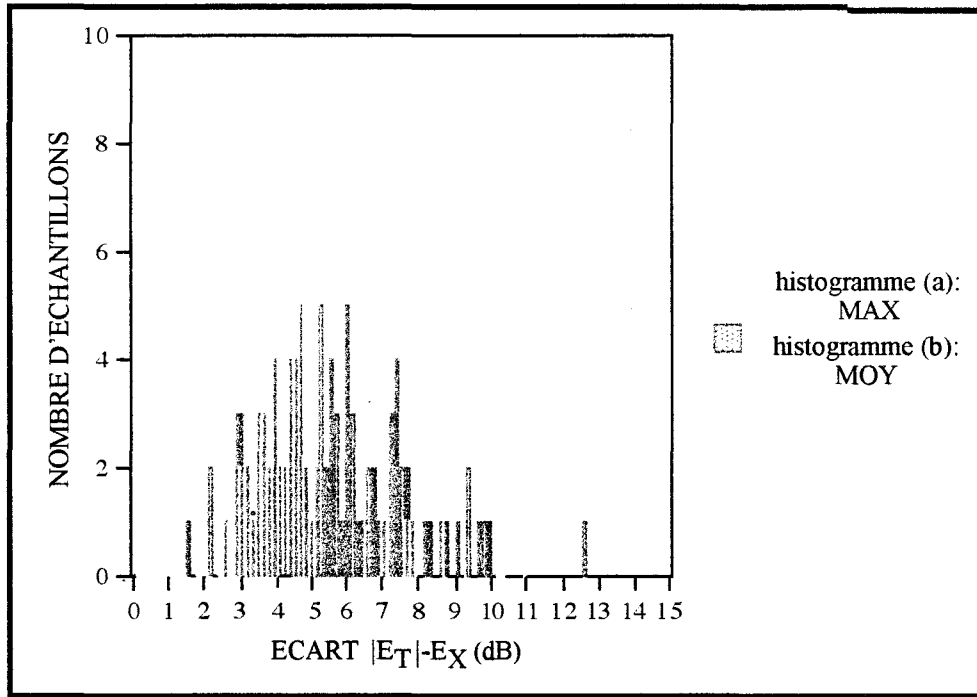
On constate donc que les valeurs théoriques de  $\Delta E_x$ ,  $\Delta E_y$ ,  $\Delta E_z$  et  $\Delta P$  sont légèrement supérieures à celles trouvées en pratique.

Cette différence semble due à une efficacité imparfaite du brassage des modes et au fait que les distributions sinusoïdales vérifiant l'équation (I-9) sont en réalité modulées de façon aléatoire par la présence d'objets métalliques à l'intérieur de la chambre.

Ainsi, les valeurs maximales et moyennes de champ et de puissance prélevées sur une révolution complète du brasseur de modes vont correspondre à des grandeurs statistiques qui ne représenteront pas strictement les valeurs théoriques. De plus, cette différence sera plus sensible sur les valeurs maximales puisque l'action du brasseur va modifier la distribution du champ afin d'obtenir un maximum qui n'atteindra probablement pas le maximum maximorum de la théorie. La moyenne statistique est quant à elle davantage représentative de la réalité. Dans ces conditions, puisque l'évolution du module du champ électrique tient compte de la distribution de chacune des composantes orthogonales, on conçoit alors que l'écart entre les valeurs théorique et expérimentale de  $\Delta |E_T|$  puisse augmenter.

La différence enregistrée semble également liée à l'acuité des minima. En effet, la puissance minimale correspondant théoriquement à un zéro de champ électrique est difficile à identifier. Il en résulte alors un écart entre les valeurs moyennes et maximales déduites de la théorie et de la mesure.

A partir des évolutions des *figures I-18 et I-19*, outre l'écart d'environ 5 dB entre les valeurs maximales et moyennes du module du champ, il apparaît également que l'écart entre les valeurs maximales du module du champ et de chaque composante est différent de celui obtenu sur les valeurs moyennes. Sur la *figure I-28*, nous avons alors représenté sous forme d'histogramme les lois de distribution des écarts obtenus entre le module du champ  $|E_T|$  et la composante électrique  $E_x$  sur les valeurs maximales (*histogramme a*) et sur les valeurs moyennes (*histogramme b*). Notons qu'étant donné l'isotropie du champ électrique à l'intérieur de la chambre, le choix de la composante de champ à retenir est indifférent.



*Figure I-28*  
*Histogramme des lois de distribution des écarts obtenus entre le module du champ  $|E_T|$  et la composante électrique  $E_x$*

On remarque que la majorité des échantillons de champ moyen est distribuée autour de 5 dB. Ainsi, en unité linéaire, la valeur moyenne du module du champ électrique  $|E_T|$  va pouvoir s'exprimer, en fonction de la composante de champ moyen  $E_x$  par la relation:

$$|E_T|_{\text{moy}} \simeq \sqrt{3} E_{x\text{moy}} \quad (I-21)$$

Il en est de même pour les autres composantes orthogonales  $E_y$  et  $E_z$ , soit:

$$|E_T|_{\text{moy}} \simeq \sqrt{3} E_{y\text{moy}} \simeq \sqrt{3} E_{z\text{moy}} \quad (I-22)$$

Par conséquent, puisque  $|E_T|_{\text{moy}}$  vérifie les relations (I-21) et (I-22), c'est que l'expression générale de la valeur moyenne du module du champ électrique  $|E_T|$  donnée par:

$$|E_T|_{\text{moy}} = \left( \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \right)_{\text{moy}} \quad (I-23)$$

est identifiable à la relation suivante:

$$|E_T|_{moy} = \sqrt{(E_{x_{moy}})^2 + (E_{y_{moy}})^2 + (E_{z_{moy}})^2} \quad (I-24)$$

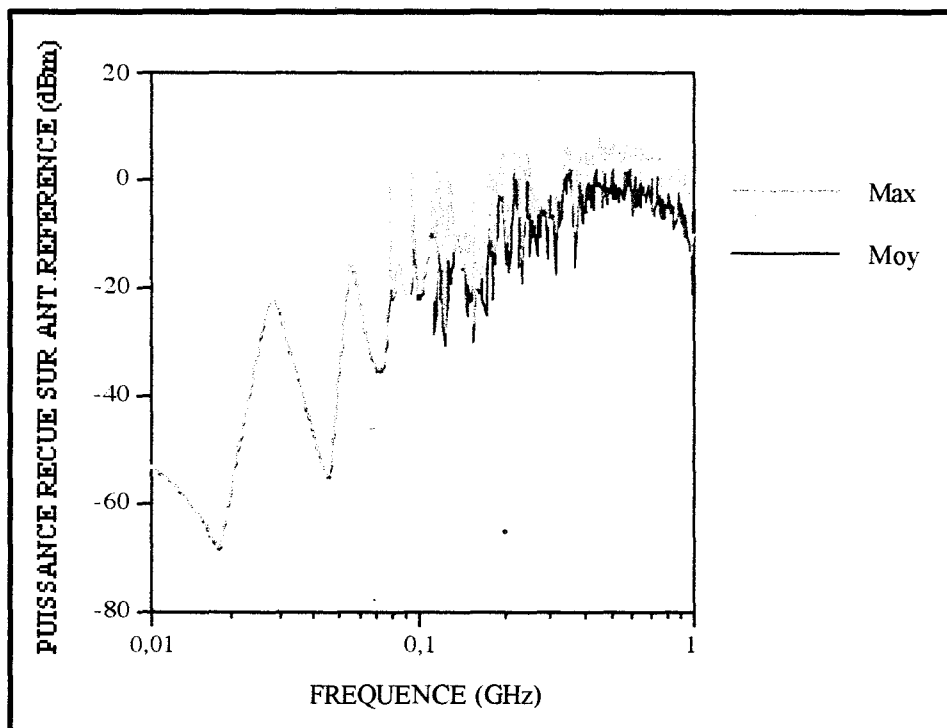
En effet, étant donné l'isotropie du champ à l'intérieur de la chambre, l'expression (I-24) permet de vérifier les équations (I-21) et (I-22).

La relation (I-24) sera toutefois moins bien vérifiée pour les valeurs maximales. En effet, d'après l'histogramme b de la figure I-28, on constate qu'un nombre plus faible d'échantillons se trouve réparti autour de 5 dB. Ceci corrobore le fait que l'écart entre les valeurs maximale et moyenne du module du champ électrique tende vers 5 dB et non pas vers 7-8 dB.

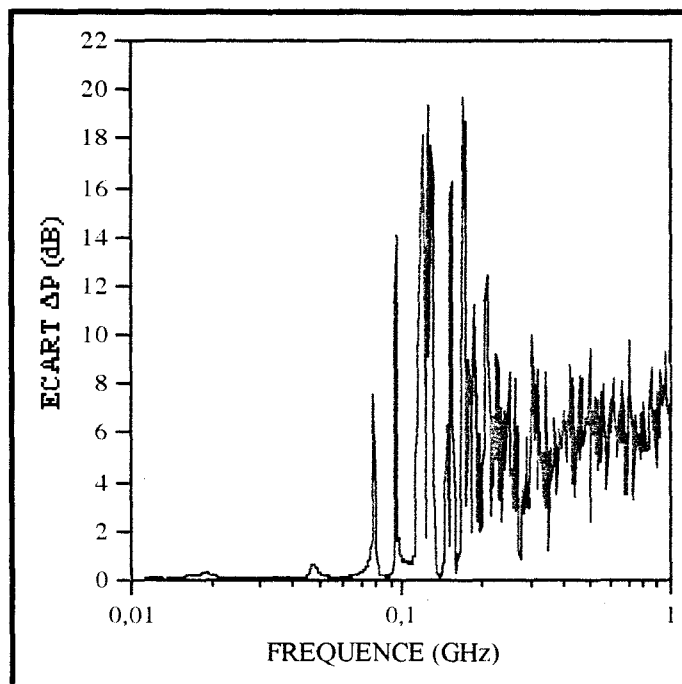
Les grandeurs  $\Delta P$  (écart entre la puissance maximale et la puissance moyenne) et  $\Delta |E_T|$  (écart entre la valeur maximale du module du champ électrique et la valeur moyenne du module du champ électrique) apparaissent donc comme des propriétés caractéristiques des mesures en chambre réverbérante.  $\Delta P$  et  $\Delta |E_T|$  peuvent être attribués à l'action du brasseur de modes sur la réalisation des ondes stationnaires au cours d'une révolution du brasseur lorsque les conditions de fonctionnement normal en chambre réverbérante sont vérifiées, c'est-à-dire notamment lorsqu'il y a homogénéité et isotropie du champ électromagnétique.

En effet, une utilisation de la chambre à des fréquences inférieures à la fréquence basse d'exploitation va permettre de mettre en évidence l'action du brasseur de modes.

C'est ce que montrent les courbes des figures (I-29) et (I-30) exploitées entre 10 MHz et 1GHz où sont représentées les évolutions des puissances maximale et moyenne reçues sur l'antenne filaire de référence installée dans la chambre ainsi que la variation associée de  $\Delta P$ .



*Figure I-29*  
*Evolution fréquentielle de la puissance maximale et moyenne*  
*reçue sur l'antenne de référence*



*Figure I-30*  
*Evolution fréquentielle de l'écart entre les puissances moyenne et maximale*

Dans la première décade, on constate que le niveau reçu sur l'antenne de référence est indépendant de la position du brasseur. Le brasseur de modes n'agit pas,  $\Delta P$  tend vers zéro.

Dans la seconde décade, l'expérience montre que le brasseur commence à intervenir sur la répartition des ondes stationnaires de champ à l'intérieur de la cavité. L'écart  $\Delta P$  fluctue alors dans des proportions pouvant atteindre 20 dB.

C'est à la fréquence proche de 78 MHz qu'une différence notable entre les évolutions de puissances maximale et moyenne apparaît. Cette fréquence particulière est directement comparable à la fréquence de résonance du mode fondamental d'une cavité vide ayant des dimensions identiques à celles de la chambre réverbérante.

D'après les dimensions de l'enceinte, cette fréquence particulière a pour valeur:

$$F_{r_{0,1,1}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{2,565}\right)^2 + \left(\frac{1}{2,805}\right)^2} = 79,24 \text{ MHz} \quad (I-25)$$

On constate que les deux fréquences comparées coïncident au faible décalage près dû à la diffraction électromagnétique produite par les éléments métalliques (antennes - brasseur - objet sous test) internes à la cavité.

Les pics de résonance des autres modes de fréquence respective  $F_{r_{1,0,1}}$ ,  $F_{r_{1,1,0}}$  ... vont ensuite apparaître successivement pour finalement devenir difficilement identifiables au fur et à mesure de l'avancée dans le spectre car ils seront de plus en plus serrés.

A partir d'environ 400-500 MHz, l'écart  $\Delta P$  tend vers 7 dB. Le fonctionnement normal en chambre réverbérante est atteint, le brasseur joue pleinement son rôle. La valeur de 7 dB du paramètre  $\Delta P$  sera donc un critère indicatif de l'efficacité du brassage. Par exemple, si au cours d'un essai, un quelconque couplage entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception intervenait, son effet se traduirait par une variation de  $\Delta P$ .

### I.3.5 OPTIMISATION DE LA GESTION DES MESURES

L'exploitation actuelle de la méthode de la chambre réverbérante repose essentiellement sur des mesures de puissance destinées à l'évaluation de l'efficacité de blindage de composants passifs. Il semble alors intéressant de



s'attacher à définir une procédure de mesure alliant justesse des résultats et économie de temps, c'est-à-dire tout à fait adaptée au contexte industriel.

Les mesures présentées antérieurement ont été réalisées avec des précautions importantes servant à caractériser le système de mesure et à comprendre les phénomènes mis en jeu dans la méthode. Cette procédure qui peut paraître exhaustive, peut en effet être réduite.

Nous avons montré précédemment qu'une propriété des mesures en chambre réverbérante est que l'écart entre la puissance maximale et la puissance moyenne est approximativement de 7-8 dB. Le fait que la moyenne des niveaux de puissance mesurés peut être représentée par le maximum avec une bonne approximation, va permettre de définir une procédure de mesure basée uniquement sur la recherche des niveaux maxima de puissance, ce qui diminuera sensiblement le temps nécessaire à une expérience.

D'autres paramètres tels que la résolution fréquentielle, le nombre  $N_p$  d'échantillons de puissance retenus sur une révolution du brasseur, la vitesse de rotation  $V_B$  de la pale métallique aideront également à la mise en oeuvre d'une procédure de mesure optimisée. A partir d'essais systématiques, nous allons alors évaluer le seuil au-dessous duquel la valeur de chaque paramètre testé devient insuffisante, ceci lorsque la grandeur  $\Delta P$  ne converge plus vers la valeur stable de 7 dB. Autrement dit,  $\Delta P$  étant assimilable à un signal échantillonné, nous allons voir s'il est possible de le restituer fidèlement à partir de ses échantillons. Il ressort de cette étude qu'une mesure correcte et rapide est assurée par un nombre  $N_F$  minimal de 100 points de fréquences de test par décade, par  $N_p$  supérieur ou égal à 800 et finalement par  $V_B$  se situant entre 0,2 tour/seconde et 0,5 tour/seconde. Cette configuration d'essai correspond donc à la condition d'échantillonnage que doivent respecter la fréquence, la puissance sur un tour de brasseur et la vitesse de la pale pour que la reconstitution de notre "signal"  $\Delta P$  puisse être possible sans perte d'information.

A titre d'exemple, une mesure effectuée sur le niveau de puissance maximale entre 500 MHz et 10 GHz pour  $N_F = 201$  fréquences de test,  $N_p = 800$  échantillons sur une révolution du brasseur et une vitesse de rotation de la pale  $V_B = 0,2$  tour/seconde, n'aura qu'une durée d'environ 5 mn. Ce type de configuration pourra donc être mis à profit lors de relevés intensifs d'efficacité de blindage de composants passifs.

## CONCLUSION

Nous avons présenté, dans ce chapitre introductif, une nouvelle technique de tests électromagnétiques utilisant les propriétés d'une cavité surdimensionnée aux fréquences voisines ou supérieures au GHz.

Notre effort de compréhension des phénomènes mis en jeu dans cette méthode s'est appuyé, d'une part, sur une approche par la théorie modale et d'autre part sur des expérimentations menées au L.R.P.E.

Les investigations menées sur des relevés de champ électrique ont permis de mettre en évidence les propriétés caractéristiques d'isotropie et d'homogénéité du champ électromagnétique à l'intérieur de la chambre réverbérante à brassage de modes. En conséquence, nous avons notamment montré que la puissance mesurée sur une antenne immergée dans cette enceinte devient indépendante de sa dimension dès que celle-ci est supérieure à une valeur proche du quart de la longueur d'onde et de sa position dans le milieu ambiant. Précisons qu'en toute rigueur, ces propriétés trouvent leur vérification à  $\pm 1,5$  dB sur des valeurs moyennes de champ ou de puissance obtenues sur une révolution complète du brasseur. Toutefois, l'extension de leur domaine de validité aux valeurs maximales peut être admise pour des incertitudes supérieures d'1 à 2 dB. Ceci reste tout à fait acceptable à la vue des tolérances normatives et compte tenu de la dynamique couverte par les mesures de puissance.

Ainsi, nous allons dans le chapitre à venir mettre à profit ces différentes caractéristiques de la méthode pour l'évaluation d'efficacité de blindage de composants passifs.

---

## CHAPITRE II

### APPLICATION DE LA METHODE A L'EVALUATION DE L'IMMUNITE DE LIAISONS BLINDEES

---

---

## CHAPITRE II

### APPLICATION DE LA METHODE A L'EVALUATION DE L'IMMUNITE DE LIAISONS BLINDEES

---

INTRODUCTION.....	p.65
II.1 EVALUATION DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE DE CABLES OU CONNECTEURS.....	p.67
II.1.1 PROCEDURE DE MESURE EN CHAMBRE REVERBERANTE .....	p.67
II.1.1.1 Principe .....	p.67
II.1.1.2 Mesure de la puissance en sortie de l'objet sous test.....	p.68
II.1.1.3 Mesure de la puissance de référence.....	p.69
II.1.1.4 Influence des dispositifs de liaison .....	p.69
II.1.2 PROPRIETES CARACTERISTIQUES .....	p.70
II.1.2.1 Détermination de la dynamique de mesure.....	p.70
II.1.2.2 Effet du protocole de mesure des puissances reçues sur l'évaluation de l'efficacité de blindage .....	p.72
II.1.2.3 Influence de l'installation du dispositif sous test.....	p.74
II.2 EXPERIMENTATION D'EPROUVETTES COAXIALES SEMI-RIGIDES A OUVERTURE .....	p.77
II.2.1 INTERET DES EPROUVETTES CANONIQUES .....	p.77
II.2.2 COMPARAISON DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE MESUREE AVEC CELLE DEDUITE DE L'EXTRAPOLATION DE LACARACTERISTIQUE D'IMPEDANCE DE TRANSFERT .....	p.78
II.2.2.1 Mesure en chambre réverbérante.....	p.78

---

---

II.2.2.2 Expression de l'impédance de transfert.....	p.79
II.2.2.3 Conversion de l'impédance de transfert en efficacité de blindage .....	p.81
II.3 EXPERIMENTATION D'EPROUVETTES COAXIALES TRESSEES .....	p.86
II.3.1 CONSIDERATIONS THEORIQUES SUR LE COMPORTEMENT DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE .....	p.86
II.3.2 APPROCHE EXPERIMENTALE.....	p.87
II.4 HYPOTHESES SUR L'EXPLICATION DU COMPORTEMENT DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE AUX FREQUENCES VOISINES OU SUPERIEURES A 4 GHz .....	p.91
II.5 ETUDE DE LA REPRODUCTIBILITE DES MESURES .....	p.99
II.5.1 REPETABILITE DES RESULTATS AU COURS DU TEMPS.....	p.99
II.5.2 CONFRONTATION DE RESULTATS AVEC LA SOCIETE RADIAL.....	p.100
CONCLUSION .....	p.104

---

## INTRODUCTION

De part leur fonction de support d'information et de lien physique entre équipements, les câbles ou connecteurs sont le plus souvent exposés aux perturbations électromagnétiques. Les courants et tensions parasites induits peuvent alors occasionner des effets allant du mauvais fonctionnement à la destruction des appareils.

De manière à réduire les niveaux de ces signaux parasites, on a recours aux blindages électromagnétiques dont l'efficacité est le plus souvent chiffrée à partir notamment d'un paramètre linéique qui est l'impédance de transfert.

Si certaines méthodes de mesure d'impédance de transfert comme le banc triaxial classique donnent des résultats reproductibles et fiables, elles ne permettent pas en pratique d'explorer des fréquences supérieures à quelques centaines de MHz. Seules la ligne d'injection parallèle ainsi que la méthode de la discontinuité de blindage permettent d'effectuer des mesures jusqu'à quelques GHz. Or, la nécessité de connaître le degré d'immunité des liaisons blindées aux perturbations électromagnétiques s'affirme jusque dans le domaine des hyperfréquences. Les équipements embarqués à bord de véhicules sont particulièrement concernés. La méthode de la chambre réverbérante à brassage de modes va nous permettre d'accéder à cette gamme de fréquences.

Ce chapitre est donc consacré à l'application de la méthode à l'évaluation de l'immunité de liaisons blindées.

Dans une première partie, nous définissons le principe de mesure de l'efficacité de blindage.

La seconde partie repose sur les résultats d'essais menés sur des vecteurs de test comprenant un câble coaxial semi-rigide à ouverture. Nous y proposons ensuite une comparaison entre la caractéristique d'efficacité de blindage déduite du prolongement de la mesure de l'impédance de transfert de l'éprouvette d'essai et de son homologue mesurée en chambre réverbérante.

La troisième partie du chapitre est, quant à elle, consacrée à l'expérimentation d'éprouvettes coaxiales à blindage tressé. Les mesures pratiquées en chambre réverbérante montrent que, comme dans le cas du vecteur coaxial à ouverture, la caractéristique d'efficacité de blindage s'éloigne

de la loi théorique une fois les fréquences proches de 4 GHz atteintes.

C'est à l'interprétation des divergences observées au-dessus d'environ 4 GHz entre la caractéristique mesurée et celle déduite de considérations théoriques que nous nous attachons dans la quatrième partie de ce chapitre.

Une cinquième partie conclut le chapitre par une étude de la reproductibilité des mesures en chambre réverbérante qui va s'avérer tout à fait satisfaisante.

## II.1 EVALUATION DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE DE CABLES OU CONNECTEURS

### II.1.1 PROCEDURE DE MESURE EN CHAMBRE REVERBERANTE

#### II.1.1.1 Principe

Le degré d'immunité des liaisons blindées aux perturbations électromagnétiques est caractérisé par la notion d'efficacité de blindage ou par l'impédance de transfert.

L'impédance de transfert de câbles ou connecteurs est définie par le rapport linéique entre la tension parasite induite à l'extrémité de l'éprouvette et le courant perturbateur circulant sur le blindage. Ce courant n'est toutefois pas directement mesurable lors d'un essai en chambre réverbérante. Le seul paramètre auquel nous pouvons accéder est la puissance reçue sur la face extérieure de l'objet, notée  $P_{i||}$ . Cette puissance permet d'établir un critère d'efficacité de blindage ( $EB$ ), c'est-à-dire le rapport entre la puissance détectée en sortie du dispositif sous test, notée  $P_{dst}$  et la puissance qui l'illumine, notée  $P_{i||}$ . Cette quantité s'exprime en dB à partir de la relation:

$$EB(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_{dst}}{P_{i||}} \quad (II-1)$$

Les expériences et développements du chapitre précédent ont montré que la puissance reçue à l'extérieur de l'objet est quasiment indépendante de la dimension longitudinale de l'objet une fois que celle-ci est supérieure à une valeur proche du quart de la longueur d'onde. En particulier, on peut alors confondre la puissance  $P_{i||}$  avec la puissance reçue sur l'antenne de référence, notée  $P_{réf}$  installée dans l'enceinte faradisée. Dans ces conditions, l'efficacité de blindage de liaisons blindées expérimentées en chambre réverbérante est définie par le rapport entre la puissance induite à l'intérieur du dispositif ( $P_{dst}$ ) et la puissance reçue sur l'antenne de référence ( $P_{réf}$ ), soit exprimée en dB:



$$EB(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_{dst}}{P_{réf}} \quad (II-2)$$

Nous accédons expérimentalement à cette quantité par la mesure des deux puissances  $P_{dst}$  et  $P_{réf}$ . Sur la *figure II-1*, nous avons reproduit le schéma synoptique du banc de mesure:

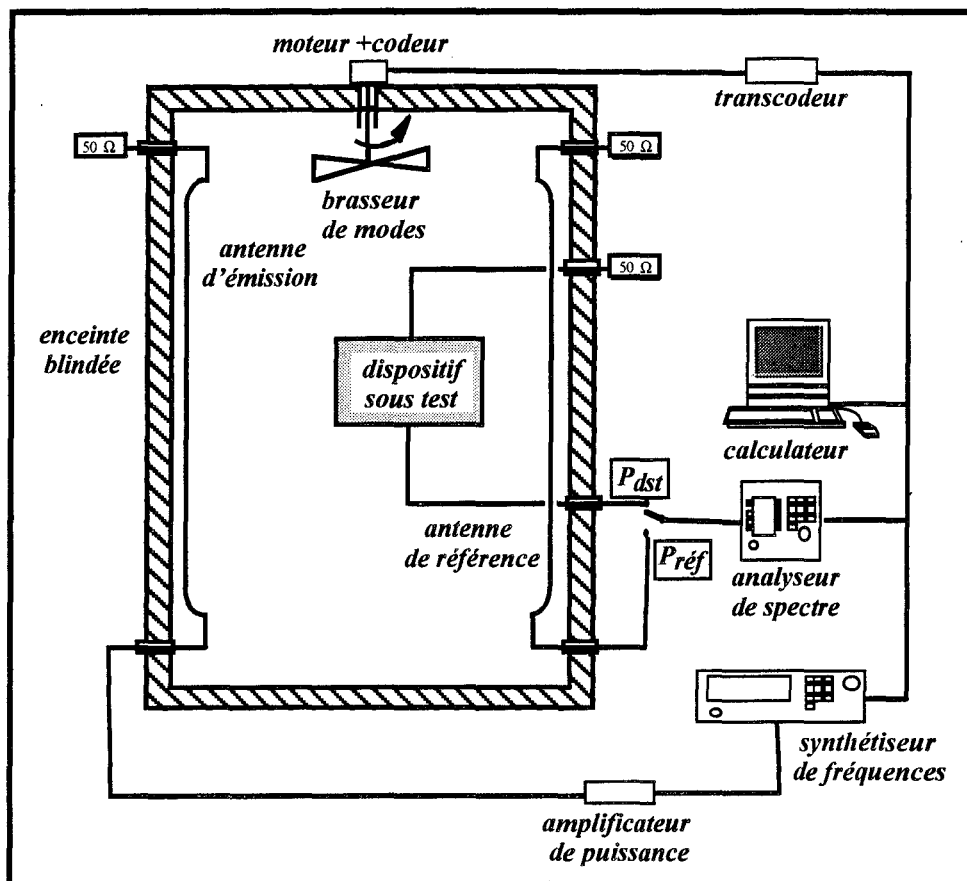


Figure II-1

Schéma synoptique du banc de mesure de l'efficacité de blindage

### II.1.1.2 Mesure de la puissance en sortie de l'objet sous test

Le générateur synthétisé est connecté via un éventuel amplificateur à l'antenne d'injection et délivre une puissance constante à fréquence fixe. L'analyseur de spectre est connecté à une extrémité de l'objet sous test, l'autre extrémité de l'éprouvette étant chargée sur une impédance égale à  $50 \Omega$ .

Les caractéristiques de réglage de l'analyseur de spectre sont les

suivantes:

Largeur du filtre de résolution  $RBW = 30$  Hz

Largeur du filtre vidéo  $VBW = 30$  Hz

Déviaton autour de la fréquence centrale  $SPAN = 0$  Hz

Temps de balayage  $ST = 5$ s

Le temps de balayage de l'analyseur de spectre est pris égal au temps mis par le brasseur de modes pour effectuer une révolution complète.

Le brasseur tourne à vitesse constante pendant la mesure. Durant une révolution,  $N = 801$  points de mesure sont échantillonnés. Le protocole de mesure consiste à retenir, pour chaque fréquence d'étude, la valeur moyenne des  $N$  échantillons de mesure ou à sélectionner l'échantillon dont l'amplitude est maximale.

### II.1.1.3 Mesure de la puissance de référence

L'analyseur de spectre garde les mêmes réglages que précédemment mais, dans cet essai, il est connecté à la sortie de l'antenne de référence. La même procédure de mesure est appliquée pour relever la puissance dite de référence.

### II.1.1.4 Influence des dispositifs de liaison

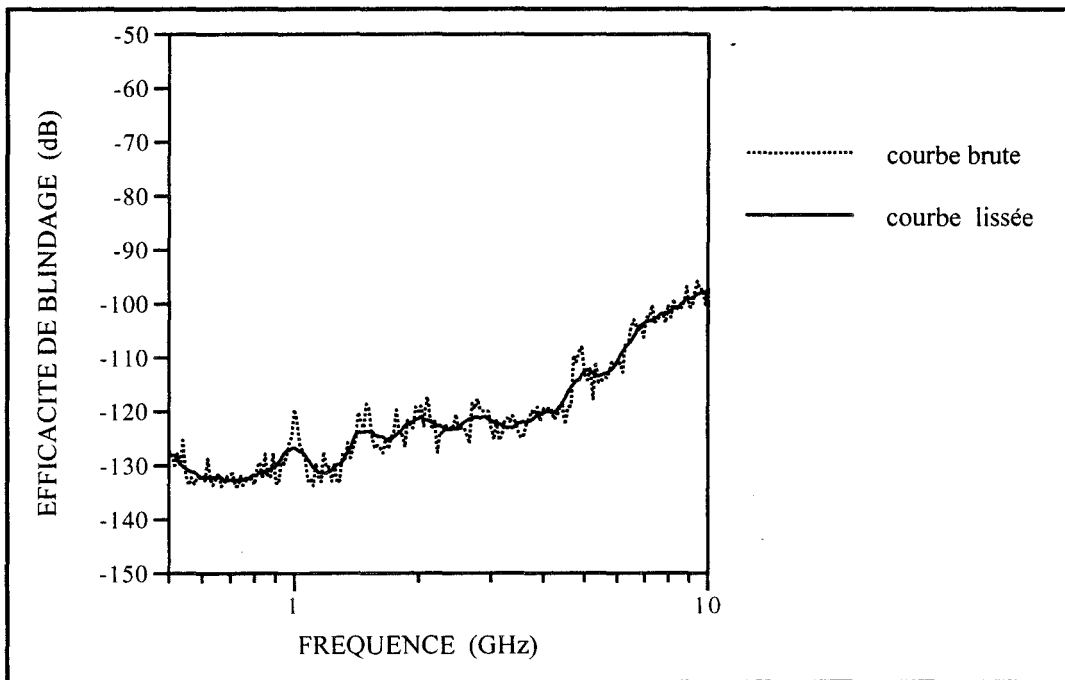
L'utilisation de la *formule (II-2)* proposée précédemment suppose que les cordons coaxiaux reliant la source et le récepteur aux transitions de paroi de l'enceinte faradisée sont les mêmes lors des deux relevés de puissance  $P_{dst}$  et  $P_{réf}$ . On peut alors éviter de tenir compte des pertes de ces dispositifs de liaison extérieurs à la chambre pour déterminer la valeur de l'efficacité de blindage de l'objet sous test. Cependant, tout dispositif de liaison placé à l'intérieur de l'enceinte devra être caractérisé en atténuation à toutes les fréquences de test. Les pertes correspondantes seront alors intégrées dans le calcul de l'efficacité de blindage.

## II.1.2 PROPRIETES CARACTERISTIQUES

### II.1.2.1 Détermination de la dynamique de mesure

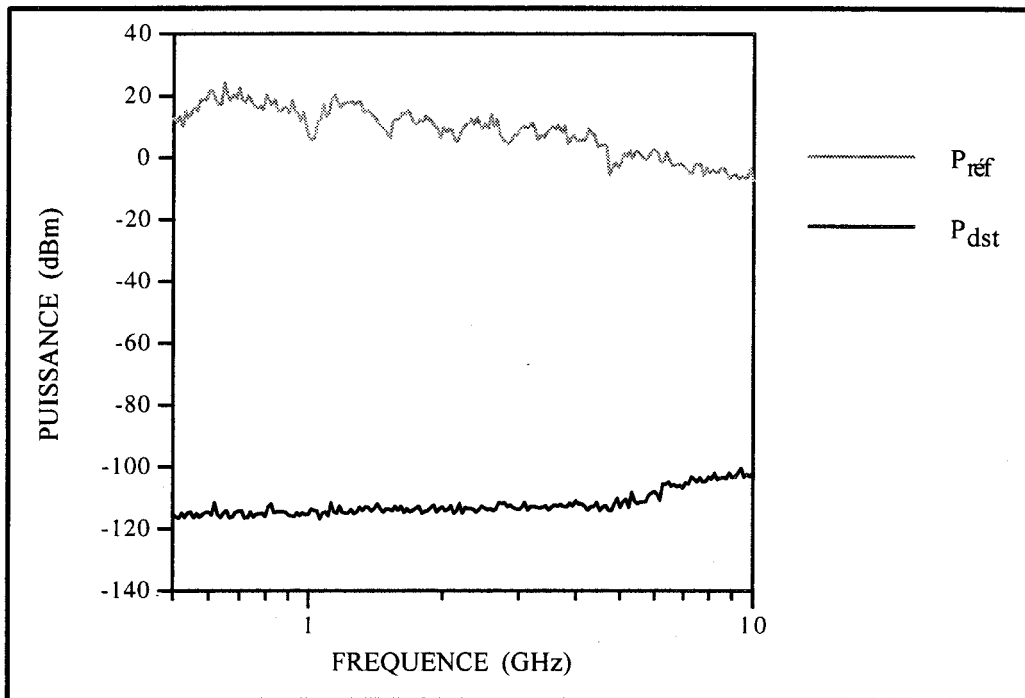
Il s'agit d'évaluer la limite de sensibilité de notre chaîne de mesure. Cette limite est dictée principalement par la puissance maximale injectée et les performances de l'analyseur de spectre. On détermine alors l'efficacité de blindage d'une éprouvette de référence qui comprendra un câble coaxial à écran homogène du type "TW300" comportant deux connecteurs soudés de type SMA. Cet essai en chambre réverbérante fixera l'efficacité de blindage maximale mesurable.

La mesure est effectuée pour 201 fréquences comprises entre 500 MHz et 10 GHz. Pour chacune de ces fréquences de test, le générateur synthétisé délivre une puissance constante de -5 dBm qui est ensuite amplifiée de façon à disposer d'une trentaine de dBm à l'entrée de l'antenne filaire d'émission. Les réglages de l'analyseur de spectre correspondent à ceux définis dans le paragraphe II.1.1.2. Dans ces conditions, la courbe du seuil de sensibilité est celle de la *figure II-2*. Un lissage sur cinq points est superposé à la courbe brute.



*Figure II-2*  
Seuil de sensibilité de notre chaîne de mesure

On constate que l'efficacité de blindage maximale mesurable se dégrade avec la fréquence. Toutefois, la mesure d'atténuations inférieures à -100 dB reste autorisée jusqu'à la fréquence de 10 GHz. En fait, cette évolution fréquentielle résulte du comportement de chacun des relevés de puissance  $P_{dst}$  et  $P_{ref}$  de la relation (II-2) qui sont rapportés sur la figure II-3.



*Figure II-3*  
*Evolution fréquentielle des puissances définissant*  
*l'efficacité de blindage maximale mesurable*

Le relevé de puissance induite à l'intérieur du câble à blindage homogène est en définitive équivalent au relevé de bruit du récepteur (analyseur de spectre). Ceci justifie la remontée d'environ 5 dB du niveau de puissance induite une fois atteinte la fréquence de 6 GHz.

La présence de fluctuations locales bien résolues, comme c'est le cas à 1 GHz et vers 1,5 GHz sur la caractéristique de la figure II-2 provient directement de l'évolution de puissance  $P_{ref}$  reçue sur l'antenne de référence. Ce comportement a fait l'objet d'explications au cours du premier chapitre.

### II.1.2.2 Effet du protocole de mesure des puissances reçues sur l'évaluation de l'efficacité de blindage

Pour mettre en oeuvre cet effet, le vecteur de test est disposé dans la chambre réverbérante comme indiqué sur la figure II-4.

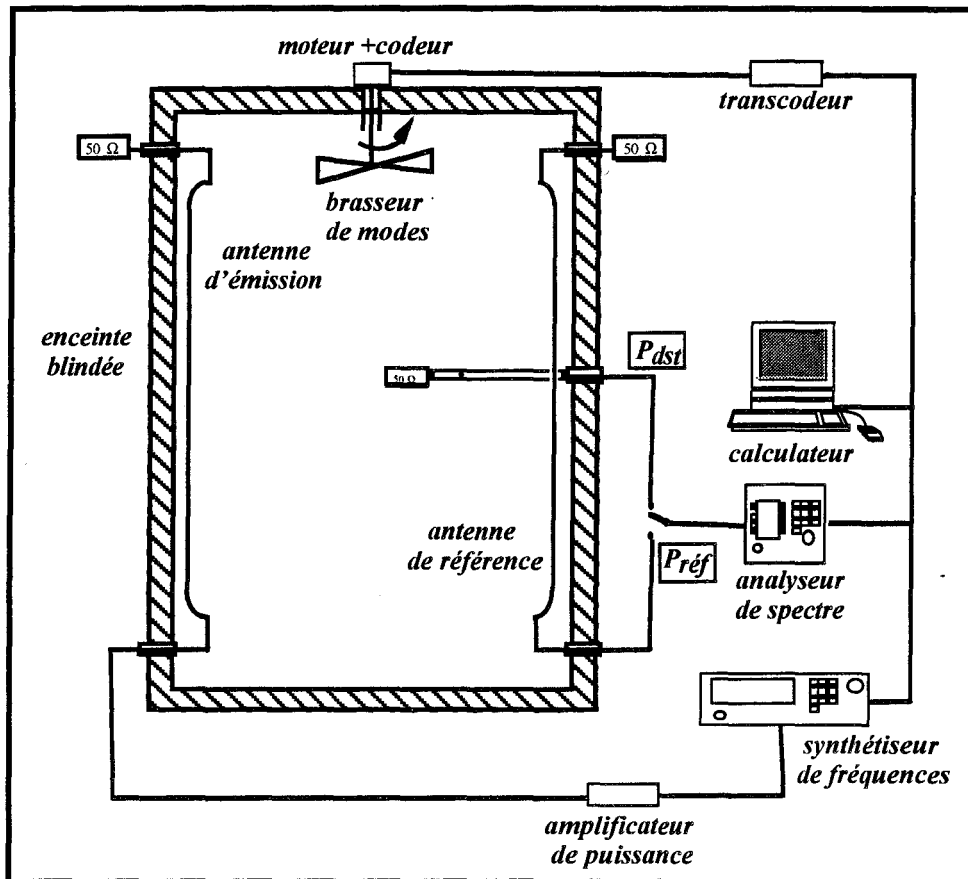


Figure II-4  
Schéma synoptique du banc de mesure

Le vecteur de test schématisé sur la figure II-5 est composé d'un échantillon de câble coaxial semi-rigide de type "TW300" d'une dimension de 90 cm et de diamètre 3,58 mm. A 7 cm d'une des extrémités du câble, une ouverture circulaire de 2 mm de diamètre est pratiquée sur le blindage homogène du câble. Cette ouverture provoquera des fuites électromagnétiques. Le vecteur est terminé par deux connecteurs coaxiaux soudés de type SMA.

