



**HAL**  
open science

**Contribution à l'étude de micro-dispositifs de protection  
des circuits radiorécepteurs aux impulsions  
hyperfréquences de puissance associant  
microtechnologies et phénomènes d'émission  
électronique**

Alain Phommahaxay

► **To cite this version:**

Alain Phommahaxay. Contribution à l'étude de micro-dispositifs de protection des circuits radiorécepteurs aux impulsions hyperfréquences de puissance associant microtechnologies et phénomènes d'émission électronique. Matière Condensée [cond-mat]. Université de Marne la Vallée, 2007. Français. NNT: . tel-00196509

**HAL Id: tel-00196509**

**<https://theses.hal.science/tel-00196509v1>**

Submitted on 12 Dec 2007

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

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



Université de Marne-La-Vallée

THÈSE

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Marne-La-Vallée

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes

par

Alain Phommahaxay

le 30 Novembre 2007

Contribution à l'étude de micro-dispositifs de protection des circuits radorécepteurs aux impulsions hyperfréquences de puissance associant microtechnologies et phénomènes d'émission électronique

Directrice de thèse  
Gaëlle Lissorgues

Jury

Gaëlle Lissorgues, ESIEE  
Tarik Bourouina, ESIEE  
Elisabeth Dufour-Gergam, IEF  
Christophe Gaquière, IEMN  
Catherine Dehollain, EPFL  
Anne Jourdain, IMEC  
Xavier Grison, DGA  
Pierre Nicole, Thalès  
Volker Ziegler, EADS

Directrice de thèse  
Codirecteur de thèse  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Examineur  
Invité  
Invité



## Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Gaëlle Lissorgues pour sa disponibilité, ses conseils et son soutien durant ces trois dernières années. J'ai beaucoup appris auprès d'elle tant au niveau scientifique qu'au niveau humain en me permettant par exemple d'effectuer mes premières heures d'enseignement et de participer à des projets comme Retina.

Je remercie également les membres du jury pour avoir accepté d'examiner ces travaux.

J'aimerais remercier Pierre Nicole pour ses idées innovantes. Je me souviendrai de nos longs échanges seulement interrompus par la tombée de la nuit et de nos nombreux cafés.

Mes remerciements vont aussi à Tarik Bourouina qui a accepté de me suivre au début de ma thèse.

Je remercie également Olivier Français qui m'a transmis son enthousiasme pour les microsystèmes mais aussi mis en contact avec ma future directrice de thèse en 2004.

Je remercie tout particulièrement Bernard Sutra pour son incroyable gentillesse et son aide lors de mes brèves visites à Thalès et au GERAC.

Ces travaux n'auraient pas été possibles sans le soutien et le concours des membres du laboratoire SIGTEL et du SMM à l'ESIEE où j'ai finalement passé huit années de ma vie...



## Résumé

Les futurs systèmes d'écoute pour la Guerre Electronique auront à résoudre des problèmes de plus en plus ardues liés à deux types de contraintes :

- détecter et reconnaître des signaux de plus en plus variés en puissance et en fréquence,
- se protéger contre les dispositifs de brouillage.

La fonction d'un limiteur de puissance, placé immédiatement après une antenne réceptrice, est d'éviter la saturation ou la mise hors fonction des éléments sensibles situés en aval, en particulier la chaîne d'amplification à faible niveau.

L'objectif de ces travaux financés par une bourse doctorale de la Délégation Générale pour l'Armement est de développer de tels dispositifs en conciliant ces deux contraintes dans une plus large mesure que les dispositifs existants en 2004. Ainsi, une synthèse bibliographique des développements en terme de sources micro-ondes de forte puissance associée à une étude système sera menée afin de déterminer les spécifications attendues du limiteur de puissance. Ces résultats seront ensuite comparés aux valeurs de certification aussi bien civile que militaire, montrant la vulnérabilité de certains systèmes et la nécessité d'un limiteur de puissance.

Diverses technologies de limiteurs de puissance, incluant les matériaux ferroélectriques, supraconducteurs ou bien l'utilisation de semi-conducteurs, seront ensuite analysées et comparées avec les spécifications et les contraintes liées aux applications. Il s'avèrera que ces technologies aussi variées soient elles ne répondent pas au cahier des charges lié aux applications militaires ou aéronautiques.

C'est ainsi que cette étude se propose d'évaluer une autre technologie basée sur l'utilisation d'électronique sous vide dont on rappellera les principales applications et fondements physiques comme les phénomènes d'émission électronique.

Le limiteur proposé s'appuie ainsi sur la dissipation progressive d'une onde électromagnétique le long d'une ligne de transmission chargée par une distribution de diodes

à vide. Le dimensionnement de ce type de dispositif fera appel à des outils de simulation électromagnétique mais également particulière.

Ces composants seront ensuite fabriqués en utilisant les moyens de la salle blanche située à l'ESIEE. Compte tenu de leur sensibilité à l'environnement, une encapsulation spécifique sera développée en associant couplage électromagnétique et soudure entre deux substrats afin de garantir une herméticité totale des dispositifs. En effet, la puissance pourra soit être dissipée par émission électronique par effet de champ, soit par la formation d'une décharge plasma. La prépondérance de l'un ou l'autre phénomène dépendra alors de l'environnement d'encapsulation.

Les performances hyperfréquences des dispositifs ont également été évaluées dans une bande de fréquences comprises entre 0 GHz et 40 GHz. Les pertes d'insertion liées à l'encapsulation et aux parties limitatrices ont ainsi été déterminées. Des limiteurs de puissance à très faibles pertes par rapport aux autres technologies peuvent ainsi être obtenus.

L'étude en puissance de ces limiteurs a également été menée. C'est ainsi que quelques échantillons ont subi une multitude d'impulsions de très forte puissance pouvant aller jusqu'à deux kilowatts à des fréquences situées en bande X. Les résultats de ces mesures montreront une limitation effective de la puissance et la validité du concept de limiteur de puissance basé sur l'utilisation d'électronique sous vide.

# Abstract

Future electronic warfare systems will face new challenges:

- to detect and recognize various signals with broader frequencies and with lower power levels,
- to be insensitive to jamming systems.

A power limiter placed right after a receiving antenna is aimed at avoiding saturating or damaging sensitive components such as low noise amplifiers.

The aim of this study financed by the French Ministry of Defense (DGA) through a doctoral grant is to develop such devices with improved performances compared to nowadays components. A brief bibliographic synthesis on high power microwave sources combined with a system study will lead to the power limiter specifications. The comparison with military and civilian certification thresholds will emphasise on systems vulnerability leading to the need of developing a new kind of power limiter.

Various power limiter technologies including ferroelectric, superconducting materials or semiconductors have been reviewed and compared to the specifications and constraints linked to the applications. None of them seems to fulfil all the requirements for aeronautics or military scenarios.

Therefore this work will emphasise on another kind of technology based on vacuum electronics. Principles and physics linked to electron emission will be studied.

The proposed limiter is thus based on progressive microwave power dissipation along a transmission line by distributed vacuum diodes. Dimensioning such devices will require electromagnetic and charged particles simulators.

Those components will be fabricated in clean room at ESIEE. Given their sensitivities to the environment, a proper package has been developed based on silicon-glass anodic bonding and



electromagnetic coupling to ensure hermeticity. Indeed depending on the packaging environment power will be dissipated by either electron field emission or plasma discharge.

Performances have been measured between 0 GHz and 40 GHz. Insertion losses coming from the package and the power limiter itself have been evaluated. Low loss power limiter can be obtained.

High power evaluations have also been studied. Some samples have sustained multiple pulses up to 2 kW in X-band. Recordings have indicated effective power limitation and demonstrated the proof of concept of power limiter based on vacuum electronics.

# Table des matières

<b>Remerciements .....</b>	<b>3</b>
<b>Résumé .....</b>	<b>5</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>7</b>
<b>Table des matières .....</b>	<b>9</b>
<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>13</b>
<b>Liste des figures .....</b>	<b>15</b>
<b>Liste des abréviations .....</b>	<b>21</b>
<b>Introduction .....</b>	<b>23</b>
<b>Chapitre 1 : Méthodes de protection de systèmes radiorécepteurs .....</b>	<b>27</b>
I    Introduction .....	27
II   Généralités et évolution des systèmes de guerre électronique .....	28
II.1  Chaîne de transmission radiofréquence.....	28
II.2  Scénarios d'attaques micro ondes .....	30
II.3  Méthodes de protection .....	31
III  Limiteurs de puissance .....	33
III.1  Position dans une chaîne de transmission .....	33
III.2  Scénarios envisagés.....	33
III.3  Etude système.....	35
III.4  Régimes de fonctionnement .....	43
III.5  Etat de l'art des limiteurs de puissance existants .....	44
IV   Conclusion.....	59
V   Références .....	60
<b>Chapitre 2 : Phénomènes d'émission électronique et applications.....</b>	<b>63</b>
I    Introduction .....	63
II   Electronique sous vide .....	64
II.1  Historique rapide .....	64

II.2	Comparaisons des composants solides et sous vide.....	65
II.3	Applications usuelles de l'électronique sous vide.....	65
III	Emission électronique .....	70
III.1	Généralités.....	70
III.2	Emission de champ.....	72
IV	Avalanche électronique et effets de charge.....	79
IV.1	Ionisation gazeuse .....	79
IV.2	Décharges électriques.....	80
IV.3	Loi de Paschen .....	80
IV.4	Loi de Child-Langmuir.....	82
IV.5	Loi de Richardson-Dushman.....	83
IV.6	Décharges sous champs variables .....	84
IV.7	Synthèse des phénomènes d'émission électronique.....	85
V	Axes de recherches.....	86
V.1	Miniaturisation de cathodes .....	86
V.2	Synthèse de nouveaux matériaux .....	88
VI	Conclusion.....	90
VII	Références .....	91
<b>Chapitre 3 : Limiteur de puissance hyperfréquence à diode distribuée sous vide.....</b>		<b>93</b>
I	Introduction .....	93
II	Concept et principes .....	94
II.1	Rappel : position du limiteur dans une chaîne de radioréception .....	94
II.2	Concept du limiteur de puissance à diodes distribuées .....	94
II.3	Principes et phénomènes de dissipation de puissance.....	95
II.4	Redondance des structures .....	102
III	Outils de simulations.....	103
III.1	Outils de simulation électromagnétique statique .....	103
III.2	Outils de simulation électromagnétique RF .....	103
III.3	Outils de simulation particulière .....	103
IV	Conception et dimensionnement.....	105
IV.1	Dimensionnement de lignes de transmission sur silicium .....	105
IV.2	Conception de diodes à vide.....	111
IV.3	Répartition des éléments dissipatifs .....	116

IV.4	Contraintes hyperfréquences .....	116
IV.5	Simulations électromagnétiques.....	117
IV.6	Simulations particulières .....	119
IV.7	Performances hyperfréquences .....	120
IV.8	Simulations thermiques .....	122
V	Modélisation électrique .....	127
VI	Mise en évidence des phénomènes d'émission électronique et de décharges.....	129
VI.1	Structures de référence .....	129
VI.2	Caractérisations électrostatiques .....	129
VII	Conclusion.....	132
VIII	Références .....	133
<b>Chapitre 4 : Fabrication et encapsulation sous vide ou sous atmosphère contrôlée.....</b>		<b>135</b>
I	Introduction .....	135
II	Encapsulation .....	136
II.1	Méthodes d'encapsulation.....	136
II.2	Étanchéité et herméticité d'encapsulations niveau tranche.....	138
II.3	Performances électriques hyperfréquences et interconnexions.....	143
III	Couplage électromagnétique à travers un substrat.....	149
III.1	Principe.....	149
III.2	Méthodes possibles .....	149
III.3	Dimensionnement de structures de couplage capacitif .....	152
III.4	Simulations par la méthode des moments .....	157
III.5	Caractérisation de structures de test et comparaison aux modèles.....	159
IV	Mise en œuvre : fabrication du limiteur et caractérisation de l'encapsulation.....	166
IV.1	Procédé de fabrication.....	166
IV.2	Caractérisation du procédé fabrication.....	180
IV.3	Étanchéité de l'encapsulation.....	183
IV.4	Herméticité de l'encapsulation.....	184
IV.5	Analyse de la pression résiduelle .....	187
V	Applications possibles de l'interconnexion par couplage électromagnétique .....	189
V.1	Systèmes abandonnés .....	189
V.2	Systèmes multi puces .....	189
V.3	Composants 3D .....	190

VI	Conclusion.....	191
VII	Références .....	192
<b>Chapitre 5 : Caractérisation hyperfréquence de limiteurs encapsulés .....</b>		<b>195</b>
I	Introduction .....	195
II	Caractérisations préliminaires basse puissance.....	196
II.1	Banc de mesure vectorielle large bande.....	196
II.2	Méthodes de calibration et précision de mesure .....	197
II.3	Mesures vectorielles de limiteurs encapsulés.....	199
II.4	Banc de mesure scalaire large bande.....	203
II.5	Comparaison mesures scalaires et vectorielles .....	204
III	Caractérisations en puissance.....	205
III.1	Eléments de base d'une chaîne de mesure en puissance.....	205
III.2	Banc de mesure scalaire haute puissance impulsionnel.....	211
III.3	Mesures en puissance .....	214
IV	Conclusion.....	223
<b>Conclusion.....</b>		<b>225</b>
<b>Liste de publications.....</b>		<b>229</b>

## Liste des tableaux

Tableau 1–1 : Diverses sources micro ondes de forte puissance et leurs caractéristiques.....	36
Tableau 1–2 : Spécifications attendues du limiteur de puissance .....	43
Tableau 1–3 : Comparaison de limiteurs selon différentes technologies.....	57
Tableau 2–1 : Propriétés des composants semi-conducteurs et à vide.....	65
Tableau 2–2 : Propriétés de matériaux usuels.....	74
Tableau 2–3 : Rigidité diélectrique relative de différents gaz par rapport à l'air. ....	82
Tableau 2–4 : Lois d'émission électronique et conditions d'utilisation.....	85
Tableau 2–5 : Comparaison des régimes d'émission électronique. ....	85
Tableau 3–1 : Récapitulatif des dimensions des lignes coplanaires 50 ohms sur silicium ....	106
Tableau 3–2 : Influence de l'espacement des pointes sur le facteur d'amplification de champ .....	118
Tableau 4–1 : Récapitulatif des conditions d'encapsulation pour différentes méthodes .....	143
Tableau 4–2 : Caractéristiques de différentes méthodes d'interconnexion.....	148
Tableau 4–3 : Récapitulatif des performances simulées de transmissions capacitives.....	159
Tableau 4–4 : Récapitulatif des performances mesurées de transmissions inductives .....	160
Tableau 4–5 : Récapitulatif des performances mesurées de transmissions capacitives.....	162
Tableau 4–6 : Récapitulatif des différentes étapes de fabrication.....	169
Tableau 4–7 : Résultats d'analyse d'herméticité.....	186
Tableau 5–1 : Différentes configurations de mesure vectorielle.....	197
Tableau 5–2 : Erreurs mesurées suivant le kit de calibration.....	199



## Liste des figures

Figure 1-1 : Mise en réseau des différents systèmes d'armes (EADS) .....	28
Figure 1-2 : Schéma d'une chaîne d'émission/réception radio.....	29
Figure 1-3 : Scénario d'attaque militaire aéroportée (Dassault, Thales).....	30
Figure 1-4 : Méthode de protection par blindage .....	31
Figure 1-5 : Position du limiteur de puissance dans la chaîne de réception.....	33
Figure 1-6 : Localisation multi-radars d'un élément hostile (Dassault, Thales).....	34
Figure 1-7 : Exemple d'application civile d'un limiteur de puissance.....	34
Figure 1-8 : Forme d'onde possible à l'entrée d'une antenne réceptrice.....	35
Figure 1-9 : Amplificateur TWT miniaturisé de Thalès Electron Devices .....	37
Figure 1-10 : Puissance et champ électrique crêtes lors d'une attaque à différentes distances	39
Figure 1-11 : Atténuation atmosphérique .....	39
Figure 1-12 : Effet d'erreurs de distance sur une localisation 2D.....	40
Figure 1-13 : Régimes de fonctionnement d'un limiteur idéal .....	44
Figure 1-14 : Topologie générale d'un limiteur de puissance.....	45
Figure 1-15 : Schéma de principe d'un limiteur à base de diodes .....	45
Figure 1-16 : Tenue en puissance de limiteurs GaAs pour différentes largeurs de jonction...	46
Figure 1-17 : Durée de vie des limiteurs GaAs soumis à des signaux RF de puissance .....	47
Figure 1-18 : Topologie de limiteur multi-étage .....	47
Figure 1-19 : Schéma de principe d'un limiteur à supraconducteur .....	48
Figure 1-20 : Performances d'un limiteur à base de supraconducteur à 3 GHz.....	48
Figure 1-21 : Réponse temporelle des limiteurs supraconducteurs.....	49
Figure 1-22 : Schéma de principe d'un limiteur à matériau ferroélectrique .....	50
Figure 1-23 : Variation de la permittivité du $\text{PbTiO}_3$ avec le champ électrique .....	50
Figure 1-24 : Caractéristique en puissance d'un limiteur ferroélectrique.....	51
Figure 1-25 : Schéma de principe d'un limiteur à matériau ferromagnétique.....	52
Figure 1-26 : Montage de test d'un limiteur ferromagnétique et courbes de résultats.....	52
Figure 1-27 : Réponse temporelle d'un limiteur ferromagnétique à différentes impulsions ...	53
Figure 1-28 : Schéma de principe d'un limiteur à éclateur à gaz.....	54
Figure 1-29 : Structure interne et réponse temporelle d'un spark gap d'Epcos.....	54



Figure 1–30 : Détecteur de puissance MEMS et réponse en puissance .....	56
Figure 1–31 : Schéma de principe d'un limiteur basé sur les RF-MEMS .....	56
Figure 1–32 : Structure mobile actionnée par la puissance RF .....	56
Figure 2–1 : Schéma de principe d'un microscope à balayage électronique en réflexion et en transmission.....	67
Figure 2–2 : Domaines d'applications des systèmes hyperfréquences de forte puissance. ....	67
Figure 2–3 : Evolutions des performances de différents amplificateurs micro-ondes .....	69
Figure 2–4 : Schéma de principe d'un amplificateur à onde progressive. ....	69
Figure 2–5 : Diagramme de bandes d'énergie dans une émission thermoïonique.....	70
Figure 2–6 : Diagramme de bandes d'énergie dans une émission de champ .....	71
Figure 2–7 : Interaction coulombienne entre électrons .....	77
Figure 2–8 : Schéma d'une ionisation moléculaire par collision électronique avec émission d'électrons secondaires. ....	79
Figure 2–9 : Schéma d'une forte ionisation entraînant la formation d'une décharge électrique. ....	80
Figure 2–10 : Différents régimes de décharges électriques .....	80
Figure 2–11 : Courbes de Paschen pour différents gaz.....	81
Figure 2–12 : Déviations par rapport à la loi de Paschen à distance micrométrique .....	81
Figure 2–13 : Illustration du phénomène d'écrantage électronique.....	82
Figure 2–14 : Evolution de Fowler-Nordheim à Child-Langmuir .....	83
Figure 2–15 : Bande d'énergies dans différents types d'émission électronique .....	84
Figure 2–16 : Performances de triodes à microcathodes de type Spindt. ....	86
Figure 2–17 : Matrice de cathodes froides pour tube à onde progressive et performances hyperfréquences. ....	87
Figure 2–18 : Ecrans de type Field Emission Display de Motorola.....	88
Figure 2–19 : Emetteurs d'électrons à base de nanotubes de carbone .....	89
Figure 3–1 : Position d'un limiteur de puissance dans une chaîne de radioréception .....	94
Figure 3–2 : Illustration d'un limiteur de puissance .....	95
Figure 3–3 : Schéma électrique d'un limiteur de puissance à diodes distribuées .....	95
Figure 3–4 : Valeurs de tensions et de courants en fonction de la puissance d'entrée et de l'impédance caractéristique.....	96
Figure 3–5 : Schéma électrique d'une cellule limitatrice par émission électronique.....	97
Figure 3–6 : Schéma électrique d'une cellule limitatrice à plasma.....	98
Figure 3–7 : Epaisseur de peau pour une ligne en aluminium à température ambiante.....	101

Figure 3–8 : Illustration de la redondance des structures.....	102
Figure 3–9 : Dimensionnement d’une ligne de transmission coplanaire .....	105
Figure 3–10 : Pertes mesurées de lignes 50 ohms sur différents substrats .....	107
Figure 3–11 : Pertes mesurées de lignes 50 ohms sur silicium haute résistivité avec différentes métaillisations.....	107
Figure 3–12 : Illustration de gravures localisées du silicium.....	108
Figure 3–13 : Paramètres S mesurés pour différents profils de gravure par DRIE.....	109
Figure 3–14 : Extraction d’une permittivité relative équivalente .....	110
Figure 3–15 : Illustration de structures typiques de limiteurs de puissance distribués asymétriques, symétriques et alternés .....	111
Figure 3–16 : Paramètres de dimensions des diverses configurations de diodes à vide .....	112
Figure 3–17 : Evolution des dimensions sur le long de la ligne de propagation.....	113
Figure 3–18 : Répartition de puissance dissipée .....	113
Figure 3–19 : Répartition de dissipation de courant .....	115
Figure 3–20 : Répartition des diodes à vide.....	116
Figure 3–21 : Potentiel autour de pointes pour différentes densités de pointes.....	118
Figure 3–22 : Trajectoires d’électrons sous champ statique .....	119
Figure 3–23 : Distance parcourue et énergie des électrons .....	120
Figure 3–24 : Performances hyperfréquence de limiteurs .....	122
Figure 3–25 : Température d’une ligne 50 ohms à 20 GHz.....	124
Figure 3–26 : Température d’un limiteur à 20 GHz.....	124
Figure 3–27 : Température d’une ligne 50 ohms gravée à 20 GHz .....	125
Figure 3–28 : Température d’un limiteur gravé à 20 GHz.....	125
Figure 3–29 : Modèle fragmenté petits signaux du limiteur de puissance.....	127
Figure 3–30 : Adéquation modèle et mesures .....	128
Figure 3–31 : Structures de caractérisation statique.....	129
Figure 3–32 : Caractéristique courant-tension de diodes à vide .....	130
Figure 3–33 : Décharge plasma et destruction des pointes .....	131
Figure 3–34 : Spectre d’émission atomique pendant une décharge continue .....	131
Figure 4–1: Différents niveaux d’encapsulation .....	136
Figure 4–2: Encapsulation de niveau 0 .....	137
Figure 4–3: Encapsulation de niveau 1 .....	137
Figure 4–4: Diverses techniques d’encapsulation par dépôt de film mince.....	139

Figure 4–5: Encapsulation par assemblage de deux substrats avec une couche intermédiaire .....	140
Figure 4–6: Encapsulation verre/silicium avec anneau de BCB .....	140
Figure 4–7: Assemblage direct de deux substrats .....	142
Figure 4–8: Contraintes RF dans le dimensionnement de l’encapsulation .....	144
Figure 4–9: Influence de la proximité d’un capot de verre sur les performances d’une ligne de transmission.....	145
Figure 4–10: Interconnexion verticale .....	146
Figure 4–11: Interconnexion horizontale .....	146
Figure 4–12: Interconnexion sans traversée.....	147
Figure 4–13: Interconnexion par couplage électromagnétique à travers un substrat.....	149
Figure 4–14: Principe du couplage inductif dans une cavité hermétique .....	150
Figure 4–15: Exemple de structure de couplage inductif.....	150
Figure 4–16: Principe du couplage capacitif dans une cavité hermétique .....	151
Figure 4–17: Exemple de structure de couplage capacitif .....	151
Figure 4–18: Modèle électrique d’une capacité de couplage par le substrat dans ADS .....	154
Figure 4–19: Paramétrage du modèle de couplage capacitif dans ADS .....	154
Figure 4–20: Résultats de simulations paramétrées de couplage capacitif pour différentes surfaces d’électrodes sur un substrat de 500 $\mu\text{m}$ d’épaisseur.....	155
Figure 4–21: Résultats de simulations paramétrées de couplage capacitif pour différentes épaisseurs de substrat sur une structure de 1000 $\mu\text{m}$ de coté.....	156
Figure 4–22: Résultats de simulations par la méthode des moments de couplage capacitif pour différentes dimensions de capacités sur un substrat de 500 $\mu\text{m}$ d’épaisseur .....	157
Figure 4–23: Résultats de simulations par la méthode des moments de couplage capacitif pour différentes épaisseurs de substrats avec des capacités de dimension 1 mm.....	158
Figure 4–24: Pertes mesurées d’une liaison inductive pour une structure de 2000 $\mu\text{m}$ de diamètre avec différentes épaisseurs de silicium .....	160
Figure 4–25: Pertes mesurées de liaison capacitive pour différentes épaisseurs de silicium. 161	
Figure 4–26: Comparaison entre mesures et simulations pour différentes dimensions de structures de couplage capacitif .....	163
Figure 4–27: Evolution des fréquences de résonance mesurées en fonction des dimensions 164	
Figure 4–28: Normalisation des fréquences de résonance mesurées par rapport à l’épaisseur du substrat .....	165
Figure 4–29: Illustration du limiteur de puissance après différentes étapes technologiques. 170	

Figure 4–30: Illustration des notions de planarité et de rugosité .....	171
Figure 4–31: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par mélange d’acides nitrique et fluorhydrique.....	173
Figure 4–32: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par mélange d’acides nitrique, fluorhydrique et acétique .....	175
Figure 4–33: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par hydroxyde de potassium.....	176
Figure 4–34: Pyramide de silicium formée par KOH .....	176
Figure 4–35: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par hydroxyde de potassium avec agitation magnétique.....	178
Figure 4–36: Effet de la rugosité sur la perte d’insertion d’une ligne coplanaire 50 ohm sur silicium.....	179
Figure 4–37: Montage d’une puce dans un boîtier avec connecteurs SMA.....	180
Figure 4–38: Photographies par microscopie électronique de pointe aluminium gravée par plasma chloré.....	181
Figure 4–39: Photographies par microscopie électronique de pointe tungstène/or gravée par plasma fluoré .....	181
Figure 4–40: Photographie par microscopie électronique de pointe tungstène/or définie par lift-off.....	181
Figure 4–41: Photographie par microscopie électronique de pointe tungstène/or gravée par voie humide .....	182
Figure 4–42: Illustration des lignes de champ électrique avec et sans gravure du silicium ..	183
Figure 4–43: Photographie par microscopie électronique du profil d’une pointe libérée de manière isotrope par DRIE.....	183
Figure 4–44: Banc d’évaluation d’herméticité.....	184
Figure 4–45: Méthode d’évaluation de l’herméticité de boîtier par la méthode MIL-STD-883. ....	185
Figure 4–46: Méthodes alternatives d’évaluation de l’herméticité.....	186
Figure 4–47: Résultats d’analyse par spectroscopie optique visible d’un plasma .....	187
Figure 4–48: Méthodes optiques d’évaluation de pression de boîtier.....	188
Figure 4–49: Communications avec un système inaccessible .....	189
Figure 4–50: Système multi-puces.....	190
Figure 4–51: Intégration 3D hétérogène .....	190
Figure 5–1: Schéma du banc de mesure vectorielle sous pointes .....	196