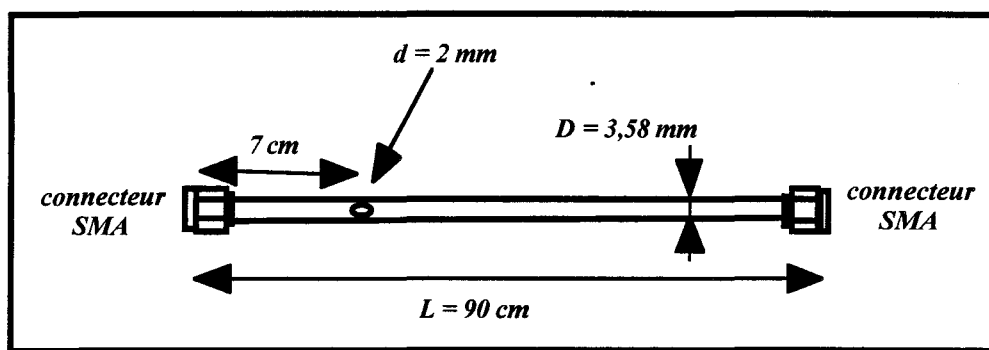
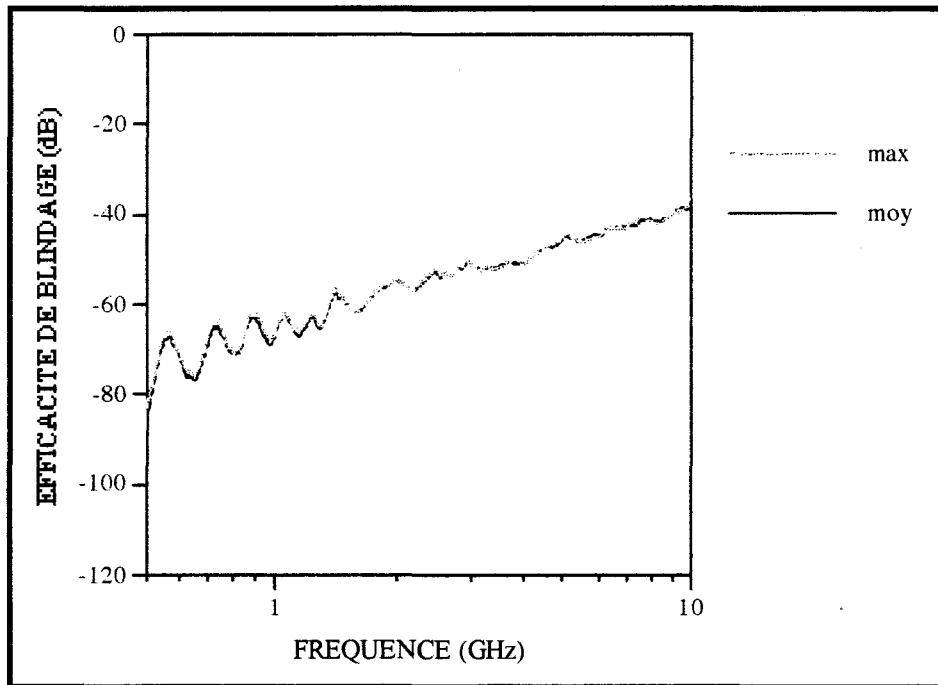


Figure II-5  
Description de l'éprouvette de test

L'extrémité connectée à l'impédance de  $50 \Omega$  se trouve à l'intérieur de l'enceinte. L'autre extrémité du vecteur est reliée à l'instrumentation au moyen de traversées pratiquées dans la paroi de la chambre réverbérante. Le vecteur est ainsi distant de 1,2 m de la paroi inférieure et de 1,28 m de la paroi latérale.

Durant ces essais, nous nous intéressons à l'évaluation des puissances notées  $P_{dst}$  et  $P_{réf}$ . Sur une révolution complète du brasseur, on dispose de 801 échantillons d'amplitude soit  $N$  données. Pour chacune des 401 fréquences explorées entre 500 MHz et 10 GHz, nous entreprenons la détermination de la valeur moyenne et maximale des  $N$  échantillons de mesure. On en déduit ensuite l'efficacité de blindage  $EB_{dB}$  à partir de la relation (II-2). Les courbes obtenues, lissées sur cinq points et représentées sur la figure II-6 sont presque confondues:

courbe bleue	$EB_{dBmax}$
courbe rouge	$EB_{dBmoy}$



*Figure II-6*  
*Comparaison de l'efficacité de blindage obtenue*  
*sur les valeurs maximales ou moyennes des puissances*

L'évaluation de l'efficacité de blindage n'est donc que très peu influencée par le protocole d'évaluation des puissances. La recherche de l'amplitude maximale est cependant plus avantageuse puisqu'il en résulte un gain de temps d'exécution de la mesure.

### II.1.2.3 Influence des conditions appliquées à l'extrémité libre du dispositif sous test

Comme cela est schématisé sur la *figure II-7*, trois configurations de l'extrémité libre du vecteur de test sont expérimentées. Dans la première configuration, l'extrémité libre est en l'air, dans la seconde elle est reliée à la paroi au moyen d'un conducteur filiforme de 2 m. Dans la troisième configuration, le vecteur est situé à 70 cm de la paroi soit à une distance supérieure à une longueur d'onde de la fréquence d'essai la plus faible et se trouve relié à l'ambiance extérieure de la chambre réverbérante par deux éléments de câble coaxial semi-rigide dont la dimension est voisine de 1m. On remarquera que l'impédance de  $50 \Omega$  connectée sur l'extrémité se trouve à l'extérieur de la cavité. Cette disposition est celle préconisée dans le projet de

norme C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale) [20], la longueur de la boucle ainsi réalisée présentera une longueur supérieure à quatre longueurs d'onde à la fréquence minimale de test.

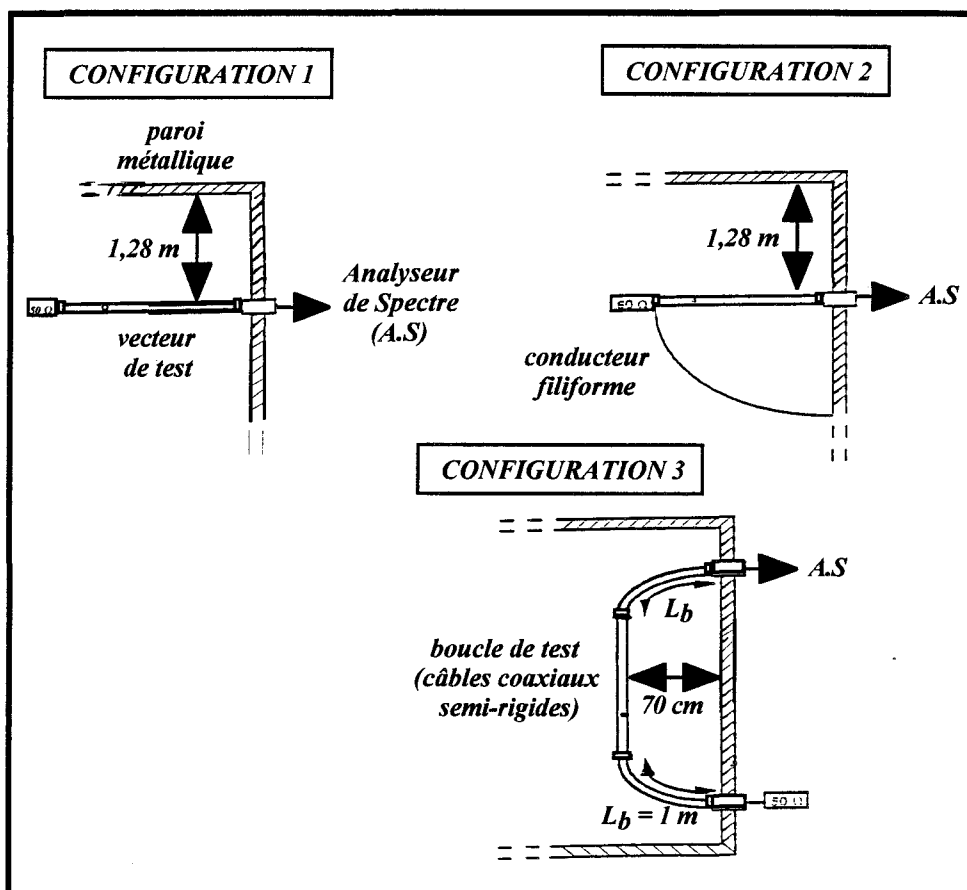
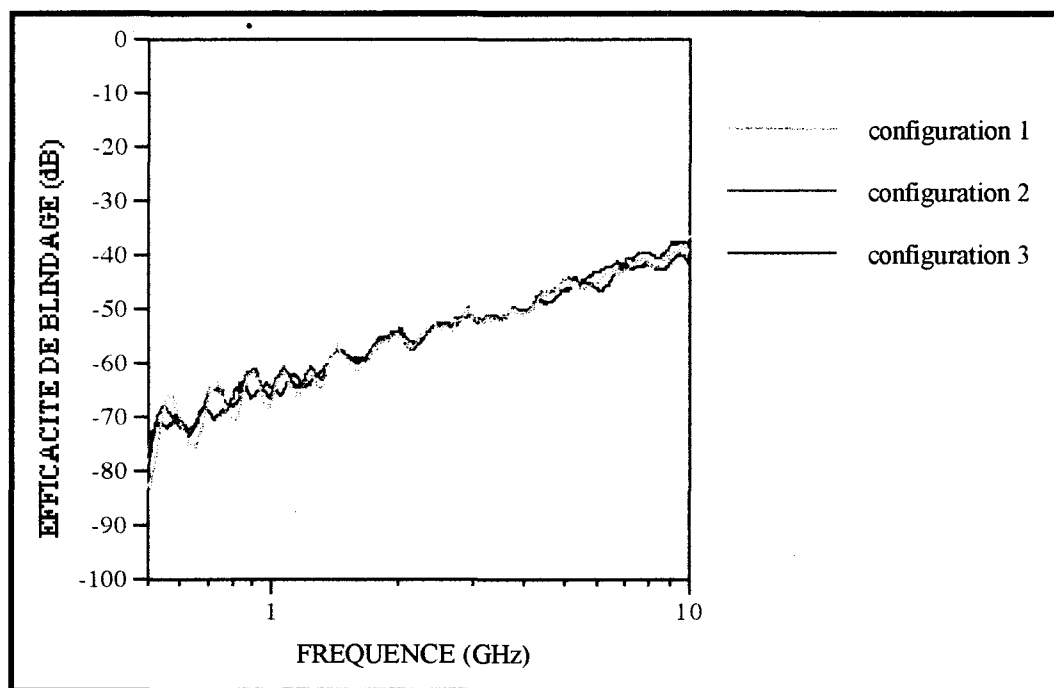


Figure II-7

*Configurations d'essais relatifs aux conditions appliquées à l'extrémité libre de l'éprouvette de test*

Les courbes de la figure II-8 lissées sur cinq points donnent l'évolution de l'efficacité de blindage du vecteur de test mesurée pour ces trois configurations sur la région de spectre explorée soit 500 MHz - 10 GHz. Le vecteur de test est composé de l'échantillon de câble coaxial semi-rigide à ouverture décrit sur la figure II-5.





*Figure II-8*

*Influence des conditions appliquées à l'extrémité libre de l'éprouvette de test sur la mesure de l'efficacité de blindage*

L'allure générale de l'efficacité de blindage semble donc assez peu influencée par les conditions imposées aux extrémités du vecteur de test. Toutefois, on remarque que la courbe d'efficacité présente des fluctuations d'amplitude relativement bien marquées, notamment entre 500 MHz et 1,5 GHz. Ces fluctuations peuvent être réduites sensiblement à partir des conditions d'essai 2 et 3. Le vecteur est alors relié électriquement à la paroi par l'intermédiaire d'un fil conducteur ou de câbles semi-rigides. Ainsi, les conditions aux limites du courant circulant sur le blindage sont satisfaites.

Toutefois, la configuration d'essai 1 nous semble acceptable puisque, par rapport à la disposition préconisée par la norme, seule une différence notable d'environ 3 à 4 dB apparaît entre 500 MHz et 1 GHz. De plus, cette configuration présente une facilité de mise en oeuvre évidente.

## II.2 EXPERIMENTATION D'EPROUVETTES COAXIALES SEMI-RIGIDES A OUVERTURE [21]

### II.2.1 INTERET DES EPROUVETTES CANONIQUES

Pour faciliter la compréhension des résultats, nous utilisons l'éprouvette coaxiale à petite ouverture représentée sur la *figure II-5*.

On peut montrer qu'une telle éprouvette possède une impédance de transfert [3], [22] qu'on peut exprimer:

$$Z_t = Z_{td} + jL_t\omega \quad (II-3)$$

$Z_{td}$  sera une composante complexe qui matérialise la diffusion des courants dans la structure du blindage alors que l'inductance  $L_t$  traduit l'induction d'une f.e.m due à la pénétration de la composante magnétique de champ à travers l'ouverture pratiquée sur le blindage. Compte tenu de la gamme de fréquences explorée soit 500 MHz - 10 GHz, la composante réactive de  $Z_t$  sera largement dominante, soit:

$$L_t \omega \gg |Z_{td}| \quad (II-4)$$

L'inductance de transfert d'un tel vecteur peut s'exprimer [3], [22], [23]:

$$L_t = \frac{\alpha_m \mu_0}{\pi^2 D^2} \text{ avec } D \ll \lambda \quad (II-5)$$

Relation dans laquelle  $D$  est le diamètre de l'éprouvette,  $\alpha_m$  la polarisabilité magnétique de l'ouverture circulaire qu'on relie aisément à son diamètre  $d$  par la formule:

$$\alpha_m = \frac{d^3}{6} \text{ avec } d \ll \lambda \quad (II-6)$$

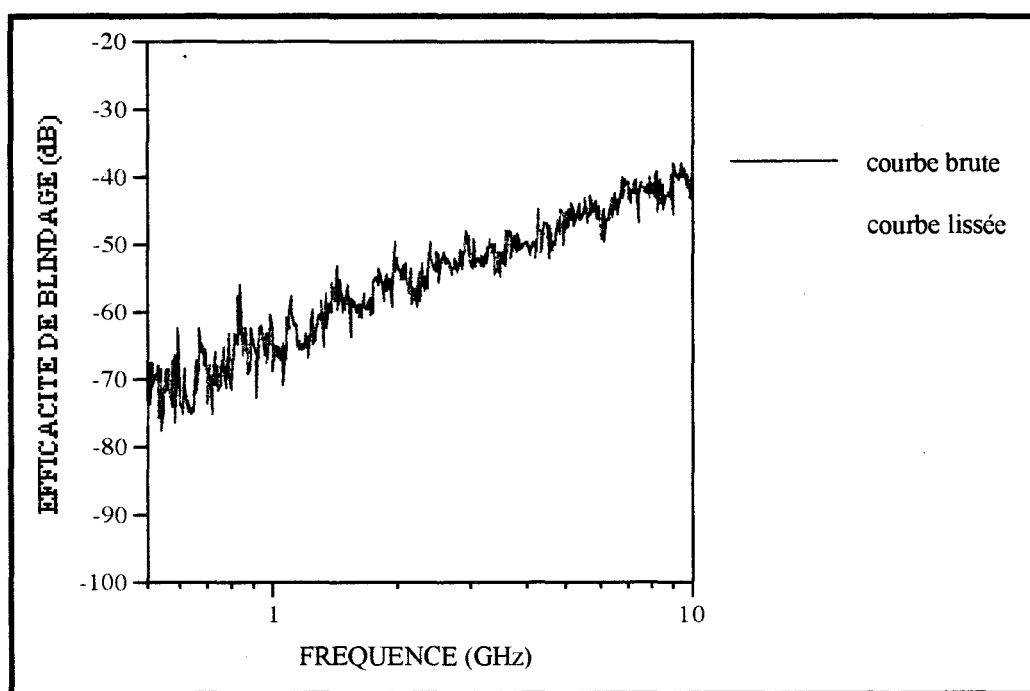
L'avantage procuré par cette éprouvette est donc lié au fait que des mesures d'impédance de transfert faites jusqu'à 2 à 3 GHz montrent que ce

paramètre croît de façon proportionnelle à la fréquence du courant perturbateur qui parcourt la face extérieure du blindage.

## II.2.2 COMPARAISON DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE MESUREE AVEC CELLE DEDUITE DE L'EXTRAPOLATION DE LA CARACTERISTIQUE D'IMPEDANCE DE TRANSFERT [18], [24]

### II.2.2.1 Mesure en chambre réverbérante

La configuration d'installation de l'éprouvette correspond à la disposition 3 de la *figure II-7*. La caractéristique de la *figure II-9* montre l'évolution de l'efficacité de blindage de l'échantillon sous test lorsque l'on pratique pour 401 fréquences une exploration continue du spectre entre 500 MHz et 10 GHz. Un lissage sur cinq points est superposé à la courbe brute.



*Figure II-9*  
Evolution fréquentielle de l'efficacité de blindage  
de l'éprouvette coaxiale semi-rigide à ouverture

Cette caractéristique révèle que l'efficacité de blindage se dégrade d'autant plus que la fréquence du champ s'accroît. Ce comportement sera expliqué dans un prochain paragraphe. Nous allons proposer une comparaison du résultat obtenu sur l'éprouvette décrite préalablement avec la courbe d'efficacité déduite du prolongement de la caractéristique d'impédance de transfert de notre vecteur.

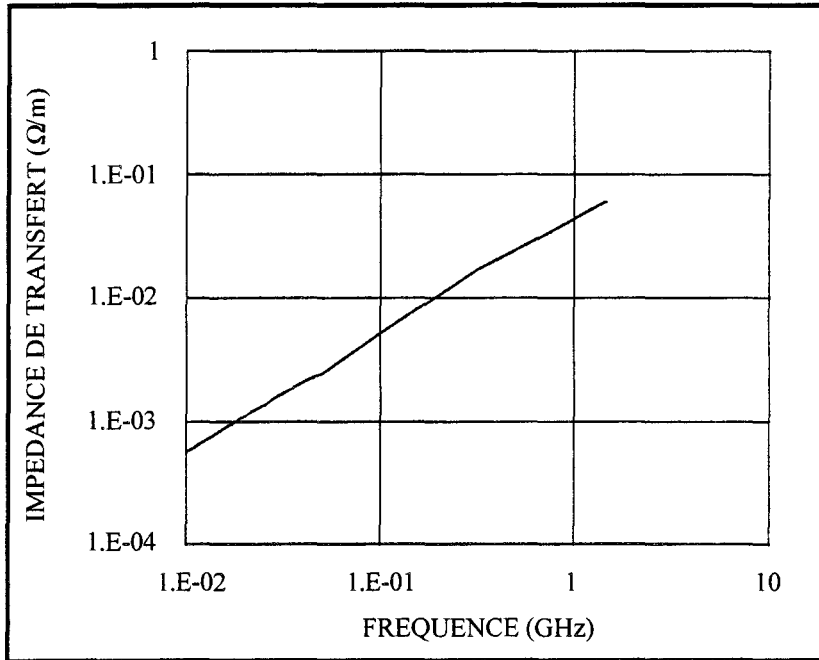
### II.2.2.2 Expression de l'impédance de transfert

Comme nous l'avons signalé précédemment, on peut montrer par la théorie des polarisabilités que l'impédance de transfert de l'éprouvette peut, aux fréquences suffisamment élevées (supérieures à 1 MHz), se confondre avec le modèle:

$$Z_t = jL_t\omega \quad (II-7)$$

où  $L_t$  dépend du diamètre de l'éprouvette et de la polarisabilité magnétique de l'ouverture pratiquée dans le blindage.

La caractéristique de la *figure II-10* représente l'évolution de l'impédance de transfert de l'éprouvette coaxiale à ouverture de la *figure II-5* obtenue sur un banc triaxial à discontinuité de blindage dans la bande spectrale 10 MHz - 2 GHz [25].



*Figure II-10*  
*Evolution fréquentielle de l'impédance de transfert*  
*de l'éprouvette coaxiale semi-rigide à ouverture*

Cette mesure d'impédance de transfert pratiquée jusqu'à 2 GHz sur un banc triaxial à discontinuité mais également confirmée par la méthode à ligne d'injection révèle que l'impédance de transfert de notre échantillon à ouverture suit bien jusqu'à cette fréquence une loi proportionnelle à ce paramètre, comme le suggère la *relation (II-7)*. L'hypothèse qui sera retenue par la suite est que ce comportement est conservé au-dessus de 2 GHz.

Notons que la valeur de l'inductance de transfert déduite de cette mesure est  $L_t = 10^{-2}$  nH/m. Celle-ci est tout à fait en accord avec la détermination obtenue en appliquant la relation analytique *(II-5)* qui donne  $L_t = 1,32 \cdot 10^{-2}$  nH/m.

Le problème est donc désormais d'établir le lien entre l'efficacité de blindage et l'impédance de transfert. Autrement dit, comment passer de la puissance de référence au courant induit au voisinage de l'ouverture?

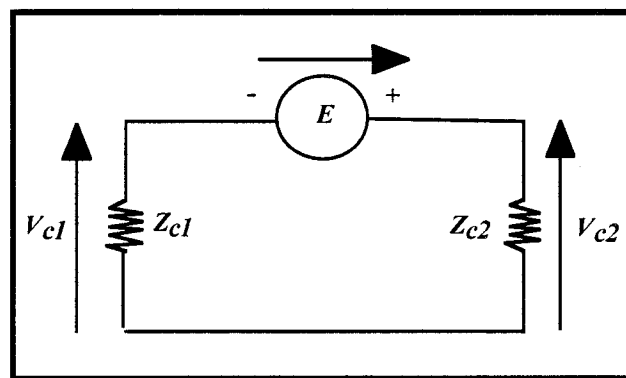
### II.2.2.3 Conversion de l'impédance de transfert en efficacité de blindage

Pour établir le lien entre l'impédance de transfert et l'efficacité de blindage caractérisée par le rapport entre la puissance reçue sur le dispositif sous test et puissance de référence, on procède comme suit.

La mesure de l'impédance de transfert jusqu'aux fréquences voisines de 2 GHz est permise par deux méthodes: la ligne d'injection et le banc triaxial à discontinuité, toutes deux décrites dans les références [26] et [25]. La gamme de fréquences commune à la technique de la chambre réverbérante et à ces bancs d'impédance de transfert sera donc 500 MHz - 2 GHz.

Le principe consiste alors à trouver un vecteur de test dont le comportement électromagnétique peut être prévisible. Un coaxial semi-rigide comportant une ouverture sur le blindage peut suffire. Il a été montré que l'impédance de transfert d'un tel dispositif suit le modèle (II-7). On peut donc espérer que cette loi de variation ne changera pas pour les fréquences supérieures à 2 GHz. Cette hypothèse nous permet donc de rechercher un rapport liant impédance de transfert et efficacité de blindage.

Le schéma interne du dispositif sous test peut être représenté comme suit:



*Figure II-11*  
*Schéma équivalent du dispositif sous test*

Nous supposons que l'objet sous test est adapté sur ses deux extrémités et que la fuite électromagnétique produite sur l'objet est ponctuelle. De plus, nous admettons que le couplage y est uniquement résistif ou magnétique, le raisonnement ne tenant pas compte de l'admittance de transfert.

$Z_{c_1}$  représente l'impédance caractéristique de l'objet sous test, soit  $Z_{c_1} = 50 \Omega$   
 $Z_{c_2}$  représente l'impédance d'entrée du récepteur (analyseur de spectre), soit  $Z_{c_2} = 50 \Omega$ . On pose alors  $Z_c = Z_{c_1} = Z_{c_2} = 50 \Omega$

La source de tension équivalente  $E$  est liée à l'impédance de transfert  $Z_T$  par la relation:

$$E = I_{p_0} Z_T \quad (II-8)$$

où  $I_{p_0}$  représente l'amplitude du courant  $I_p$  circulant sur la face extérieure de l'éprouvette dans le voisinage immédiat de l'ouverture.

$E$  dépend donc du courant  $I_p$ . La mesure de la puissance de référence  $P_{réf}$  peut nous aider à trouver la relation qui existe entre ce courant  $I_{p_0}$  et cette puissance donnée par:

$$P_{réf} = \frac{1}{2} Z_{ext} I_{p_0}^2 \quad (II-9)$$

où  $Z_{ext}$  est une impédance qui, pour l'instant, est inconnue.

$Z_{ext}$  sera évaluée par comparaison avec la mesure de l'impédance de transfert du vecteur à ouverture. Cette mesure nous permet d'obtenir  $Z_T$ .

La mesure de la puissance reçue sur l'objet sous test  $P_{dst}$  en chambre réverbérante nous donne:

$$P_{dst} = \frac{1}{4} \frac{E^2}{Z_c} \quad (II-10)$$

A partir de la relation (II-8), l'expression (II-10) devient:

$$P_{dst} = \frac{1}{4} \frac{Z_T^2 I_{p_0}^2}{Z_c} \quad (II-11)$$

où  $I_{p_0}$  est le courant qui est induit sur la face extérieure de l'éprouvette.

En combinant (II-9) et (II-11), on trouve:

$$Z_{ext} = \frac{Z_T^2 P_{réf}}{2Z_c P_{dst}} \quad (II-12)$$

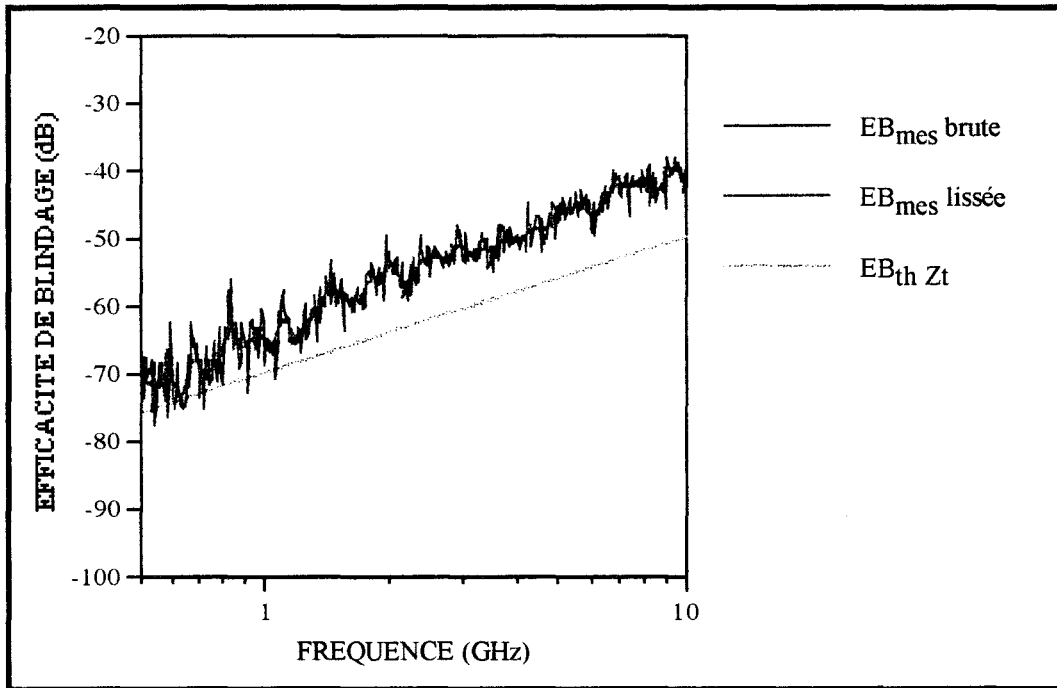
L'expérience montre que, sur la gamme de fréquences 500 MHz - 2 GHz,  $Z_{ext}$  est voisine de 377  $\Omega$  et est pratiquement indépendante de la fréquence. Cette liaison entre la puissance reçue sur un tel vecteur et la puissance apportée à l'extérieur du dispositif a également fait l'objet de développements théoriques par HILL et al. [27] qui montrent que caractéristique d'impédance de transfert et caractéristique d'efficacité de blindage sont bien liées par un tel rapport.

Finalemment, à partir des relations (II-2) et (II-12), on en déduit la formule de conversion de l'impédance de transfert en efficacité de blindage:

$$EB(dB) = 20 \text{Log}_{10} \frac{|Z_T|}{\sqrt{2Z_c Z_{ext}}} \quad (II-13)$$

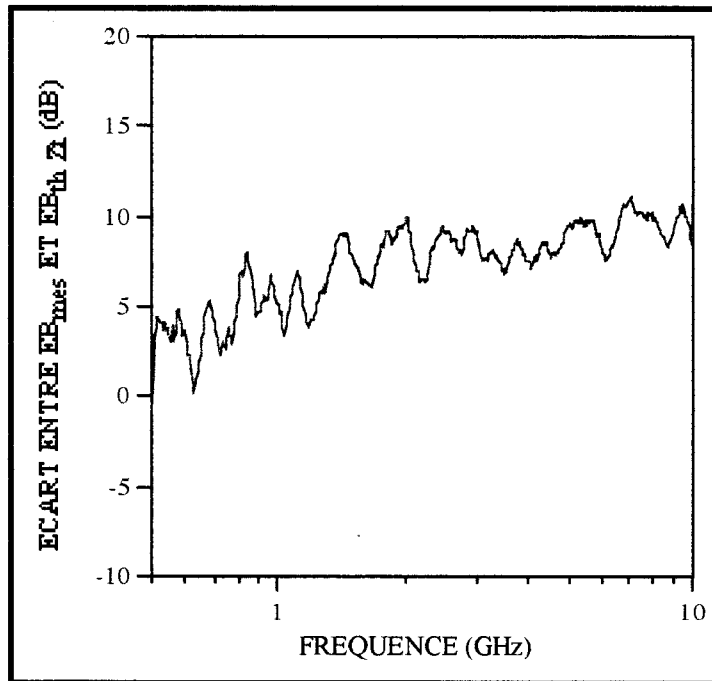
C'est donc au moyen de la relation (II-13) que nous allons convertir l'impédance de transfert en efficacité de blindage et extrapoler la caractéristique d'efficacité de blindage jusqu'à 10 GHz. Comme le prévoit le modèle d'impédance de transfert (II-7), cette caractéristique suit une loi linéaire que nous allons comparer à la mesure d'efficacité faite en chambre réverbérante, comme l'indiquent les courbes de la *figure II-12*. Un lissage sur cinq points est superposé à la courbe brute d'efficacité de blindage.





*Figure II-12*  
*Comparaison de la caractéristique de l'efficacité de blindage mesurée*  
*avec celle déduite de l'extrapolation de la caractéristique*  
*d'impédance de transfert*

Sur la *figure II-13*, nous avons tracé l'évolution fréquentielle de l'écart présenté entre l'efficacité de blindage mesurée et celle déduite de la formule.



*Figure II-13*

*Evolution fréquentielle de l'écart présenté entre l'efficacité de blindage mesurée et l'efficacité de blindage déduite de la formule*

On constate que l'écart augmente progressivement avec la fréquence. La caractéristique mesurée s'éloigne donc d'une loi linéaire, ceci notamment au-dessus de 4 GHz. Nous reviendrons dans une prochaine partie sur l'interprétation de ce changement de comportement.

Un écart constant entre les deux évolutions aurait pu être justifié par le fait que dans la formule de conversion efficacité de blindage - impédance de transfert, l'intervention de l'admittance de transfert c'est-à-dire l'influence du couplage électrique n'est pas prise en compte, comme c'est le cas lors d'une mesure sur un banc à discontinuité de blindage. Or, lors de la détermination de l'efficacité de blindage en chambre réverbérante, au couplage magnétique correspondant à l'effet de la pénétration de la composante azimutale de champ magnétique à travers l'ouverture de l'éprouvette s'adjoint probablement un couplage électrique relatif à la pénétration de la composante de champ électrique normale au plan de l'ouverture. Il en résulte alors l'intervention conjuguée de l'impédance et de l'admittance de transfert qui se traduit sur l'efficacité de blindage mesurée en chambre réverbérante par un léger décalage avec celle déduite d'une mesure d'impédance de transfert pratiquée sur un banc à discontinuité.

## II.3 EXPERIMENTATION D'EPROUVETTES COAXIALES TRESSEES [28]

### II.3.1 CONSIDERATIONS THEORIQUES SUR LE COMPORTEMENT DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE

Nous nous intéressons ici au comportement de l'efficacité de blindage de câbles coaxiaux à blindage tressé aux fréquences supérieures au GHz. Notre prédiction sera basée sur un raisonnement issu des phénomènes de couplage mis en évidence en méthode d'injection.

Le modèle relativement répandu traduisant le comportement des tresses consiste à relier, aux fréquences supérieures au MHz, l'impédance de transfert à la fréquence par la loi (II-7).

La dimension  $L$  des échantillons que nous allons tester est de l'ordre du mètre. Pour les fréquences élevées telles que la longueur d'onde est bien plus faible que cette dimension, la tension  $V_c$  reçue à l'intérieur du câble coaxial est proportionnelle à l'impédance de transfert mais sera pondérée par une fonction  $F(\gamma)$  qui tient compte des déphasages introduits par la propagation à l'intérieur de l'éprouvette.

Si on suppose, d'une part que le courant induit sur la partie extérieure du blindage est invariant en module et en phase quelle que soit la position sur le blindage, et d'autre part que les fuites électromagnétiques sont uniformément réparties, cette fonction de correction peut s'écrire [25]:

$$F(\gamma) = \frac{1 - e^{-\gamma_c L}}{\gamma_c} \quad (II-14)$$

où  $\gamma_c$  correspond à l'exposant de propagation du mode TEM intérieur au câble qu'on peut écrire :

$$\gamma_c = \frac{j\omega}{v_c} \quad (II-15)$$

$v_c$  désigne la vitesse de propagation du mode TEM intérieur  
 $f$  étant la fréquence du courant perturbateur,  $\omega = 2 \pi f$

Il apparaît que les valeurs maximales de  $F(\gamma)$  sont inversement proportionnelles à la fréquence. L'impédance de transfert vérifiant le modèle (II-7), l'enveloppe des maxima de tension reçue en fonction de la fréquence sera donc indépendante de la fréquence. Ainsi, s'il y a prolongement des phénomènes de couplage trouvés en impédance de transfert, l'efficacité de blindage de ces éprouvettes coaxiales tressées mesurées en chambre réverbérante devrait donc être indépendante de la fréquence.

Inversement, à partir d'une mesure d'efficacité de blindage en chambre réverbérante, on devrait trouver, par l'intermédiaire d'une formule de conversion, une impédance de transfert vérifiant la loi (II-7) de 500 MHz à 10 GHz. L'expression de l'impédance de transfert en fonction de l'efficacité de blindage se déduit, pour les câbles coaxiaux tressés, à partir d'une correction de la formule (II-13) établie dans le cas d'une fuite ponctuelle. Il vient alors:

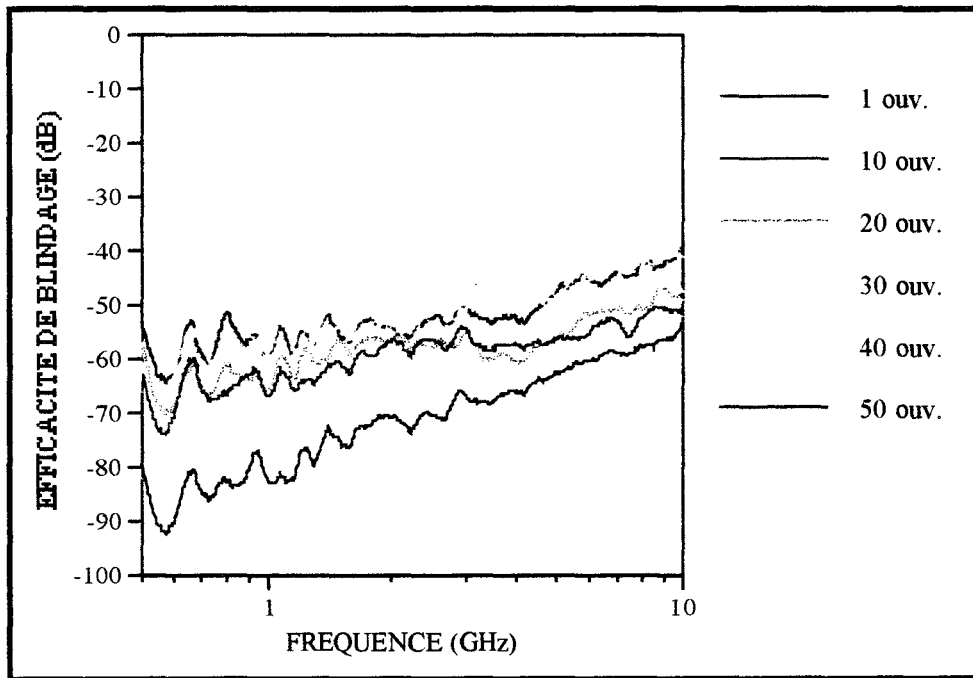
$$|Z_t| = \frac{1}{|F(\gamma)|} \sqrt{2Z_c Z_0} 10^{\frac{EB}{20}} \quad (II-16)$$

### II.3.2 APPROCHE EXPERIMENTALE

Afin de vérifier rigoureusement le comportement de l'efficacité de blindage prévu par la théorie, nous substituons une éprouvette coaxiale semi-rigide à multiples ouvertures uniformément réparties à un câble coaxial tressé.