Figure 5–2: Banc de mesure sous pointes .....	197
Figure 5–3 : Types de structures caractérisées.....	199
Figure 5–4 : Pertes d'insertion de limiteurs encapsulés sous pointes.....	200
Figure 5–5 : Pertes dûes à l'encapsulation et l'interconnexion par couplage capacitif .....	200
Figure 5–6 : Plans de référence lors de mesures connectorisées.....	201
Figure 5–7 : Performances de limiteurs mis en boîtier .....	202
Figure 5–8: Schéma du banc de mesure scalaire.....	203
Figure 5–9: Comparaison mesures scalaires et vectorielles.....	204
Figure 5–10: Performances de l'amplificateur RF 10 W .....	207
Figure 5–10: Performances mesurées du coupleur utilisé.....	208
Figure 5–11: Performances mesurées de l'atténuateur 10 W utilisé .....	209
Figure 5–12: Performances mesurées des charges 50 ohms utilisées .....	210
Figure 5–13: Pertes dues aux câbles x85 .....	210
Figure 5–14: Schéma du banc de mesure scalaire en puissance impulsionnelle .....	212
Figure 5–15: Banc de mesure scalaire en puissance impulsionnelle .....	212
Figure 5–16: Puissance en sortie de l'amplificateur RF 250 W à 12 GHz .....	213
Figure 5–17: Gain de l'amplificateur RF 250 W à 12 GHz.....	213
Figure 5–18: Formes d'ondes mesurées en régime impulsionnel .....	214
Figure 5–19: Tensions mesurées par détecteur de crête jusqu'à 250 W à 12 GHz.....	215
Figure 5–20: Puissance en sortie de l'amplificateur RF 2 kW à 12 GHz .....	215
Figure 5–21: Gain de l'amplificateur RF 2 kW à 12 GHz .....	216
Figure 5–22: Tensions mesurées par détecteur de crête jusqu'à 2 kW à 12 GHz.....	216
Figure 5–23: Caractéristique en puissance de limiteurs.....	217
Figure 5–24: Séquence de mesures sur le limiteur L=1000 µm de type 1 .....	219
Figure 5–25: Séquence de mesures sur un limiteur L=1000 µm de type 2.....	221
Figure 5–26: Séquence de mesures sur le limiteur L=1200 µm de type 1 .....	222

## Liste des abréviations

CW	Continous Wave	(onde continue)
EMP	Electro-Magnetic Pulse	(voir IEM)
EW	Electronic Warfare	(voir GE)
GE	Guerre Electronique	
HPM	High Power Microwave	(micro onde de forte puissance)
IEM	Impulsion Electro-Magnétique	
LNA	Low Noise Amplifier	(amplificateur faible bruit)
RF	Radio Frequency	(radio fréquence)



## Introduction

---

Les futurs systèmes d'écoute pour la Guerre Electronique (GE) auront à résoudre des problèmes de plus en plus ardues liés à deux types de contraintes antinomiques :

- détecter et reconnaître des signaux de plus en plus variés en puissance et en fréquence (tous les types de radars dans toutes les bandes de longueur d'onde, les postes de radiocommunications les plus divers depuis les postes tactiques jusqu'aux téléphones portables). En particulier, l'objectif des chaînes de GE est la détection des signaux électromagnétiques (EM) de très faible niveau (quelques décibels au-dessus du bruit ambiant).
- se protéger contre les dispositifs de brouillage dont la puissance crête croîtra dans le temps avec les développements techniques actuels, depuis les brouilleurs agiles jusqu'aux systèmes offensifs visant à détruire l'électronique de bord.

La fonction d'un limiteur, placé immédiatement après une antenne réceptrice, est d'éviter la saturation ou la mise hors fonction des éléments sensibles situés en aval, en particulier la chaîne d'amplification à faible niveau.

Les principaux limiteurs sont actuellement basés sur la dérivation d'une partie de la puissance par des diodes discrètes de type Schottky ou PIN. La dissipation de puissance peut causer un échauffement local excessif, destructeur dans le cas de fortes puissances impulsionnelles incidentes. De plus, elles induisent une distorsion de signal assez importante et gênante dans des applications de goniométrie radar par exemple.

De plus, les progrès effectués dans le domaine des sources micro-ondes de forte puissance laissent envisager de nouveaux scénarios d'emplois où les limiteurs à semi-conducteurs actuels seraient inefficaces. Les développements en cours dans la communauté scientifique portent donc surtout sur la tenue en puissance de ces composants grâce à l'utilisation de nouveaux matériaux (carbure de silicium ou nitrure de gallium). Leur résistance à ces nouvelles agressions n'est toutefois pas acquise.



---

L'objectif de ces travaux financés par une bourse doctorale de la Délégation Générale pour l'Armement est de développer de tels dispositifs en conciliant ces deux contraintes dans une plus large mesure que les dispositifs existants en 2004 au début de la thèse.

Ainsi, une synthèse bibliographique des développements en terme de sources micro-ondes de forte puissance associée à une étude système sera menée dans le premier chapitre afin de déterminer les spécifications attendues du limiteur de puissance. Ces résultats seront ensuite comparés aux valeurs de certification aussi bien civile que militaire, montrant la vulnérabilité de certains systèmes et la nécessité d'un limiteur de puissance.

Diverses technologies de limiteurs de puissance, incluant les matériaux ferroélectriques, supraconducteurs ou bien l'utilisation de semi-conducteurs, seront ensuite analysées et comparées avec les spécifications et les contraintes liées aux applications. Il s'avèrera que ces technologies aussi variées soient elles ne répondent pas au cahier des charges lié aux applications militaires ou aéronautiques.

C'est ainsi que cette étude se propose d'évaluer une autre technologie basée sur l'utilisation d'électronique sous vide dont on rappellera les principales applications et fondements physiques comme les phénomènes d'émission électronique dans le deuxième chapitre.

Le limiteur proposé s'appuie ainsi sur la dissipation progressive d'une onde électromagnétique le long d'une ligne de transmission chargée par une distribution de diodes à vide. Le dimensionnement de ce type de dispositif dans le troisième chapitre fera appel à des outils de simulation électromagnétique mais également particulière.

Ces composants seront ensuite fabriqués en utilisant les moyens de la salle blanche située à l'ESIEE. Compte tenu de leur sensibilité à l'environnement, une encapsulation spécifique sera développée en associant couplage électromagnétique et soudure entre deux substrats afin de garantir une herméticité totale des dispositifs. En effet, la puissance pourra soit être dissipée par émission électronique par effet de champ, soit par la formation d'une décharge plasma. La prépondérance de l'un ou l'autre phénomène dépendra alors de l'environnement d'encapsulation. Tous ces aspects de fabrication et d'encapsulation seront traités dans le quatrième chapitre.

Les performances hyperfréquences des dispositifs ont également été évaluées dans une bande de fréquences comprises entre 0 GHz et 40 GHz. Les pertes d'insertion liées à l'encapsulation et aux parties limitatrices ont ainsi été déterminées. Des limiteurs de puissance à très faibles pertes par rapport aux autres technologies peuvent ainsi être obtenus.

L'étude en puissance de ces limiteurs a également été menée dans le cinquième et dernier chapitre. C'est ainsi que quelques échantillons ont subi une multitude d'impulsions de très forte puissance pouvant aller jusqu'à deux kilowatts à des fréquences situées en bande X. Les résultats de ces mesures montreront une limitation effective de la puissance et la validité du concept de limiteur de puissance basé sur l'utilisation d'électronique sous vide.

Enfin, une conclusion générale permettra de synthétiser les résultats obtenus et d'apporter des pistes d'améliorations possibles de ce type de composants.



# Chapitre 1 : Méthodes de protection de systèmes radiorécepteurs

---

## I Introduction

L'évolution des systèmes de guerre électronique ainsi que l'analyse des points faibles des systèmes radiorécepteurs vont être introduits dans ce chapitre. Diverses méthodes de protection vont également être évoquées, l'une d'entre elles étant l'utilisation de limiteurs de puissance.

Une brève étude bibliographique permettra de constituer un état de l'art des sources micro-ondes de forte puissance. Cette étude combinée à une analyse système comprenant divers scénarios conduira à la définition des spécifications du limiteur de puissance.

Un état de l'art portant sur différentes technologies de limiteurs présentant leurs avantages et inconvénients va également être conduit afin d'analyser leur adéquation avec les spécifications.

---

## II Généralités et évolution des systèmes de guerre électronique

L'évolution des systèmes d'armement tend à rendre les différents composants de plus en plus intercommuniquant. Ces liaisons sont le plus souvent radiofréquences, hyperfréquences ou optiques. La mise en réseau d'éléments terrestres, navals, aériens et spatiaux, illustrée par la Figure 1-1, est une vision des futurs systèmes d'armes proposée par EADS. La maîtrise de l'environnement électromagnétique et le contrôle de l'information deviennent donc des enjeux stratégiques dans les futurs conflits.

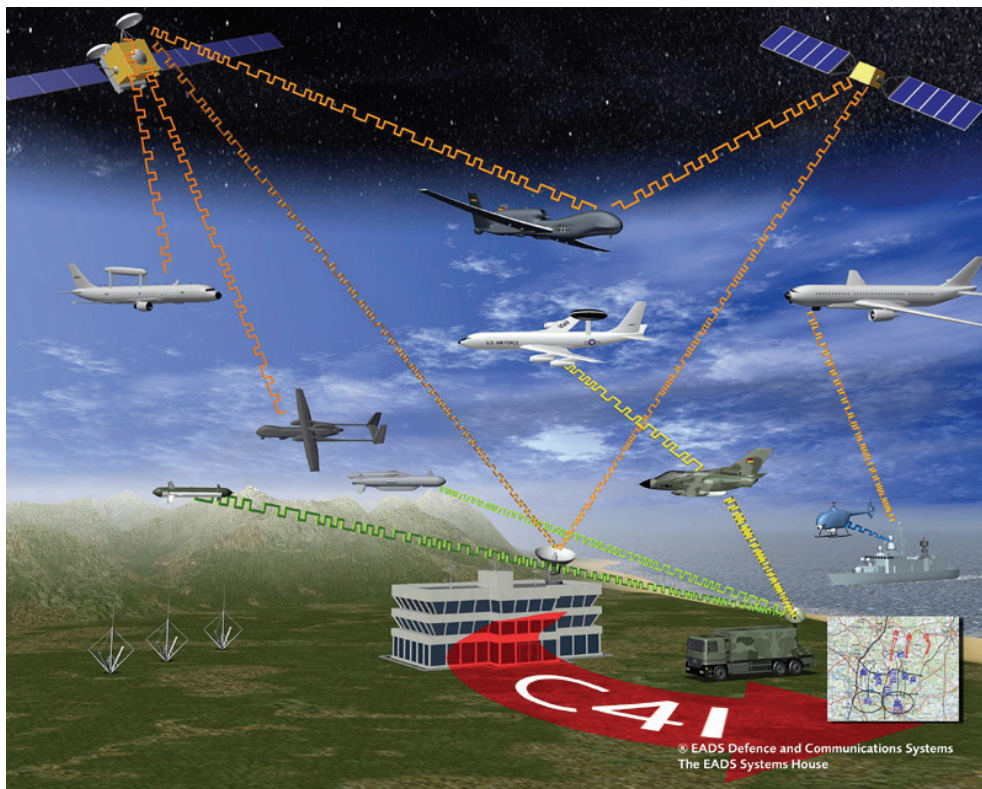


Figure 1-1 : Mise en réseau des différents systèmes d'armes (EADS)

### II.1 Chaîne de transmission radiofréquence

La plupart des systèmes radio communicants comportent des chaînes d'émission et de réception reliées à une ou plusieurs antennes. Dans le cas où les antennes de transmission et de réception sont dissociées, un schéma de ces chaînes peut être illustré en Figure 1-2. Il existe d'autres configurations où une seule antenne est utilisée, dans ce cas, un commutateur de type T/R (Transmit/Receive) est employé afin de choisir la chaîne active.

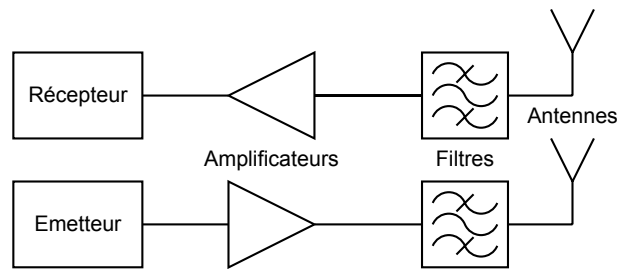


Figure 1–2 : Schéma d'une chaîne d'émission/réception radio

Ces chaînes de communication peuvent être des composantes de systèmes tels que des radars au sol, terrestres, navals ou aérospatiaux. Dans le cas de conflits classiques, la mise hors service des moyens de communication de l'adversaire est provoquée par la destruction partielle ou totale de l'infrastructure (antenne, centre de communication...).

Dans le cas d'une guerre électronique, les infrastructures ne seraient pas touchées, permettant une remise en service des systèmes plus rapide après un conflit. En effet, les scénarios envisagés épargnent les infrastructures lourdes et ne viseraient que les systèmes électroniques. Deux cas sont alors possibles :

- La mise hors service temporaire des systèmes de communication.
- La destruction de l'électronique de ces systèmes.

Les amplificateurs situés à la sortie des antennes de réception sont généralement des amplificateurs faible bruit (LNA) de très grande sensibilité. Ils permettent de discriminer des signaux de très faibles puissances mais en retour, ne supportent pas de fortes puissances d'entrée. Les LNA commerciaux sans certification militaire ne supportent en général que des signaux continus (CW) de puissance inférieure à 10 ou 20 dBm [Loo04]. De plus forts niveaux en entrée conduiraient à une dégradation de leurs performances, voire à leur destruction. La saturation du LNA par des micro-ondes de forte puissance (HPM) peut donc aveugler la chaîne réceptrice de l'adversaire [Spe02] [Sab04] [Wei04].

Une méthode alternative, mais plus radicale, de couper les communications et diminuer les capacités d'information de l'adversaire, est l'utilisation d'armes à impulsions électromagnétiques (IEM ou EMP). Dans ce cas, tout système électronique est détruit par un brusque pic de tension généré par l'IEM [Ni05] [Sab04] [Wei04]. Ces impulsions peuvent être uniques (cas d'une bombe à IEM) ou répétées (cas de sources HPM pulsées). Leur effet

---

est quasiment identique à celui d'une explosion nucléaire mais à plus faible échelle et de manière localisée. Dans ce cas, les chaînes d'émission et de réception de l'adversaire sont détruites tandis que l'infrastructure reste intacte.

## II.2 Scénarios d'attaques micro ondes

Le développement et l'évolution des sources micro-ondes impulsionnelles de forte puissance laissent présager deux types d'utilisations possibles de ces armes : une utilisation par voie aérienne associée aux équipements classiques et une utilisation au sol.

### II.2.a Utilisation de moyens aéroportés

Lors de conflits de grande envergure, les armes électromagnétiques dites offensives sont le plus souvent employées de manière aéroportées et à longue distance. Elles visent donc principalement les équipements de détection (type radars au sol) et de communications (stations de base au sol). Ces armes peuvent être emportées dans la charge utile d'une bombe ou d'un missile mais aussi directement intégrées dans des drones de combats ou dans les avions de chasse comme sur la Figure 1-3. Ce type d'attaque demande des moyens lourds puisque les avions ou les drones doivent résister aux ondes produites.

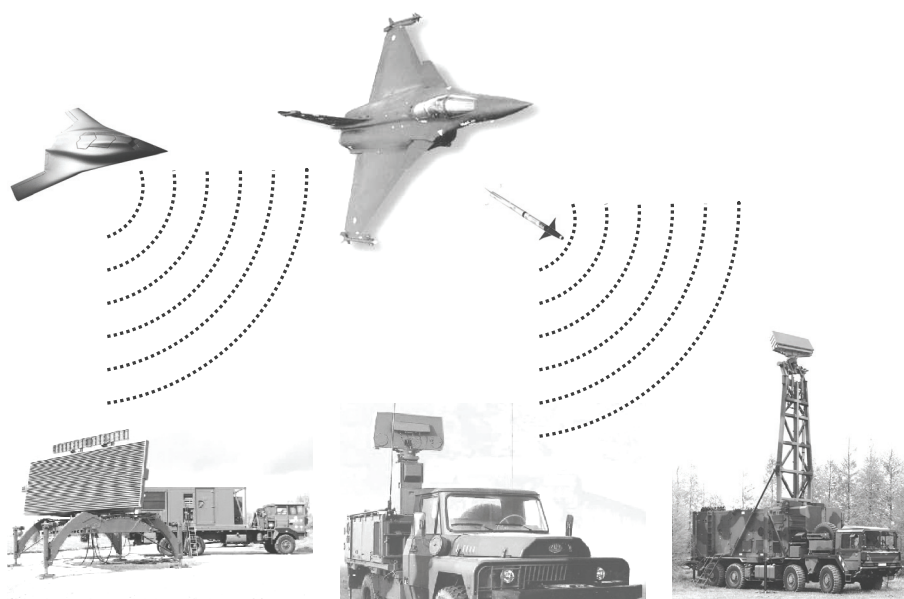


Figure 1-3 : Scénario d'attaque militaire aéroportée (Dassault, Thales)

## II.2.b Utilisation de moyens au sol

Les progrès effectués dans la miniaturisation des sources micro-ondes de forte puissance ainsi que la baisse des coûts associés, permettent d'envisager des utilisations de type terroriste. L'explosion d'une bombe électromagnétique entraînerait la destruction de toutes les infrastructures électriques civiles non conçues pour résister à de telles attaques. Les sources HPM étant transportables sans équipement spécifique, une attaque de ce type au sein d'une agglomération est désormais envisageable. Ainsi Serafin du Centre d'Etudes de Grammat de la Délégation Générale pour l'Armement (DGA/DET/CEG) a évalué l'impact potentiel de telles sources suivant différents scénarios, dont l'utilisation de sources embarquées dans un camion à proximité d'un environnement aéroportuaire en 2005 [Ser05].

## II.3 Méthodes de protection

Différentes méthodes de protection contre les armes électromagnétiques ont été développées. On peut distinguer plusieurs catégories : la protection au niveau site et au niveau composant.

### II.3.a Blindage

Une des principales méthodes de protection contre les IEM est le blindage complet d'un site. Les équipements électroniques sont placés dans un bâtiment blindé et protégés des ondes électromagnétiques (Figure 1-4).

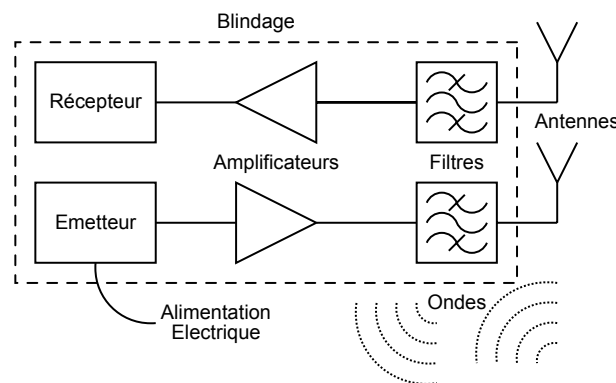


Figure 1-4 : Méthode de protection par blindage

Il s'agit toutefois d'une solution coûteuse et difficile à mettre en place, puisque l'architecture des bâtiments doit être adaptée. Les accès et ouvertures telles que les fenêtres permettent aux



---

ondes de pénétrer à l'intérieur et sont proscrits. L'accès des personnes doit se faire au travers de sas spécifiques.

Cette méthode de protection est assez efficace mais dans le cas de systèmes communicants, les antennes ainsi que l'alimentation électrique peuvent permettre le couplage des ondes électromagnétiques à travers le blindage.

### **II.3.b      Electronique durcie**

L'utilisation de composants électroniques durcis fait également partie des moyens de protection contre les attaques électromagnétiques. Les composants militaires sont déjà spécifiés dans des domaines de fonctionnement plus larges, conçus pour mieux résister aux radiations. Cependant les LNA même durcis ne supporteront pas les puissances crêtes générées par les sources micro-ondes de fortes puissances.

### **II.3.c      Destruction de la source hostile**

La meilleure méthode de protection contre les armes micro-ondes est de détruire leur source. Dans le cas de sources à impulsion unique, il s'agit de les repérer et de les détruire avant leur déclenchement. Pour des sources à impulsions multiples, leur localisation doit être effectuée tout en étant soumis aux micro-ondes de forte puissance, une désactivation temporaire de la chaîne de repérage n'est donc pas une option.

### **II.3.d      Eléments de protection**

Afin d'assurer le fonctionnement correct d'une chaîne de détection (type radar) lors d'une attaque électromagnétique, un élément de protection doit empêcher la mise en saturation, voire la destruction des éléments radio récepteurs. Le système pourra alors repérer la source hostile afin de la détruire. C'est en particulier le rôle d'un limiteur de puissance.

### III Limiteurs de puissance

Un limiteur de puissance doit assurer la fonction de protection de la chaîne réceptrice dans le cas où la puissance incidente dépasse un certain seuil. Il doit assurer un fonctionnement correct à basse puissance et effectivement limiter la puissance sortante en dessous d'un certain seuil maximum défini par la puissance maximale admissible par la chaîne en aval.

#### III.1 Position dans une chaîne de transmission

Un limiteur de puissance se place en aval de l'antenne réceptrice et en amont de l'amplificateur à faible bruit comme le montre la Figure 1-5 [Loo04] [Agi99]. Il permet ainsi de protéger la chaîne de réception des attaques de type aveuglement par ondes micro-ondes de forte puissance.

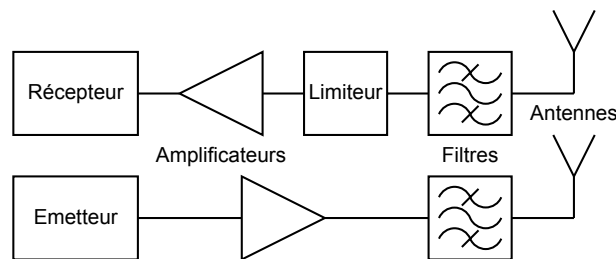


Figure 1-5 : Position du limiteur de puissance dans la chaîne de réception

#### III.2 Scénarios envisagés

Deux scénarios militaire et aéronautique sont principalement étudiés.

##### III.2.a Applications militaires

Une des applications militaires du limiteur de puissance est la protection du radar de détection et de localisation de véhicules aéroportés. Un des principes mis en œuvre peut être la goniométrie en utilisant plusieurs sources radars comme illustré en Figure 1-6. Un traitement des informations reçues par chaque radar conduit à la localisation exacte du véhicule.

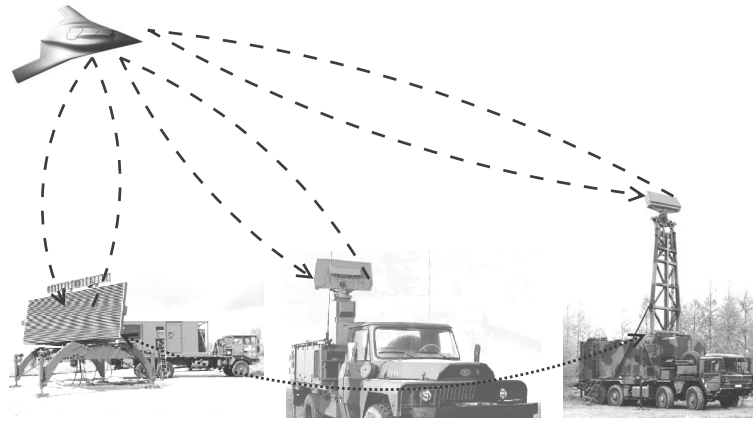


Figure 1-6 : Localisation multi-radars d'un élément hostile (Dassault, Thales)

### III.2.b Applications aéronautiques

Un limiteur de puissance peut également être nécessaire dans les applications civiles comportant des puissances RF ou hyperfréquences importantes, par exemple dans le cas de radar d'approche ou bien encore dans les stations sols pour les communications satellitaires.

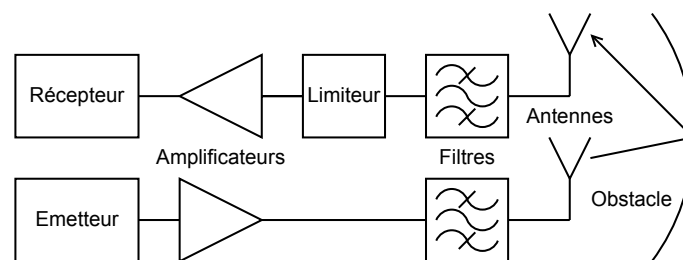


Figure 1-7 : Exemple d'application civile d'un limiteur de puissance.

En effet il est possible que la puissance émise par un système lui soit directement renvoyée, dans le cas d'une réflexion de l'onde sur un obstacle par exemple. Dans le domaine de l'aviation civile, un aéronef peut croiser différentes sources micro-ondes de forte puissance (comme un radar d'approche) et provoquer un dysfonctionnement de certains systèmes (incident d'Airship 600 : défaillance moteurs due au champ électrique issu d'un émetteur radio).

La valeur du champ électrique nécessaire pour induire des perturbations sur divers équipements embarqués tels que le TCAS (Traffic alert and Collision Avoidance System) ou l'ILS (Instrument Landing System) a été déterminée dans l'étude de Serafin [Ser05] à environ

6000 V/m dans une plage de fréquences comprises entre 500 MHz et 5 GHz, soit le double des recommandations des aviations civiles Américaine et Européenne en terme de certification sous champs intenses [FAA99].

### III.3 Etude système

Une rapide étude système comprenant une analyse des scénarios envisageables et un état de l'art succinct des sources micro-ondes de forte puissance conduiront à la définition des spécifications du limiteur de puissance.

#### III.3.a Forme d'onde impulsionnelle

Un exemple de forme d'onde à l'entrée d'une antenne soumise à des impulsions de forte puissance est donné en Figure 1–8.

Les paramètres les plus critiques sont les suivants :

- $E_{max}$  : valeur crête du champ électrique (V/m), lié à la puissance crête.
- $t_{rep}$  : période de répétition du signal (s).
- $t_{pul}$  : durée d'impulsion (s).

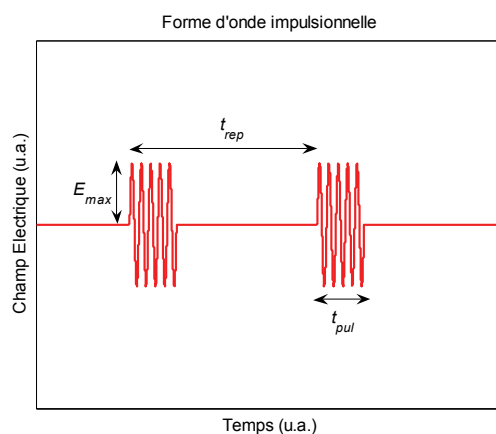


Figure 1–8 : Forme d'onde possible à l'entrée d'une antenne réceptrice

### III.3.b Performances de sources HPM

Le Tableau 1–1 présente une synthèse des performances (puissance crête  $\hat{P}$ , fréquences  $f$  et durée d’impulsion  $t_{pul}$ ) de sources micro-ondes de forte puissance développées par différents pays. La plupart de ces données font référence à des dispositifs conçus il y a plusieurs années. Les caractéristiques des dispositifs militaires récents sont difficiles à obtenir pour des raisons évidentes de confidentialité.

Les sources présentées sont de type conventionnelles (c'est-à-dire non nucléaires) et génèrent des impulsions périodiques. Les sources mises en gras sont quant à elles à usage unique ou ayant une période très longue de répétition. L’évolution de ces sources tend vers leur miniaturisation, ainsi certaines sources pesant moins de 10 kg (250 g dans le cas de la Figure 1–9) deviennent facilement transportables [Shi05]. Ces sources miniaturisées posent alors un problème important de sécurité.