Nous utilisons alors un vecteur d'une dimension de 1 m et de diamètre 3,58 mm terminé par deux connecteurs coaxiaux soudés de type SMA. Les fuites électromagnétiques sont provoquées par des ouvertures circulaires de 1,5 mm de diamètre équidistantes de 7,5 mm et pratiquées sur le blindage homogène du câble. L'éprouvette est installée suivant la configuration d'essai

de la *figure II-4*. L'expérience consiste, à partir d'une éprouvette à une ouverture, à augmenter progressivement le nombre d'ouvertures réparties uniformément jusqu'à la mise en évidence du comportement de l'efficacité de blindage d'un câble coaxial tressé. Sur la *figure II-14*, nous avons donc représenté l'évolution de l'efficacité de blindage de notre éprouvette pour un nombre croissant d'ouvertures sur le blindage homogène du câble.



*Figure II-14*

*Influence sur la caractéristique d'efficacité de blindage du nombre d'ouvertures sur le blindage homogène du câble*

Au-dessus de 4 GHz, on observe une remontée des caractéristiques d'efficacité de blindage dont la pente reste pratiquement la même quel que soit le nombre d'ouvertures considéré.

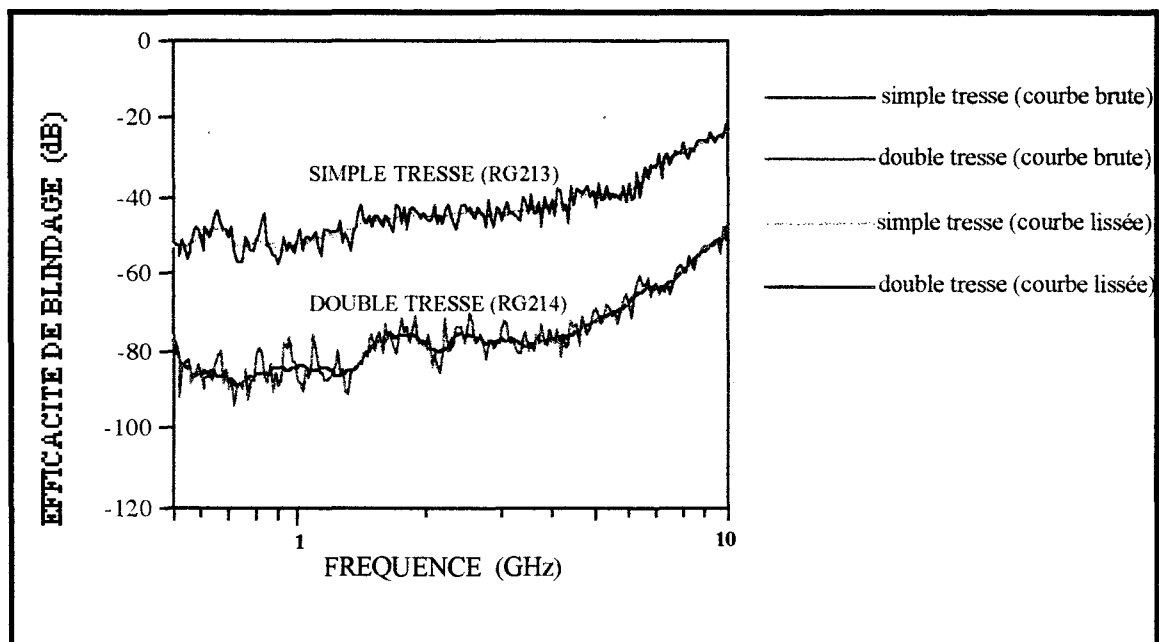
Nous avons montré dans un paragraphe précédent que la caractéristique d'efficacité de blindage d'un câble coaxial semi-rigide à une ouverture s'éloigne d'une loi linéaire théorique au-dessus d'environ 4 GHz. Il s'avère donc, à partir des relevés de la *figure II-14*, que l'augmentation du nombre d'ouvertures pratiquées sur le blindage homogène du câble ne modifie le comportement de l'efficacité de blindage que dans la bande spectrale 500 MHz - 4 GHz.

L'influence des déphasages introduits par la propagation à l'intérieur de l'éprouvette semble donc dépassée par un autre phénomène au-dessus de 4 GHz.

Une mesure pratiquée respectivement sur câble coaxial à simple et double tresse va confirmer le phénomène relevé au-delà de la fréquence de 4 GHz.

Le premier échantillon expérimenté porte la référence "RG213", c'est un câble coaxial à simple tresse. Le second comporte deux tresses en contact et est connu sous l'appellation "RG214".

Les deux éprouvettes présentent une longueur de 80 cm et sont terminées par deux connecteurs coaxiaux soudés de type N. Elles sont successivement notées ST et DT sur les caractéristiques de la *figure II-15*. Un lissage pratiqué sur cinq points est superposé aux courbes brutes.



*Figure II-15*

*Evolution fréquentielle de l'efficacité de blindage de câbles coaxiaux tressés*

Les courbes notées ST et DT présentent le même comportement en fonction de la fréquence avec cependant une efficacité de blindage supérieure d'environ 40 dB pour le câble coaxial double tresse.

De 500 MHz à 4 GHz, l'efficacité de blindage est pratiquement indépendante de la fréquence.

Au-dessus de 4 GHz, on observe une remontée d'une quinzaine de dB par octave. Cette pente s'avère proche du double de celle obtenue sur les caractéristiques de la *figure II-14*. Ceci semble dû à la présence de fuites localisées par la déformation des tresses notamment lors de leur pénétration dans les connecteurs.

Toutefois, l'allure générale des efficacités de blindage des câbles coaxiaux tressés rapportées sur la *figure II-15* est en bonne concordance avec celle obtenue sur l'éprouvette coaxiale semi-rigide à multiples ouvertures uniformément réparties. La remontée ne peut être attribuée aux connecteurs qui entraîneraient une fuite localisée dont l'effet ne se ferait sentir qu'à partir de 3 à 4 GHz. En effet, quel que soit le type de connecteurs (N-SMA) équipant les échantillons de câbles que nous avons testés, la remontée de la caractéristique d'efficacité de blindage est apparue à une même fréquence proche de 4 GHz et surtout sa pente est restée la même pour des éprouvettes munies de mêmes connecteurs, comme l'indique la *figure II-15*. Une fuite localisée due aux connecteurs aurait vu l'évolution de l'efficacité de blindage du câble coaxial à double tresse rejoindre celle du câble simple tresse.

Le changement observé dans l'évolution de l'efficacité de blindage ou de l'impédance de transfert au-dessus de 4 GHz par rapport au modèle théorique peut avoir plusieurs origines. Nous allons y consacrer la partie suivante de notre chapitre, d'autant plus que ce phénomène a également été observé lors de mesures faites par la Société Radiall qui dispose d'une installation de configuration voisine de la notre [7], [29].

## II.4 HYPOTHESES SUR L'EXPLICATION DU COMPORTEMENT DE L'EFFICACITE DE BLINDAGE AUX FREQUENCES VOISINES OU SUPERIEURES A 4 GHz

Dans cette partie, nous proposons les résultats d'investigations menées pour expliquer les divergences observées au-dessus de 4 GHz entre les caractéristiques d'efficacité de blindage déduite de l'impédance de transfert et son homologue mesurée en chambre réverbérante.

Une première approche a consisté à procéder à la mesure d'efficacité de blindage d'une éprouvette de test par rayonnement. Une comparaison avec le résultat obtenu par mesure d'illumination sera ensuite opérée.

Le vecteur retenu correspond au câble coaxial semi-rigide à 50 ouvertures testé au paragraphe II-3-2. La procédure d'essai repose sur deux relevés de puissance reçue sur l'antenne de référence relatifs aux configurations de mesure rapportées sur la *figure II-16*.



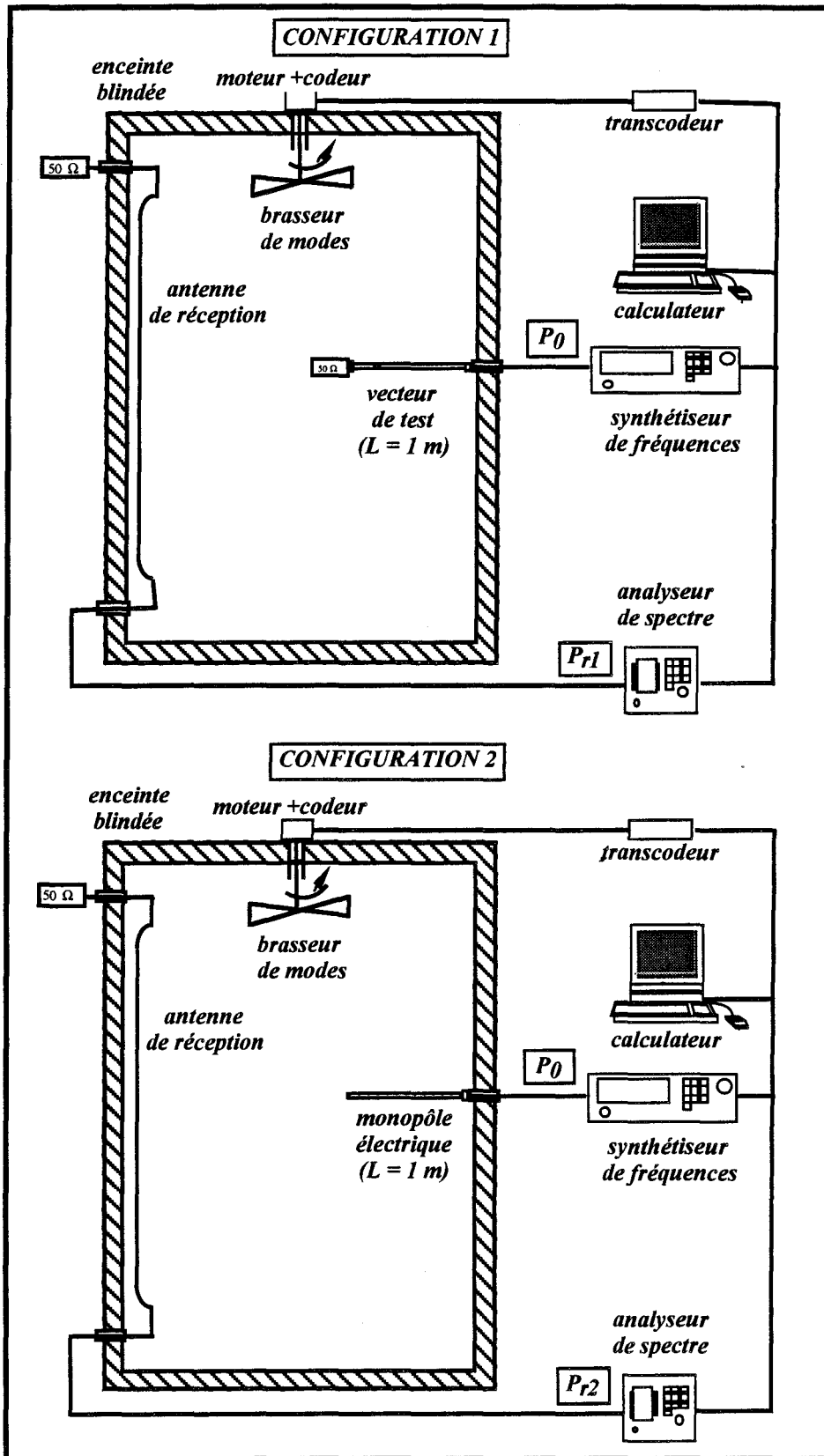


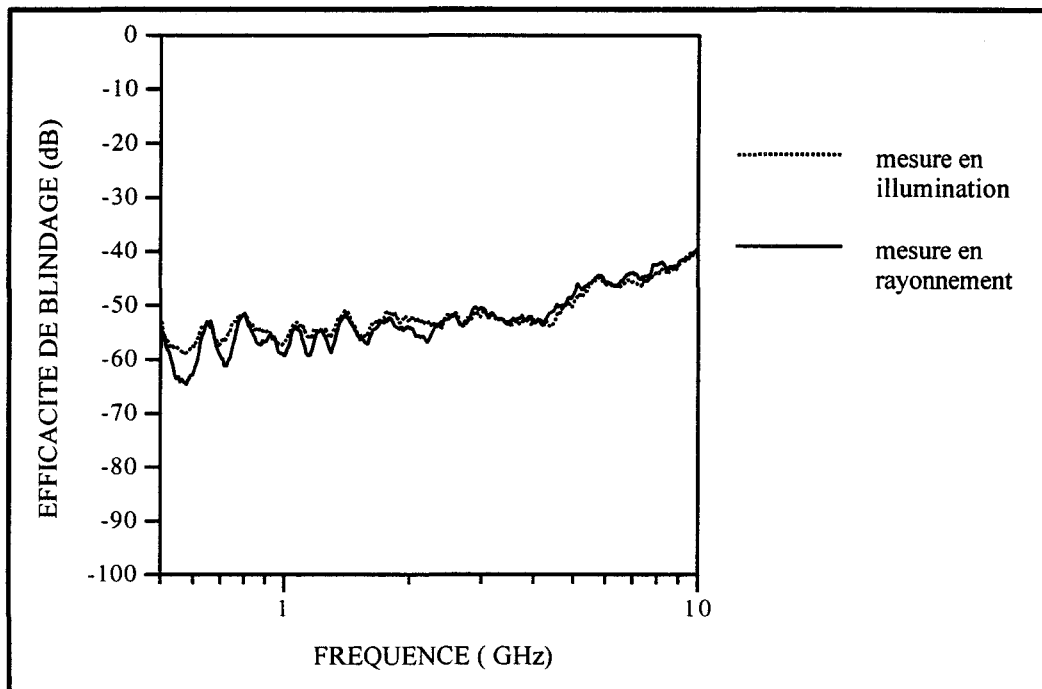
Figure II-16

Schéma synoptique de mesure de l'efficacité de blindage par rayonnement

Dans le cas de la configuration 1, un niveau constant de puissance  $P_0$  est injecté à l'intérieur de l'éprouvette de test. Celle-ci va alors rayonner et on relève la puissance reçue sur l'antenne de référence que nous notons  $P_{r1}$ . Dans la configuration 2, un monopôle électrique de longueur égale à celle du vecteur a remplacé le dispositif de test. Pour le même niveau de puissance  $P_0$ , on relève cette fois la puissance  $P_{r2}$ . Dans ces conditions, l'efficacité de blindage de l'éprouvette se met sous la forme:

$$EB_{ray}(dB) = 10 \text{Log}_{10} \frac{P_{r1}}{P_{r2}} \quad (II-17)$$

Les caractéristiques de la *figure II-17* montrent l'évolution de l'efficacité de blindage de l'échantillon sous test lorsque l'on a recours à une mesure en rayonnement et en illumination. Une exploration continue du spectre est réalisée entre 500 MHz et 10 GHz.



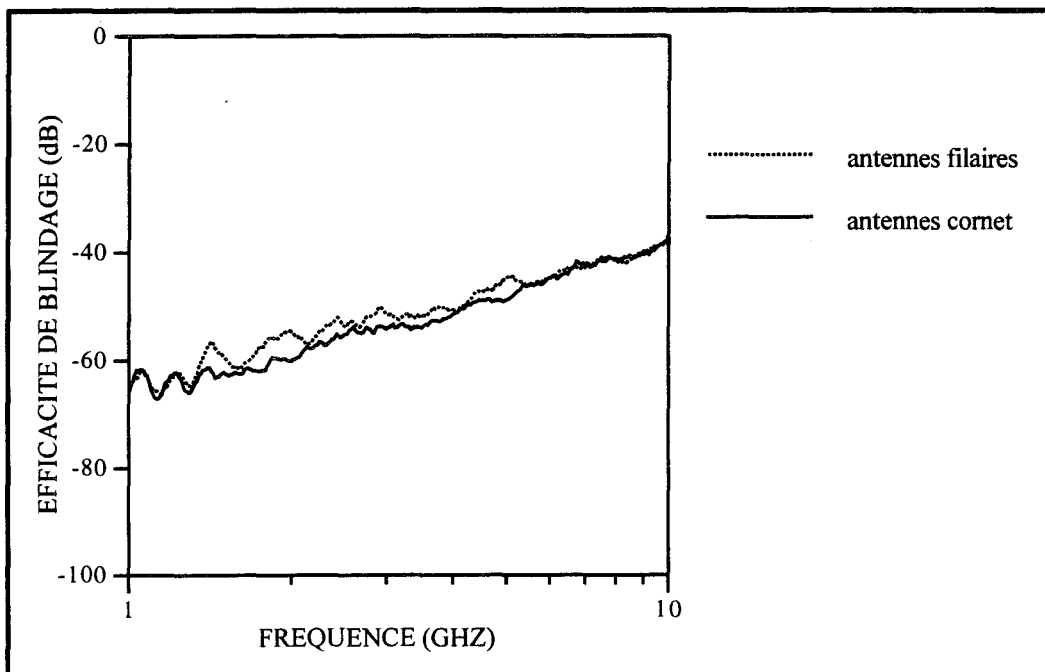
*Figure II-17*  
 Comparaison de l'évolution de l'efficacité de blindage obtenue  
 par mesure d'illumination et de rayonnement

Il ressort de ces évolutions que, quel que soit le principe de mesure utilisé,

l'efficacité de blindage n'est pratiquement pas modifiée. Notamment, le relèvement de la caractéristique aux fréquences supérieures à 4 GHz reste inchangé.

Nous avons ensuite vérifié que le type d'antennes utilisées à l'émission et à la réception ne modifiait en rien l'évolution de l'efficacité de blindage. Pour ce faire, nous avons choisi des antennes cornet couvrant la bande de fréquences 1 GHz - 18 GHz que nous avons placées dans deux angles opposés de la chambre et orientées de telle sorte qu'elles soient dirigées vers cet angle.

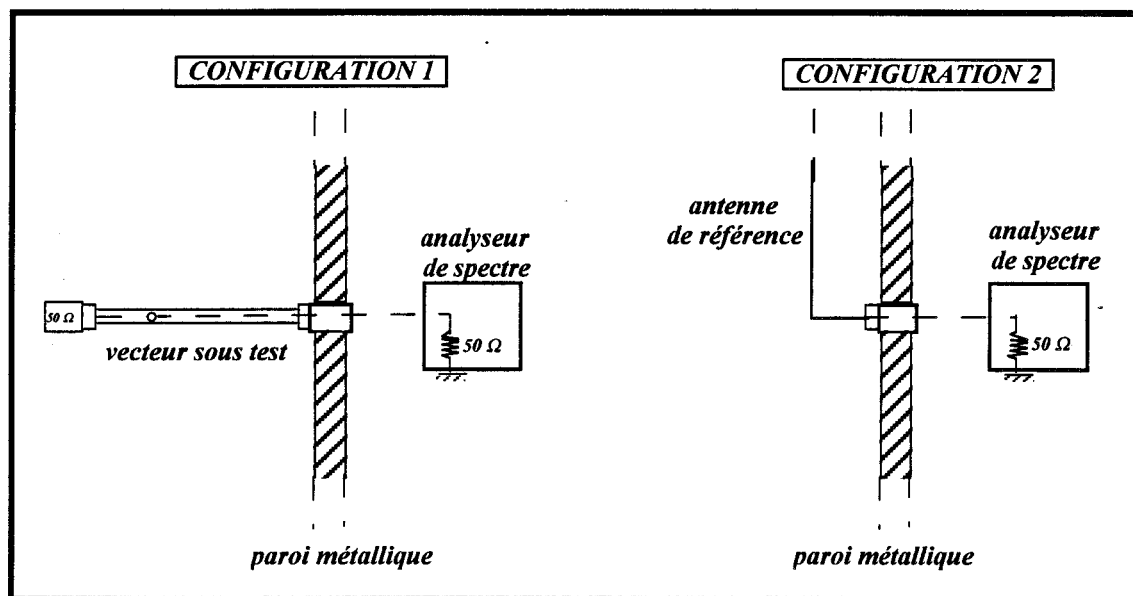
Pour 201 fréquences comprises entre 1 GHz et 10 GHz, nous déduisons l'efficacité de blindage d'un câble coaxial semi-rigide de 90 cm à une ouverture de 2 mm de diamètre à partir des relevés de puissance notées  $P_{dst}$  et  $P_{ref}$ . L'expérience est réalisée pour les deux types d'antennes. Les caractéristiques obtenues sont rapportées sur la *figure II-18*.



*Figure II-18*  
*Influence du type d'antennes d'émission et de réception*  
*sur l'évolution fréquentielle de l'efficacité de blindage*

On constate que l'évaluation de l'efficacité de blindage n'est que très peu influencée par le type d'antennes d'émission et de réception utilisées et ne

peut donc expliquer le phénomène observé au-dessus d'environ 4 GHz. Toutefois, il semble important de s'intéresser attentivement à la puissance reçue sur la face extérieure du vecteur. En effet, la puissance électromagnétique qui pénètre à travers l'ouverture pratiquée sur le vecteur de test dépend étroitement de la puissance captée sur la face extérieure de l'éprouvette. On peut alors se demander si la puissance mesurée sur l'antenne de référence représente fidèlement la puissance reçue sur la face extérieure du vecteur de test. Il semble que l'on puisse répondre par l'affirmative à cette question suite aux essais menés sur des monopôles électriques dont nous avons modifié la dimension et la position par rapport aux parois de la chambre. Cependant, les conditions d'installation de l'éprouvette sous test ne sont pas strictement les mêmes que celles de l'antenne de référence. Celles-ci sont rappelées sur les schémas de la *figure II-19*.



*Figure II-19*  
*Influence des conditions d'installation de l'éprouvette de test*  
*et de l'antenne de référence*

Dans le cas de la configuration 1 qui correspond à l'installation de l'objet lors du relevé de la puissance  $P_{dst}$  induite à l'intérieur du dispositif, le blindage est relié à la paroi de la chambre. Il n'en est rien lors d'un relevé de puissance reçue sur l'antenne de référence, comme indiqué par la configuration 2 de la *figure II-19*. Ainsi, le courant circulant sur la face extérieure de l'éprouvette ne devrait pas présenter les mêmes conditions aux limites en

fonction de la configuration d'essai considérée. La puissance captée sur la face extérieure, relative à ce courant devrait donc être différente. Cependant, ce courant n'étant pas directement mesurable lors d'un essai en chambre réverbérante, pour accéder à la puissance reçue à l'intérieur de l'objet, nous avons eu jusqu'à présent recours à la mesure de la puissance  $P_{ref}$  reçue sur l'antenne de référence. L'efficacité de blindage est alors classiquement déduite à partir de la relation (II-2).

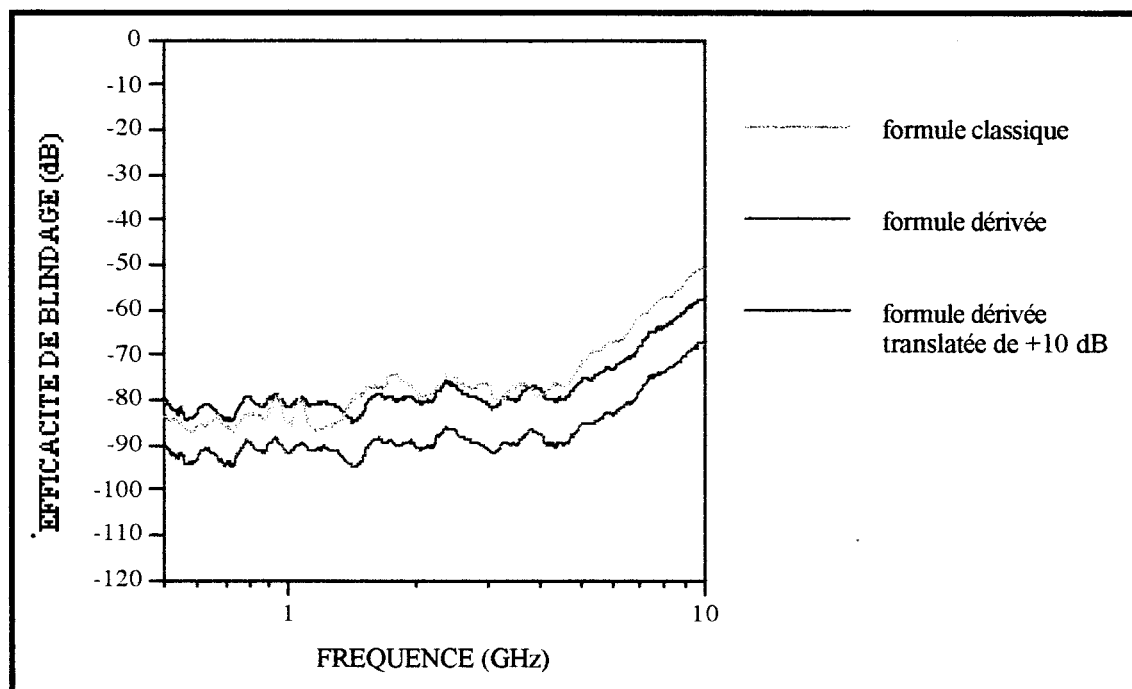
Une solution alternative est de faire usage d'une référence autre que l'antenne de réception. Nous choisissons alors une éprouvette étalon présentant des fuites électromagnétiques moins importantes que celles du vecteur testé. Retenons, par exemple, un câble coaxial semi-rigide à une ouverture circulaire. L'efficacité de blindage du vecteur sous test, notée  $EB_{dérivée}$  vérifie alors la relation suivante:

$$EB_{dérivée} (dB) = 10 \text{Log}_{10} \left( \frac{P_{dst}}{P_{dst\text{étalon}}} \right) + EB_{\text{étalon}} \quad (II-18)$$

où  $P_{dst}$  et  $P_{dst\text{étalon}}$  représentent respectivement les puissances induites à l'intérieur du vecteur de test et de l'éprouvette étalon

$EB_{\text{étalon}}$  caractérise l'efficacité de blindage du câble coaxial semi-rigide à une ouverture déduite de l'extrapolation d'une mesure d'impédance de transfert, c'est-à-dire obtenue à partir de la formule de conversion (II-13).

Le vecteur de test retenu est le câble coaxial double tresse ("RG214") décrit dans une partie antérieure. L'éprouvette étalon est constituée d'un câble coaxial semi-rigide d'une longueur de 30 cm et de diamètre 12 mm. Une ouverture de 5 mm de diamètre est percée sur le blindage. La mesure des efficacités de blindage  $EB_{dérivée}$  correspondantes est alors effectuée pour 401 fréquences entre 500 MHz et 10 GHz et reportée sur la figure II-20.



*Figure II-20*

*Comparaison des évolutions fréquentielles d'efficacités de blindage déduites de la formule classique et de la formule dérivée*

Sur cette figure, nous avons reporté trois caractéristiques d'efficacité de blindage. Un lissage sur cinq points a été effectué sur les courbes brutes d'origine. La courbe bleue correspond au résultat d'efficacité de blindage obtenu de façon classique à partir de la *relation (II-2)*. La courbe verte représente l'efficacité de blindage relative à la formule dérivée (II-18).

Il apparaît un décalage d'une dizaine de dB en fonction de la méthode utilisée pour la détermination de l'efficacité de blindage. Ceci est dû au fait que dans la formule dérivée intervient l'efficacité  $EB_{\text{étalon}}$  déduite de la formule de conversion. Or, nous avons signalé précédemment qu'un écart apparaît entre les valeurs mesurée et calculée. Ce décalage de niveau se retrouve dans le résultat final. Nous translatoons alors la caractéristique d'efficacité de blindage dérivée afin de confronter rigoureusement les allures obtenues suivant la méthode utilisée. Il s'agit de la courbe rouge.

On constate qu'entre 500 MHz et 4 GHz, les courbes bleue et rouge suivent des évolutions tout à fait comparables. Par contre, bien qu'il apparaisse un relèvement de la caractéristique d'efficacité de blindage, celui-ci est moins prononcé lors de l'utilisation de la formule dérivée. La méthode qui consiste à

faire abstraction de la mesure de la puissance reçue sur l'antenne de référence n'explique donc pas totalement la divergence observée entre l'efficacité de blindage mesurée et celle déduite de l'extrapolation d'une mesure d'impédance de transfert.

D'autres facteurs peuvent également intervenir, en particulier l'influence des éléments contenus dans la formule de conversion efficacité de blindage-impédance de transfert dans laquelle figurent des paramètres qui permettent de traduire la puissance reçue sur l'antenne de référence au courant circulant en surface du vecteur. Cette conversion fait notamment appel à une impédance  $Z_0$  de  $377 \Omega$ .

Comme nous l'avons relevé précédemment, la valeur de  $120 \Pi$  attribuée à l'impédance  $Z_0$  est supposée indépendante de la fréquence comme le suggère la formule de conversion. Une évaluation expérimentale de ce paramètre, notamment aux fréquences supérieures au GHz, par le biais de mesures de champs électrique et magnétique, serait donc intéressante. Cependant, la difficulté de ces investigations réside tout particulièrement dans la détermination du champ magnétique au-delà de 1 GHz. A ces fréquences, la réalisation d'une boucle ainsi que son calibrage semblent relativement délicats.

Un autre facteur concerne le modèle d'impédance de transfert où il est admis que celle-ci est proportionnelle à la fréquence. Cette hypothèse est établie selon la loi d'induction basse fréquence qui semble bien vérifiée jusqu'à quelques GHz. Cette loi devient peut-être sensiblement erronée lorsque l'on pénètre dans le domaine centimétrique. Une modification du banc à discontinuité de blindage permettant la mesure d'impédance de transfert jusqu'à 10 GHz serait une possibilité expérimentale pour répondre à cette question.

Des expériences mettant en évidence l'influence de la forme de l'ouverture (sectorale-axiale), du diamètre de l'ouverture et du câble testé, de l'épaisseur du blindage pourraient également apporter quelques renseignements intéressants.

D'autres phénomènes physiques peuvent aussi jouer, en particulier l'apparition de phénomènes de couplages spécifiques au domaine microonde. Nous pensons ici aux hypothèses avancées par BROYDE [30] et MOHAMUDALLY [31]. La composante de champ magnétique parallèle à

l'échantillon sous test pourrait provoquer sur l'ouverture des sources supplémentaires de couplage en générant des courants circulaires dont l'amplitude serait d'autant plus intense que la longueur d'onde s'approcherait des dimensions transversales de l'éprouvette.

Enfin, des mesures comparatives en chambre réverbérante et anéchoïde sur liaisons blindées pourraient aider à proposer quelques interprétations physiques sur le comportement de l'efficacité de blindage aux fréquences supérieures au GHz. Les premiers essais mis en oeuvre semblent encourageants [32].

## II.5 ETUDE DE LA REPRODUCTIBILITE DES MESURES

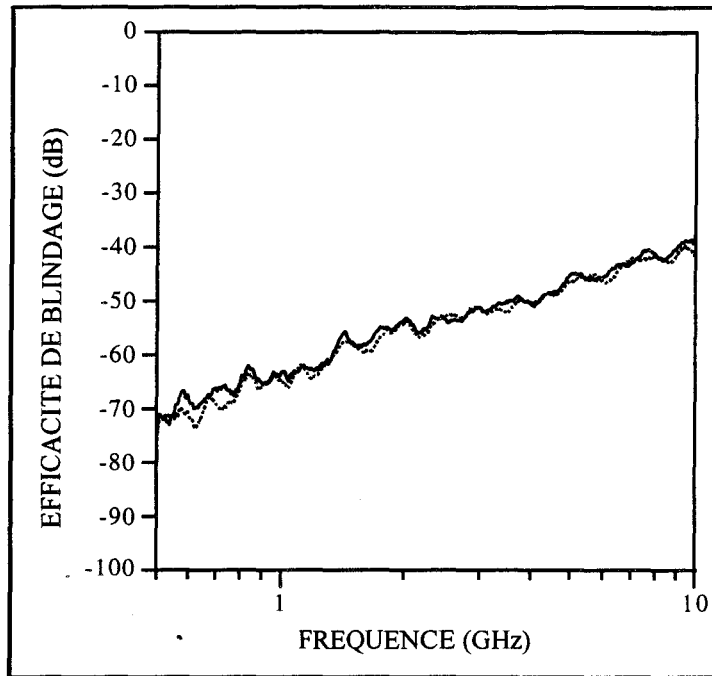
Comme nous l'avons déjà précisé à plusieurs reprises, l'un des avantages de la méthode de la chambre réverbérante à brassage de modes est que le rayonnement des objets placés dans une telle enceinte apparaît isotrope. On peut de cette façon évaluer l'efficacité de blindage avec une reproductibilité très satisfaite sur une gamme de fréquences allant de 500 MHz à plus d'une dizaine de GHz. C'est à cet aspect que nous allons nous intéresser dans ce dernier paragraphe du chapitre.

### II.5.1 REPETABILITE DES RESULTATS AU COURS DU TEMPS

La démarche consiste, à partir d'un même échantillon de test, à reproduire la mesure de son efficacité de blindage de 500 MHz à 10 GHz à quelques mois d'intervalle. Le vecteur sera mis dans les mêmes conditions d'expérimentation lors des deux essais.

D'après les résultats de la *figure II-21*, on constate une très bonne concordance des caractéristiques d'efficacité de blindage, soit une répétabilité tout à fait satisfaisante des résultats au cours du temps.





*Figure II-21*  
*Influence du facteur temps sur l'évolution fréquentielle*  
*de l'efficacité de blindage*

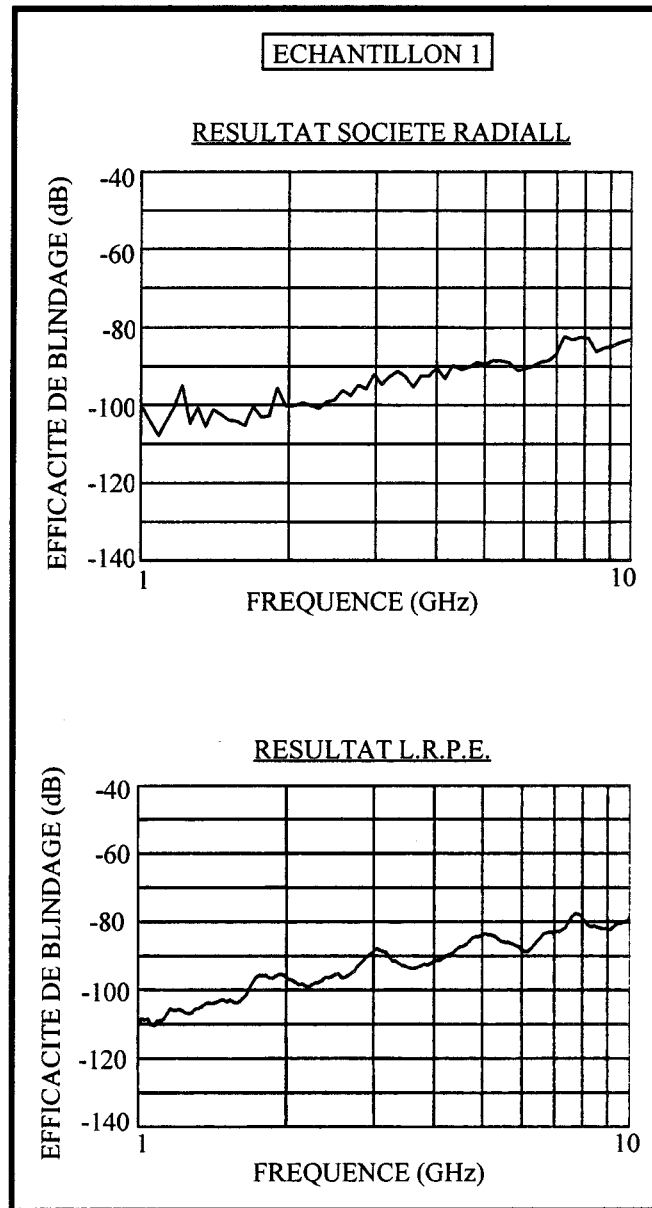
## II.5.2 CONFRONTATION DE RESULTATS AVEC LA SOCIETE RADIALL

L'échange de résultats avec le laboratoire de la Société Radiall qui dispose d'une installation va nous aider à valider la méthode de mesure de la chambre réverbérante.

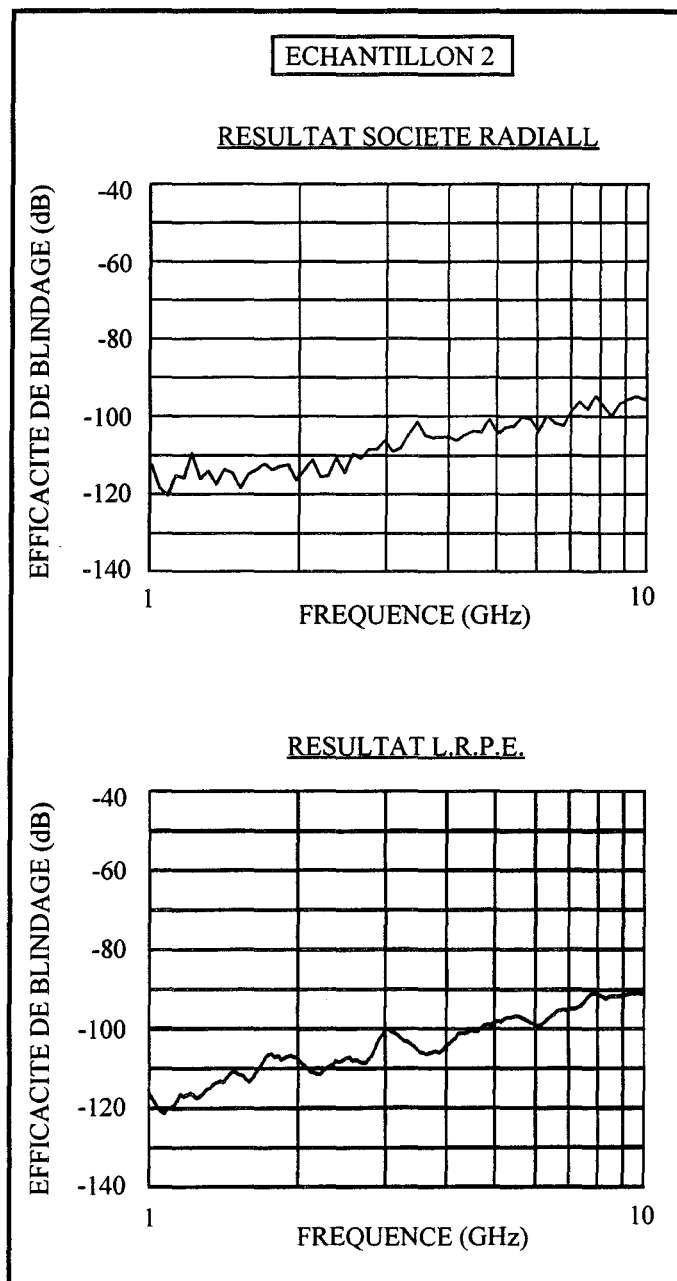
A partir de mêmes vecteurs blindés, nous avons mis en oeuvre des relevés d'efficacité de blindage sur la bande de fréquences 1 GHz - 10 GHz. Les éprouvettes retenues répondent aux caractéristiques suivantes:

- échantillon 1: câble coaxial semi-rigide de longueur 10 cm, de diamètre 2,2 mm avec une ouverture de diamètre 0,5 mm
- échantillon 2: câble coaxial semi-rigide de longueur 10 cm, de diamètre 3,58 mm avec une ouverture de diamètre 0,5 mm

Chacune des caractéristiques d'efficacité de blindage est reportée sur la figure II-22.



*Figure II-22(a)*



*Figure II-22(b)*  
*Confrontation de résultats d'efficacités de blindage obtenues*  
*pour deux installations différentes*

Ces mesures comparatives entre deux installations de caractéristiques différentes (volume de l'enceinte, antennes) montrent que les courbes d'efficacité de blindage obtenues sur les deux échantillons présentent des niveaux tout à fait comparables. Des fluctuations plus marquées apparaissent toutefois sur les caractéristiques obtenues au L.R.P.E. Ceci semble lié à l'échantillonnage en fréquence différent requis pour ces relevés. Cependant, cette confrontation permet de confirmer l'excellente reproductibilité des mesures menées en chambre réverbérante à brasseur de modes.

## CONCLUSION

Les résultats commentés dans ce chapitre concernent les mesures faites sur un vecteur de test coaxial à ouverture ou des coaxiaux à blindage tressé. L'évaluation de l'efficacité de blindage de ces composants passifs apporte des informations intéressantes sur leur comportement électromagnétique aux fréquences de la gamme microonde.

Les tests en chambre réverbérante à brasseur de modes indiquent qu'entre 500 MHz et 4 GHz, il est possible d'extrapoler les mesures d'impédance de transfert faites en dessous de 1 GHz. Nous avons d'ailleurs apporté une justification physique aux phénomènes mis en jeu. Au-dessus de 4 GHz, les caractéristiques semblent changer de loi avec la fréquence. Les investigations menées jusqu'à présent n'ont pas permis d'identifier les raisons de ce comportement. Nous avons alors proposé d'autres hypothèses sur ce phénomène. Des expériences complémentaires devraient prochainement être entreprises pour établir une corrélation avec ces hypothèses.

La méthode de la chambre réverbérante s'est révélée comme une technique de mesure très reproductible. De plus, sa grande simplicité d'utilisation et ses performances du point de vue de la sensibilité, de l'exécution des mesures et de la gamme de fréquences couverte lui confère des avantages considérables sur les méthodes classiques d'évaluation d'immunité de liaisons blindées. Cela s'avère constituer un atout important sur le plan industriel. Nous pensons alors qu'une extension du champ d'application de la méthode aux essais de susceptibilité électromagnétique d'équipements électroniques serait vivement appréciée. Nous allons, dans le chapitre suivant, en estimer la faisabilité.

---

## CHAPITRE III

### APPLICATION DE LA METHODE A DES ESSAIS DE SUSCEPTIBILITE ELECTROMAGNETIQUE D'EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES

---

---

## CHAPITRE III

### APPLICATION DE LA METHODE A DES ESSAIS DE SUSCEPTILITE ELECTROMAGNETIQUE D'EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES

---

INTRODUCTION.....	p.107
III.1 LA CHAMBRE REVERBERANTE :	
NOUVEAU MOYEN D'ESSAI ?.....	p.109
III.1.1 LES OBJECTIFS VISES PAR NOTRE ETUDE.....	p.109
III.1.2 CHOIX DE LA BANDE DE FREQUENCES.....	p.111
III.1.3 DESCRIPTION DU MODULE EXPERIMENTAL.....	p.111
III.2 ESSAI CLASSIQUE DE REFERENCE MENE	
EN CHAMBRE ANECHOIDE.....	p.116
III.2.1 DESCRIPTION DE L'EQUIPEMENT D'ESSAI.....	p.116
III.2.2 PROTOCOLE D'ESSAI.....	p.118
III.2.2.1 Calibrage du champ.....	p.118
III.2.2.2 Test de susceptibilité du module expérimental.....	p.121
III.3 ESSAI DE SUSCEPTILITE MENE	
EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.127
III.3.1 CONDITIONS DE L'ESSAI.....	p.128
III.3.1.1 Calibrage du champ.....	p.128
III.3.1.2 Test de susceptibilité du module expérimental.....	p.130

---

---

III.3.2 CARACTERISATION DU CHAMP ELECTRIQUE LORS DE L'ESSAI PRATIQUE EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.132
III.3.3 PROPRIETES STATISTIQUES DE L'ESSAI DE SUSCEPTIBILITE MENE EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.135
III.3.3.1 Estimation de la probabilité de mise en dysfonctionnement du module de test.....	p.135
III.3.3.2 Estimation de la probabilité de dépassement du champ requis .....	p.138
III.3.3.3 Détermination de la caractéristique de sensibilité du module de test.....	p.140
III.3.4 REGLES ET PRINCIPES POUR MENER UN ESSAI DE SUSCEPTIBILITE ELECTROMAGNETIQUE EN CHAMBRE REVERBERANTE.....	p.148
III.3.4.1 Comment définir la contrainte électromagnétique ?.....	p.148
III.3.4.2 Calibrage de la puissance d'émission .....	p.152
III.3.4.3 Incrément de fréquence.....	p.156
III.3.5 INFLUENCE DE LA DIRECTIVITE ELECTROMAGNETIQUE DU MODULE EXPERIMENTAL.....	p.158
III.4 PERSPECTIVES .....	p.167
CONCLUSION .....	p.169

---



## INTRODUCTION

La susceptibilité électromagnétique est l'inaptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner sans dégradation de qualité en présence d'une perturbation électromagnétique.

Pour caractériser la susceptibilité d'un équipement, une démarche est de considérer que l'équipement sous test est perturbé si la fonction qu'il réalise est modifiée ou si le résultat qu'il génère est erroné. Dans ce cas, l'étude est menée sur la totalité de l'équipement et il s'agit essentiellement de noter le dysfonctionnement du système.

Cet aspect de la susceptibilité est principalement adopté par les industriels en fin de conception, où seul le dysfonctionnement global du produit, dans les différents cas de figure de perturbation auxquels pourrait être soumis l'équipement, est primordial. Les essais correspondants sont alors réalisés sous certaines conditions normalisées qui font appel à des moyens de perturbation spécifiques.

Toutefois, l'exploration de nouvelles méthodes de tests électromagnétiques plus performantes semble souhaitable notamment pour certifier des équipements aux fréquences voisines ou supérieures au GHz. Ainsi, la méthode de mesure utilisant la chambre réverbérante à brasseur de modes apparaît un outil tout à fait adapté à ce type de besoin. Ce dernier chapitre consiste précisément à estimer la faisabilité d'application de cette technique aux essais de susceptibilité électromagnétique.

Dans une première partie, nous justifions le choix de la gamme de fréquences explorée et décrivons le module expérimental mis en oeuvre pour répondre aux objectifs visés par notre étude.

La seconde partie présente la procédure utilisée pour caractériser la susceptibilité électromagnétique du module de test lorsqu'il est soumis au champ d'une antenne installée dans une chambre anéchoïde.

La troisième partie est dédiée à l'essai du module en chambre réverbérante à brassage de modes.

Une méthodologie d'essai basée sur l'usage de données statistiques est proposée et montre que la mise à profit des propriétés électromagnétiques de la chambre réverbérante va offrir des informations supplémentaires par rapport à

un essai classique de susceptibilité, notamment sur la sensibilité de l'objet sous test.

Une étude de l'influence de la directivité électromagnétique de l'objet expérimenté est également apportée.

Enfin, dans une dernière partie, nous proposons quelques applications futures de ces travaux et une possible action vers des procédures de mesure normatives.

## III.1 LA CHAMBRE REVERBERANTE: NOUVEAU MOYEN D'ESSAI ?

### III.1.1 LES OBJECTIFS VISES PAR NOTRE ETUDE

L'électronique est aujourd'hui omniprésente dans le monde des transports terrestres. Elle contrôle la sécurité, la gestion et aussi le confort de nos moyens de transport modernes. Cependant, les dispositifs électroniques simples ou sophistiqués sont vulnérables aux agressions provenant de l'environnement électromagnétique.

Cette nouvelle forme de pollution revêt de nombreux aspects dont les plus visibles sont certainement les sources mobiles de rayonnement. L'installation de sources d'émission UHF et microonde à bord de véhicules routiers (radiotéléphone GSM 900 MHz - télétransmission d'information à 10 GHz, 20 GHz, 60 GHz - cinémomètre à effet Doppler 10 GHz, 20 GHz) ne fera qu'accroître les risques d'interférences avec les équipements électroniques de bord. De plus, la particularité d'un système électronique embarqué est, du fait de la mobilité du véhicule dans lequel il est implanté, qu'il pénètre dans des environnements électromagnétiques changeants, ce qui rend sa protection électromagnétique d'autant plus difficile. Ces équipements seront statistiquement plus exposés que des installations fixes.

Face à cette inéluctable cohabitation entre pollueurs et équipements électroniques, il faut donc s'efforcer de rendre ces dispositifs moins sensibles aux perturbations et surtout de les qualifier de façon sûre. C'est à ce second aspect que nous nous sommes plus particulièrement intéressés lors de notre thèse.

En effet, les directives européennes qui apparaîtront en 1996 obligeront les produits circulant sur le marché européen à répondre aux critères de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM). Il sera, par conséquent, demandé des essais intensifs. La certification de ces équipements face au risque CEM va alors demander des moyens d'essai souples et rapides. La méthode actuellement largement utilisée pour faire ce genre d'essai consiste à illuminer l'objet installé en chambre anéchoïde blindée. Si cette méthode reproduit assez bien une agression électromagnétique, elle s'avère fastidieuse à mettre en oeuvre lorsqu'on souhaite explorer toutes les incidences électromagnétiques possibles. L'usage d'une chambre réverbérante à brasseur de modes peut alors

offrir une alternative possible.

Après avoir rappelé le principe physique de cette méthode de mesure à partir notamment d'expériences réalisées sur des vecteurs de test simples (monopôle électrique - éprouvette coaxiale à ouvertures), nous nous intéressons maintenant à la faisabilité d'application de cette méthode de mesure aux essais de susceptibilité électromagnétique.

Par rapport aux essais classiques de susceptibilité électromagnétique pratiqués en chambre anéchoïde blindée, cette technique de mesure présente donc quelques avantages. Par exemple, on peut créer des champs électromagnétiques de grande amplitude avec un faible investissement en puissance. D'autre part, le rayonnement des objets installés en chambre réverbérante apparaît isotrope. Cette propriété permettra donc aux équipements de voir une illumination électromagnétique qui sera en moyenne uniformément répartie sur toute la surface de l'équipement.

La transposition de cette méthode de mesure aux tests d'équipements pose cependant quelques particularités.

Notamment, les fluctuations de champ produites par les ondes stationnaires qui prennent naturellement naissance dans la chambre risquent de soumettre l'équipement à des surcharges électromagnétiques. La question est donc de savoir si on peut contrôler ce champ au moyen du brassage de modes.

De plus, il est évident que l'amplitude des champs générés dans la chambre réverbérante dépendra du volume de l'équipement à expérimenter. S'il s'agit de petits objets comme des câbles, des connecteurs, nous savons qu'ils ont peu d'incidence sur l'amplitude des champs. Par contre, nous ignorons si des volumes métalliques bien plus importants modifient profondément le champ électromagnétique.

Nous proposons donc d'élaborer un dispositif expérimental et de mettre en oeuvre quelques expériences qui nous permettent de répondre à ces questions.

Le module de test retenu sera de conception volontairement simpliste afin de confronter plus facilement les essais menés en chambre anéchoïde et en chambre réverbérante. Cette facilité nous permettra également de justifier une méthodologie d'essai basée sur l'usage de données statistiques. Une évolution de la technique de la chambre réverbérante aux tests d'équipements électroniques serait alors apportée à l'issue de notre travail de recherche.

### III.1.2 CHOIX DE LA BANDE DE FREQUENCES COUVERTE PAR L'ETUDE

La bande de fréquences couverte par l'étude est relativement réduite puisqu'elle va de 500 MHz à 1 GHz.

Ce choix est justifié par le fait que cette bande correspond à la localisation de nombreuses sources radio fréquences mobiles comme les radiotéléphones fonctionnant près de 500 MHz ou de 900 MHz. Il est donc important de pouvoir évaluer le comportement d'équipements électroniques à ce genre d'ambiance électromagnétique, ceci au moyen de méthodes de mesure faciles à mettre en oeuvre et reproductibles. Ce choix a également été guidé par le fait que nous disposons au-dessus de 1 GHz de source de trop faible puissance ne permettant pas de générer le champ susceptible d'engendrer le dysfonctionnement de notre système.

Bien entendu, les méthodes proposées peuvent tout à fait s'appliquer aux fréquences allant bien au-dessus du GHz.

### III.1.3 DESCRIPTION DU MODULE EXPERIMENTAL

Nous abordons dans ce troisième chapitre un problème très important qui est la transposition de la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes aux essais de susceptibilité d'équipements électroniques.

Pour ce faire, nous avons choisi de développer un dispositif de conception volontairement simpliste. Ce choix permettra notamment de confronter plus facilement les essais menés en chambre anéchoïde et en chambre réverbérante. De plus, comme nous allons le voir, il facilite l'interprétation physique des phénomènes qui engendrent le dysfonctionnement.

Pour cette raison, le module de test développé ne comprend qu'un composant logique intégré connecté à un monopôle électrique.

Il s'agit d'une porte logique de type inverseur de technologie CMOS de référence 74HC04 sur laquelle nous allons amener sur le port d'entrée, le signal perturbateur induit par l'ambiance électromagnétique produite par les moyens d'essai. Les circuits CMOS étant très sensibles aux décharges électrostatiques, les portes du circuit qui ne sont pas utilisées ont leurs entrées reliées à la masse.

Nous savons qu'un circuit logique perturbé par des signaux dont la période est bien plus petite que le temps de propagation peut entrer dans un état de dysfonctionnement permanent qui se manifeste durant toute l'application de cette contrainte.

Comme l'ont montré certains auteurs et notamment les travaux de LARSON et ROE [33], les non linéarités engendrent un redressement du perturbateur dont l'amplitude moyenne résiduelle, si elle est suffisante, peut produire un changement d'état logique à la sortie du circuit. Bien sûr si l'amplitude du perturbateur diminue, l'état logique de sortie retrouve son état initial.

On comprend alors qu'un tel dispositif peut aider grandement à la validation de méthodes d'essai puisque le dysfonctionnement est très facile à identifier.

Nous avons donc appliqué ce principe pour élaborer le module de test. La perturbation est amenée à l'entrée du circuit au moyen d'un monopôle électrique d'une dimension de 10 cm, comme cela est montré sur la figure III-1 [34].

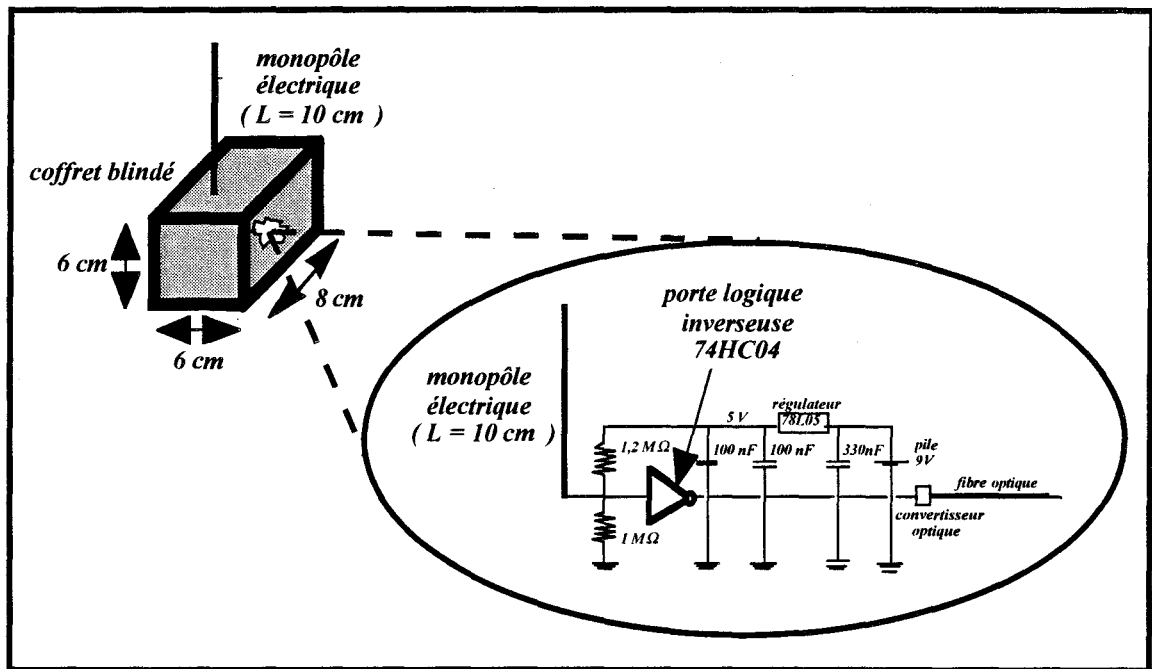


Figure III-1  
Description du module expérimental

Le circuit est protégé par une petite boîte blindée correspondant à un parallélépipède de dimensions  $8 \times 6 \times 6$  cm. Il est alimenté par l'intermédiaire d'un régulateur délivrant 5 V.

L'alimentation du circuit est autonome, elle est faite par une batterie installée à l'intérieur de la boîte et découplée par une capacité de 100 nF placée au plus près de la broche  $+V_{cc}$  du circuit et sa masse. L'entrée de la porte est prépolarisée à une tension proche du seuil de commutation de l'inverseur, ce qui favorisera, à chaque fréquence de test considérée, la mise en défaut de l'état logique de la sortie initialement à "1", soit 5 V ou "état non perturbé". La validité de notre étude comparative entre les mesures en chambre anéchoïde et chambre réverbérante sera alors renforcée par un nombre suffisamment conséquent de défauts à notre disposition. Dans ces conditions, un dysfonctionnement se traduira par l'état logique bas en sortie, soit 0 V ou "état perturbé".

La tension logique de sortie est transférée à l'extérieur de la boîte par un dispositif à fibre optique. Cette solution permet de s'affranchir de toute induction parasite qui pourrait perturber le circuit via la sortie.

La solution retenue fait que l'on peut considérer que le comportement électromagnétique du module de test obéira à une symétrie de révolution autour de l'axe du monopôle.

Par conséquent, la sensibilité du dispositif expérimental dépendra au moins de trois facteurs intrinsèques à ce système: la dimension du monopôle, la boîte blindée qui influence la diffraction du champ ambiant ainsi que la sensibilité intrinsèque au circuit.

Cette dernière est notamment liée à la famille technologique du composant utilisé, à la présence ou non d'un pont de prépolarisation de l'entrée de la porte, ce qui permet d'intervenir sur le seuil logique.

Outre les facteurs propres au module que nous venons de définir, la sensibilité du dispositif expérimental sera également fonction de paramètres extérieurs tels que l'amplitude du champ ambiant, sa polarisation, son incidence et bien sûr sa fréquence.

Ainsi, tenant compte de ces différentes grandeurs, la tension  $V_c$  présente à l'entrée du composant logique peut être décrite, de façon générale, par la relation suivante:

$$V_c = |\alpha_x E_x + \alpha_y E_y + \alpha_z E_z| \quad (III-1)$$

où  $\alpha_x$ ,  $\alpha_y$ ,  $\alpha_z$  sont des scalaires qui caractérisent la sensibilité du dispositif expérimental à chacune des composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ . Le

repère  $O, x, y, z$  est défini par l'axe  $Oz$  colinéaire à l'axe du monopôle électrique et les deux axes  $Oy$  et  $Oz$  orthogonaux contenus dans le plan perpendiculaire au monopôle.

Toutefois, de part sa configuration, le module de test ne devrait être principalement sensible qu'à la composante de champ incident  $E_z$  colinéaire à l'axe du monopôle électrique.

Nous pouvons alors accéder à la détermination de la tension  $V_{ant}$  ramenée par le monopôle à l'entrée du circuit.

En effet, l'antenne filaire de 10 cm peut être représentée par un générateur de THEVENIN de force électromotrice  $V_{ant}$  induite par le champ ambiant  $E_z$  et d'impédance interne égale à l'impédance d'entrée  $Z_{eant}$  de l'antenne.

La tension  $V_{ant}$  peut donc se déduire du schéma équivalent de la figure III-2:

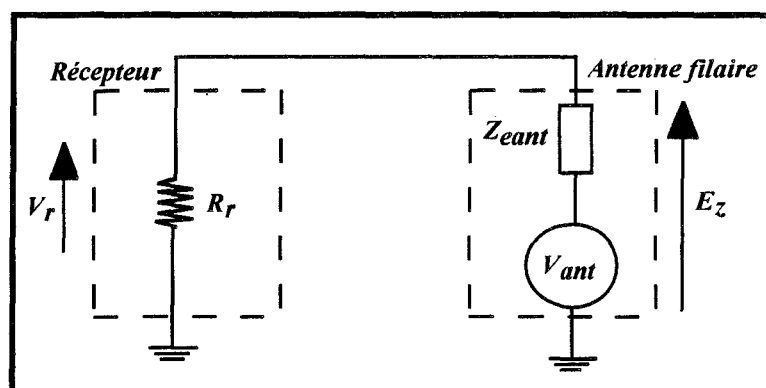


Figure III-2

Schéma équivalent du monopôle électrique

où  $R_r$  représente l'impédance d'entrée du récepteur (analyseur de spectre), en l'occurrence  $50 \Omega$ , aux bornes duquel il existe une tension  $V_r$  accessible par la mesure.

La démarche expérimentale consiste à réaliser un second module pour lequel le monopôle électrique est cette fois connecté au conducteur central d'un coaxial semi-rigide. La sortie est connectée à un autre coaxial qui communique avec l'extérieur de la chambre (figure III-3). Ainsi, la mesure de la tension  $V_r$  va tenir compte de l'influence de la boîte blindée sur le niveau de puissance captée par l'élément filaire.



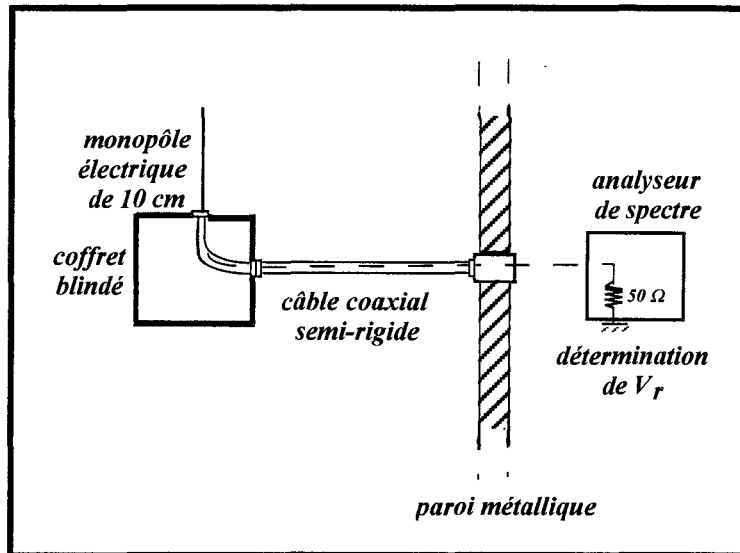


Figure III-3  
Dispositif d'essai permettant la mesure de la tension  $V_r$

La tension  $V_{ant}$  s'exprime alors:

$$V_{ant} = V_r \frac{R_r + Z_{e_{ant}}}{R_r} \quad (III-2)$$

L'accession à une expression de la tension d'entrée  $V_e$  du circuit est alors obtenue à partir de la relation (III-2) et du schéma équivalent suivant:

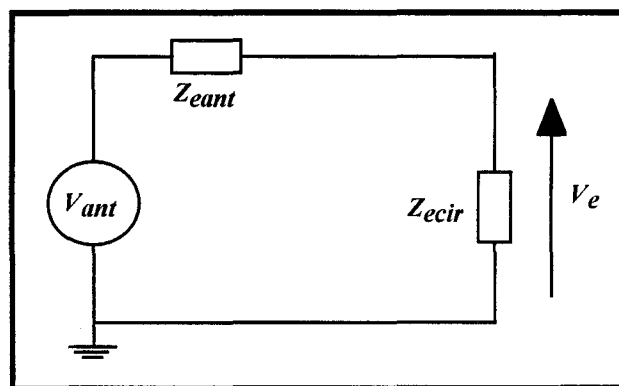


Figure III-4  
Schéma électrique équivalent du dispositif de test

où  $Z_{ecir}$  représente l'impédance d'entrée du circuit

L'évaluation directe de cette impédance se fait en connectant directement l'entrée du circuit sur l'un des deux ports d'un analyseur de réseau qui nous permet d'accéder aux parties réelle et imaginaire de  $Z_{e\text{cir}}$ .  
En effet, la tension  $V_e$  aux bornes du circuit s'écrit:

$$V_e = V_{ant} \frac{Z_{e\text{cir}}}{Z_{e\text{cir}} + Z_{e\text{ant}}} \quad (III-3)$$

soit, d'après (III-2) :

$$V_e = V_r \frac{Z_{e\text{cir}} (R_r + Z_{e\text{ant}})}{R_r (Z_{e\text{cir}} + Z_{e\text{ant}})} \quad (III-4)$$

A partir de la relation (III-4), il sera donc possible d'accéder à la valeur de la tension  $V_e$  présente à l'entrée du composant logique. Ainsi, l'étude de la susceptibilité électromagnétique du module de test peut être menée au niveau du composant constituant le système. Toutefois, notre approche est plus générale et repose sur la détermination de caractéristiques du champ électrique perturbateur agressant le dispositif entier. Le dysfonctionnement global du système est alors pris en compte. En effet, notre étude vise d'abord à estimer la faisabilité d'application de la méthode de la chambre réverbérante aux essais de susceptibilité électromagnétique à l'aide de mesures comparatives en chambre anéchoïde blindée.

## III.2 ESSAI CLASSIQUE DE REFERENCE MENE EN CHAMBRE ANECHOÏDE

### III.2.1 DESCRIPTION DE L'EQUIPEMENT D'ESSAI

Aujourd'hui, pour pratiquer des essais de susceptibilité électromagnétique dans la bande de fréquences 500 MHz - 1 GHz, les normes suggèrent l'usage d'une chambre anéchoïde blindée.

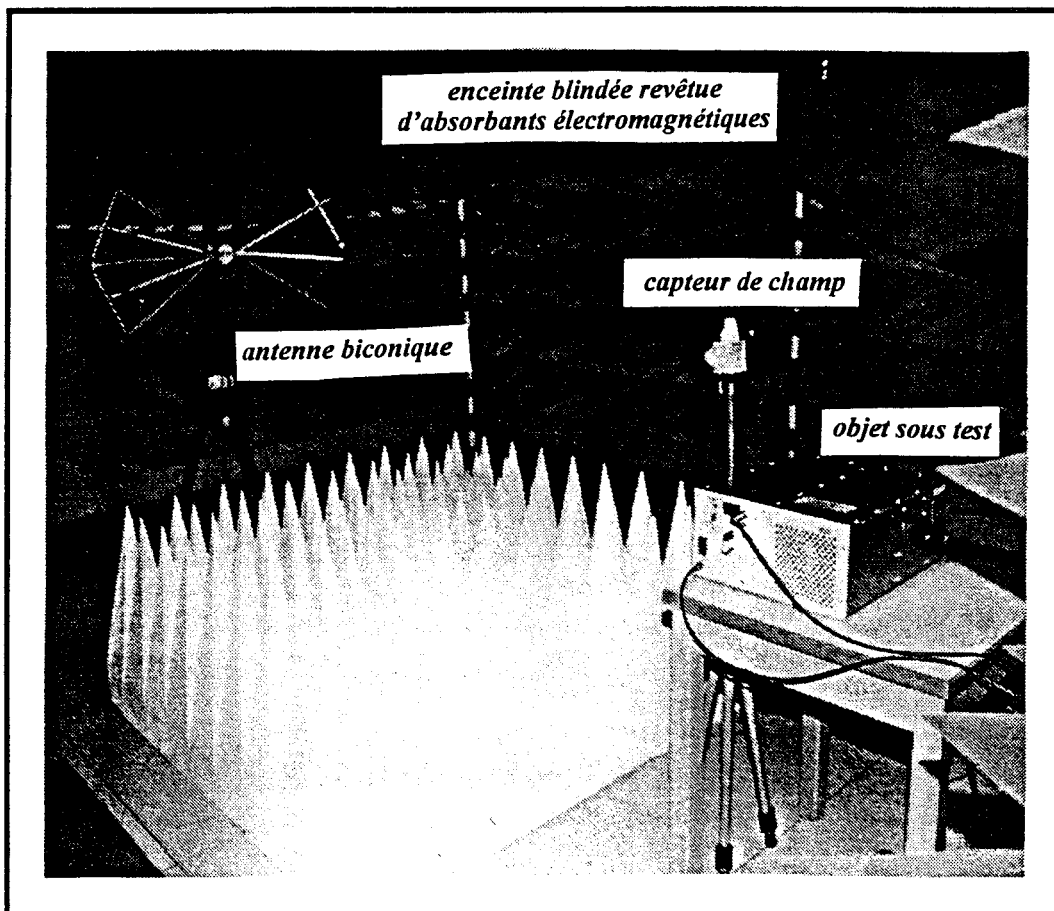
D'une manière générale, c'est une chambre absorbante constituée d'une cage de FARADAY à double paroi recouverte à l'intérieur par des matériaux

absorbant les ondes radio afin de réduire les réflexions provenant des surfaces internes.

L'objectif de ce type de chambre est de reproduire les conditions de propagation en espace libre sans perturber l'environnement du site d'essai.

La dimension, la forme et la construction d'une chambre absorbante sont fonction du type d'essais à réaliser, de la dimension de l'équipement à tester et de la bande de fréquences à couvrir.

Les chambres semi-anéchoïdes sont très utilisées dans les domaines spatial, militaire et maintenant de transport routier comme moyen de qualification de l'immunité d'équipements dans la bande 30 MHz à quelques GHz. Le L.R.P.E. dispose, depuis 1991, d'un tel outil de test (*figure III-5*).



*Figure III-5*  
Présentation de la chambre anéchoïde blindée disponible au L.R.P.E.

### III.2.2 PROTOCOLE D'ESSAI

Le protocole d'essai en susceptibilité de notre dispositif expérimental est mis en oeuvre au moyen de l'installation disponible au L.R.P.E. et s'articule en trois phases:

- 1/ Calibrage du champ
- 2/ Protocole d'illumination
- 3/ Identification des anomalies de fonctionnement

Notons que les phases 2/ et 3/ sont forcément liées

L'expérience est faite avec un échantillonnage de 101 fréquences qui sont uniformément réparties entre 500 MHz et 1GHz.

#### III.2.2.1 Calibrage du champ

Pour procéder au calibrage, le module de test est tout d'abord installé à 1,40 m du plan du sol de la chambre semi-anéchoïde. Le dispositif d'émission, positionné à la même hauteur, est une antenne log-périodique couvrant la bande 200 MHz - 1 GHz.

Un premier essai qualitatif montre que le dispositif entre en dysfonctionnement lorsqu'il est soumis à un champ électrique de 30 V/m. Avec notre ressource de puissance d'émission, ce champ peut être obtenu en rapprochant le dispositif à 1m de l'extrémité de l'antenne d'émission.

Le calibrage va donc consister, pour chaque fréquence, à asservir la puissance d'émission pour obtenir sur le site occupé par l'objet un champ de 30 V/m. L'intensité du champ électrique est mesurée à l'aide d'un capteur de champ triaxial situé là où sera installé le module expérimental (*figure III-6*) (*Annexe A*). Les 30 V/m recherchés correspondent à l'amplitude de la composante électrique de champ sensible à la polarisation de l'antenne émettrice.

Pour déterminer la caractéristique d'asservissement de la puissance ainsi que la susceptibilité du module de test, des revêtements absorbants sont installés entre l'antenne émettrice et le capteur de champ. Cette configuration d'essai permet de réduire les réflexions au sol, ce qui aide à l'obtention d'une meilleure uniformité du champ à toutes les fréquences de test.

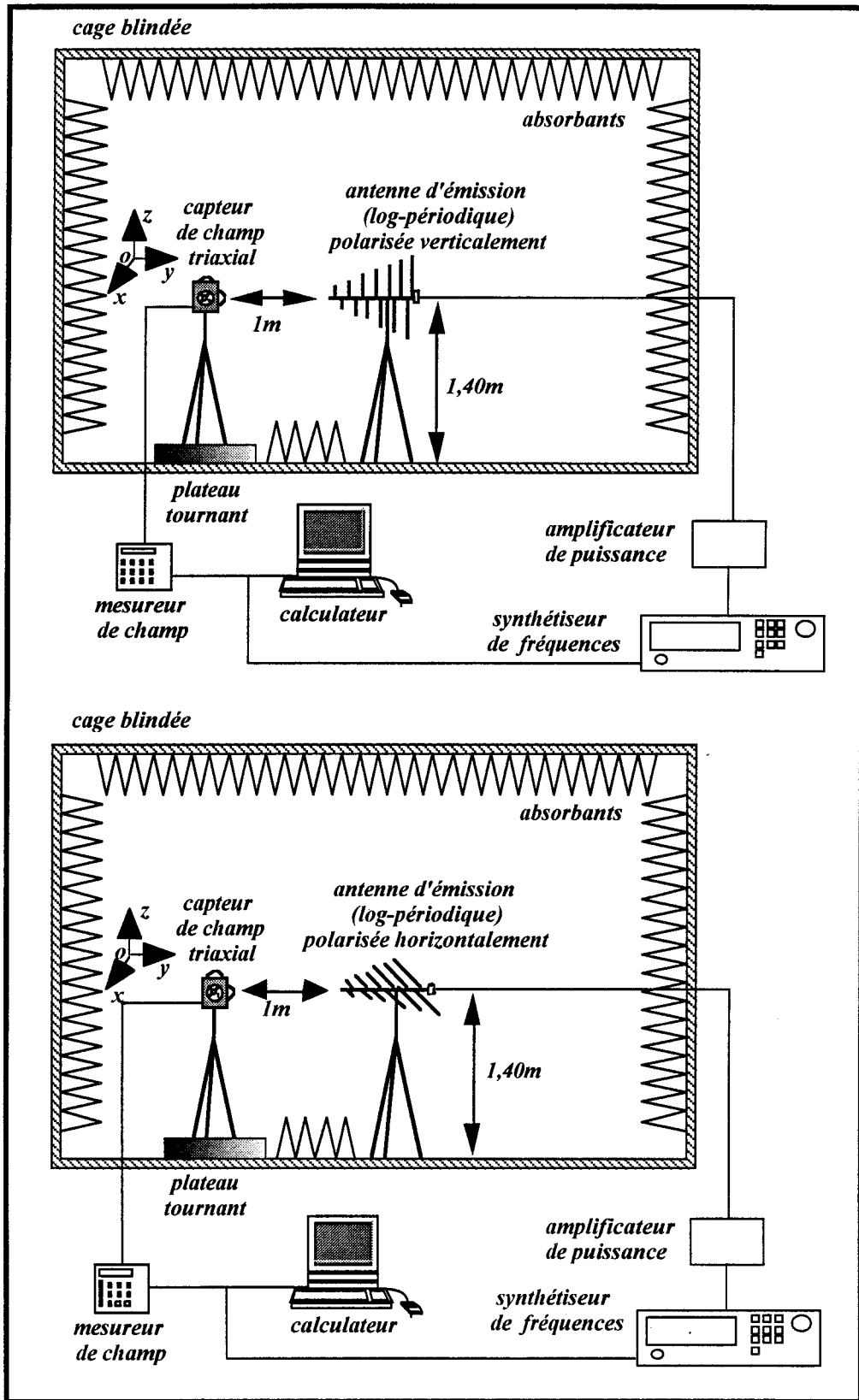
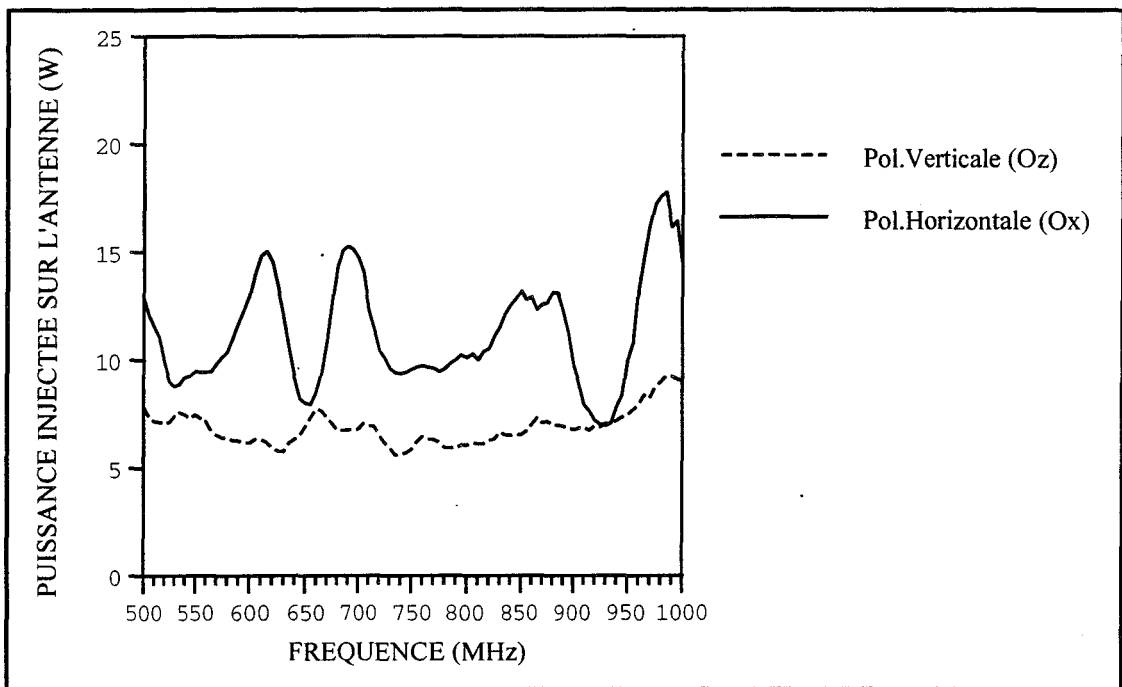


Figure III-6  
Description du dispositif de calibrage en chambre anéchoïde

Pour chacune des polarisations de l'antenne d'émission, la caractéristique d'asservissement de la puissance nécessaire en sortie de l'amplificateur pour créer le champ désiré est reportée sur la *figure III-7* et montre que la puissance moyenne consignée est approximativement de 7 W lorsque l'antenne est positionnée verticalement (les brins de l'antenne sont colinéaires à l'axe  $Oz$ ) et de 12 W lorsqu'elle est horizontale (les brins de l'antenne sont colinéaires à l'axe  $Ox$ ).