Type de source haute puissance	$\hat{P}$ (GW)	$f$ (GHz)	$t_{pul}$ (ns)	Pays	Réf
<b>Diode réflexe</b>	<b>20</b>	<b>1</b>	<b>50</b>	<b>USA</b>	[Shi05]
<b>Klystron relativiste</b>	<b>15</b>	<b>1,3</b>	<b>90</b>	<b>USA</b>	[Shi05]
Oscillateur à cathode axiale	7,5	1,17		USA	[Ni05]
Oscillateur plasma à onde lente	4–8			USA	[Ni05]
Magnétron	5	1-3	100-500	Angleterre	[Sab04]
Tube cyclotron	2	12,5	50	Russie	[Ni05]
Oscillateur à onde circulante	1,5	8–12,5	60	Russie	[Ni05]
	1	10	2	Russie	[Ni05]
Laser à électron libre	>1	40		USA	[Ni05]
<b>Compression de flux magnétique</b>	<b>1</b>	<b>0,1–1</b>	<b>100</b>		[Wei04]
Magnétron relativiste	0,1		1000	Russie	[Ni05]
Source à ligne pulsée	0,8		<0,5		[Wei04]
Reltrons		0,7-1,4	200	France	[Sab04]
	0,4	0,7-1,4	>300	Allemagne	[Sab04]
Compression d’impulsions	0,14	2,86	400	Suède	[Sab04]
Source solide répétitive	0,04	UWB	<200		[Wei04]

Tableau 1–1 : Diverses sources micro ondes de forte puissance et leurs caractéristiques

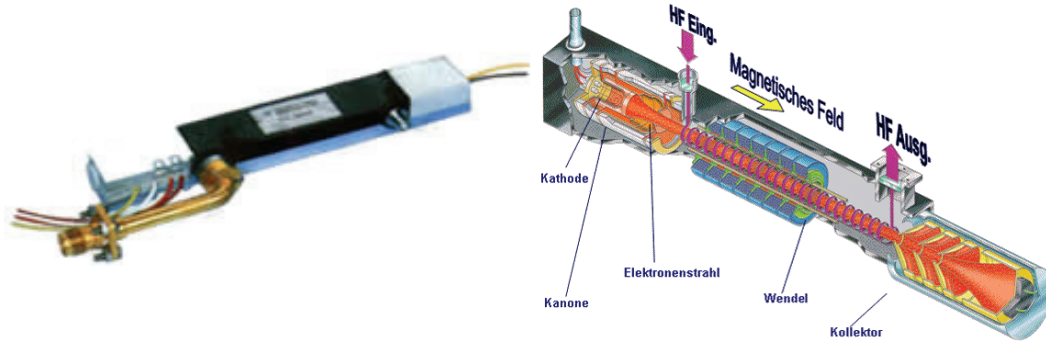


Figure 1–9 : Amplificateur TWT miniaturisé de Thalès Electron Devices

### III.3.c Analyse des puissances reçues

Les paramètres définis en III.3.a ne sont pas suffisants pour définir les spécifications d'un limiteur de puissance. Ainsi les puissances reçues peuvent être obtenues par les équations (1-1) à (1-3) en fonction de différents paramètres tels que les gains d'antennes ou leur distance de séparation. Les relations suivantes sont obtenues en considérant que les durées d'impulsions sont très courtes devant leur période de répétition et en considérant une enveloppe rectangulaire comme en Figure 1–8. L'atténuation induite par le milieu de propagation est également négligée dans ces formules.

$$\widehat{P}_r = \frac{\widetilde{E}_{pul}}{t_{pul}} \times \frac{G_e G_r}{(4\pi R)^2} \times \lambda^2 \quad (1-1)$$

$$P_r = \frac{\widetilde{E}_{pul}}{t_{rep}} \times \frac{G_e G_r}{(4\pi R)^2} \times \lambda^2 \quad (1-2)$$

$$P_r = \widehat{P}_r \times \frac{t_{pul}}{t_{rep}}$$

$$E_{max} = \sqrt{Z_0 \times \frac{\widetilde{E}_{pul}}{t_{pul}} \times \frac{G_e}{4\pi R^2}} \quad (1-3)$$

où :

- $\widehat{P}_r$  est la puissance crête du signal en sortie d'antenne (W).

- 
- $\tilde{E}_{pul}$  est l'énergie de l'impulsion (J).
  - $E_{max}$  est le champ électrique arrivant à l'antenne de réception (V/m).
  - $G_e$  et  $G_r$  sont les gains des antennes d'émission et de réception.
  - $R$  est la distance entre ces deux antennes (m).
  - $\lambda$  est la longueur d'onde du signal (m).
  - $P_r$  est la puissance moyenne reçue (W).
  - $Z_0$  est l'impédance du vide ( $377\Omega$ ).

De fortes valeurs de champ électrique peuvent être obtenues avec des impulsions d'énergies relativement faibles. Par exemple, une impulsion à 100 MHz de 1 ns et de 1 J provoque à travers une antenne émettrice de gain 10 dB un champ électrique de 547 V/m à 1 km de distance. La puissance crête en sortie d'une antenne de réception de gain 10 dB sera supérieure à 5,6 kW.

Des courbes de valeurs de champ électrique et de puissance crête ont été calculées pour une impulsion d'énergie 1 J et de durée 1 ns (soit 1 GW de puissance crête) et sont données en Figure 1–10. Les gains d'antennes émettrice et réceptrice sont de 1000 (30 dB), ce qui correspond à des scénarios militaires réalistes. L'atténuation due à l'atmosphère [FCC97] (voir Figure 1–11) ayant été négligée, les valeurs calculées sont surestimées. Des valeurs très importantes de puissance et de champ électrique peuvent être atteintes à des distances relativement éloignées, excédant ainsi les standards tel que le MIL-STD-464, utilisé pour les certifications électromagnétiques. Une bombe à compression de flux dans ces conditions générera par exemple une puissance en réception de 5,6 kW à 1 km de distance et à 10 GHz.

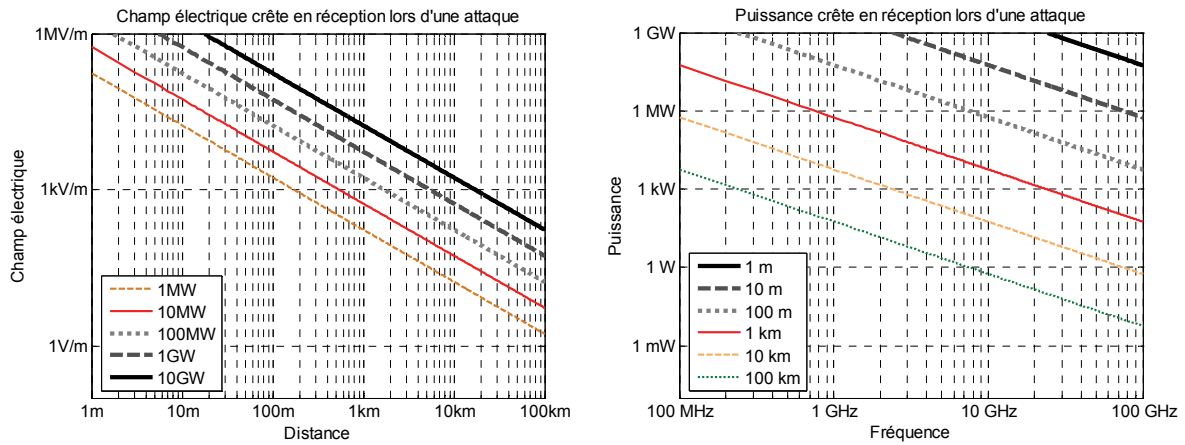


Figure 1-10 : Puissance et champ électrique crêtes lors d'une attaque à différentes distances

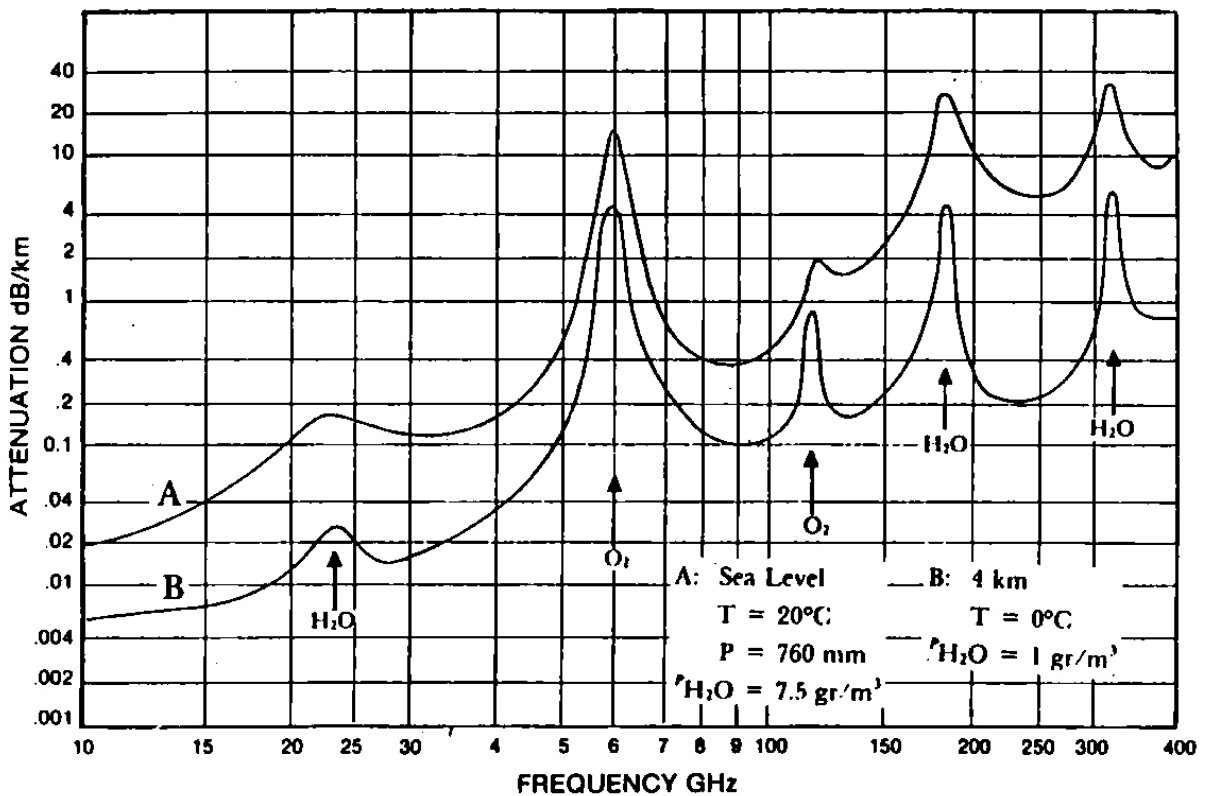


Figure 1-11 : Atténuation atmosphérique



### III.3.d Contraintes de phase

#### *Exemple de goniométrie par phase*

Les radars pouvant être exposés à de fortes puissances micro-ondes lors d'une attaque, il est nécessaire de les équiper de limiteurs de puissance. Dans le cas de goniométrie par mesure de phase, les limiteurs de puissance devront répondre à de fortes contraintes :

- L'écart de phase provoqué par l'insertion des limiteurs de puissance sur les différents radars doit être minimale et identique afin de minimiser les erreurs de localisation.
- La variation de l'écart de phase provoqué par les limiteurs en fonction de la puissance incidente doit être également identique et connue au préalable.

En effet, dans le cas où la détection des objets est fondée sur la phase, une erreur de phase  $\delta\varphi$  engendrera une erreur de localisation  $\delta R$  donnée par l'équation (1-4), où  $c$  est la vitesse de propagation de l'onde,  $f$  est la fréquence du signal radar. Pour une erreur de phase de  $10^\circ$  et un radar VHF fonctionnant à 100 MHz, l'erreur de distance sera par exemple de plus de 8 cm. Cette erreur induit une incertitude de localisation dans un système multi sources comme le montre la Figure 1-12.

$$\delta R = \frac{c}{f} \times \delta\varphi \quad (1-4)$$

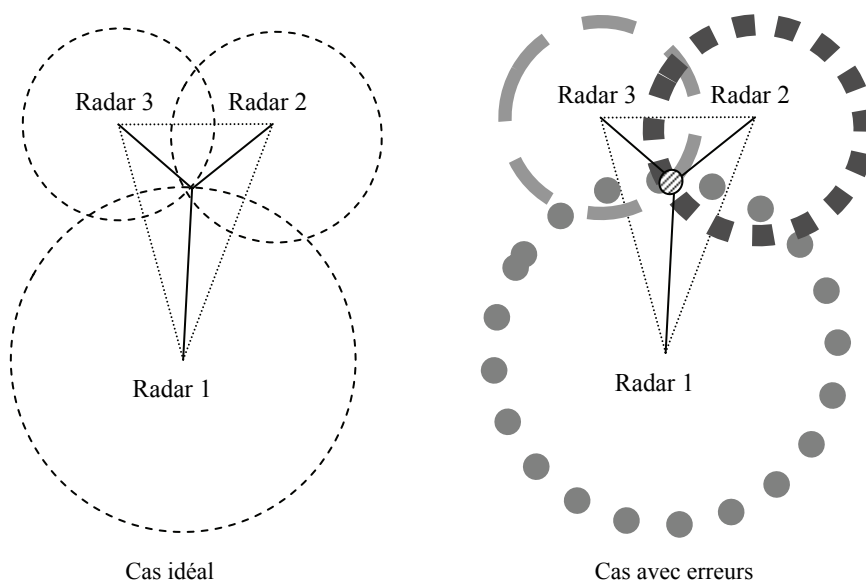


Figure 1-12 : Effet d'erreurs de distance sur une localisation 2D.

*Variation de phase et erreur induite*

Le signal reçu est déphasé d'une quantité  $\varphi_0$  dépendante de la distance  $R$  parcourue par le signal comme indiqué dans l'équation (1-5).

$$\varphi_0 = R \times \frac{f}{c} = \frac{R}{\lambda} \quad (1-5)$$

La puissance reçue  $P_r$  est donc liée à la phase par l'équation suivante en remplaçant  $R$  par sa valeur dépendante de  $\varphi_0$ .

$$(1-2) \ \& \ (1-5) \ \rightarrow \quad P_r = \frac{\tilde{E}_{pul}}{t_{rep}} \times \frac{G_e G_r}{(4\pi\varphi_0)^2} \quad (1-6)$$

$$\varphi_0 = \sqrt{\frac{\tilde{E}_{pul}}{t_{rep}} \times \frac{G_e G_r}{(4\pi)^2 P_r}} \quad (1-7)$$

Il existe donc une relation entre la phase et la puissance reçue dans les régimes de fonctionnement normal. Il en découle l'équation suivante :

$$\frac{\partial \varphi_0}{\partial P_r} = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tilde{E}_{pul}}{t_{rep}} \times \frac{G_e G_r}{(4\pi)^2 P_r^3}} \quad (1-8)$$

La valeur du déphasage diminue avec l'augmentation de puissance reçue. En terme d'application, cela signifie que lorsqu'un objet se rapproche, la phase diminue. La phase varie donc naturellement avec la puissance reçue dans le cadre d'application de détection. En combinant l'analyse de puissance reçue et du déphasage, il sera possible de localiser un objet.

Or l'écart de phase total n'est pas seulement lié à la propagation de l'onde. En effet, il existe une contribution du limiteur. La variation totale  $\varphi$  est donc la somme de ces contributions.

$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_{lim} \quad (1-9)$$

La variabilité de la phase par rapport à la puissance est donnée par l'équation (1-10).

$$\delta\varphi = \frac{\partial \varphi_0}{\partial P_r} \times \delta P_r + \frac{\partial \varphi_{lim}}{\partial P_r} \times \delta P_r \quad (1-10)$$

---

### *Contribution de la puissance à détecter*

La partie utile du déphasage est donnée par l'expression suivante :

$$\delta\varphi_0 = \frac{\partial\varphi_0}{\partial P_r} \times \delta P_r \quad (1-11)$$

C'est cette valeur qu'il faudra traiter pour obtenir la distance de l'objet à détecter.