*Figure III-7*

*Puissance injectée sur l'antenne d'émission garantissant la contrainte de 30 V/m quelle que soit la polarisation de l'antenne en chambre anéchoïde*

La différence d'évolution de la puissance asservie en fonction de la polarisation de l'antenne est due à l'image électromagnétique de l'antenne d'émission qui forme un réseau. en polarisation horizontale Il y a par conséquent établissement d'interférences entre l'émission de l'antenne et de son image électrique qui contribuent à devoir injecter des niveaux de puissance plus élevés pour créer une même amplitude de champ.

Il est à noter que, compte tenu du caractère très localisé de notre équipement, la définition d'une zone dite " zone de champ uniforme " selon les directives normatives de la C.E.I. 1000-4-3 (ex.801-3) ne nous a pas semblé

très utile. Le calibrage du champ à 30 V/m se limitera alors aux points de coordonnées où sera installé le module de test.

### III.2.2.2 Test de susceptibilité du module expérimental

Comme nous l'avons déjà précisé, la technique de tests de la chambre anéchoïde ne peut permettre un essai réellement isotrope sur le plan électromagnétique.

Une approche rigoureuse visant une reproductibilité acceptable des résultats de mesure consiste à présenter successivement au rayonnement les diverses faces de l'équipement à tester. Chaque face est essayée deux fois, une fois avec l'antenne d'émission polarisée verticalement et une seconde fois avec l'antenne polarisée horizontalement.

Les schémas synoptiques de l'essai sont alors, selon la polarisation de l'antenne émettrice, ceux reportés sur la *figure III-8*.

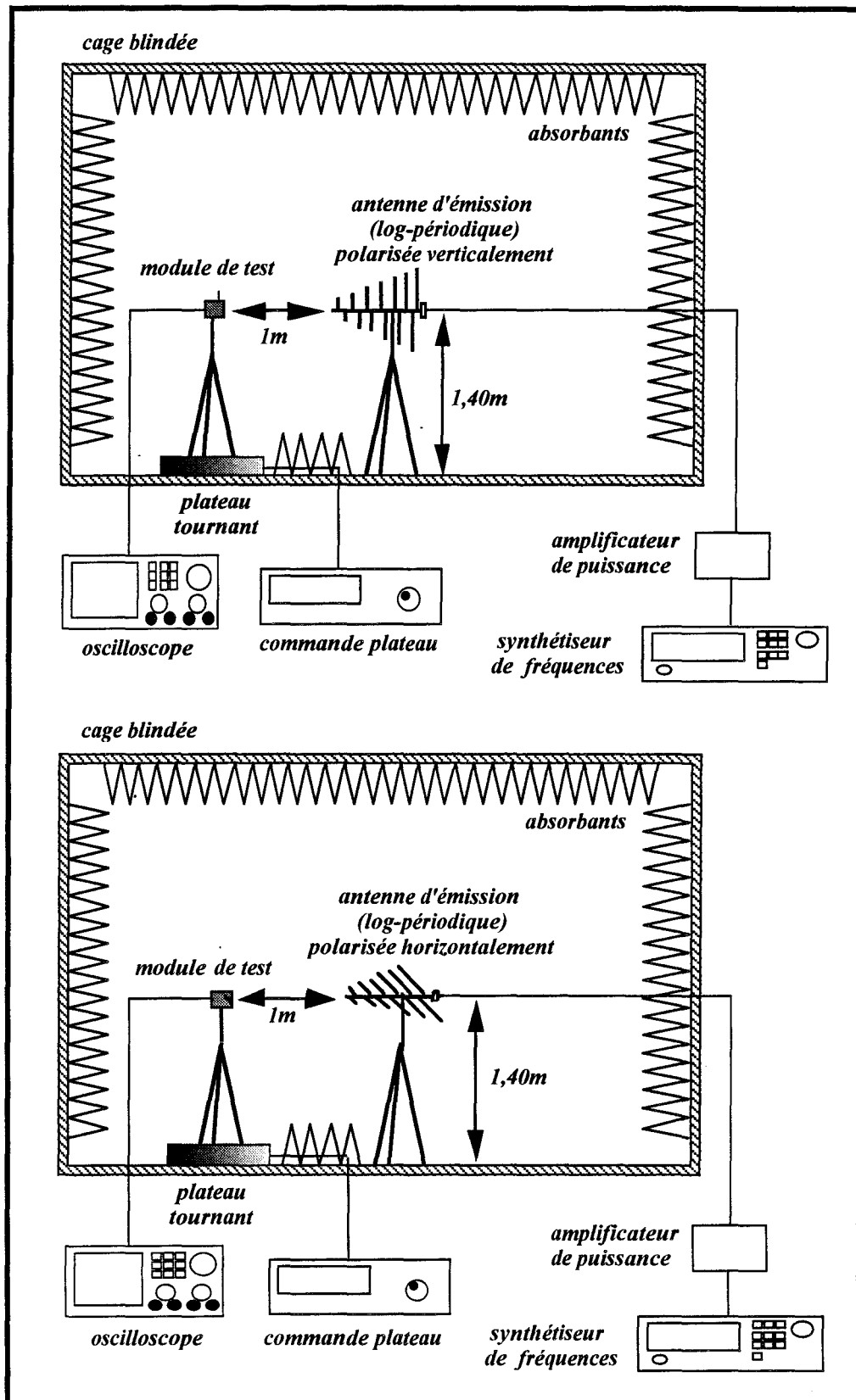


Figure III-8

Configurations d'installation des essais de susceptibilité du module expérimental en chambre anéchoïde



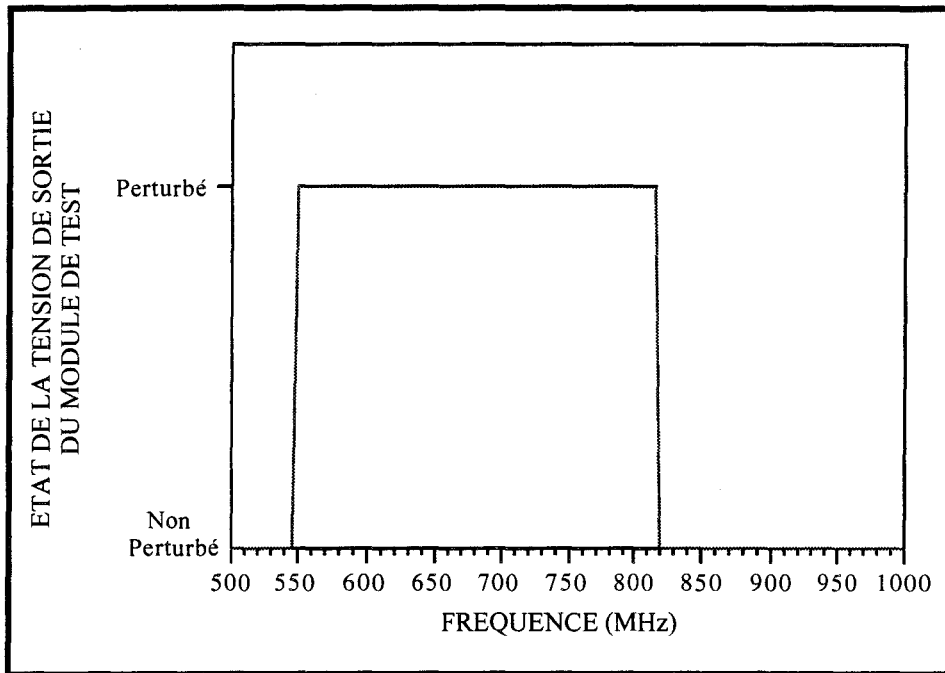
L'émission est assurée par une antenne log-périodique alimentée par un synthétiseur de fréquences via un amplificateur de puissance.

Le dispositif expérimental, placé sur un plateau tournant, est installé à la position géographique du capteur de champ. Cette disposition va permettre à la vitesse de 1 tour en 45 s d'explorer facilement les différentes faces du module à la fréquence de test considérée.

La procédure d'essai consiste donc à balayer le spectre avec, pour chacune des 101 fréquences retenues, la puissance asservie qui donne 30 V/m. On relève alors, pour chaque fréquence, l'état de sortie du module. L'information en " tout ou rien " de la tension de sortie du circuit est récoltée par un oscilloscope, une fois le signal optique converti. Rappelons que si la tension de sortie du circuit est égale à 0 V, l'état logique de sortie est erroné, il y a donc dysfonctionnement du module.

Lors de l'essai, chaque contrainte en fréquence est appliquée sur une durée de 5 secondes afin de garantir l'état de sortie du module. Lorsque, pour une fréquence, le module entre en dysfonctionnement, le changement de fréquence de test est suivi dans un premier temps d'une baisse du niveau de puissance injectée jusqu'au retour à l'état normal de la sortie soit une tension de 5 V. Ensuite, le module de test est conformément soumis au champ prescrit de 30 V/m.

Lorsque l'objet sous test est en position normale (*cas 1* de la *figure III-8*), c'est-à-dire telle que le monopôle électrique est perpendiculaire au plan du sol, la caractéristique de dysfonctionnement du dispositif est indépendante de la position angulaire du plateau tournant mais revêt l'évolution rapportée sur la *figure III-9*.



*Figure III-9*

*Résultat du test de susceptibilité du module expérimental en chambre anéchoïde (polarisation verticale de l'antenne d'émission)*

La caractéristique de la *figure III-9* montre que le dysfonctionnement est obtenu pour une gamme de fréquences allant de 550 MHz à 815 MHz, soit 54 des 101 fréquences explorées.

Lorsque l'on se trouve, cette fois, dans le *cas 2* de la *figure III-8*, des mises en défaut du dispositif expérimental peuvent apparaître selon la position angulaire du plateau tournant. En effet, pour certaines fréquences de test, nous obtenons une évolution de la tension de sortie du circuit sur un tour complet du plateau du type de celle de la *figure III-10*.

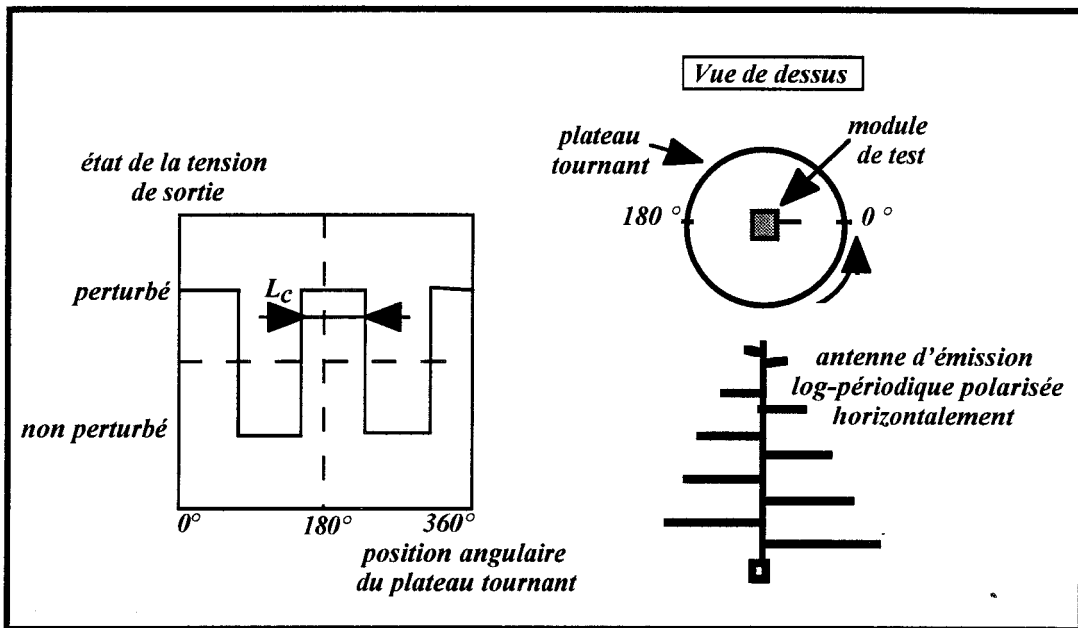
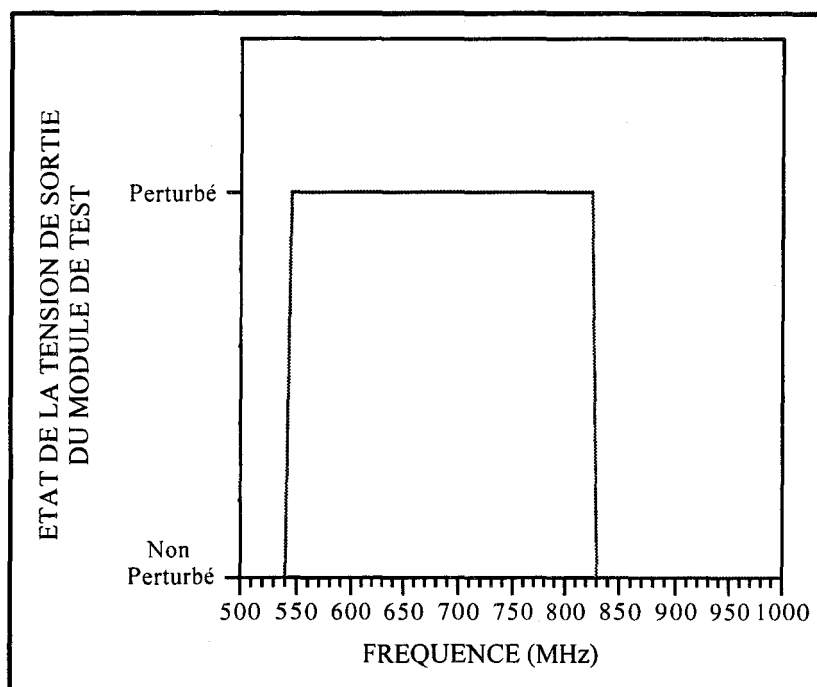


Figure III-10

*Evolution de l'état de la tension de sortie du module expérimental en fonction de la position angulaire du plateau tournant*

Compte-tenu de la polarisation horizontale de l'antenne d'émission, le module n'est logiquement mis en défaut (sortie à 0 V) que dans deux zones proches des positions  $0^\circ$  et  $180^\circ$  pour lesquelles l'axe du monopôle électrique est ou reste pratiquement colinéaire à la composante de champ incident. Seule la largeur  $L_c$  du créneau autour des positions  $0^\circ$  et  $180^\circ$  va varier selon la fréquence explorée puisque la condition d'accord de l'antenne de 10 cm sera plus ou moins bien vérifiée.

Pour notre essai de susceptibilité, nous n'avons alors retenu que les positions  $0^\circ$  et  $180^\circ$  correspondant au cas pire d'illumination du module de test. La caractéristique de dysfonctionnement du dispositif est alors celle présentée sur la figure III-11.



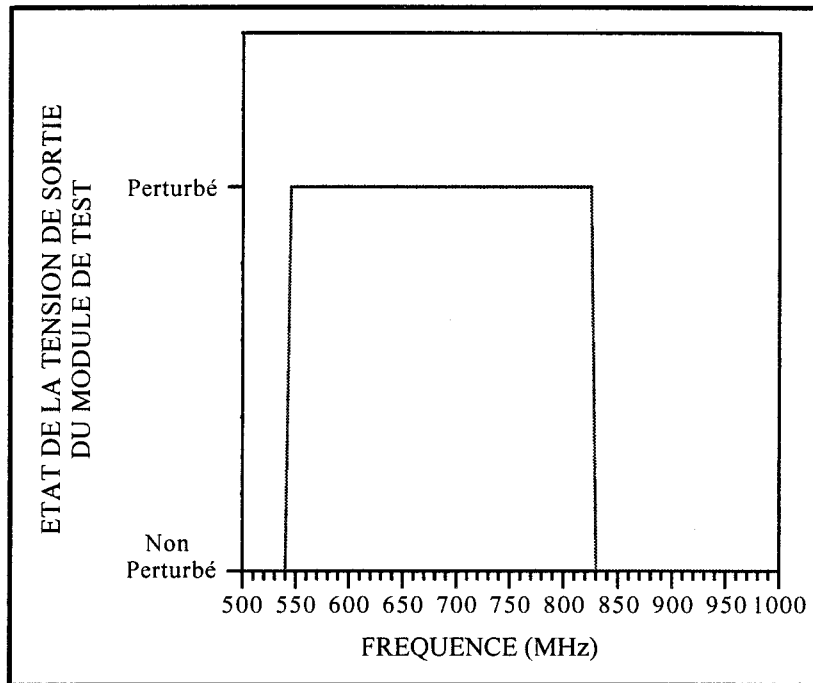
*Figure III-11*

*Résultat du test de susceptibilité du module expérimental en chambre anéchoïde (polarisation horizontale de l'antenne d'émission)*

Cette caractéristique montre que le module est mis en défaut sur la plage de fréquences 545 MHz - 825 MHz. On constate, d'après la caractéristique de la *figure III-9*, que cette bande spectrale s'est accrue de 3 fréquences en fonction de la polarisation de l'antenne émettrice bien que, dans les deux cas, la composante de champ incident soit colinéaire à l'axe du monopôle électrique. Ceci est lié aux interférences qui prennent naissance entre l'émission de l'antenne et de son image électrique lorsque le monopôle électrique du module sous test est colinéaire au plan du sol.

Il ressort aussi logiquement de ces expériences qu'aucun dysfonctionnement du dispositif expérimental n'est mis en évidence dès que la composante de champ incident est normale à l'axe du monopôle électrique.

Le résultat final du test de susceptibilité de notre module expérimental mené en chambre anéchoïde va tenir compte des résultats obtenus lors de l'exploration de toutes les orientations géométriques de l'objet afin d'établir un essai le plus isotrope possible sur le plan électromagnétique. Il se résume alors, en définitive, à la combinaison des deux caractéristiques des *figures III-9* et *III-11* que nous avons reportée sur la *figure III-12*.



*Figure III-12*  
*Résultat global du test de susceptibilité*  
*du module expérimental en chambre anéchoïde*

Cette caractéristique finale montre que le dysfonctionnement du dispositif est obtenu pour les 57 fréquences de la gamme 545 MHz - 825 MHz. Cette courbe sera, par la suite, utilisée comme référence de calibrage pour les autres essais.

L'étape suivante de notre démarche expérimentale est désormais d'effectuer l'essai du module de test en chambre réverbérante à modes brassés.

### III.3 ESSAI DE SUSCEPTIBILITE DU MODULE DE TEST EN CHAMBRE REVERBERANTE [35]

Pour mener l'essai en chambre réverbérante, nous respecterons les mêmes phases que celles du test en chambre anéchoïde si ce n'est que leur procédure de réalisation sera abordée d'une façon différente que nous nous proposons de décrire dans cette partie du chapitre.

### III.3.1 CONDITIONS DE L'ESSAI

#### III.3.1.1 Calibrage du champ

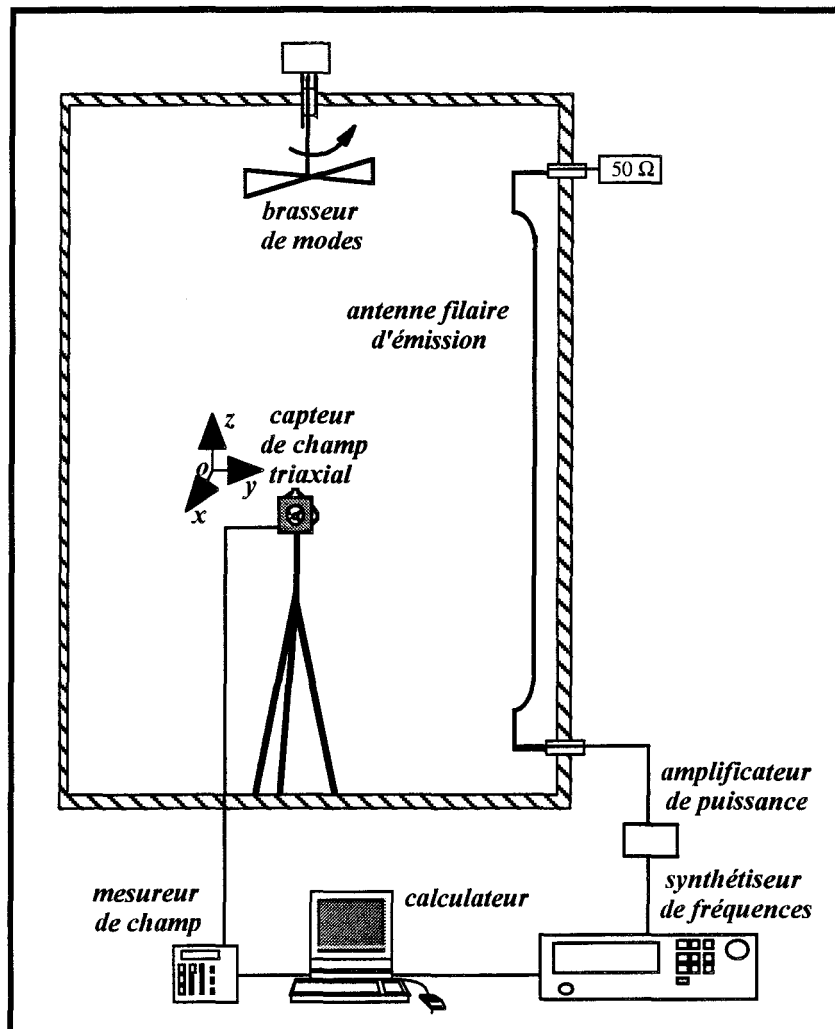


Figure III-13

*Description du dispositif de calibration du champ en chambre réverbérante*

La caractérisation du champ ambiant, correspondant à la figure III-13, se fait de la façon suivante.

On installe le capteur de champ triaxial au centre de la chambre réverbérante. Pour chaque fréquence explorée, on règle la puissance à l'entrée de l'antenne d'émission pour obtenir le niveau de champ souhaité soit 30 V/m.

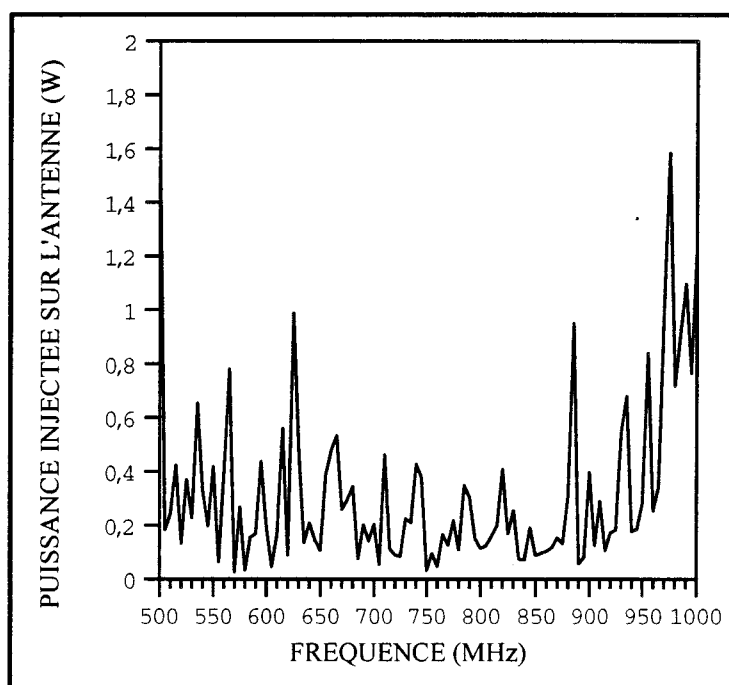
Ces 30 V/m correspondent à l'amplitude maximale du champ obtenue lors d'une révolution complète du brasseur.

Une solution alternative consiste à calibrer la puissance d'injection pour que le champ requis soit égal à la moyenne du champ estimé sur une rotation de la pale métallique. Nous reviendrons ultérieurement sur cette possibilité de calibrage du champ mais on pressent d'ores et déjà que, dans de telles conditions, le module expérimental va être soumis à d'importantes surcharges électromagnétiques.

Il nous faut finalement préciser que l'évaluation du niveau de champ requis de 30 V/m se fait ici sur la composante de champ électrique colinéaire à l'axe du monopôle constituant le dispositif expérimental. Il s'agit alors de la composante  $E_z$ .

La puissance d'émission est ainsi asservie pour un échantillonnage de fréquence identique à celui utilisé lors de l'essai en chambre anéchoïde.

La caractéristique correspondante est reportée sur la figure III-14:



*Figure III-14*

*Puissance injectée sur l'antenne d'émission garantissant la contrainte de 30 V/m en chambre réverbérante*

On constate que pour générer une contrainte en champ de 30 V/m, nous n'avons dû recourir qu'à une puissance maximale de 1,5 W. Par rapport à l'essai en chambre anéchoïde, l'avantage est donc que nous avons créé un

champ de même amplitude avec un très faible investissement en puissance, environ 10 fois moindre puisque les ondes stationnaires générées dans la cavité contribuent, par le coefficient de qualité, à mettre en oeuvre des champs élevés en utilisant une source de puissance modeste.

### III.3.1.2 Test de susceptibilité du module expérimental

Le schéma synoptique de la configuration d'essai retenue est décrit sur la figure III-15.

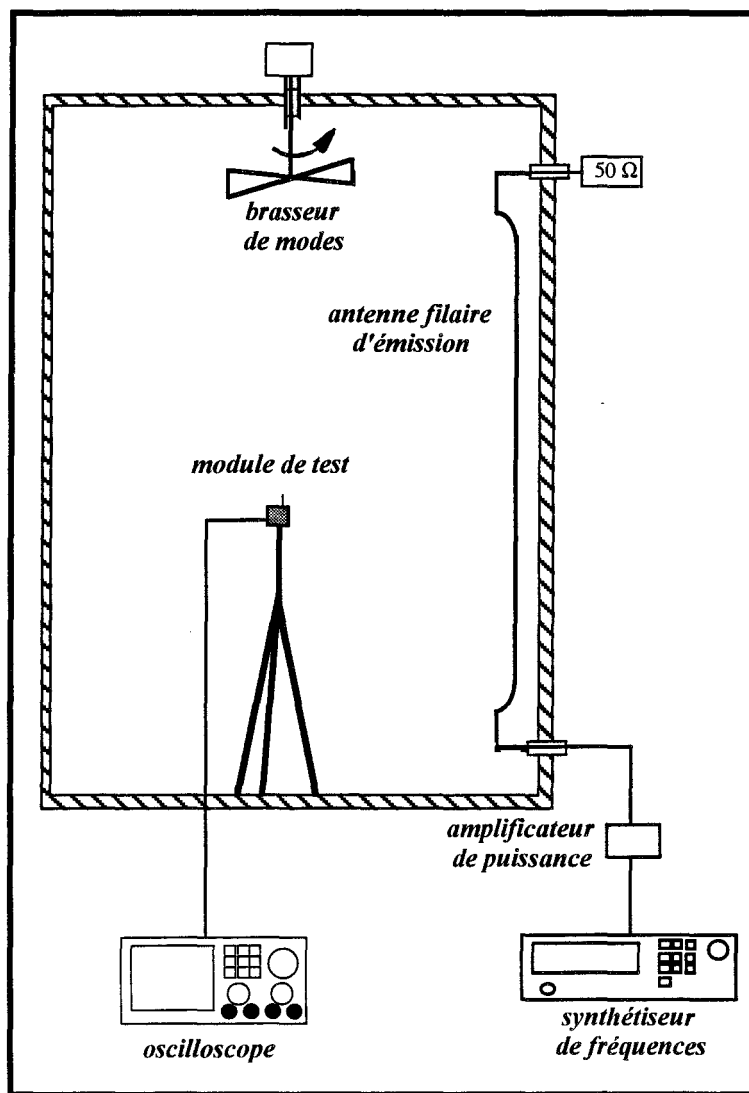
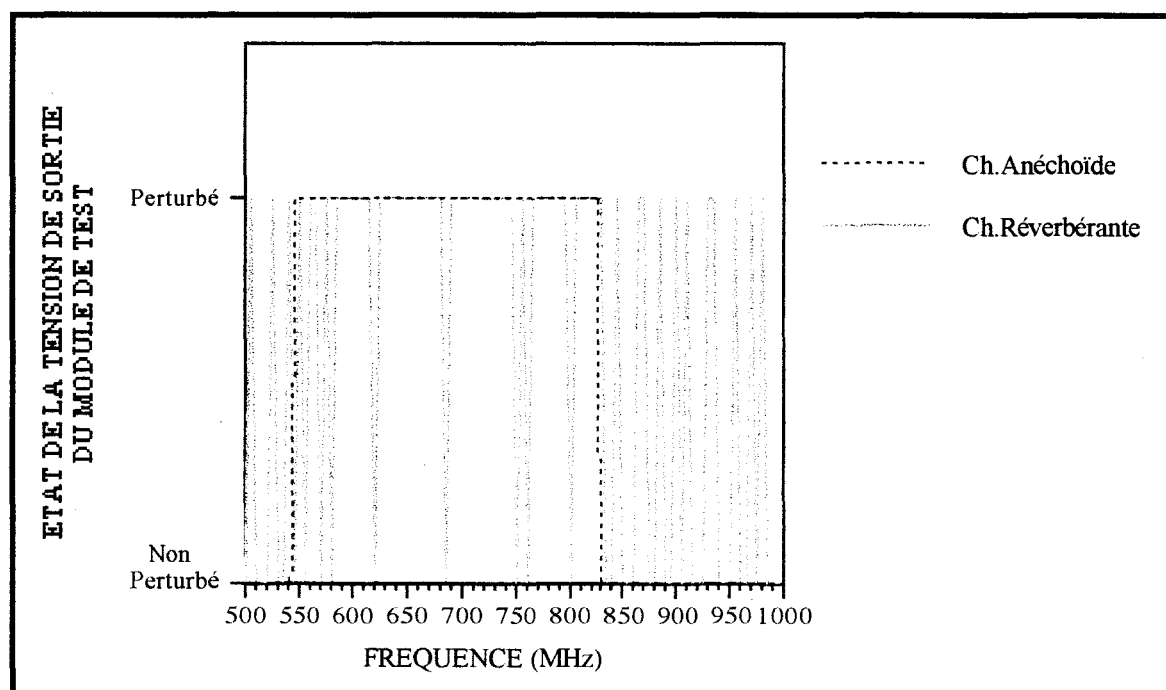


Figure III-15  
Configuration d'installation de l'essai de susceptibilité  
du module expérimental en chambre réverbérante



Le module de test est installé au centre de la chambre au point de coordonnées où se trouvait le capteur de champ triaxial. Le dispositif est placé de façon à ce que l'axe du monopôle soit colinéaire à la composante de champ  $E_z$  sur laquelle a été réalisé le calibrage.

On explore chacune des fréquences pour lesquelles la puissance est asservie pour obtenir 30 V/m et on mesure l'état de sortie du module de test. Pour chaque fréquence, on procède à une révolution complète du brasseur de modes. La caractéristique obtenue est alors celle de la *figure III-16*.



*Figure III-16*

*Comparaison des essais de susceptibilité obtenus en chambre réverbérante et en chambre anéchoïde*

On observe des dysfonctionnements qui se manifestent de façon aléatoire puisque l'état de sortie passe de manière erratique de 0 à 5 V ou vice versa.

Sur la caractéristique de la *figure III-16*, on a superposé en trait pointillé la caractéristique de calibrage de la *figure III-12* obtenue en chambre anéchoïde.

La plage de fréquences sur laquelle se produisent les dysfonctionnements est plus étendue puisqu'elle franchit les limites du gabarit obtenu lors de l'essai en chambre anéchoïde.

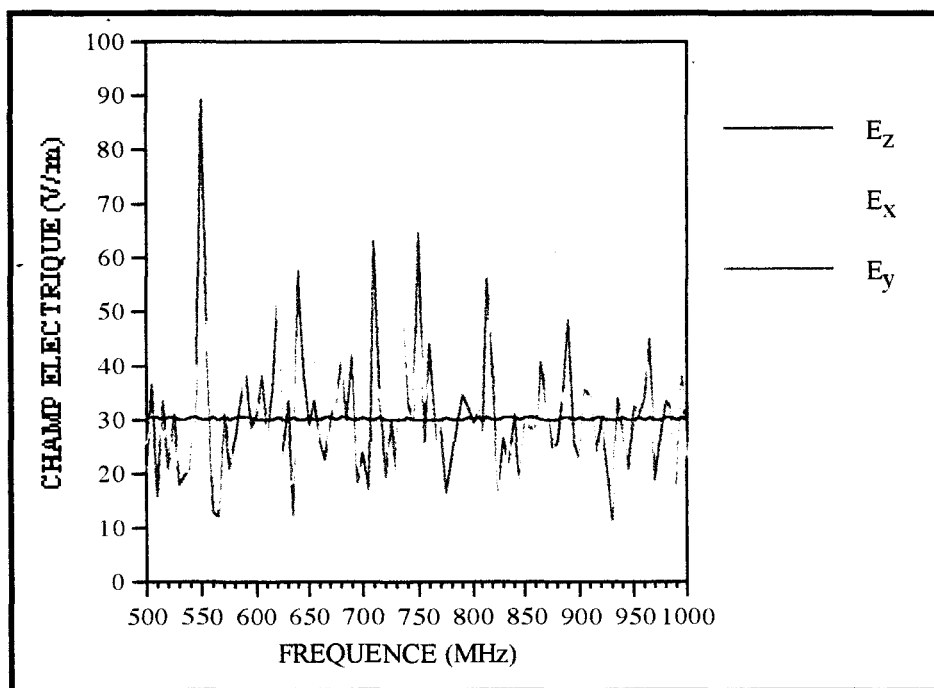
Pour expliquer le comportement du module de test obtenu en chambre réverbérante, nous allons nous intéresser, dans un premier temps, au

comportement du champ électromagnétique généré dans cette cavité.

### III.3.2 CARACTERISATION DU CHAMP ELECTRIQUE LORS DE L'ESSAI PRATIQUE EN CHAMBRE REVERBERANTE

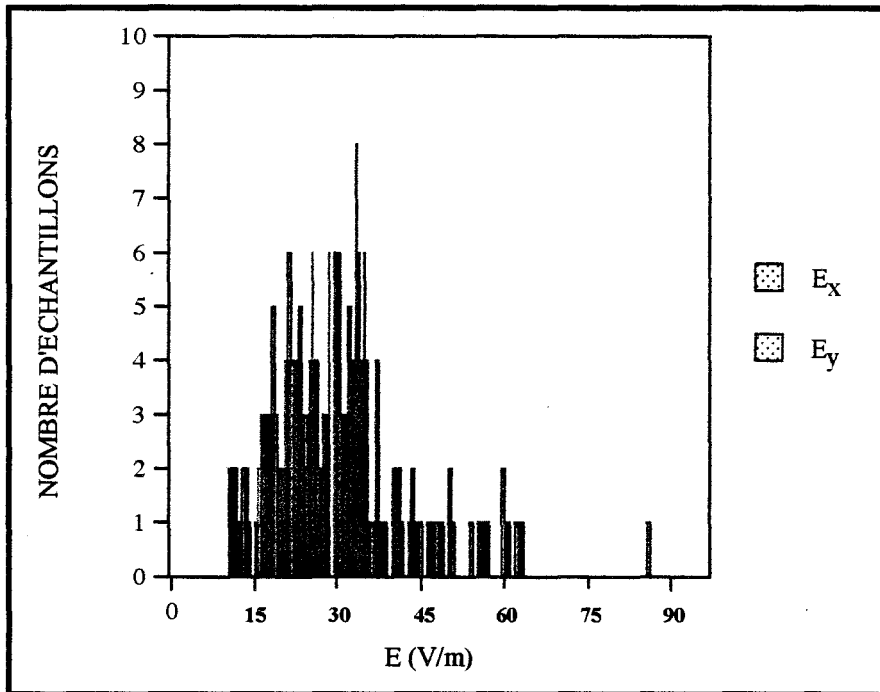
Considérons que, lors de l'essai, la contrainte électromagnétique  $E_0$  de 30 V/m correspond à la composante de champ électrique  $E_z$  colinéaire à l'axe du monopôle électrique de 10 cm du dispositif expérimental.  $E_x$  et  $E_y$  sont alors les composantes de champ électrique orthogonales contenues dans le plan perpendiculaire au monopôle.