### *Erreur liée au limiteur*

L'erreur de phase liée au limiteur est donnée en équation (1-12).

$$\delta\varphi_{\text{lim}} = \frac{\partial\varphi_{\text{lim}}}{\partial P_r} \delta P_r \quad (1-12)$$

Plusieurs facteurs peuvent contribuer à cette erreur :

- L'augmentation de température induite par la puissance reçue.
- Les non linéarités du composant avec la puissance.
- L'augmentation des pertes diélectriques ou d'autres facteurs à étudier.

Cette erreur doit être inférieure à la variation de phase due au signal à détecter. Un radar doit être capable de fonctionner en mode dégradé même lorsqu'il est soumis à des HPM. Il vient donc la relation suivante :

$$\delta\varphi_{\text{lim}} \ll \delta\varphi_0 \quad (1-13)$$

Cette relation pose une contrainte forte en terme de linéarité des composants, surtout pour le limiteur de puissance. En effet, il doit induire la plus faible distorsion du signal possible afin de permettre un fonctionnement optimal des amplificateurs situés en aval. Une autre possibilité est d'utiliser un système de calibration de la chaîne et de compenser les non linéarités par la suite. Mais cette solution est difficile à mettre en œuvre compte tenu des fortes puissances.

### III.3.e Spécifications

L'étude système combinée à l'état de l'art sur les sources micro-ondes de forte puissance mène à la définition des spécifications du limiteur de puissance résumées dans le Tableau 1-2.

Caractéristiques	Spécification visée	Spécification idéale
Bande de fréquence	6 GHz-18 GHz	10 MHz-40 GHz
Puissance seuil	>10 W	<10 W
Puissance maximum	>100 W pulsé	>1 kW pulsé
Temps de réponse maximum	<1 $\mu$ s	<10 ns
Erreur de phase maximum	10° sur la bande	<1° sur la bande
Variation de phase maximum	<10° par watt	<1° par watt
Pertes d'insertion	<1 dB	0 dB

Tableau 1-2 : Spécifications attendues du limiteur de puissance

### III.4 Régimes de fonctionnement

Un limiteur de puissance idéal doit présenter des pertes quasi nulles à faible puissance afin de ne pas perturber les systèmes en aval. Par contre dans le cas où la puissance incidente dépasserait un certain seuil, le limiteur de puissance doit dissiper le surplus de puissance. Les pertes du composant augmentent donc et doivent dans le cas idéal être proportionnelles à la puissance incidente. Ceci permettra de maintenir la puissance du signal arrivant sur les chaînes d'amplification en dessous d'une valeur maximale. Une caractéristique d'un limiteur idéal se trouve sur la Figure 1-13.

Le surplus de puissance peut :

- Etre dissipé par le limiteur.
- Etre détourné vers un circuit secondaire.
- Etre renvoyé vers l'antenne par réflexion partielle.

Ce dernier cas présente le plus d'inconvénients pour une application militaire. En effet, le signal réémis peut permettre la localisation exacte par l'adversaire des équipements à protéger. Ce n'est donc pas la solution privilégiée.

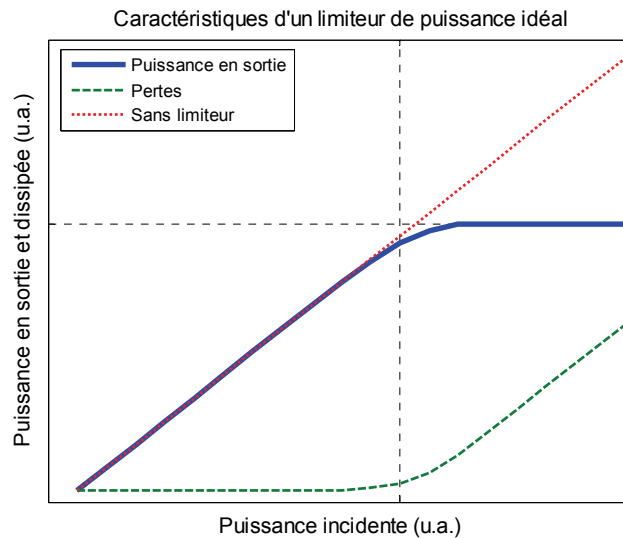


Figure 1–13 : Régimes de fonctionnement d'un limiteur idéal

Le deuxième cas peut présenter des avantages, puisque l'analyse du signal aveuglant peut permettre de connaître la nature de la source émettrice. Par contre, le limiteur doit réagir suffisamment rapidement pour détourner le signal vers ce circuit secondaire d'analyse qui peut être remplacé par un atténuateur et une charge.

Finalement, la première solution semble être la plus simple à mettre en œuvre. Toutefois, le limiteur de puissance doit être suffisamment robuste pour résister aux IEM et aux ondes de forte puissance.

### III.5 Etat de l'art des limiteurs de puissance existants

A la vue des caractéristiques en puissance d'un limiteur, il est nécessaire d'utiliser des composants ou des phénomènes non linéaires afin de remplir la fonction désirée. La première solution est donc d'utiliser des diodes semi-conductrices. Il s'agit de la méthode la plus répandue et qui est aussi commercialement disponible.

D'autres solutions telles que l'utilisation de matériaux avancés (supraconducteurs, ferroélectriques et ferromagnétiques) ont également été mis en œuvre. Des composants basés sur des éclateurs à gaz (Spark Gaps) ou bien électromécaniques sont de même possibles.

La plupart de ces solutions utilisent une topologie de dérivation de l'énergie à partir d'une ligne de transmission (Figure 1–14). La ligne de transmission est court-circuitée par l'élément

limitant lorsque la puissance devient trop importante. Cette topologie n'est valable que pour les éléments discrets. Pour des éléments distribués comme avec les matériaux « actifs », c'est la ligne elle-même qui devient limitatrice.

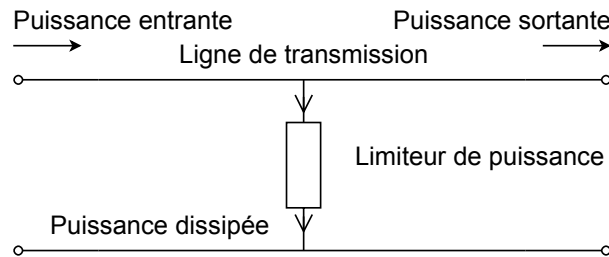


Figure 1-14 : Topologie générale d'un limiteur de puissance

### III.5.a Limiteurs à diodes semi-conductrices

La topologie de base la plus souvent employée dans le cadre de limiteurs de puissance à base de diodes semi-conductrices est illustrée en Figure 1-15. Des diodes sont placées de manière anti-parallèle à une ligne de transmission. Dès que le signal incident génère une tension dépassant la tension seuil des diodes, elles se mettent à conduire et à dissiper le surplus de puissance.

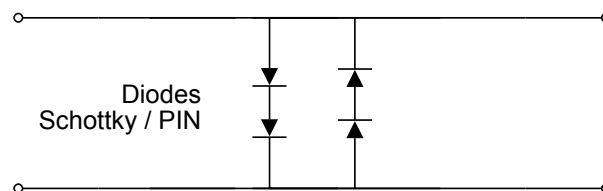


Figure 1-15 : Schéma de principe d'un limiteur à base de diodes

Les diodes utilisées peuvent être des diodes Schottky [Ben05], à avalanche [Adl92] ou bien encore de type PIN [Agi99] et sont le plus souvent placées de façon à dériver une ligne de type micro ruban ou coplanaire. En effet, il s'agit d'une méthode simple et économique pour fabriquer des limiteurs de puissance. Il existe aussi des limiteurs de type guide d'ondes qui demandent une construction plus sophistiquée [Dro99].

Les performances de ces limiteurs dépendent grandement du type de semi-conducteur utilisé ainsi que du dimensionnement des diodes. Différentes études sur la tenue en puissance des diodes silicium [Sta03] ou arséniure de gallium [Smi99] ont ainsi été conduites.

L'équipe de Smith de Raytheon Systems a ainsi évalué la tenue maximale en puissance des diodes GaAs à 1 GHz en utilisant la topologie de la Figure 1–15 pour le cas « double », où deux diodes sont mises en série (soit quatre diodes au total) ou bien la configuration « single » avec une diode simple, permettant ainsi d'obtenir deux seuils de déclenchements différents [Smi99]. Le seuil obtenu en plaçant deux diodes en série étant le double de celui obtenu avec une seule diode, la puissance dans le cas double est donc quatre fois supérieure à celle du cas simple (soit une différence de 6 dB).

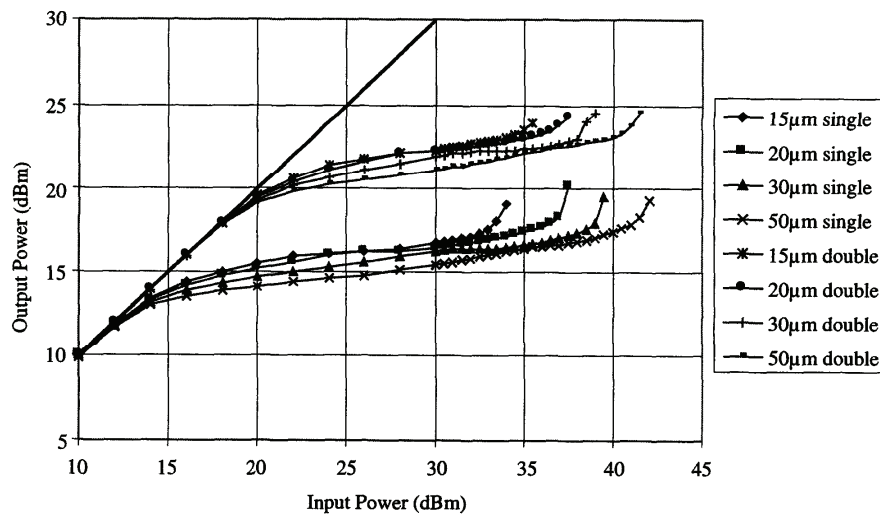


Figure 1–16 : Tenue en puissance de limiteurs GaAs pour différentes largeurs de jonction

Les résultats de ces mesures se trouvent sur la Figure 1–16. La tenue en puissance des diodes est clairement dépendante de leur largeur de jonction (comprise entre 15 µm et 50 µm). Plus cette largeur est importante, plus les diodes sont capables de supporter de puissance. De plus, la différence de seuil entre les configurations simple et double est bien de l'ordre de 6 dB. Malgré cela, les diodes ne supporteront pas des puissances supérieures à 10 W CW (correspondant à 40 dBm sur le graphe).

La même équipe a également étudié en 2002 la durée de vie ces limiteurs soumis à différentes puissances RF pendant différentes durées [Smi02]. Les résultats de cette étude se trouvent sur la Figure 1–17. Les composants utilisés alors étaient d'ores et déjà dimensionnés pour supporter de fortes puissances, les plus grandes dimensions de jonctions étant 3 fois supérieures à celle de l'étude de 1999. Malgré cela, les composants n'ont qu'une durée de vie très limitée au-delà de 10 W CW (moins d'une heure à 42 dBm, soit 16 W).

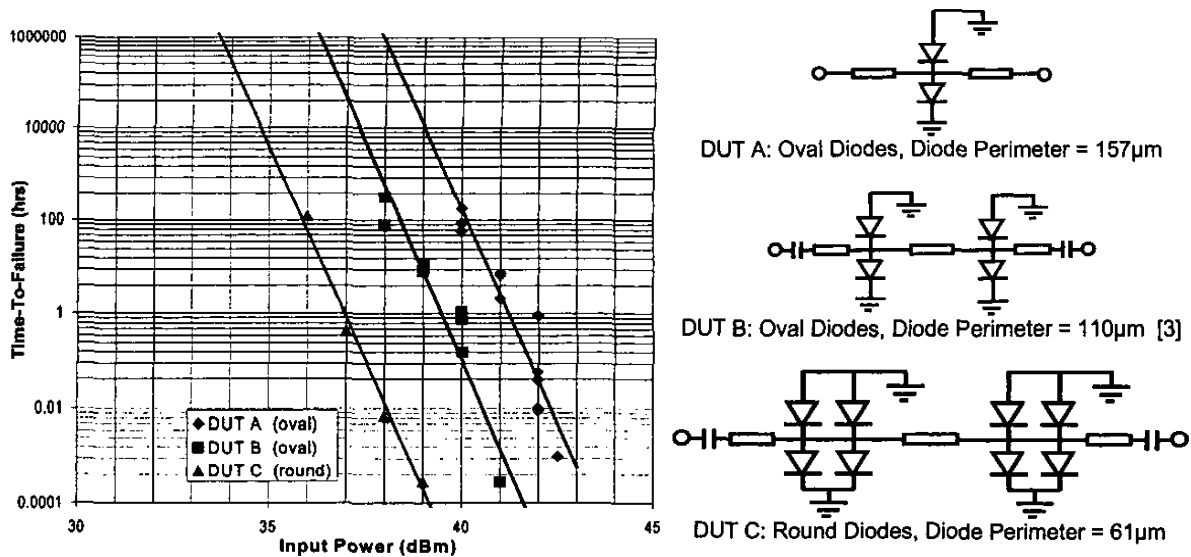


Figure 1–17 : Durée de vie des limiteurs GaAs soumis à des signaux RF de puissance

La fiabilité de tels composants soumis à des ondes pulsées a été étudiée par Stanislawiak de Thales Air Defence [Sta03]. Contrairement à l'étude de Smith, l'étude de Stanislawiak a porté sur des diodes PIN en silicium. Il est montré que soumis à des impulsions de 200 µs et 200 W crêtes, la température de jonction des diodes s'élevait à 137°C, ce qui est proche de la limite de fonctionnement des composants silicium. Des impulsions de plus fortes puissances pourront donc détruire ces composants, obligeant à recourir à de nouveaux matériaux comme le carbure de silicium (SiC) ou le nitrure de gallium (GaN). Le temps de réponse des limiteurs silicium a également été étudié par modélisation et simulation [Cav99] et évalué à 0,1 µs.

Il est également possible d'optimiser la topologie des limiteurs de puissance afin d'augmenter leur tenue en puissance. Il est ainsi possible de recourir à des limiteurs à étages multiples utilisant un nombre différent de diodes en série (Figure 1–18). Chaque étage ne dissipant qu'une partie de la puissance [Smi99] [Ben05].

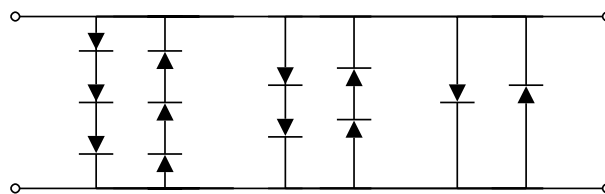


Figure 1–18 : Topologie de limiteur multi-étage



### III.5.b Limiteurs à matériaux supraconducteurs

Une étude de limiteur de puissance basé sur des matériaux supraconducteurs dits « haute température » a été récemment conduite par l'équipe de Booth au NIST [Boo03] [Boo04]. Elle est basée sur une brusque augmentation de la résistivité du matériau avec la température. Dans ce cas, la ligne de transmission est elle-même constituée par ce matériau comme décrit en Figure 1–19. Ce principe de limiteur a été breveté en 1996 [Cad96].

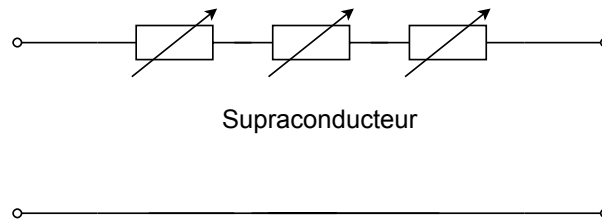


Figure 1–19 : Schéma de principe d'un limiteur à supraconducteur

Ici le supraconducteur, le  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  (YBCO), est déposé par ablation laser (PLD) sur un substrat de saphir. Il est ensuite usiné par faisceau d'ions (FIB) pour former une ligne coplanaire.

Ces dispositifs fonctionnent à basse température, 70K dans le cas du YBCO, et doivent donc être refroidis. L'augmentation de la température du conducteur provoquée par le passage de la puissance RF entraîne la transition du matériau de l'état supraconducteur vers un état normal. Une courbe d'atténuation dans ces deux cas et une courbe de mesures en puissance à 3 GHz sont présentées sur la Figure 1–20. Ainsi une élévation de température de 25 K provoque une importante augmentation des pertes linéiques à plus de 100 dB/cm à 40 GHz.

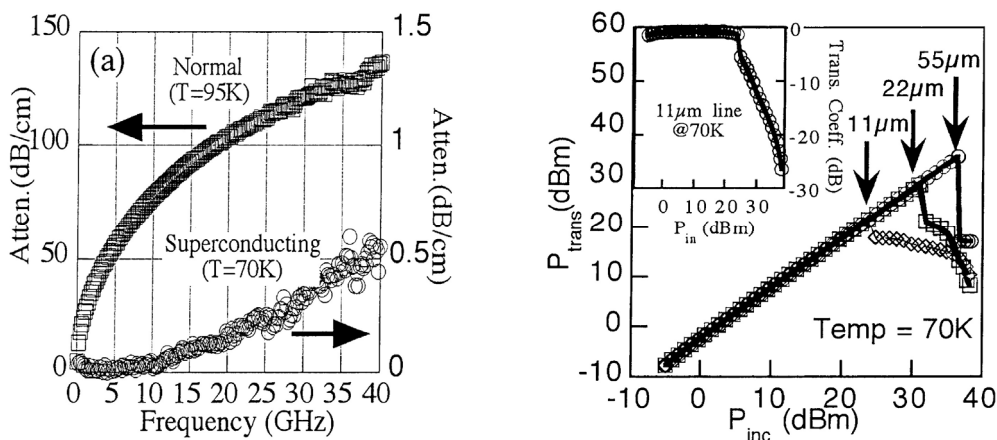


Figure 1–20 : Performances d'un limiteur à base de supraconducteur à 3 GHz

Le supraconducteur refroidi à 70 K permet de limiter la puissance de sortie à moins de 20 dBm pour des puissances incidentes de 40 dBm à 3 GHz. De plus, s'agissant d'un supraconducteur, les pertes initiales sont minimales (moins de 0,5 dB/cm) pour des fréquences allant jusqu'à 40 GHz. Mais l'expérience effectuée par Booth étant conduite dans une chambre cryogénique continuellement refroidie par hélium liquide, le matériau ne peut s'échauffer au-delà d'une certaine valeur de température. Le mécanisme de refroidissement participe donc à la tenue en puissance du dispositif. En effet, sans contrôle de la température, l'échauffement par le signal RF pourrait engendrer la destruction du conducteur.

Le temps de réponse du dispositif a lui été évalué à moins de 1  $\mu$ s (Figure 1–21). Malgré ces bonnes performances, la mise en œuvre de tels dispositifs reste délicate. En effet, le processus de fabrication est assez coûteux et un dispositif de refroidissement est nécessaire.

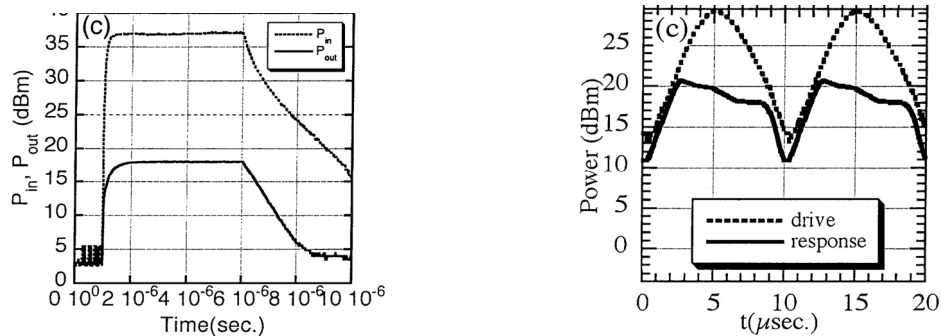


Figure 1–21 : Réponse temporelle des limiteurs supraconducteurs

### III.5.c Limiteurs à matériaux ferroélectriques

Les limiteurs utilisant des matériaux ferroélectriques sont basés sur la mise en parallèle d'une capacité ferroélectrique, variable avec le champ électrique, avec une ligne de transmission (Figure 1–22). La valeur de la capacité dépend de la permittivité du matériau ferroélectrique.

La variation de la capacité va conduire à la réflexion partielle du signal incident due à une désadaptation d'impédance ou bien à la dissipation du signal vers la masse pour de fortes valeurs de capacité. C'est ainsi que des études effectuées sur le  $\text{PbTiO}_3$  ont montré la possibilité de l'utiliser en tant que matériau limiteur. La variation de sa permittivité en fonction du champ électrique est donnée sur la Figure 1–23. Elle est basée sur l'étude de Cohn de 1965 [Coh65].

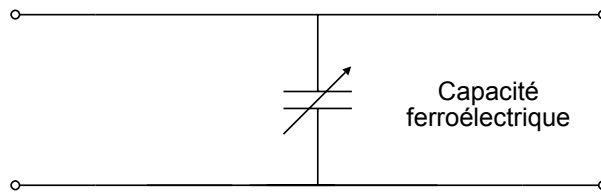


Figure 1–22 : Schéma de principe d'un limiteur à matériau ferroélectrique

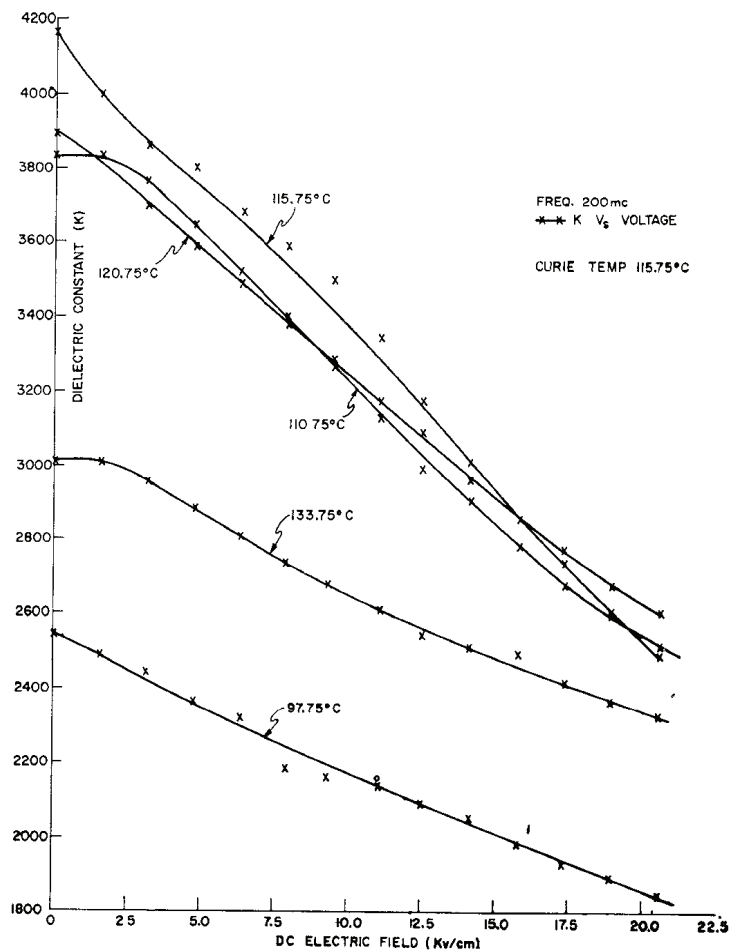


Figure 1–23 : Variation de la permittivité du  $\text{PbTiO}_3$  avec le champ électrique

Le réglage de la permittivité du  $\text{PbTiO}_3$  a donc conduit l'équipe de Cohn mais aussi celle d'Horton [Hor67] à étudier les limiteurs de puissance ferroélectriques. Les performances de ces structures à 1 GHz montrent une limitation à partir de 200 W environ et une puissance de sortie stabilisée à 80 W, ce qui reste nettement supérieur à la puissance maximum admissible par les amplificateurs de type LNA. Cependant, les progrès obtenus dans la synthèse des matériaux ferroélectriques laissent à penser que ces valeurs peuvent être réduites dans le futur. Un brevet concernant un limiteur ferroélectrique a ainsi été déposé en 1996 par Das [Das96].

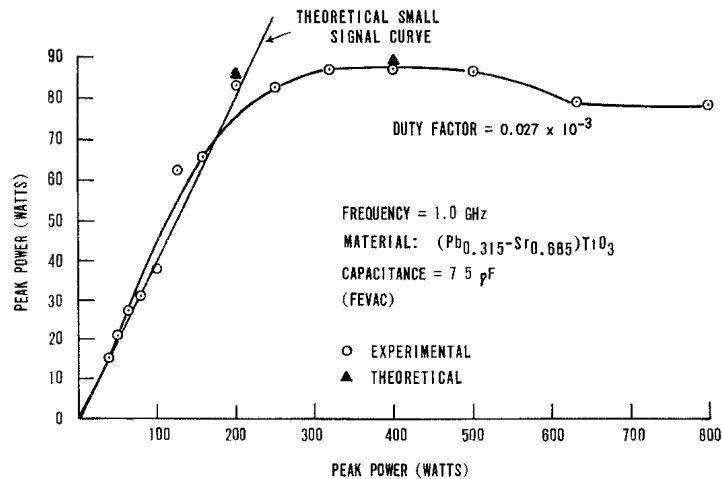


Figure 1-24 : Caractéristique en puissance d'un limiteur ferroélectrique

### III.5.d Limiteurs à matériaux ferromagnétiques

Des études dans les années 1960 ont été menées sur l'utilisation de matériaux ferromagnétiques dans des applications de type limiteur de puissance. Leur principe est basé sur la saturation d'un matériau magnétique par un champ magnétique de forte valeur dépendant de la puissance incidente.

Un schéma de principe, illustré en Figure 1-25, montre une ligne de transmission à laquelle a été associé un matériau de type ferromagnétique interagissant avec le champ magnétique induit par la ligne. La puissance augmentant, le champ magnétique s'intensifie et provoque la saturation du matériau magnétique à partir d'un certain seuil. L'excès de puissance est dissipé par le matériau sous forme calorifique.

La Figure 1-26 décrit une expérience menée par Krokstad en 1965 [Kro65]. Une cavité coaxiale a été chargée par un matériau ferromagnétique refroidi, un cristal de ferrite YIG (Yttrium Iron Garnet). La mesure s'effectuant avec un seul port, la puissance réfléchie sera dépendante des pertes dans la cavité. Les courbes de mesure à 2,1 GHz montrent une stabilisation de la valeur de puissance réfléchie malgré l'augmentation de la puissance incidente se traduisant par de plus fortes pertes dans la cavité. Le seuil de puissance incidente et les pertes peuvent être modulés par la position du matériau dans la cavité.