En chambre réverbérante, de part la géométrie de l'antenne filaire d'émission qui ne privilégie aucune polarisation du champ électrique, un calibrage fait sur la composante  $E_z$  tel que  $E_z = E_0$  sera accompagné de la génération des composantes  $E_x$  et  $E_y$  dont la contribution est répartie autour de  $E_0$ , comme le montre la figure III-17.



*Figure III-17*  
Répartition des composantes de champ électrique  $E_x$  et  $E_y$   
autour de la contrainte  $E_z = 30$  V/m

Sur la *figure III-18*, nous avons représenté l'histogramme des échantillons de champ prélevés pour tracer les courbes de la *figure III-17*.



*Figure III-18*  
Histogramme des lois de distribution des composantes de champ électrique  $E_x$  et  $E_y$

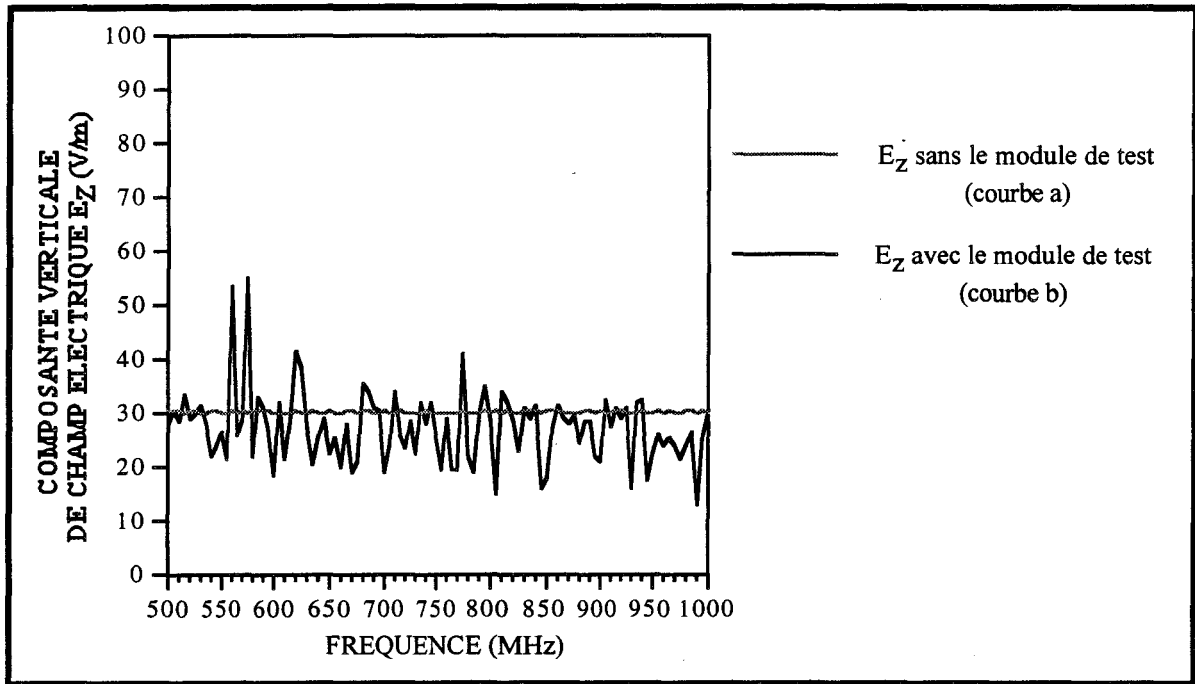
Globalement, les deux lois de distribution suivent une même évolution telle que la majorité des échantillons de champ  $E_x$  et  $E_y$  sont distribués dans le voisinage proche de la contrainte électromagnétique de 30 V/m. Cette configuration de calibrage est différente de celle obtenue en chambre anéchoïde. En effet, selon la polarisation de l'antenne d'émission, seule une composante de champ électrique est générée à l'intérieur de cette enceinte. C'est sur celle-ci qu'est effectué le calibrage du champ requis.

Ainsi, lors de l'essai en chambre réverbérante, le module expérimental est soumis simultanément aux trois composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ . Toutefois, la configuration du module fait que celui-ci va être essentiellement sensible à la composante électrique  $E_z$ .

La réponse aléatoire du module expérimental lorsqu'il est soumis au test en chambre réverbérante est donc bien liée aux conditions particulières du

champ électromagnétique généré dans l'enceinte. En effet, la répartition des ondes stationnaires se trouve modifiée par la présence du dispositif de test.

Les courbes de la *figure III-19* traduisent justement l'influence que peut avoir le module de test sur la contrainte électromagnétique collectée à l'entrée du composant intégré.



*Figure III-19*  
*Comparaison des caractéristiques de champ électrique*  
*au centre de la chambre réverbérante*

La courbe (a) montre l'évolution de la composante de champ électrique  $E_z$  au centre de la chambre lorsqu'on procède à l'asservissement de la puissance d'émission. Le champ est donc bien indépendant de la fréquence et égal à 30 V/m.

La courbe (b) montre l'évolution du champ asservi de la même puissance d'émission lorsque cette fois on a installé le module de test en un point quelconque de la chambre alors qu'à chaque fréquence on mesure le champ électrique maximum donné lors d'une révolution du brasseur de modes.

Cette courbe présente des excursions de champ de part et d'autre de la valeur régulée à 30 V/m. Ces excursions dont l'amplitude maximale peut atteindre

55 V/m et l'amplitude minimale 10 V/m apportent une information sur la perturbation engendrée par le module expérimental et expliquent pourquoi celui-ci répond de façon aléatoire en fonction de la fréquence du champ électrique perturbateur. En effet, il se manifeste des surcharges électromagnétiques liées aux fluctuations de l'amplitude du champ autour de l'amplitude prescrite de 30 V/m.

De même, la distribution fréquentielle des composantes de champ  $E_x$  et  $E_y$  décrite sur la *figure III-17* se trouve modifiée par la présence du dispositif de test et donc répartie différemment autour de  $E_z$ .

Ceci suggère de traiter la réponse du module et la contrainte en champ électromagnétique comme des données statistiques.

### III.3.3 PROPRIETES STATISTIQUES DE L'ESSAI EN SUSCEPTIBILITE MENE EN CHAMBRE REVERBERANTE

#### III.3.3.1 Estimation de la probabilité de mise en dysfonctionnement du module de test

Nous voyons à l'aide des caractéristiques de la *figure III-16* que l'essai en chambre réverbérante apporte, contrairement à l'essai en chambre anéchoïde, une information supplémentaire qui est la probabilité d'entrée en dysfonctionnement.

Cette probabilité peut s'estimer comme suit:

Sur la bande de fréquences considérée soit 545 MHz - 825 MHz, on suppose que l'expérience comprend un nombre  $N$  suffisant d'échantillons de fréquence testés dont le résultat se résume à un ensemble d'évènements aléatoires.

La probabilité  $p_1$  d'obtenir l'évènement "entrée en dysfonctionnement" s'exprime par le rapport :

$$p_1 = \frac{N_1}{N} \quad (III-5)$$

où  $N_1$  représente le nombre de fréquences sur les  $N$  explorées pour lesquelles on observe un dysfonctionnement du module de test

A partir de la *figure III-12*, on en déduit que, lors de l'essai en chambre anéchoïde, la probabilité  $p_1$  est égale à l'unité et correspond donc à un évènement certain.

Par contre, l'expérience montre qu'il en va tout autrement pour l'essai en chambre réverbérante. Deux raisons principales semblent justifier ce comportement: l'évolution aléatoire du champ exciteur introduit par l'objet et, comme nous allons le montrer par la suite, l'influence de la caractéristique de sensibilité électromagnétique du module de test.

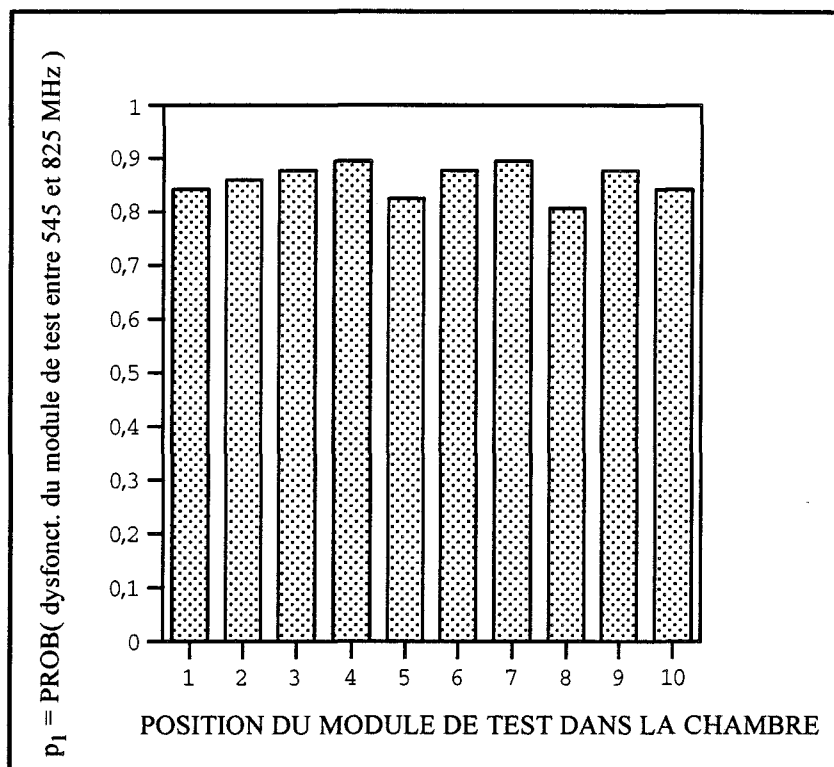
Pour la présente expérience rapportée sur la *figure III-16*, la probabilité de dysfonctionnement du module testé en chambre réverbérante est égale à  $p_1 = 0,84$ . Il faut cependant vérifier si ce chiffre est suffisamment réaliste sur le plan statistique. En effet, dans ce test, 57 fréquences sont explorées alors que seulement 9 évènements sont observés.

Pour s'affranchir de cette estimation  $p_1 = 0,84$ , nous avons réitéré dix autres expériences vérifiant la démarche suivante:

Nous avons défini dix points de coordonnées choisis de façon purement aléatoire dans le volume intérieur de la chambre.

Sur chaque point, on asservit la puissance d'émission pour obtenir  $E_z = 30$  V/m puis on pratique l'essai sur le module de test et on en déduit l'estimation de la probabilité de dysfonctionnement conformément à la *relation (III-5)*.

L'histogramme montrant la probabilité obtenue pour chacune des positions numérotées de 1 à 10 est représenté par la *figure III-20*.



*Figure III-20*

*Résultat du test statistique pratiqué sur le dysfonctionnement du module pour dix positions à l'intérieur de la chambre réverbérante*

Ces expériences montrent que la probabilité ainsi estimée est peu dispersée en fonction de la localisation du module testé.

La probabilité moyenne résultante calculée sur ces dix expériences est  $p_1 = 0,86$  alors que son écart type s'approche de  $\sigma p_1 = 0,028$  soit une incertitude relative  $\varepsilon_1$  qu'on peut exprimer par:

$$\varepsilon_1 = \frac{\sigma p_1}{p_1} \quad (\text{III-6})$$

et chiffrer à 3,3% ce qui semble tout à fait satisfaisant.

Le problème consiste maintenant à corréliser la probabilité d'obtenir le dysfonctionnement avec l'excursion du champ électromagnétique autour de l'amplitude du champ requis de 30 V/m.

### III.3.3.2 Estimation de la probabilité de dépassement du champ requis

Pour obtenir cette information on procède également par estimation. La démarche expérimentale est alors la suivante: On asservit la puissance d'émission de façon à avoir la composante de champ électrique  $E_z$  égale à 30 V/m au centre de la chambre réverbérante. Ensuite, on installe le module expérimental en dix points de coordonnées distribuées de façon aléatoire à l'intérieur de la chambre. Pour chaque position de l'objet, on mesure l'évolution du champ électromagnétique au centre de la chambre lorsque l'antenne d'émission est alimentée avec la puissance asservie pour obtenir  $E_z = 30$  V/m.

A partir de chacun des dix relevés expérimentaux, on pratique une évaluation de la densité de probabilité de l'amplitude de la composante de champ électrique sur la gamme de fréquences 545 MHz - 825 MHz pour laquelle le calibrage en chambre anéchoïde donne le dysfonctionnement permanent du module expérimental.

L'estimation de cette densité se fait comme suit:

Soit  $E_j$  une valeur du champ électrique comprise entre zéro et le maximum possible et  $\Delta E$  une variation de  $E_j$ .

Lors d'une expérience, sur  $N$  fréquences explorées, on trouve que  $N_j$  fréquences ont une amplitude comprise entre  $E_j$  et  $E_j + \Delta E$ . La densité de probabilité s'estime alors par le rapport:

$$p_j = \frac{N_j}{N} \frac{1}{\Delta E} \quad (III-7)$$

La caractéristique de la *figure III-21* donne, après évaluation, la courbe  $p(E)$ : moyenne des densités de probabilité des dix expériences.



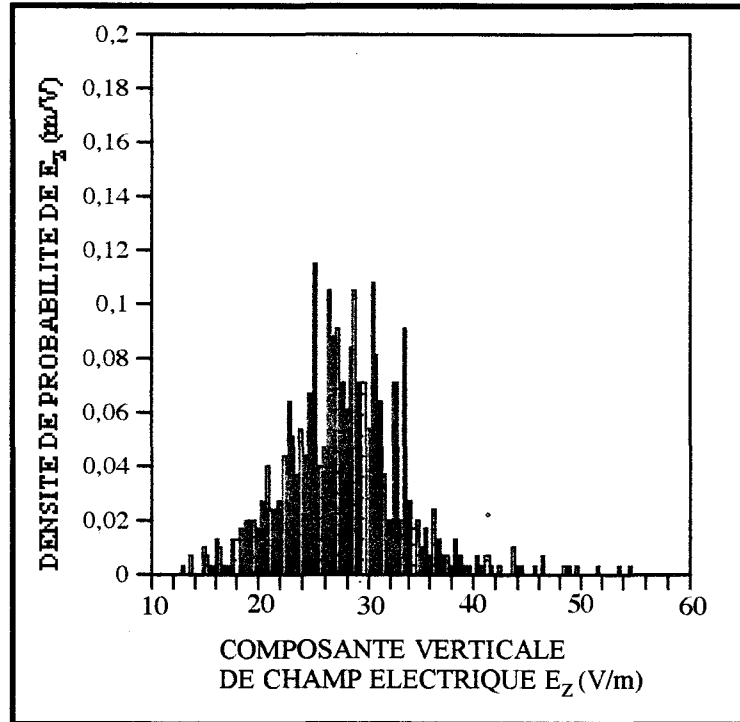


Figure III-21

*Estimation de la densité de probabilité de la distribution du champ lorsque  $\Delta E = 400 \text{ mV/m}$  ( $E_0 = 30 \text{ V/m}$ )*

La courbe obtenue présente une dissymétrie par rapport à l'amplitude du champ requis de 30 V/m.

L'influence du module de test sur la contrainte électromagnétique est donc telle qu'il y a une probabilité plus grande de trouver une amplitude de champ inférieure à 30 V/m que supérieure. Ceci est lié à la méthode utilisée pour définir la contrainte électromagnétique de 30 V/m c'est-à-dire à la recherche de l'amplitude maximale du champ atteinte lors d'une révolution du brasseur. Il semble alors évident que l'apparition d'une valeur de champ inférieure à la contrainte de 30 V/m est plus probable que l'apparition d'une valeur supérieure à 30 V/m lors de l'introduction d'un objet diffractant dans la chambre.

Nous allons alors estimer la probabilité  $\bar{p}_2$  de mesurer un champ supérieur ou égal à 30 V/m à partir de la caractéristique de la figure III-21, soit:

$$\bar{p}_2 = \int_{30 \text{ V/m}}^{\infty} p(E) dE \quad (\text{III-8})$$

On obtient :  $\bar{p}_2 = 0,35$

Le choix de l'évaluation de la probabilité  $\bar{p}_2$  réside dans le fait que l'on considère que si le module de test présente un dysfonctionnement dans la bande spectrale 545 MHz - 825 MHz lorsqu'il est soumis à un champ de 30 V/m, il en sera évidemment de même pour une contrainte d'amplitude supérieure. Il paraît alors naturel de comparer la probabilité  $\bar{p}_2$  à  $\bar{p}_1$ .

On constate donc que les valeurs moyennes des probabilités de dysfonctionnement et de dépassement de champ sont différentes.

Le fait que la probabilité de dysfonctionnement soit supérieure à  $\bar{p}_2$  est donc gouverné par d'autres facteurs que la loi de distribution du champ électrique autour de 30 V/m.

La variation du seuil de sensibilité du module en fonction de la fréquence du perturbateur peut expliquer ce résultat.

### III.3.3.3 Détermination de la caractéristique de sensibilité du module de test

La sensibilité du module de test est caractérisée par le niveau minimal de champ qui, agressant le dispositif, provoque une anomalie de fonctionnement.

La détermination de cette caractéristique se fera successivement en chambre anéchoïde et réverbérante.

On procède tout d'abord à l'essai en chambre anéchoïde :

Le module de test est installé face à l'antenne d'émission suivant les configurations d'expérimentation décrites sur la *figure III-8*. La position angulaire du plateau tournant, retenue dans les deux cas, correspond à celle pour laquelle la composante de champ incident est rigoureusement colinéaire à l'axe du monopôle électrique.

Pour chacune des fréquences explorées entre 500 MHz et 1 GHz par pas de 5 MHz, on accroît la puissance d'émission jusqu'à obtenir le dysfonctionnement.

Ensuite, on enlève le dispositif de test et on y installe le capteur de champ triaxial qui, pour chacune des fréquences scrutées et pour la puissance requise pour le dysfonctionnement, donnera l'amplitude de la composante de champ

électrique colinéaire au monopôle. On obtient alors les deux caractéristiques de la figure III-22.

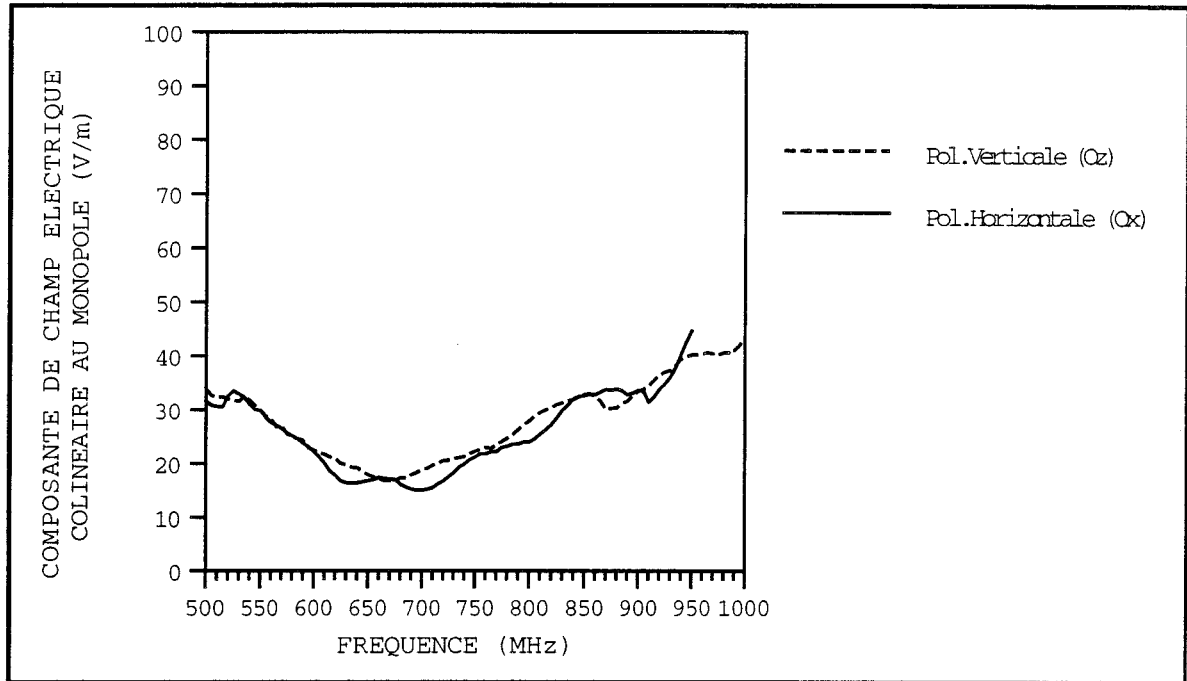


Figure III-22

*Caractéristiques du seuil de sensibilité du module expérimental mesurées en chambre anéchoïde pour les deux polarisations de l'antenne d'émission*

On constate que les évolutions fréquentielles de chacune des composantes de champ considérées suivent pratiquement la même allure, la différence de niveau n'excédant pas les 3 V/m. Ceci est justifié par le choix de disposition du module par rapport à l'antenne d'émission qui reproduit en définitive idéalement la même configuration d'essai.

Ces courbes traduisent un maximum de sensibilité vers 700 MHz, fréquence correspondant approximativement à l'accord en  $\lambda/4$  du monopôle électrique.

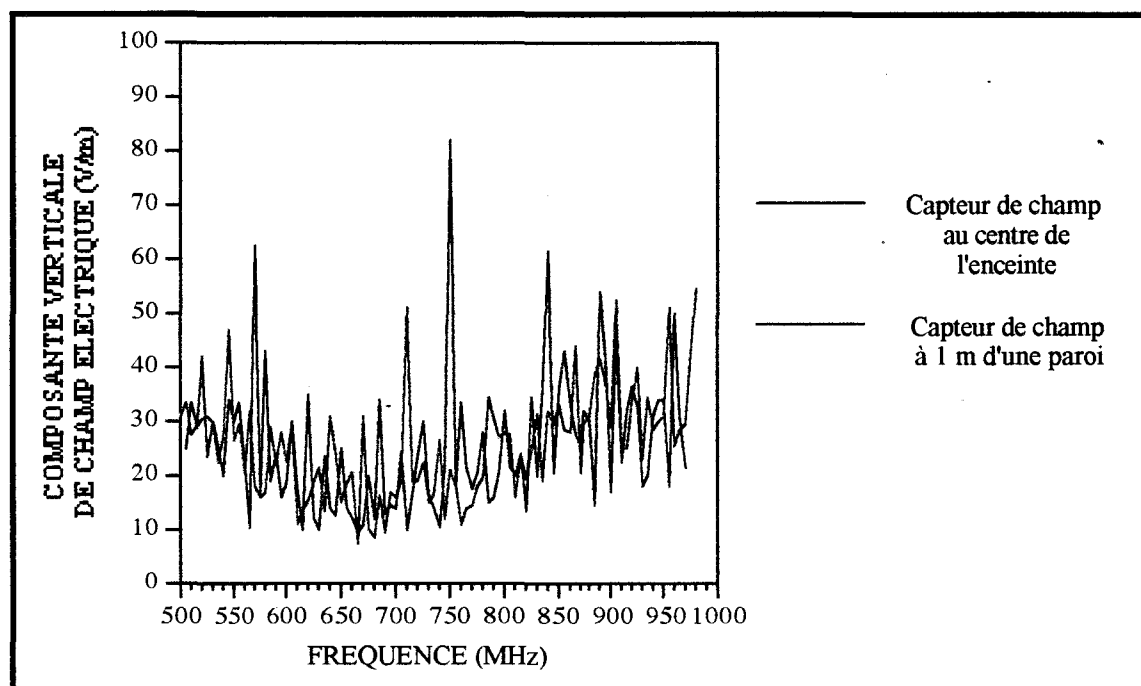
Nous allons désormais nous attacher à comparer cette caractéristique de sensibilité à celle obtenue en chambre réverbérante.

Pour procéder à cet essai, on installe le module de test au centre de la chambre suivant la configuration précédemment décrite sur la figure III-15.

Pour chaque fréquence explorée, on règle la puissance d'émission de façon à ne pouvoir observer qu'un seul dysfonctionnement au cours de la révolution du

brasseur. Ensuite, on installe le capteur de champ triaxial et on mesure, pour chacune des fréquences avec la puissance d'émission qui donne le dysfonctionnement, l'amplitude de la composante de champ électrique  $E_z$  colinéaire à l'axe du monopôle. Durant la mesure, le brasseur est en rotation et on évalue le champ maximum obtenu au cours de cette révolution.

Les courbes de la *figure III-23* représentent alors la caractéristique de seuil de sensibilité mesurée en chambre réverbérante pour deux dispositions différentes du module de test.



*Figure III-23*

*Caractéristiques du seuil de sensibilité du module expérimental mesurées en chambre réverbérante pour deux positions de capteur de champ*

Les évolutions obtenues suivent un comportement moyen semblable que nous allons comparer à la caractéristique de sensibilité mesurée en chambre anéchoïde.

Retenons, par exemple, la courbe obtenue sur la composante de champ électrique  $E_z$  au centre de la chambre.

La comparaison des caractéristiques du seuil de sensibilité du module expérimental successivement mesurées en chambre anéchoïde (*courbe (a)*) puis en chambre réverbérante (*courbe (b)*) est alors reportée sur la *figure III-24*.

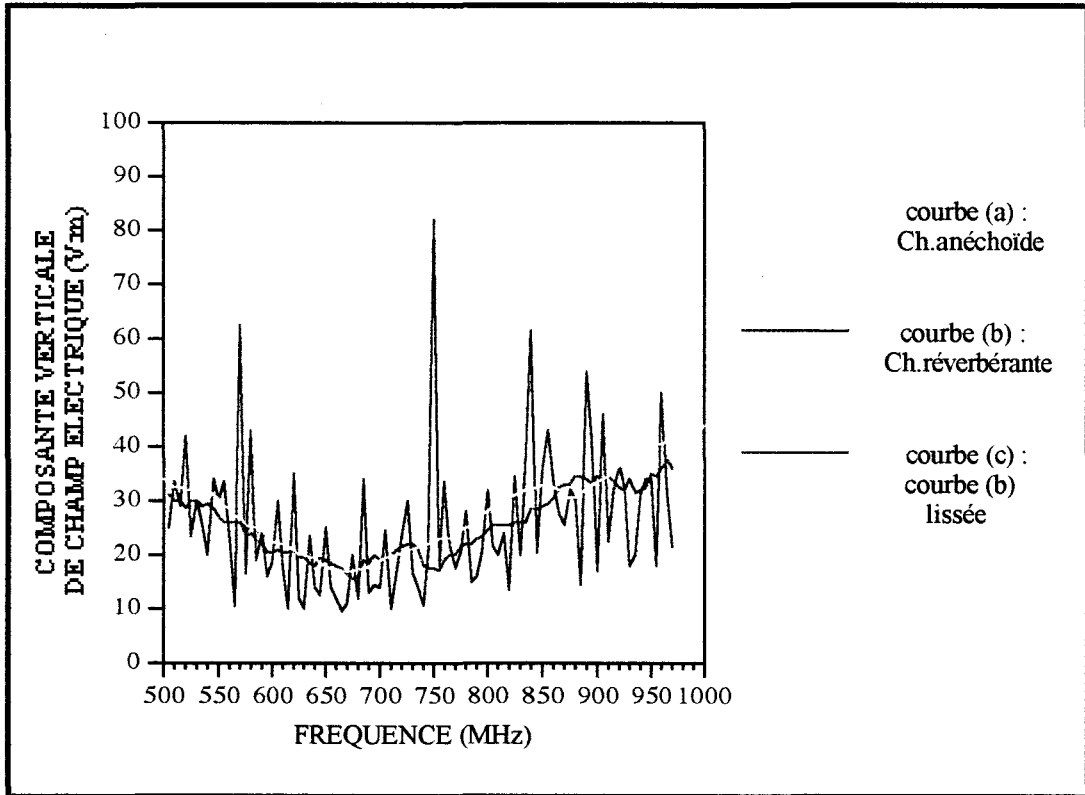


Figure III-24

*Comparaison des caractéristiques du seuil de sensibilité du module expérimental successivement mesurées en chambre anéchoïde puis en chambre réverbérante*

La courbe (c) en pointillé correspond à un lissage sur cinq points de la courbe (b) et représente, en quelle sorte, le comportement moyen de la sensibilité du module mesurée en chambre réverbérante.

Cette évolution se superpose assez bien avec la caractéristique de sensibilité mesurée en chambre anéchoïde, ce qui semble démontrer que la sensibilité maximale est donnée par la composante de champ électrique parallèle au monopôle bien qu'en chambre réverbérante le dispositif expérimental soit soumis aux autres composantes de champ.

De la caractéristique obtenue en chambre anéchoïde, on peut déduire la sensibilité moyenne  $E_{moy}$  qu'on exprime :

$$E_{moy} = \frac{1}{F_2 - F_1} \int_{F_1}^{F_2} E_z(f) dF_z \quad (III-9)$$

où  $E_z(f)$  est cette caractéristique de sensibilité  
 $F_1 = 545 \text{ MHz}, F_2 = 825 \text{ MHz}$

On trouve  $E_{\text{moy}} = 21 \text{ V/m}$ , soit un seuil inférieur au champ requis de  $30 \text{ V/m}$  pour l'essai de calibrage. Il n'est donc par surprenant que la probabilité de dysfonctionnement du module soit supérieure à la probabilité de dépasser  $30 \text{ V/m}$ .

Nous pouvons d'ailleurs utiliser la caractéristique de densité de la figure (III-21) pour calculer la probabilité de dépasser l'amplitude  $E_{\text{moy}}$  de champ électrique, soit:

$$\bar{p}_3 = \int_{E_{\text{moy}}}^{\infty} p(E_z) dE_z \quad (\text{III-10})$$

On obtient :  $\bar{p}_3 = 0,87$

Nous constatons alors que la probabilité  $\bar{p}_3$  s'identifie à  $\bar{p}_1$  qui est la probabilité moyenne de dysfonctionnement du module de test.

Ce résultat nous permet donc de montrer que l'approche statistique de l'essai de susceptibilité mené en chambre réverbérante offre notamment une information sur la sensibilité du module expérimental qui n'apparaît pas lors d'un essai normatif en chambre anéchoïde. Autrement dit, le seuil de sensibilité du module est-il juste en-dessous du champ prescrit par la norme ou franchement en-dessous?

Pour répondre à cette question, il suffit donc, sur une gamme de fréquences donnée, d'estimer la probabilité de mise en dysfonctionnement de l'objet qu'on peut corrélérer aux fluctuations d'amplitude du champ exciteur autour de l'amplitude prescrite par la norme.

Par exemple, dans le cas présentement traité, l'égalité des probabilités de dysfonctionnement  $\bar{p}_1$  et de dépassement de champ  $\bar{p}'_2$  est obtenue lorsque l'amplitude  $E'_0$  de champ électrique est telle que  $\bar{p}'_2$  vérifie l'équation suivante:

$$\bar{p}'_2 = \int_{E'_0}^{\infty} p(E_z) dE_z \quad (\text{III-11})$$

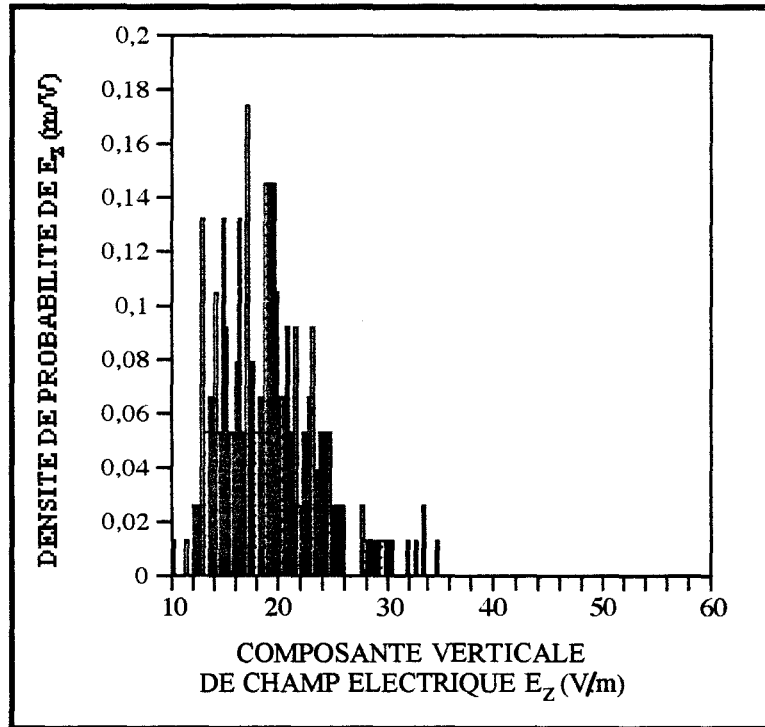
On obtient  $E'_0 = 22 \text{ V/m}$ , amplitude de champ voisinant le seuil moyen de

sensibilité  $E_{moy}$ . Il en résulte donc que la sensibilité du module sera approximativement une dizaine de V/m en-dessous du champ prescrit.

Il semblerait alors que plus l'écart  $\Delta p$  entre les probabilités moyennes de dysfonctionnement  $\bar{p}_1$  et de dépassement de champ  $\bar{p}_2$  sera grand, plus l'écart  $\Delta E$  entre le niveau de champ prescrit par la norme  $E_0$  et le seuil moyen de sensibilité du module de test sera important.

Nous allons apporter une justification à cette hypothèse en reproduisant notre méthodologie d'essai basée sur des données statistiques lorsque le module expérimental est, cette fois, soumis à un champ  $E_z$  d'amplitude  $E_0 = 20$  V/m.

La probabilité moyenne de dysfonctionnement est alors égale à  $\bar{p}_1 = 0,7$  sur la bande spectrale considérée soit les 22 fréquences comprises entre 620 MHz et 725 MHz pour laquelle la probabilité  $p_1$  est égale à l'unité lors de l'essai en chambre anéchoïde. La probabilité moyenne de dépassement du champ requis  $\bar{p}_2$  est de nouveau estimée à partir de la caractéristique moyenne de dix densités de probabilité de l'amplitude de la composante de champ électrique  $E_z$  rapportée sur la *figure III-25*.



*Figure III-25*  
 Estimation de la densité de probabilité  
 de la distribution du champ ( $E_0 = 20$  V/m)

L'évaluation de  $\bar{p}_2$  s'exprime par la relation:

$$\bar{p}_2 = \int_{E_z = 20 \text{ V/m}}^{\infty} p(E_z) dE_z \quad (\text{III-12})$$

On obtient:  $\bar{p}_2 = 0,37$

Cette valeur s'apparente au résultat obtenu pour le champ réglé à 30 V/m. En effet, nous avons montré que le champ électrique auquel l'objet testé est soumis fluctue de part et d'autre de la valeur requise pour le calibrage. Cette loi de fluctuation doit être indépendante de l'amplitude du champ requis. Elle n'est fonction que des propriétés électromagnétiques de l'enceinte, en tout premier lieu, des dimensions de la chambre réverbérante et dans une moindre mesure de la géométrie du brasseur et de l'objet expérimenté. Ces fluctuations apparaissent comme une signature électromagnétique de la chambre réverbérante.

Toutefois, l'expérience montre que les évolutions des figures III-21 et III-25 présentent quelques disparités essentiellement dues au fait que le même pas de



fréquence de 5 MHz a été conservé sur les deux bandes de fréquences considérées. Ainsi, dans la première configuration, 57 fréquences ont été scrutées contre seulement 22 lors de la régulation du champ à 20 V/m. La caractéristique de la *figure III-25* n'est alors en quelque sorte qu'une esquisse de celle de la *figure III-21*. Nous consacrerons ultérieurement un paragraphe à l'influence de l'incrément de fréquence sur le résultat de l'essai de susceptibilité du dispositif de test, notamment lorsque son seuil de sensibilité est voisin du niveau de champ prescrit comme c'est le cas dans le second exemple traité.

A partir de la caractéristique de la *figure III-25*, on peut néanmoins déterminer avec une bonne précision l'amplitude de champ électrique  $E''_0$  qui permet d'égaliser les probabilités  $p_1(E_z=20V/m)$  et  $p_2(E_z=20V/m)$ . On trouve  $E''_0 = 16$  V/m. Comme pressenti, cette valeur tend vers le seuil moyen de sensibilité  $E''_{moy}$  qu'on exprime par la *relation (III-9)* où, cette fois :  $F_1 = 620$  MHz et  $F_2 = 725$  MHz et qui vaut :  $E''_{moy} = 17$  V/m.

L'écart  $\Delta E_{20V/m}$  entre le niveau de champ prescrit  $E_0 = 20$  V/m et  $E''_{moy}$  est alors inférieur à la variation  $\Delta E_{30V/m}$  tandis que l'écart  $\Delta p$  entre les probabilités moyennes  $\bar{p}_1$  et  $\bar{p}_2$  s'est également réduit. L'hypothèse proposée est donc bien vérifiée.

Des différentes expérimentations développées dans ce paragraphe, il est donc principalement ressorti que les mesures effectuées en chambre réverbérante révèlent que les dysfonctionnements observés en fonction de la fréquence du perturbateur se répartissent de façon aléatoire alors que ce dysfonctionnement est uniforme lorsqu'on procède à l'essai en chambre anéchoïde.

Ces dysfonctionnements ont été traités en terme de probabilité que nous avons pu corréler au comportement du champ électrique établi dans la chambre en présence de l'objet ainsi qu'à la caractéristique de sensibilité du module.

De plus, nous avons montré que cette dernière se superpose en moyenne assez bien avec la caractéristique de sensibilité mesurée en chambre anéchoïde.

### III.3.4 REGLES ET PRINCIPES PERMETTANT DE MENER UN ESSAI DE SUSCEPTIBILITE EN CHAMBRE REVERBERANTE

La démarche expérimentale que nous avons présentée tout au long des paragraphes précédents crédite les essais de susceptibilité menés en chambre réverbérante à brasseur de modes sur un simple composant logique.

Elle amène alors quelques remarques quant aux règles et principes à recommander pour ce genre d'expériences que nous nous proposons de commenter dans ce paragraphe. Trois critères seront examinés: la caractérisation de la contrainte électromagnétique, la solution retenue pour calibrer la puissance de la source d'émission, le choix de l'incrément de fréquence pour couvrir le spectre de la source perturbatrice.

#### III.3.4.1 Comment définir la contrainte électromagnétique

Que ce soit lors de l'essai de susceptibilité ou lors de la détermination du seuil de sensibilité du module expérimental, nous avons toujours effectué les mesures sur la composante de champ électrique colinéaire à l'axe du monopôle.

Ce choix se justifie, à priori, par la configuration particulière du dispositif exploité.

Cependant, nous pouvons nous interroger sur les incidences qu'entraînerait une évaluation du module  $|E|$  des trois composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  sur la susceptibilité et la sensibilité de notre module de test.

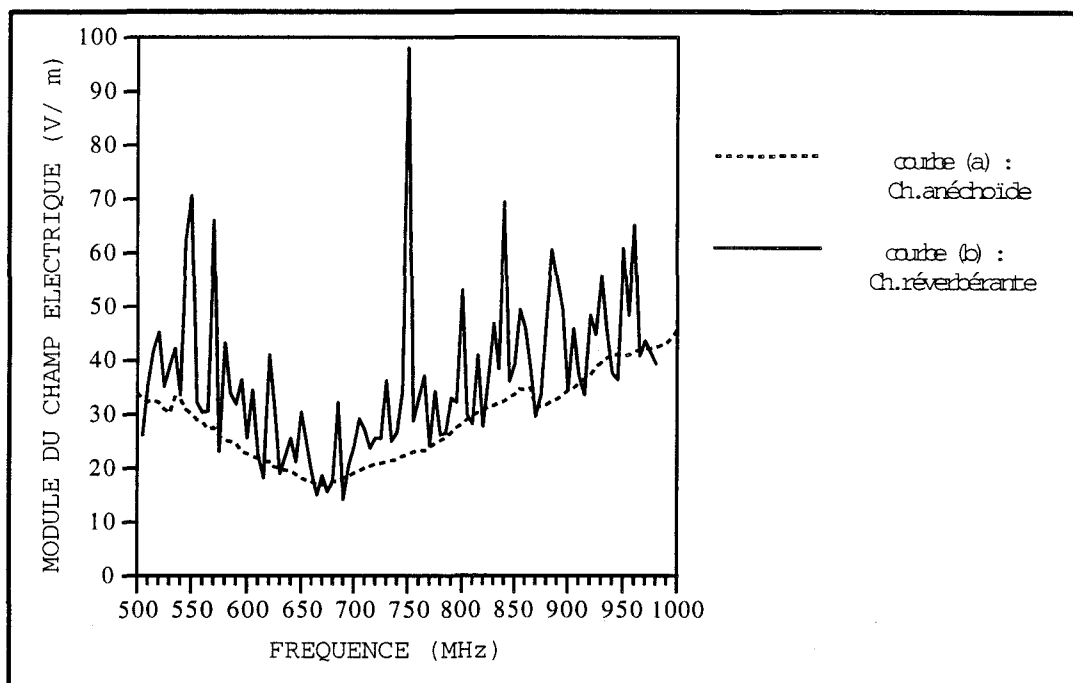
Cette configuration d'essai semble être, en effet, celle à adopter lors du test d'un équipement n'étant apparemment pas prédisposé à réagir à une composante privilégiée du champ électrique.

L'évaluation du champ  $|E|$  se fait avec un capteur de champ triaxial permettant d'accéder au module des trois composantes de champ électrique  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  soit:

$$|E| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2} \quad (III-13)$$

$E_z$  correspond à la composante colinéaire à l'axe du monopôle alors que  $E_x$  et  $E_y$  sont les composantes orthogonales contenues dans le plan perpendiculaire au monopôle.

Ainsi, la mesure de la sensibilité du module fondée sur la détermination du module  $|E|$  est rapportée sur la *figure III-26*.



*Figure III-26*

*Caractéristiques de sensibilité du module expérimental mesurées avec un capteur isotropique en chambre anéchoïde et en chambre réverbérante*

(a) est la courbe obtenue en chambre anéchoïde.

Notons que, dans ce cas, la sensibilité est identique qu'on mesure  $E_z$  ou  $|E|$

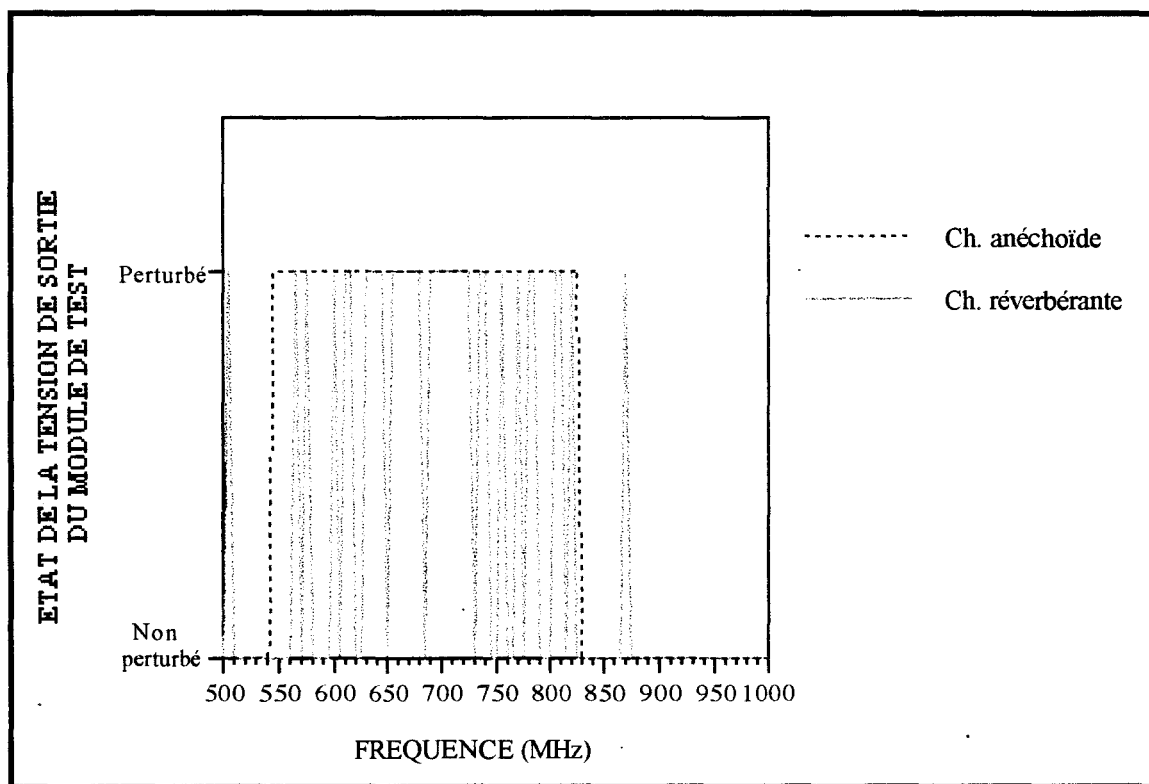
(b) est la sensibilité mesurée sur le module du champ en chambre réverbérante.

On constate que le seuil est donc bien surestimé. Ce comportement s'explique aisément puisque dans l'essai en chambre anéchoïde, un relevé sur le module du champ ne génère presque exclusivement que la composante de champ  $E_z$ .

Cette conclusion corrobore donc bien le choix opéré en début d'étude. A savoir, procéder lors de l'essai de susceptibilité en chambre réverbérante à un calibrage du champ requis en ne retenant que la seule composante colinéaire à l'axe du monopôle, en l'occurrence  $E_z$ .

La caractéristique de la *figure III-27* représente toutefois le résultat du test de susceptibilité relatif à un calibrage sur le module du champ.

Cette courbe obtenue sur le module de test est comparée au test mené en chambre anéchoïde.



*Figure III-27*

*Comparaison des essais de susceptibilité obtenus en chambre réverbérante et en chambre anéchoïde avec un calibrage sur le module du champ électrique*

Par rapport au calibrage fait sur une composante privilégiée du champ, on observe que la probabilité de dysfonctionnement s'est réduite et que les défauts de fonctionnement tendent à se produire majoritairement dans la bande spectrale définissant la caractéristique obtenue en chambre anéchoïde, comme le laissait pressentir la courbe de sensibilité de la *figure III-26*.

Ce comportement peut s'expliquer en faisant référence à la tension  $V_e$  présente à l'entrée du composant logique.

En effet, nous rappelons que la tension  $V_e$  peut s'exprimer, de façon générale, par la *relation (III-1)*.

Si on imagine mettre en oeuvre un grand nombre d'expériences avec des objets placés en  $N$  endroits de la chambre répartis de façon aléatoire, la valeur

moyenne de  $V_e$  peut nous renseigner sur l'occurrence de dysfonctionnement. Lors de l'essai en chambre réverbérante, nous savons que les trois composantes de champ électrique sont générées.

Toutefois, la configuration du module fait que c'est principalement le scalaire  $\alpha_z$  qui joue bien que  $\alpha_x$  et  $\alpha_y$  aient une contribution non négligeable. On peut cependant dire que:

$$|\alpha_x|, |\alpha_y| \leq |\alpha_z| \quad (III-14)$$

Dans ces conditions, la valeur moyenne de  $V_e$  se met sous la forme:

$$\bar{V}_e = |\alpha_x + \alpha_y + \alpha_z| \bar{E}_z \quad (III-15)$$

Si le calibrage du champ requis d'amplitude  $E_0$  s'effectue sur la composante  $E_z$ ,  $V_e$  s'exprime alors par:

$$\bar{V}_e = |\alpha_x + \alpha_y + \alpha_z| E_0 \quad (III-16)$$

On calcule désormais le champ requis sur le module des composantes  $E_x, E_y, E_z$  ( $|E| = E_0$ ). Nous avons montré, lors du premier chapitre, que la propriété d'isotropie du champ électromagnétique à l'intérieur de la chambre permettait d'accéder à une relation entre les différentes composantes et le module du champ que l'on exprime sous la forme:

$$\bar{E}_x = \bar{E}_y = \bar{E}_z = \frac{|E|}{\sqrt{3}} \quad (III-17)$$

L'amplitude moyenne de  $V_e$  devient alors dans ces conditions:

$$\bar{V}_e = |\alpha_x + \alpha_y + \alpha_z| \frac{E_0}{\sqrt{3}} \quad (III-18)$$

Si on attribue aux coefficients  $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$  une valeur positive, nous voyons qu'un calibrage sur la composante  $E_z$  fera que la valeur moyenne de  $V_e$  sera supérieure au seuil de sensibilité, d'où une probabilité de dysfonctionnement

plus importante que celle obtenue pour un calibrage sur le module du champ. C'est ce que montrait la caractéristique de la *figure III-15*.

A l'inverse, pour parvenir à équilibrer les dysfonctionnements lorsque le calibrage est réalisé sur le module du champ, il faut que les scalaires  $\alpha_x$  et  $\alpha_y$  satisfassent la condition:

$$\alpha_x + \alpha_y = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{3}}\right) \alpha_z \quad (III-19)$$

condition contraire aux hypothèses préalablement établies pour le monopôle (*relation III-1*).

La probabilité de dysfonctionnement sera donc réduite. De plus, avec ce type de calibrage, la composante  $E_z$  vérifie la *relation III-45* et revêt donc une amplitude relativement proche de la sensibilité moyenne du module de test en chambre anéchoïde.

La courbe enveloppe des dysfonctionnements sera alors assez bien contenue à l'intérieur de la caractéristique obtenue en chambre anéchoïde.

Ces différents commentaires prouvent donc qu'une mesure en chambre réverbérante apporte, suivant le mode de calibrage du champ requis, des informations sur l'isotropie ou la non isotropie électromagnétique des objets expérimentés.

### III.3.4.2 Calibrage de la puissance d'émission

Celle-ci peut se faire de deux façons.

La première consiste à procéder suivant la méthode décrite en début de chapitre. A savoir, émettre, pour chaque fréquence retenue, le seuil de puissance qui donne, lors d'une révolution du brasseur, une amplitude maximale de champ égale au champ requis.

La seconde solution consiste à calibrer la puissance pour que le champ requis soit égal à la moyenne du champ estimé sur une révolution complète de brasseur.

La caractéristique de la *figure III-28* donne l'évolution de l'état de fonctionnement du module de test lorsque la puissance est calibrée suivant ce

principe. C'est la composante de champ colinéaire à l'axe du monopôle qui est considérée.

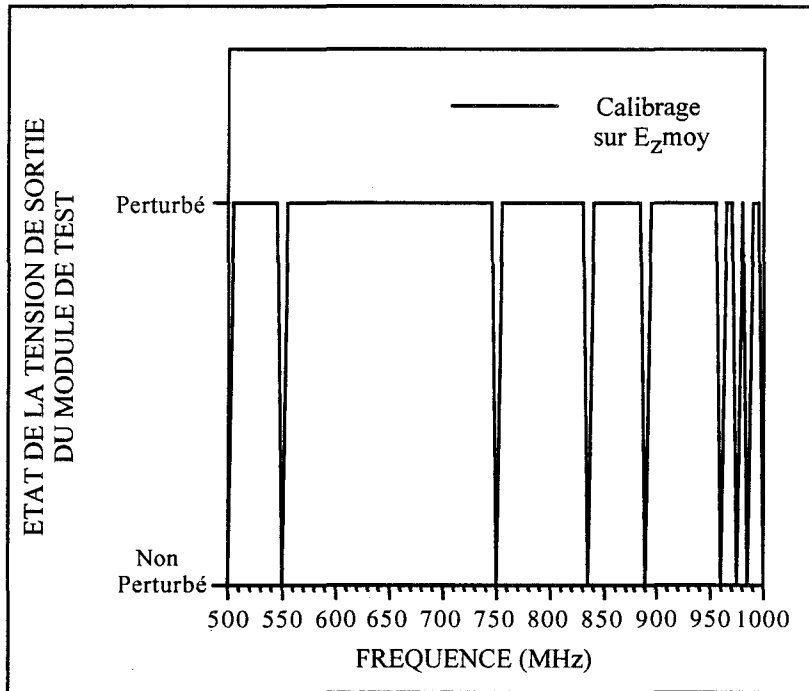


Figure III-28

*Résultat du test de susceptibilité du module lorsque le calibrage de puissance d'émission est fait sur la valeur moyenne du champ mesuré au cours d'une révolution du brasseur*

La probabilité de dysfonctionnement s'est fortement accrue et s'est élargie en domaine de fréquence. Ceci n'est pas surprenant si on regarde la courbe de densité de probabilité de la *figure III-21*. En effet, la contrainte  $E_0$  est positionnée de telle façon qu'on obtienne la condition:

$$\int_{E_{min}}^{E_0} p(E_z) dE_z = \int_{E_0}^{E_{min}} p(E_z) dE_z \quad (III-20)$$

Puisque  $E_0$  devient valeur moyenne, ceci signifie que l'amplitude maximale du champ fluctuant sera plus grande. Par conséquent, on va accroître la probabilité de dysfonctionnement, ce qui est particulièrement visible sur la courbe de la *figure III-28*.

Le mode de calibrage de la puissance d'émission permet ainsi de

soumettre le module à des surcontraintes d'amplitude plus ou moins grande. L'amplitude de ces surcontraintes est d'ailleurs parfaitement prévisible si on connaît la courbe de densité de probabilité.

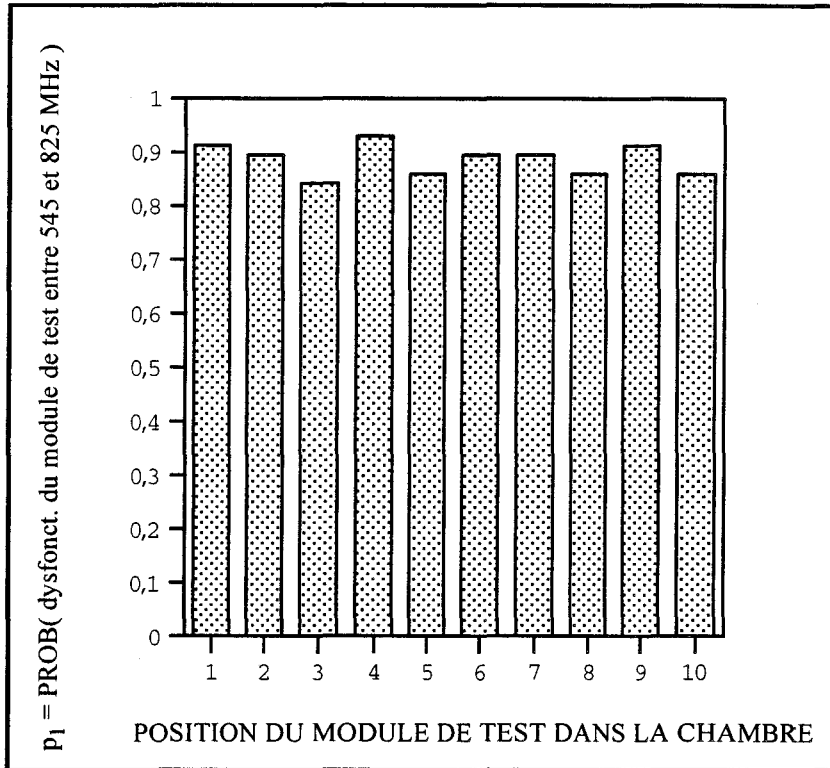
Le calibrage sur la valeur moyenne du champ va requérir plus de puissance d'émission puisqu'il faudra générer une puissance maximale supérieure d'environ 500 mW à celle nécessaire lors du calibrage sur le champ maximal.

Un autre aspect ayant trait encore au calibrage de la puissance d'émission va être également abordé dans ce paragraphe. En effet, la position occupée par l'objet à expérimenter ne sera pas forcément située au centre de la chambre. Cette situation impose-t-elle de faire le calibrage au point de coordonnées occupé par l'objet ou peut-on faire un calibrage unique au centre de la chambre?

Pour répondre à cette question, nous avons procédé à des essais de susceptibilité en positionnant successivement le module expérimental en dix points choisis aléatoirement à l'intérieur de l'enceinte. La caractéristique de calibrage en champ est, pour chacune de ces dix expériences, celle pratiquée au centre de l'enceinte.

L'histogramme de la *figure III-29* montre la distribution des probabilités de dysfonctionnement relevées au cours de ces dix expériences.





*Figure III-29*  
*Répartition des probabilités de dysfonctionnement*  
*pour dix positions géographiques du module,*  
*le calibrage de champ étant fait au centre de l'enceinte*

Cet histogramme est à comparer à celui de la *figure III-20* pour lequel le calibrage se faisait sur chacune des dix positions occupées par l'objet.

La probabilité moyenne de dysfonctionnement déduite du calibrage unique est  $\bar{p}_1 = 0,88$  alors que l'écart type correspondant est de  $\sigma_{p_1} = 0,027$ . Les expériences faites avec dix calibrages donnaient pour chiffres  $\bar{p}_1 = 0,86$  et  $\sigma_{p_1} = 0,028$ . La fourchette d'incertitude est donc pratiquement la même. Ce résultat relève, une fois encore, de la loi de distribution du champ électromagnétique à l'intérieur de la chambre réverbérante qui vérifie les propriétés d'isotropie et d'homogénéité.

Ceci nous incite donc à proposer un seul calibrage au centre de l'enceinte lors de l'essai de susceptibilité en chambre réverbérante. Bien sûr cette condition suppose que l'objet sous test soit à une distance suffisante des parois de la chambre c'est à dire 60 cm pour des essais dont la fréquence la

plus basse se trouve à 500 MHz. Cette condition est requise pour obtenir un brassage modal suffisamment efficace.

### III.3.4.3 Incrément de fréquence

L'incrément de fréquence est directement lié aux nombres d'évènements (de dysfonctionnement) qu'on peut obtenir sur une gamme de fréquences déterminée.

Lors des expériences pratiquées avec le module expérimental, on obtient entre 545 MHz et 825 MHz une probabilité d'obtenir le dysfonctionnement égale à 0,86. L'incrément de fréquence retenu était de 5 MHz soit 57 fréquences sur la gamme de dysfonctionnement. 49 fréquences donnaient un dysfonctionnement ce qui est largement suffisant pour valider le test.

Un incrément 10 fois plus important aurait exploré 6 fréquences (545 MHz - 595 MHz - 645MHz-...- 795MHz) sur lesquelles on obtenait une probabilité quasi certaine de voir apparaître un dysfonctionnement et donc de valider le test.

Cette grande latitude quant au choix de l'incrément tient au fait que le niveau de champ requis de 30 V/m était deux fois supérieur au seuil minimal de sensibilité. Un champ requis se trouvant au seuil minimum apporterait évidemment une autre réponse. En effet, un incrément de 50 MHz aurait une probabilité très réduite de faire apparaître le dysfonctionnement. Ceci n'est d'ailleurs pas exclusif aux essais menés en chambre réverbérante puisque pour un essai en chambre anéchoïde le doute subsiste également quant au choix de l'incrément.

La mesure en chambre réverbérante offre cependant sur ce choix un avantage puisqu'il est possible d'apprécier l'incrément optimal de fréquence. En effet, la caractéristique (b) de la *figure III-19* montre que le champ électrique auquel l'objet est soumis fluctue de part et d'autre de la valeur requise pour le calibrage. Nous avons montré que cette loi de fluctuation était indépendante de l'amplitude du champ requis et n'était fonction que des propriétés électromagnétiques de l'enceinte. Ces fluctuations apparaissent comme une signature électromagnétique de la chambre réverbérante.

Pour déduire de ces fluctuations, l'incrément optimal de fréquence, on a procédé comme suit:

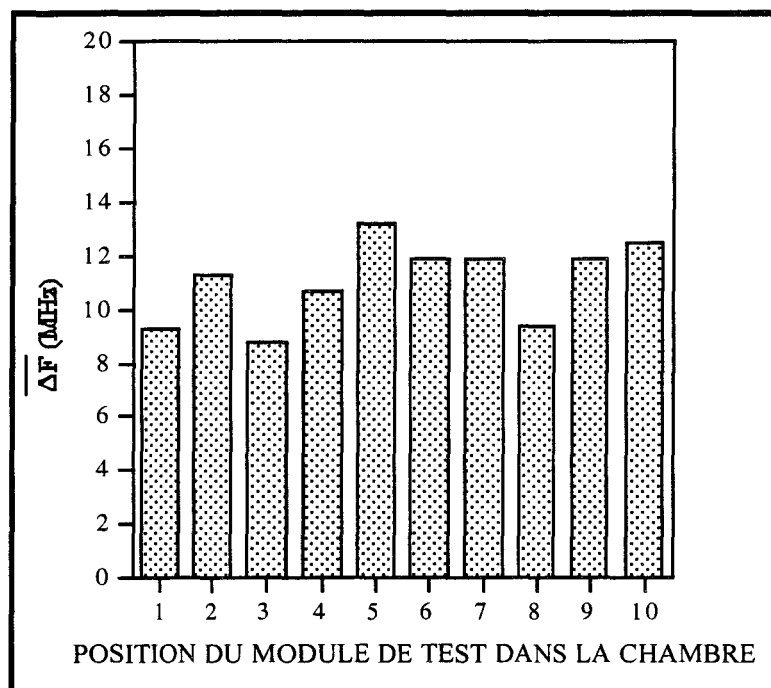
On repère le minimum de champ électromagnétique enregistré par ces fluctuations, puis on détermine une dizaine de fréquences qui s'approchent le plus de ce minimum. Ces fréquences seront, de par les propriétés électromagnétiques, assez bien uniformément réparties entre 500 MHz et 1000 MHz.

Pour chacune de ces fréquences, on détermine l'incrément de fréquence  $\Delta F_j$ , qu'il faut appliquer pour atteindre le champ requis, puis on déduit de ces dix mesures l'incrément moyen  $\overline{\Delta F}$  soit:

$$\overline{\Delta F} = \sum_{j=1}^{N_0} \Delta F_j \quad (III-21)$$

où  $N_0$  représente le nombre de fréquences.

Cette expérience est ensuite réitérée pour dix positions de l'objet choisies aléatoirement à l'intérieur de l'enceinte. On a reporté, sur l'histogramme de la *figure III-30*, la distribution d'amplitude de cet incrément de fréquence auquel on peut attribuer une valeur moyenne estimée à 11 MHz et un écart type de 1,4 MHz.



*Figure III-30*

*Evolution de l'incrément de fréquence  $\Delta F$  donnant une certitude de dysfonctionnement pour dix positions du module à l'intérieur de l'enceinte*

Ceci signifie que lorsque le champ requis est confondu avec le seuil minimum de sensibilité, deux comportements risquent d'apparaître suivant que l'essai est pratiqué en chambre anéchoïde ou en chambre réverbérante. Dans le premier cas, la probabilité de faire apparaître un dysfonctionnement n'est pas sûre puisque nous ignorons a priori l'impact que l'objet aura sur la contrainte électromagnétique. Dans le second cas, avec un incrément de fréquence de 11 MHz, la probabilité d'engendrer un dysfonctionnement est quasi certaine. Ceci démontre l'intérêt de l'essai et notamment les avantages liés aux propriétés fluctuantes du champ électromagnétique.

### III.3.5 INFLUENCE DE LA DIRECTIVITE ELECTROMAGNETIQUE DU MODULE EXPERIMENTAL

Nous allons chercher à étudier l'influence du volume de la boîte métallique utilisée pour protéger le circuit.

Pour ce faire, nous avons réalisé une extension de volume en imbriquant le module de test dans une boîte secondaire de bien plus grand volume puisqu'il s'agit d'un parallélépipède de dimensions 30\*20\*20 cm (*figure III-31*).

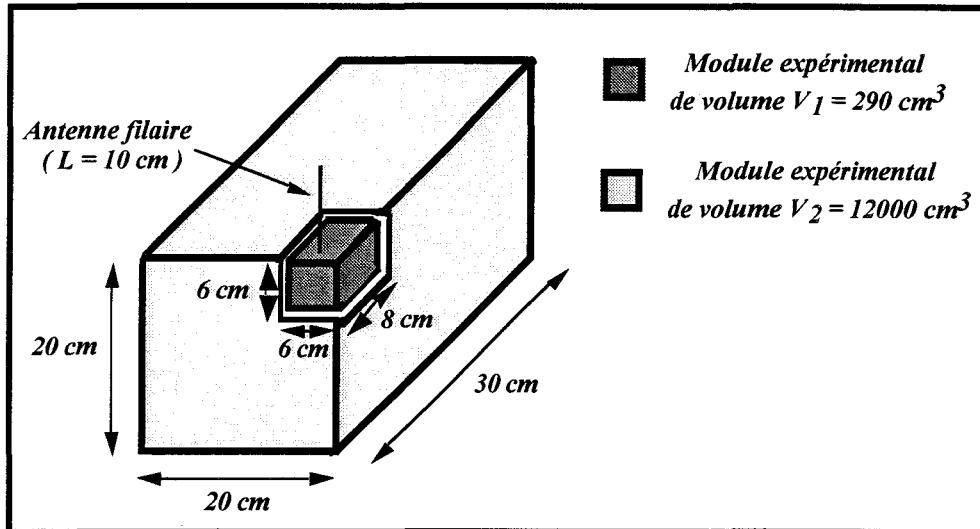


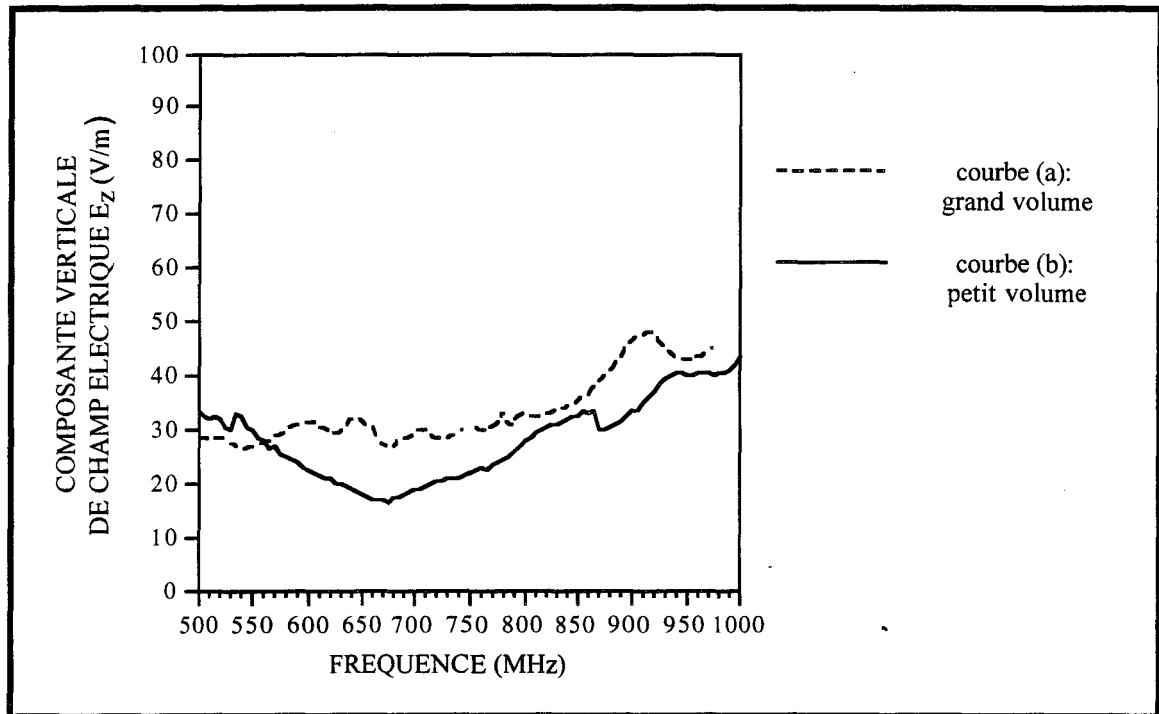
Figure III-31

*Boîte secondaire utilisée pour matérialiser l'accroissement de volume du module de test*

Avec ce dispositif, nous pourrions apprécier l'influence de la directivité électromagnétique du module de test sur sa sensibilité puisque la grande boîte introduit une dissymétrie géométrique du module sans toutefois modifier son comportement intérieur.

Nous allons, dans un premier temps, procéder à la mesure de la caractéristique de sensibilité obtenue en chambre anéchoïde.

Nous nous plaçons dans les conditions d'expérimentation décrites antérieurement lors de l'essai sur le module de petit volume. On substitue alors le module expérimental de grand volume à celui de petit volume de sorte, toutefois, que le monopôle électrique reste dans sa position initiale. Nous ne rapporterons ici que les résultats obtenus pour la configuration d'installation faisant intervenir la composante de champ électrique  $E_z$ . En effet, comme pour le cas du petit volume, la caractéristique obtenue sur la composante  $E_x$  sera tout à fait comparable à la précédente. C'est donc pour une position déterminée du module intégré à la grande boîte que nous obtenons la caractéristique de sensibilité de la figure III-32.



*Figure III-32*

*Caractéristiques de sensibilité mesurées en chambre anéchoïde*

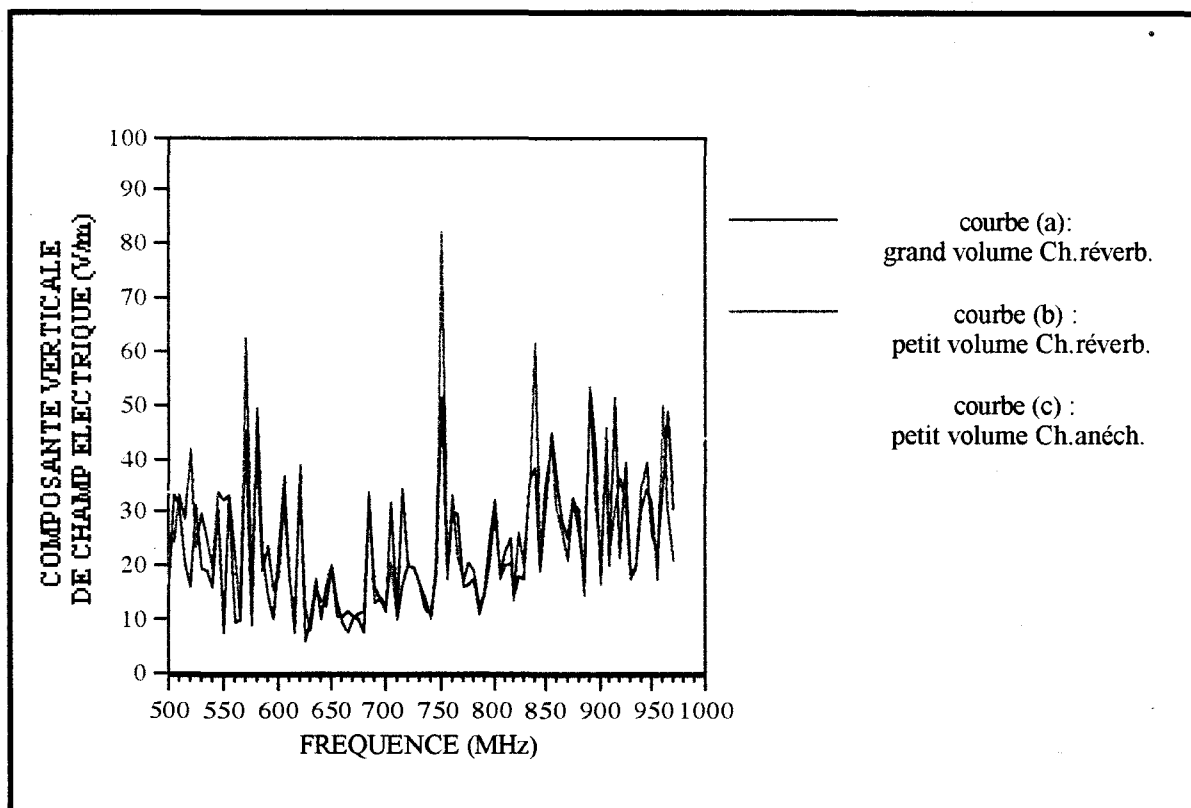
*· courbe (a) : module expérimental de grand volume*

*· courbe (b) : module expérimental de petit volume*

Il s'agit de la courbe (a) de la *figure III-32* sur laquelle on a superposé la courbe (b) obtenue avec le module dans sa configuration initiale.

Le module expérimental de grand volume est désormais sensible à un champ d'amplitude supérieure, en moyenne, d'une dizaine de V/m à celle obtenue pour le petit volume. En effet, le dispositif de test ne "baigne" plus maintenant dans le même environnement électromagnétique. L'accroissement du volume de la boîte a donc eu pour effet de modifier le comportement électromagnétique de l'objet. En particulier, il doit y avoir dissymétrie de sensibilité. Il est fort probable qu'il soit possible de retrouver la caractéristique (b) de la *figure III-32* pour une position déterminée du module autour de l'axe du monopôle.

Une confrontation avec des essais menés en chambre réverbérante va appuyer le fait que ces expériences permettent d'apprécier implicitement ce cas pire. Après avoir respecté la procédure d'essai définie dans un paragraphe précédent, nous rapportons sur la *figure III-33* les caractéristiques relatives à la composante de champ électrique  $E_z$ .



*Figure III-33*

*Caractéristiques de sensibilité mesurées en chambre réverbérante*

*courbe (a) : module expérimental de grand volume*

*courbe (b) : module expérimental de petit volume*

*courbe (c) : caractéristique de sensibilité du module*

*expérimental de petit volume mesurée*

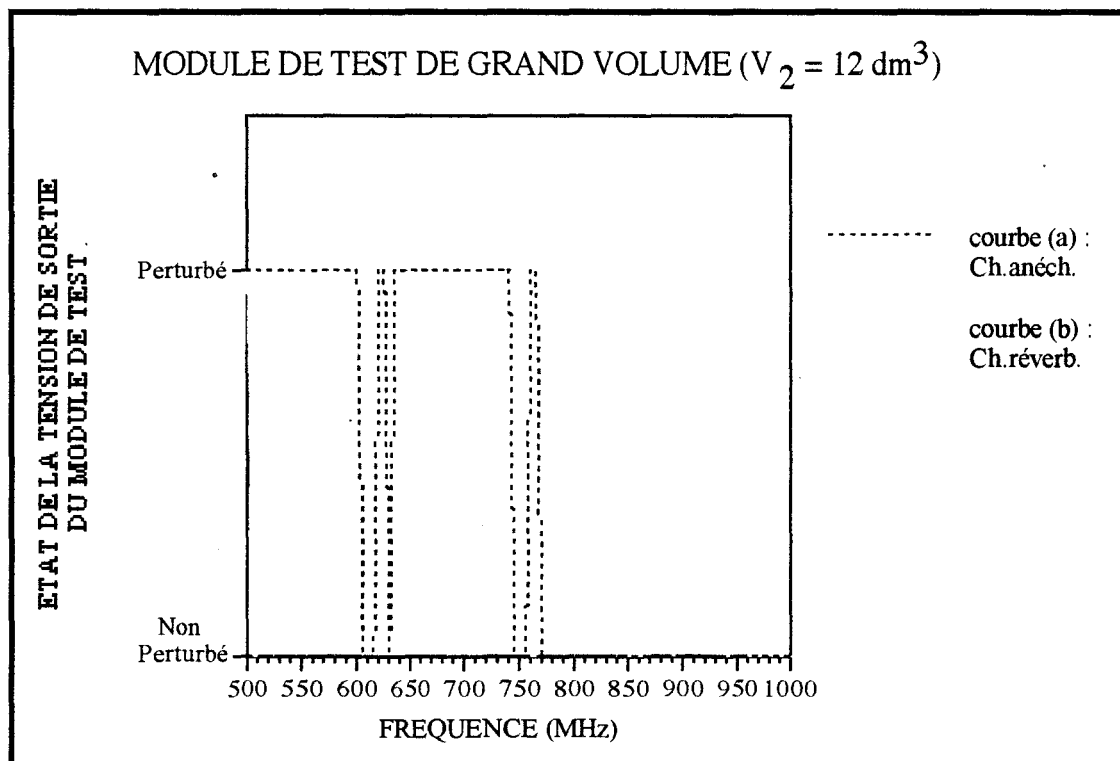
*en chambre anéchoïde*

La courbe (a) correspond à la caractéristique de sensibilité du module expérimental de grand volume mesurée en chambre réverbérante.

Les courbes (b) et (c) sont relatives au module expérimental de petit volume. Il s'agit des caractéristiques de sensibilité obtenues en chambre réverbérante (courbe (b)) et en chambre anéchoïde (courbe (c)).

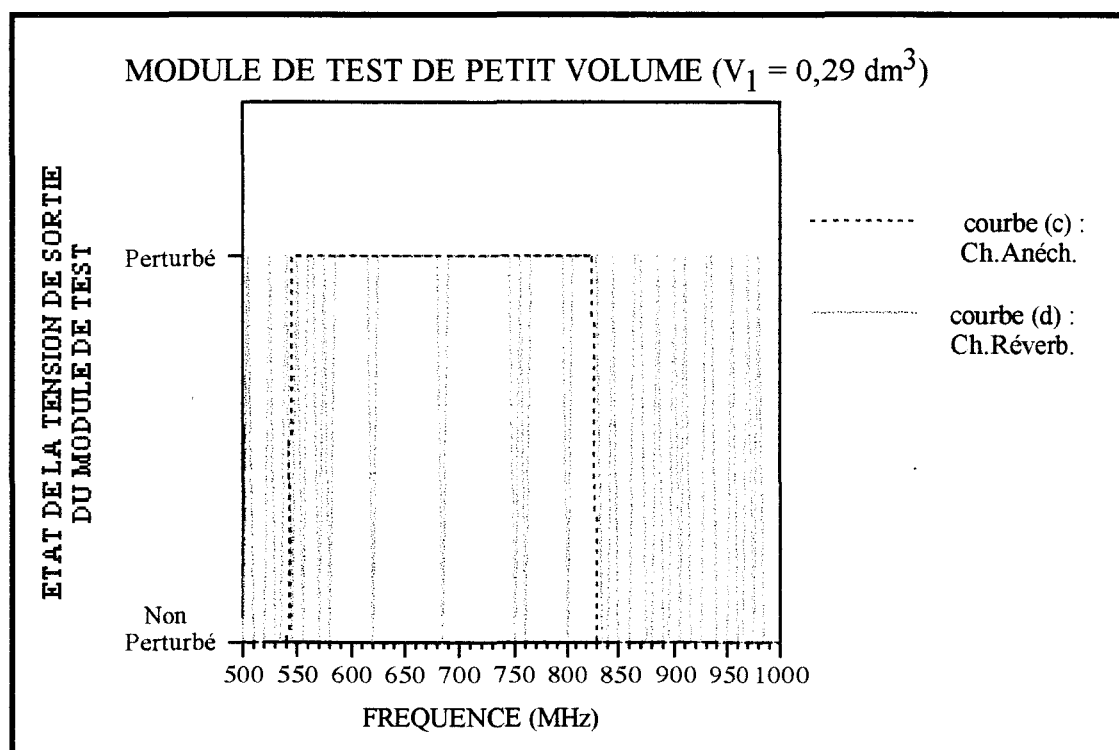
On constate que les courbes (a) et (b), dont l'évolution en fonction de la fréquence suit un comportement aléatoire, font apparaître des fluctuations d'amplitude qui semblent centrées autour d'une même caractéristique moyenne qui n'est pas très éloignée de la caractéristique de sensibilité du module de petit volume (courbe (c)).

Pour appuyer cette hypothèse, nous avons représenté sur la *figure III-34* l'état de fonctionnement du module de grand volume sous contrainte de 30 V/m obtenu en chambre anéchoïde (*courbe(a)*) et au centre de la chambre réverbérante (*courbe(b)*). Sur la *figure III-34*, nous avons rappelé les évolutions données par l'objet de petit volume lors des essais dans les deux chambres (*courbes (c)* et *(d)*).



*Figure III-34(a)*





*Figure III-34(b)*

*Comparaison des essais de susceptibilité sous contrainte de 30 V/m  
menés avec le module expérimental de grand puis de petit volume  
courbes (a) et (c) : essai en chambre anéchoïde  
courbes (b) et (d) : essai en chambre réverbérante*

Nous précisons de nouveau que les *courbes (a) et (c)* correspondent à l'association des différentes caractéristiques de dysfonctionnement obtenues pour les deux polarisations de l'antenne d'émission.

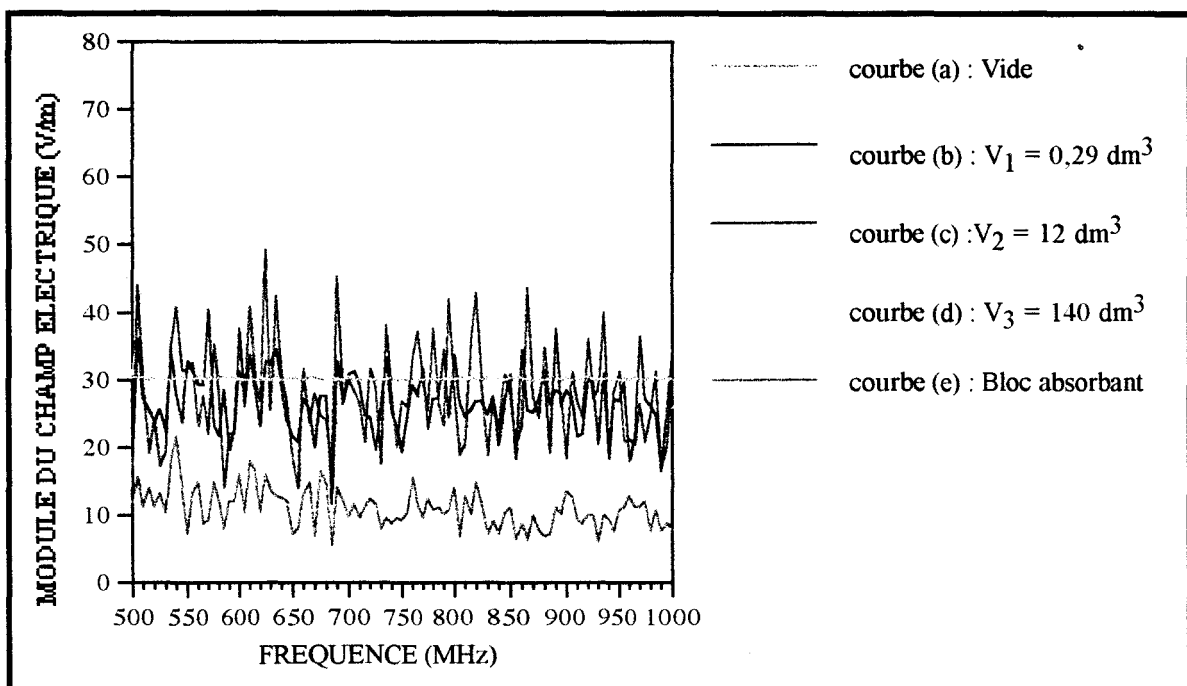
Nous constatons alors que l'on obtient des dysfonctionnements du module de grand volume sur plusieurs plages de fréquences dont l'étendue est toutefois globalement plus réduite que celle relevée pour le petit volume.

Par contre, l'essai en chambre réverbérante du dispositif de grand volume s'inscrit bien avec le résultat obtenu pour le petit module.

Ces faits sont donc tout à fait en accord avec les conclusions des mesures montrant l'évolution des courbes de sensibilité. Cette expérience tend à démontrer que le test de susceptibilité en chambre réverbérante intègre bien la contrainte optimale.

Il est à noter cependant que, si l'objet de par sa géométrie exerçait un effet d'écran électromagnétique, le volume de l'objet aurait alors une incidence sur le seuil de susceptibilité en chambre réverbérante.

Pour conclure ce paragraphe, nous allons nous intéresser à l'impact du volume de l'équipement sur la valeur de champ requise pour le calibrage. Ainsi, sur la *figure III-35*, nous avons reporté l'évolution du module du champ électrique au centre de la chambre réverbérante lorsqu'on procède à l'asservissement de la puissance d'émission de sorte à obtenir une intensité de champ d'amplitude constante et égale à 30 V/m. Les *courbes (b), (c), (d)* montrent les évolutions du champ asservi de la même puissance d'émission lorsque, cette fois, est installé en un point quelconque de la chambre un objet diffractant de volume successivement égal à  $V_1 = 0,28 \text{ dm}^3$ ,  $V_2 = 12 \text{ dm}^3$  et  $V_3 = 140 \text{ dm}^3$ . Ce dernier occupe approximativement 1 % du volume de l'enceinte. Ces trois courbes traduisent l'influence que peut avoir le volume de l'objet expérimenté sur la contrainte électromagnétique. Pour référence, nous avons joint sur la *figure III-35*, l'évolution du champ au centre de la cavité lorsqu'est placé un bloc d'absorbant électromagnétique à l'intérieur de l'enceinte (*courbe (e)*).



*Figure III-35*

*Influence du volume de l'objet expérimenté sur la contrainte de champ*

Les évolutions de champ obtenues semblent corrélées à l'empreinte électromagnétique de la chambre réverbérante et des objets qu'elle contient. Ainsi, nous allons attribuer aux fluctuations de champ une amplitude

rapportée à la notion d'écart-type.

L'écart-type  $\sigma_E$  est défini comme la racine carrée de la variance  $\sigma_E^2$  telle que:

$$\sigma_E^2 = \overline{E^2} - (\bar{E})^2 \quad (\text{III-22})$$

La valeur moyenne  $\bar{E}$  de chacune des caractéristiques de champ de la *figure III-35* est définie par la relation:

$$\bar{E} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_i \quad (\text{III-23})$$

où  $N$  représente le nombre d'échantillons constituant chaque courbe de champ;  $N$  est ici égal à 101

Par analogie, la moyenne des champs élevés au carré vaut:

$$\overline{E^2} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_i^2 \quad (\text{III-24})$$

Nous avons donc rapporté sur la *figure III-36* la valeur de la moyenne et de l'écart-type de chacune des courbes de champ de la *figure III-35*. Nous rappelons que l'écart-type traduit la fluctuation du champ par rapport à la valeur moyenne.

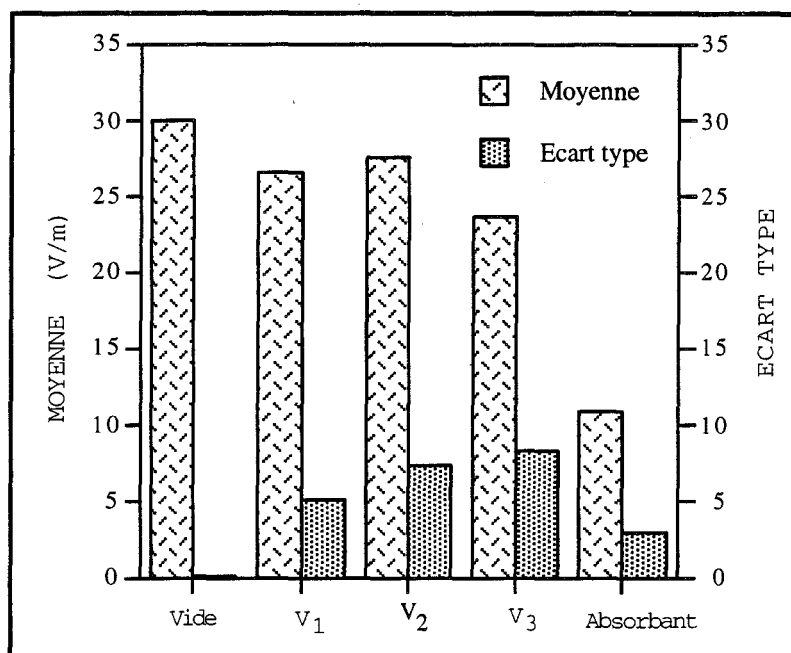


Figure III-36

*Valeurs moyennes et écarts types déduits des caractéristiques de champ relatives à l'introduction de l'objet expérimenté*

On constate que l'introduction d'un objet dans la chambre entraîne une baisse de la valeur moyenne de la caractéristique de champ par rapport au 30 V/m, valeur moyenne de la caractéristique de champ prescrit. Ceci est dû au fait que les objets expérimentés ainsi que la fréquence du champ perturbateur influencent le coefficient de qualité de l'enceinte et par la-même la distribution caractéristique du champ électromagnétique. Les propriétés d'isotropie et d'homogénéité seront alors détériorées et les valeurs moyennes obtenues auront tendance, notamment aux fréquences supérieures au GHz, à se rapprocher de celle obtenue lors de la présence d'un bloc absorbant électromagnétique dans l'enceinte.

On remarque que la valeur moyenne déduite de la caractéristique de champ relative à l'introduction dans la chambre de l'objet de volume  $V_2 = 12 \text{ dm}^3$  est légèrement supérieure à celle associée à l'objet de volume  $V_1 = 0,29 \text{ dm}^3$ . Cette condition s'inversera normalement une fois la longueur d'onde du champ perturbateur devenant de l'ordre ou inférieure aux dimensions de l'objet.

A partir de la figure III-36, on remarque également que le volume de l'objet expérimenté influence l'écart-type du champ.

Cet écart-type apparaît d'autant plus important que le volume de l'objet diffractant est important. Ce comportement s'explique par l'augmentation du

couplage qui se manifeste entre l'antenne d'émission et l'objet diffractant à mesure que le volume croît.

A partir de cet exemple, nous voyons qu'il faudra entreprendre une étude approfondie visant à définir la validité de la méthode de mesure de la chambre réverbérante aux tests de susceptibilité en fonction du volume de l'équipement expérimenté.

### III.4 PERSPECTIVES

Les travaux menés dans le cadre de cette étude nous ont permis de montrer que la chambre réverbérante à brassage de modes offrait d'intéressantes possibilités pour les tests de susceptibilité électromagnétique. Toutefois, de nombreuses questions subsistent notamment quant aux limites de cette méthode de mesure et aux développements possibles du protocole de test. Pour cela, nous proposons une évolution des travaux que nous allons répartir en plusieurs thèmes d'étude.

Une première proposition serait d'exploiter la méthodologie d'essai basée sur l'usage de données statistiques aux fréquences supérieures au GHz. En effet, les propriétés électromagnétiques de la chambre réverbérante qui sont mises à profit lors de l'essai sont garanties jusqu'à la vingtaine de GHz pour l'installation dont dispose le L.R.P.E.

Dans un premier temps, les tests seraient réalisés sur notre dispositif expérimental. Ensuite, les travaux porteraient sur des objets dont le volume pourrait atteindre une taille conséquente pouvant présenter une fraction non négligeable du volume de l'enceinte. Les objets expérimentés ainsi que la fréquence du champ perturbateur influenceront alors le coefficient de qualité de l'enceinte et par la-même la distribution caractéristique du champ électromagnétique.

Le travail porterait donc, en fonction des paramètres précités, sur une estimation du domaine de validité de cette méthode de mesure aux tests de susceptibilité. Nous pensons que la voie expérimentale serait à ce stade très fastidieuse et qu'il serait préférable d'apporter l'aide de modèles numériques.

Un autre thème d'étude pourrait porter sur l'amélioration du protocole de test.

Nous avons fait usage lors de nos essais du brassage de modes mécanique. Des expériences menées avec le brassage électronique permettront peut-être de réduire le temps d'exécution des essais [15][16]. Des travaux récents montrent que cette solution est applicable aux mesures d'efficacité de blindage[14]. Son transfert vers des essais de susceptibilité électromagnétique n'est cependant pas immédiat.

C'est notamment le cas lorsque l'on pratique un test sur un dispositif contrôlé par un ordinateur. L'appréciation de l'effet est subordonnée au changement d'état de sortie du dispositif. Nous savons que, pour des dispositifs contrôlés par ordinateur, cet état se manifeste seulement après un retard suivant l'application de la contrainte. Ce retard est en principe inconnu. Toutefois, l'expérience montre que, bien souvent, il peut s'estimer à quelques dizaines de secondes, ce qui facilite la mise en oeuvre du test lorsque se pose la question de la durée d'application de chaque échantillon de fréquence.

La mesure en chambre réverbérante amène une difficulté supplémentaire puisque la durée d'application de la contrainte qui produit le dysfonctionnement sera, par principe même, généralement très inférieure à la durée d'application de l'échelon de fréquence.

La question est donc de déterminer quelle est la vitesse de rotation maximale du brasseur de modes qui autorise la perception de surcharges fugitives. L'évaluation de ce paramètre ne pourra se faire qu'à l'aide d'essais comparatifs appliqués sur quelques dispositifs choisis.

## CONCLUSION

Des résultats expérimentaux publiés dans ce chapitre, nous pouvons dire qu'appliquée à un module expérimental, la méthodologie d'essai que nous avons mise en oeuvre montre bien les possibilités intéressantes offertes par la chambre réverbérante à brasseur de modes pour les tests de susceptibilité électromagnétique.

Les avantages de cette méthode par rapport aux essais classiques menés en chambre anéchoïde sont de plusieurs ordres.

La puissance mise en jeu pour produire le champ exciteur est moindre.

Sur l'exemple traité dans notre étude, il faut émettre une dizaine de  $W$  sur l'antenne installée en chambre anéchoïde pour produire  $30 \text{ V/m}$  à 1 mètre de cette antenne, alors qu'il suffit d'une puissance maximale d'environ  $1,5 \text{ W}$  avec l'installation en chambre réverbérante.

La procédure de test est également accélérée dans un rapport que nous ne pouvons toutefois pas encore totalement chiffrer.

De plus, de par le principe même du fonctionnement des cavités électromagnétiques surdimensionnées, l'essai en chambre réverbérante offre une contrainte électromagnétique quasi isotrope, ce qui contribue à une reproductibilité très satisfaite des résultats.

La méthodologie d'essai doit cependant être abordée avec des procédures différentes de celles habituellement utilisées pour les tests pratiqués en chambre anéchoïde.

Nous avons montré à l'aide du vecteur expérimental que cet objet réagissait en fonction de la fréquence avec un comportement aléatoire. Ceci provient de l'établissement des ondes stationnaires et du rôle imparti au brasseur de modes.

Les dysfonctionnements observés sur le module expérimental peuvent être regardés comme une donnée statistique. En effet, lorsqu'on soumet un objet au champ électromagnétique prescrit par un essai normatif, une mesure de susceptibilité électromagnétique faite en chambre anéchoïde ne donne aucune information sur la sensibilité de l'objet. Autrement dit, le seuil de sensibilité est-il juste au-dessous du champ prescrit par la norme ou franchement au-dessous?

Nous avons montré que l'essai en chambre réverbérante permet de répondre à cette question. Il suffit sur une gamme de fréquences donnée d'estimer la

probabilité de mise en dysfonctionnement de l'objet qu'on peut corrélérer aux fluctuations d'amplitude du champ excitateur autour de l'amplitude prescrite par la norme.

Nous avons également montré au cours de ces essais comparatifs que la méthode utilisée pour calibrer la puissance d'émission requise pour obtenir le champ apportait également une information sur la sensibilité de l'objet. Cette puissance peut être réglée à partir d'une composante privilégiée du champ électrique ou du module des trois composantes spatiales du champ.

Cette puissance peut être aussi réglée en retenant le champ maximum obtenu lors d'une révolution du brasseur de modes ou au contraire en ne considérant que l'amplitude moyenne du champ mesuré au cours de cette révolution.

Les fluctuations de l'amplitude du champ électromagnétique autour de l'amplitude prescrite par la norme apparaissent donc comme une donnée tout à fait exploitable sur le plan quantitatif.

Cette propriété propre aux chambres réverbérantes autorise également une certaine dose de surcharge électromagnétique dont on imagine l'intérêt lorsqu'on veut qualifier un système sur le plan de sa sécurité de fonctionnement en présence de champs électromagnétiques.

Par ailleurs, de nombreuses questions subsistent notamment quant aux limites de cette méthode de mesure et aux développements possibles du protocole de test. Nous pensons que les propositions d'avancement des travaux permettront d'apporter des éléments de réponse intéressants, la méthodologie d'essai proposée dans ce chapitre servant de base d'exploitation.



---

## CONCLUSION GENERALE

---

---

## CONCLUSION GENERALE

---

Le travail exposé dans notre thèse constitue une contribution à l'évaluation des possibilités d'application de la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes aux tests de susceptibilité électromagnétique.

Notre effort de compréhension des phénomènes mis en jeu dans cette méthode s'est appuyé, d'une part, sur une approche qualitative par la théorie modale des cavités résonnantes et d'autre part sur des expérimentations menées à l'aide de l'installation disponible au L.R.P.E..

Nos premières investigations ont permis de mettre en évidence les propriétés caractéristiques d'isotropie et d'homogénéité du champ électromagnétique à l'intérieur de l'enceinte faradisée. En conséquence, nous avons notamment montré que la puissance mesurée sur une antenne immergée dans cette cavité devient indépendante de sa dimension dès que celle-ci est supérieure à une valeur proche du quart de la longueur d'onde.

La mesure de l'efficacité de blindage de composants passifs a également révélé une technique de mesure très reproductible. De plus, des informations intéressantes sur le comportement électromagnétique d'éprouvettes coaxiales semi-rigides à ouverture ou tressées ont été apportées. Les tests en chambre réverbérante indiquent qu'entre 500 MHz et 4 GHz, il y a continuité avec les mesures d'impédance de transfert faites au-dessous de 1 GHz. Au-dessus de 4 GHz, les caractéristiques semblent s'éloigner d'une loi linéaire fonction de la fréquence. Des expériences complémentaires devraient prochainement être entreprises pour trouver l'origine physique de ce comportement.

L'extension du champ d'application de la méthode de la chambre réverbérante aux tests de susceptibilité électromagnétique s'est montrée

possible à partir de la méthodologie d'essai que nous avons mise en oeuvre et appliquée à un module expérimental. Nous avons notamment mis en évidence que l'utilisation d'une chambre réverbérante apporte, par rapport à la technique classique de mesure en chambre anéchoïde, des solutions particulièrement attrayantes quant à l'investissement de puissance rayonnée nécessaire à produire le champ excitateur et au temps de mesure (Ce champ d'expériences a montré que l'investissement en puissance est approximativement dix fois plus faible qu'avec l'essai classique en chambre réverbérante, la procédure de test est également accélérée dans un rapport que nous ne pouvons toutefois pas encore totalement chiffré). La méthodologie d'essai doit cependant être abordée avec des procédures différentes de celles habituellement utilisées pour les tests pratiqués en chambre anéchoïde. Les dysfonctionnements observés sur le module expérimental immergé en chambre réverbérante peuvent être regardés comme une donnée statistique qui offre notamment une information sur la caractéristique de sensibilité de l'objet sous test.

Pour poursuivre cette étude, des expériences supplémentaires devront être entreprises dans le domaine des fréquences supérieures au GHz et sur des objets dont le volume pourrait atteindre une taille conséquente pouvant présenter une fraction non négligeable du volume de l'enceinte. Une action vers des procédures normatives de tests en chambre réverbérante pourrait alors être envisagée puisque ce dispositif semble prometteur tant sur le plan expérimental qu'économique.

---

BIBLIOGRAPHIE

---

---

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] D. WARIN  
*"Contribution à l'étude du comportement de l'impédance d'entrée de dipôles électriques immergés dans une cavité réverbérante"*  
Rapport de D.E.A. - Lille  
Juillet 1991
- [2] M.L. CRAWFORD  
*"Improved techniques and instrumentation for EMC measurements"*  
IEEE Int. Electromagnetic Compatibility Symp.Rec., pp. 369-371  
June 1976
- [3] P. DEGAUQUE, J. HAMELIN  
*"Compatibilité électromagnétique - bruits et perturbations radioélectriques "*  
Collection Technique et Scientifique des Télécommunications  
Edition Dunod-CNET-ENST  
1990
- [4] P. CORONA, G. LATMIRAL, E. PAOLINI, L. PICCIOLI  
*"Use of a reverberating enclosure for measurements of radiated power in the microwave range"*  
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-18,  
N°2, pp 54-59  
May 1976

- 
- [5] E.E. DONALDSON, W.R. FREE, D.W. ROBERTSON,  
J.A. WOODY  
*"Field measurements made in a enclosure"*  
Proceedings of the IEEE, Vol. 66, N°4, pp. 464-472  
April 1978
- [6] A.C. MARVIN, J.A.S. ANGUS, J.F. DAWSON and J.CLEGG  
*"Enhancements to stirred mode chambers by the use of pseudo-random phase reflection gratings"*  
International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Rome,  
pp 218-221  
September 13-16, 1994
- [7] P. FERRARI  
*"Mise au point de la mesure de fuites I.E.M. par la méthode de la chambre réverbérante avec variateur de modes"*  
Rapport de D.E.A. - Grenoble  
Juin 1989
- [8] G. BOUDOURIS  
*"Cavités électromagnétiques"*  
Dunod Paris  
1971
- [9] B.H. LIU, D.C. CHANG, M.T. MA  
*"Eigenmodes and the composite quality factor of a reverberating chamber"*  
National Bureau of Standards , Technical Notes 1066  
August 1983
- [10] N. LAMBLAIN  
*"Influence des dimensions d'une chambre réverbérante sur son efficacité aux fréquences basses"*  
Rapport intermédiaire de la convention DGA/CEG - USTL  
N°40-93-008  
Janvier 1995

- [11] B. DEMOULIN, D. WARIN, L. KONE, N. LAMBLAIN,  
C. SEMET, P. DEGAUQUE  
*"Mesure de l'efficacité de blindage de câbles ou connecteurs par la  
méthode de la chambre réverbérante à brassage de modes"*  
Rapport intermédiaire de la convention DGA/CEG - USTL  
N°421-107-01  
Décembre 1992
- [12] M.L. CRAWFORD, G.H. KOEPKE  
*"Design, evaluation, and use of a reverberating chamber for performing  
Electromagnetic Susceptibility/Vulnerability measurements"*  
National Bureau of Standards , Technical Notes 1092  
April 1986
- [13] D.I. WU, D.C. CHANG  
*"The effect of a electrically large stirrer in a mode-stirred chamber"*  
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, N°2,  
pp 164-169  
May 1989
- [14] M.O. HATFIELD  
*"Shielding effectiveness measurements using mode-stirred chambers:  
a comparison of two approaches"*  
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 30, N°3,  
pp 229-238  
August 1988
- [15] T.A. LOUGHRY  
*"Frequency stirring: an alternate approach to mechanical mode-stirring  
for the conduct of electromagnetic susceptibility testing"*  
Phillips Laboratory, Kirtland Air Force Base, NM 87117-6008  
Technical Report PL-TR-91-1036  
November 1991

- [16] N.LAMBLAIN  
*"Application du brassage électronique de modes en chambre réverbérante pour la mesure d'immunité électromagnétique"*  
Rapport intermédiaire de la convention DGA/CEG - USTL  
N°40-93-008  
Décembre 1995
- [17] N. LAMBLAIN  
*"Contribution à la mise en oeuvre de la mesure d'efficacité de blindage par la méthode de la chambre réverbérante à brasseur de modes"*  
Rapport de D.E.A. - Lille  
Juin 1992
- [18] D. WARIN, L. KONE, B. DEMOULIN, P. DEGAUQUE  
*"Etude du comportement de l'efficacité de blindage de vecteurs de test à petite ouverture expérimentés dans une chambre réverbérante"*  
7<sup>ème</sup> Colloque international et exposition sur la CEM, Toulouse,  
pp 153-157  
2,3 et 4 Mars 1994
- [19] N. LAMBLAIN  
*"Comportement électromagnétique d'objets volumiques immergés en chambre réverbérante a brasseur de modes"*  
Rapport intermédiaire de la convention DGA/CEG - USTL  
N°40-93-008  
Février 1995
- [20] International Electrotechnical Commision / TC 46A  
*"Reverberating chamber method for measuring the screening attenuation of passive components operating in the microwave range"*  
August 1992
- [21] B. DEMOULIN, D. WARIN, L. KONE, C. SEMET,  
P. DEGAUQUE  
*"Mesure de l'efficacité de blindage de câbles ou connecteurs par la méthode de la chambre réverbérante à brassage de modes"*  
Rapport intermédiaire de la convention DGA/CEG - USTL  
N°421-107-01  
Juin 1993



- [22] E.F. VANCE  
*"Coupling to shielded cables"*  
Ed. John Wiley - New York  
1978
- [23] B. DEMOULIN  
*"Etude de la propagation des ondes électromagnétiques à travers des blindages homogènes ou des tresses à structure coaxiale"*  
Thèse d'Etat - Lille  
1981
- [24] U.S.T.L., C.N.R.S. et I.N.R.E.T.S.  
*"Synthèse des travaux de compatibilité électromagnétique appliqués à la caractérisation de la sensibilité des composants électroniques actifs"*  
Rapport G.R.R.T.  
Juin 1993
- [25] L. KONE  
*"Conception d'outils numériques et de bancs de mesures permettant d'évaluer l'efficacité de blindage de câbles et connecteurs"*  
Thèse de Doctorat en Electronique - Lille  
Octobre 1989
- [26] EICHER, STAEGER, SZENTKUTI and FAHRNI  
*"Simple and accurate screening measurements on RF cables up to 3 GHz"*  
Technische Mitteilunger PTT N°4, pp 166-172 published by the Swiss PTT-Berne  
1988
- [27] D.A. HILL, M.L. CRAWFORD, M. KANDA, D.I. WU  
*"Aperture coupling to a coaxial air line: theory and experiment"*  
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.35, N°1,  
pp 69-74  
February 1993

- [28] B. DEMOULIN, D. WARIN, L. KONE and P. DEGAUQUE  
*"Measurement of transfer impedance above 500 MHz by using the reverberating chamber method"*  
12th EMC Symp. Wroclaw, Symp.Record pp 303-307  
Jun.Jul.1994
- [29] B. EICHER and L. BOILLOT  
*" Very low frequency to 40 GHz screening measurements on cables and connectors; line injection method and mode-stirred chamber"*  
I.E.E.E Int.EMC Symp., Anaheim, Symp.Record pp 308-314  
August 1992
- [30] F. BROYDE, E. CLAVELIER  
*"Comparison of coupling mechanisms on multiconductors cables"*  
I.E.E.E Transactions on EMC, Vol.35 N°4, pp 409-416  
November 1993
- [31] N. MOHAMUDALLY  
*"Etude des fuites électromagnétiques introduites sur le raccordement des câbles blindés et du couplage produit par une composante de champ magnétique perpendiculaire à la section des câbles coaxiaux"*  
Thèse de Doctorat en Electronique - Lille  
Janvier 1996
- [32] C. AGATHON, D. WARIN  
*"Mesures comparatives en chambre réverbérante et anéchoïde sur liaisons blindées"*  
Coopération Société LABINAL - USTL/LRPE  
Journées Zt 8, Toulouse  
Septembre 1994
- [33] C.E. LARSON and J.M. ROE  
*"A modified Ebers-Moll transistors model for RE-Interferences Analysis"*  
I.E.E.E Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.21, N°4,  
pp 283-290  
November 1979

[34] U.S.T.L., C.N.R.S. et I.N.R.E.T.S.

*"Synthèse des travaux de compatibilité électromagnétique appliqués à la caractérisation de la sensibilité des composants électroniques actifs"*

Rapport G.R.R.T.

Juin 1994

[35] D. WARIN, L. KONE, P. BESNIER and B.DEMOULIN

*"Comparative methodologies and measurements applied to the tests of electromagnetic susceptibility performed in mode-stirred reverberating chamber"*

Soumis pour publication

---

ANNEXES

---

## ANNEXE A : Capteurs de champ électrique

Le relevé de champ électrique en chambre réverbérante et en chambre anéchoïde est obtenu au moyen de sondes isotropique ou triaxiale disponibles sur le marché. Celles-ci sont reliées par fibre optique à un récepteur de type HI4400 (Figure A-1).

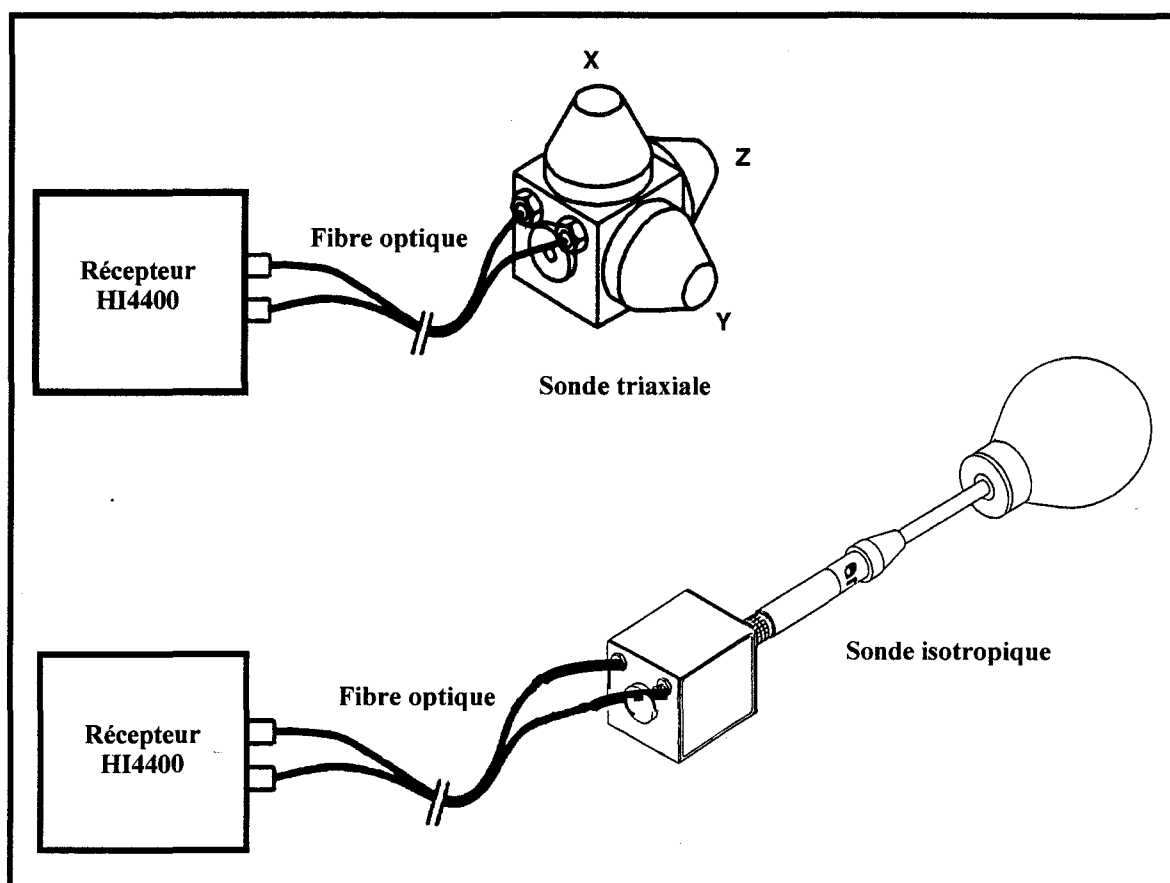


Figure A-1

*Description des deux sondes de mesure de champ électrique*

Le capteur triaxial couvre la bande de fréquences 10 kHz à 1 GHz. La réponse en fréquence de la sonde isotropique s'étend quant à elle de 80 MHz à 40 GHz. Les amplitudes des champs qui pourront être mesurées varieront de 1 à 300 V/m.

Chacun des capteurs comporte trois dipôles orthogonaux. Celui de type triaxial permet d'accéder soit au module de chacune des composantes

orthogonales de champ  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  soit au module du champ total défini par la relation:

$$|E_T| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2}$$

La sonde de type isotropique délivre uniquement le module du champ total.

ANNEXE B : Expressions des composantes de champ électrique dans une cavité parallélépipédique idéale

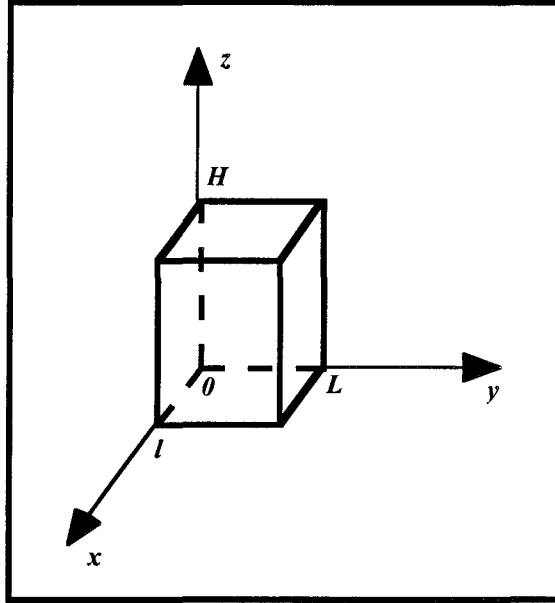


Figure A-2

Cavité parallélépipédique rectangulaire - Coordonnées cartésiennes

Pour les modes  $TM_{m,n,p}$  :

$$E_x = -\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \frac{m\pi}{L} \frac{p\pi}{H} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{H}\right)$$

$$E_y = -\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \frac{n\pi}{l} \frac{p\pi}{H} \sin\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{H}\right)$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(k_0^2 - \frac{p^2\pi^2}{H^2}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{H}\right)$$

Pour les modes  $TE_{m,n,p}$  :

$$E_x = \frac{n\pi}{l} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{H}\right)$$

$$E_y = -\frac{m\pi}{L} \sin\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{H}\right)$$

$$E_z = 0$$

où  $k_0$  est le nombre d'onde en espace libre soit :

$$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$$

$\epsilon_0$  étant la constante diélectrique (F/m) et  $\mu_0$  la perméabilité magnétique (H/m) en espace libre

$m, n, p$  sont les entiers caractérisant l'ordre des résonances de la cavité  
 $L, l, H$  les dimensions de la cavité