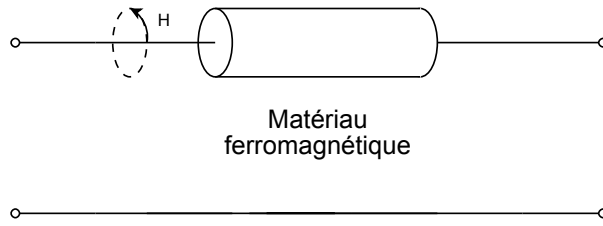


Figure 1-25 : Schéma de principe d'un limiteur à matériau ferromagnétique

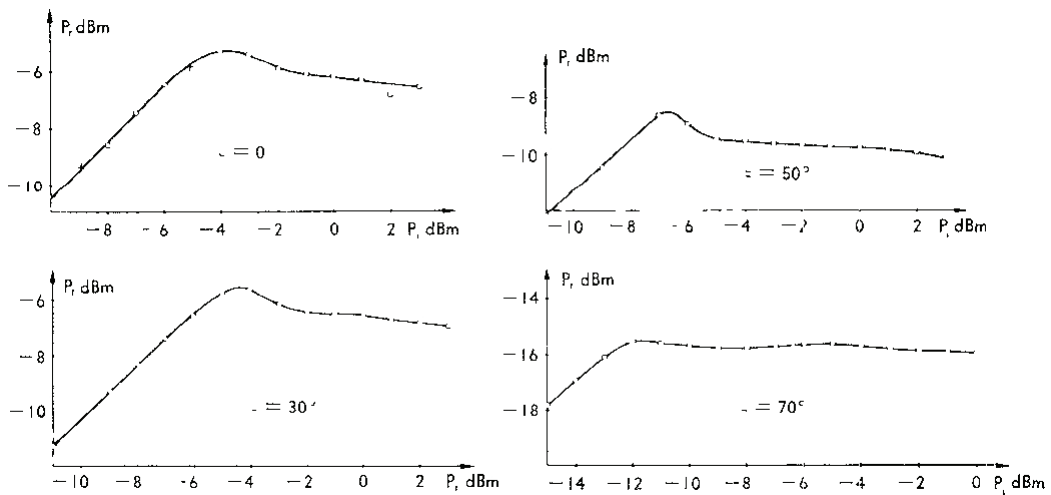
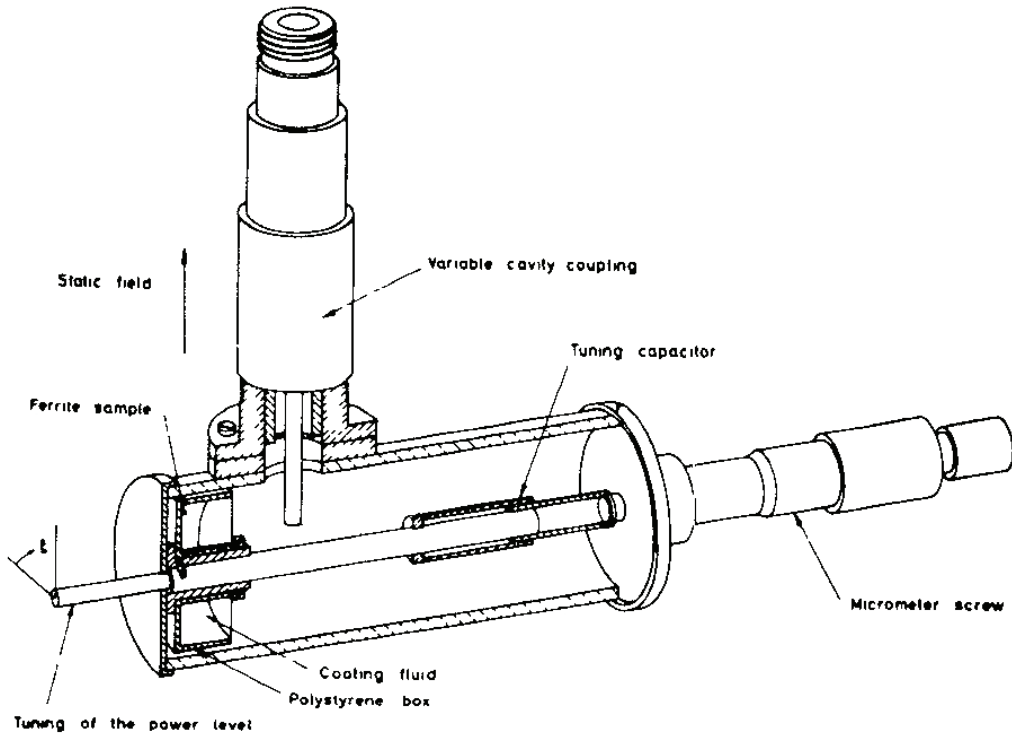


Figure 1-26 : Montage de test d'un limiteur ferromagnétique et courbes de résultats

D'autres topologies de limiteurs à base de matériaux ferromagnétiques ont également été étudiées. Il est ainsi possible d'associer ces composants dans des cavités coaxiales résonantes [Bro62] ou bien de les inclure dans la synthèse de filtres / limiteurs [Com64]. Les résultats de ces études sont similaires à ceux de Krokstad en terme de fréquences, puissances maximums et puissances seuils.

La réponse temporelle de ces limiteurs n'a pas été étudiée dans les articles précités. Un limiteur ferromagnétique refroidi à basse température a été étudié par Sansalone [San61] à relativement faible puissance et à 3 GHz. Les réponses temporelles (Figure 1–27) de l'expérience décrite montrent de forts pics transitoires de puissance en sortie du limiteur avant limitation effective. Le temps de réponse est très supérieur à la microseconde. De plus ces pics de puissance peuvent contribuer à endommager les circuits situés en aval. Le limiteur ferromagnétique ne remplit donc pas toutes les fonctions nécessaires à la protection des équipements.

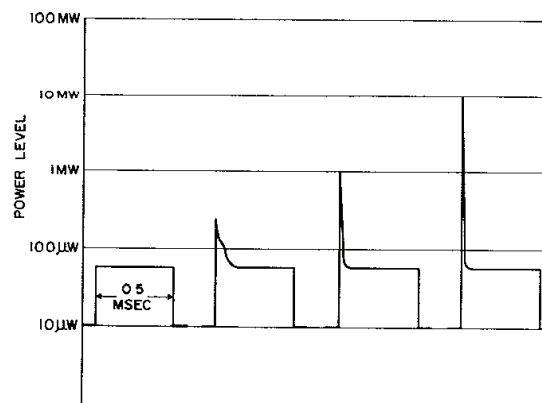


Figure 1–27 : Réponse temporelle d'un limiteur ferromagnétique à différentes impulsions

### III.5.e Limiteurs utilisant des éclateurs à gaz

Les éclateurs à gaz sont principalement utilisés pour protéger les lignes de transmissions (téléphoniques, alimentations...) des surtensions, le plus souvent produites par la foudre ou la mise en marche d'équipements lourds tels que des moteurs. Le circuit de protection de base est illustré sur la Figure 1–28.

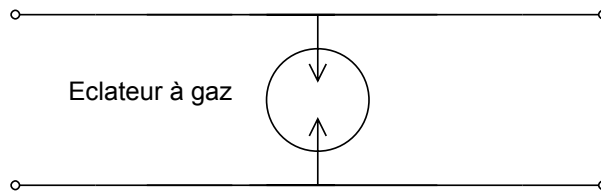


Figure 1–28 : Schéma de principe d'un limiteur à éclateur à gaz

Un éclateur à gaz est l'équivalent d'une capacité à basse puissance. Mais lorsque la tension à ses bornes est suffisamment élevée, le champ électrique devient assez intense pour ioniser un gaz. Un arc électrique se forme alors, transformant la capacité en résistance de faible valeur le temps de la décharge. Une fois l'énergie dissipée, l'arc électrique disparaît et le composant revient à son état initial.

Les éclateurs à gaz existent sous forme de composants discrets. Bien que leurs performances hautes fréquences ne soient pas adaptées aux applications de type radar, ils permettent déjà d'évaluer les avantages et inconvénients de ce type de structures. C'est ainsi que les caractéristiques temporelles d'éclateurs d'Epcos [Epc04] sur la Figure 1–29 montrent une bonne suppression des pics de tension suivie d'une dégradation du signal. Ceci est dû à une hystérésis dans la caractéristique du composant. En effet la tension de déclenchement est beaucoup plus élevée que la tension d'extinction de l'arc électrique. Malgré cela, leur tenue en puissance est bonne (plusieurs centaines de kilowatts crête) et n'est seulement limitée que par la dissipation thermique du packaging.

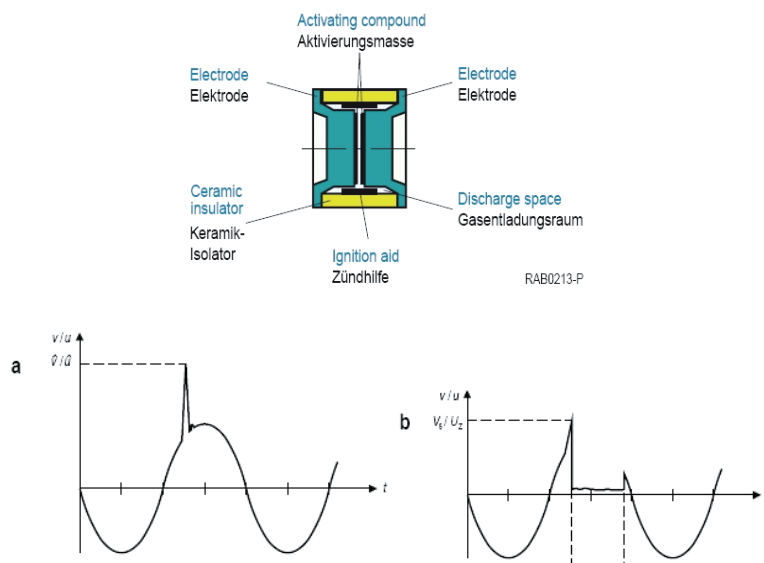


Figure 1–29 : Structure interne et réponse temporelle d'un spark gap d'Epcos

L'évaluation de ces structures à des fréquences micro-ondes jusqu'à 4 GHz a été effectuée par Bönisch à l'université de Berlin [Bon03]. Le but de cette étude était d'estimer les performances de ces éclateurs à gaz dans des applications de type protection contre les décharges électrostatiques. Le temps de réponse de leur structure a été évalué à 60 ps. L'apparition de l'arc électrique est donc quasi instantanée. La tenue dans le temps de ces dispositifs n'est limitée que par l'érosion des électrodes par les décharges successives.

Une autre variante de ce type de dispositifs est le limiteur à plasma. L'équipe de Patel [Pat89] a conçu un limiteur à plasma basé sur une ligne micro ruban suspendue et fonctionnant jusqu'à 18 GHz. Le dispositif est encapsulé dans un gaz à faible champ de claquage avec une source radioactive facilitant l'ionisation du gaz, réduisant ainsi les seuils à la centaine de watts.

### **III.5.f Structures micro électromécaniques**

Les structures de type MEMS-RF ont connu un développement important dans les années 1990-2000 avec l'essor des télécommunications. Les commutateurs MEMS-RF destinés à remplacer les composants de type diodes PIN ont été largement étudiés. Les travaux actuels se concentrent sur leur fiabilité et plus particulièrement sur leur tenue en puissance.

C'est ainsi que sont apparus des composants voisins des commutateurs MEMS-RF, tels que des détecteurs de puissance [Fer03]. En effet, avec l'augmentation de la puissance incidente, les structures mécaniques sont soumises à une force électrique dynamique non négligeable. En les dimensionnant correctement, il est possible de provoquer leur déplacement en injectant un signal RF de forte puissance. C'est ainsi que les détecteurs de puissance capacitifs fonctionnent, en exploitant un effet non désiré pour les applications de type commutateur. L'équipe de Ferndandez a ainsi montré une variation de capacité en fonction de la puissance incidente à partir d'environ 10 dBm (Figure 1-30). Le gap d'air entre la ligne RF et la partie mobile n'étant que de 1,7  $\mu\text{m}$ , il est probable que pour des puissances supérieures à 30 dBm, la structure vienne court-circuiter la ligne RF.



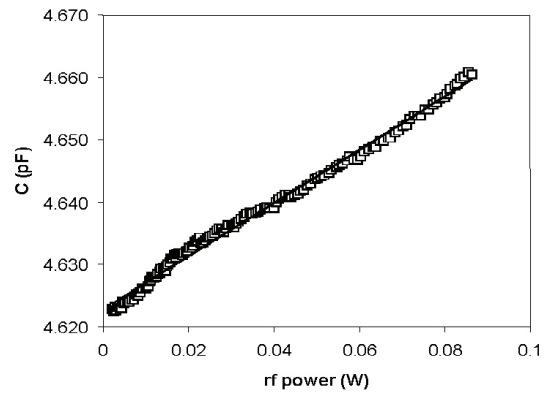
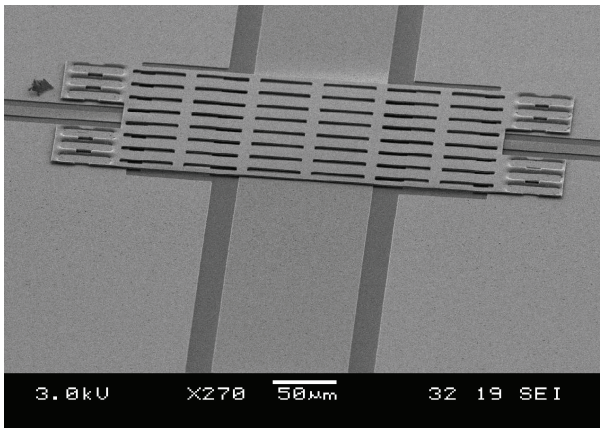


Figure 1–30 : Détecteur de puissance MEMS et réponse en puissance

Un détecteur de puissance capacitif est d’ores et déjà un limiteur de puissance. En effet son schéma de principe est similaire à celui d’un limiteur de puissance MEMS présenté sur la Figure 1–31. Il s’agit du schéma de principe d’un commutateur MEMS placé en dérivation d’une ligne de transmission.

Lorsque la puissance RF devient trop importante (0,96 W dans [Sch04]), la structure mobile représentée sur la Figure 1–32 est attirée vers le bas, jusqu’à provoquer le collage des deux conducteurs. Il en résulte une très forte désadaptation d’impédance dans le cas d’une structure capacitive ou un contact ohmique entre la ligne RF et la masse. Le signal est alors réfléchi dans le premier cas et dissipé vers la masse dans le deuxième. La sortie est donc court-circuitée.

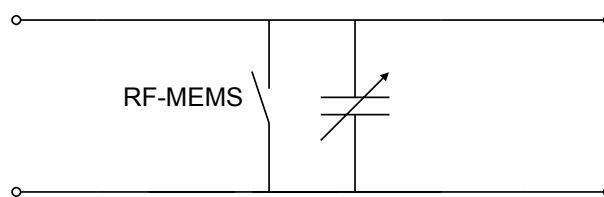


Figure 1–31 : Schéma de principe d'un limiteur basé sur les RF-MEMS

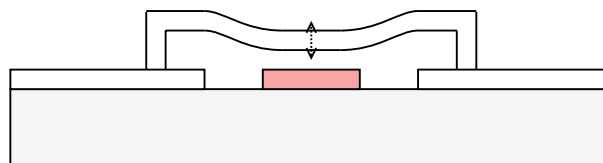


Figure 1–32 : Structure mobile actionnée par la puissance RF

C'est ainsi que plusieurs brevets ont été déposés concernant l'utilisation de structures de type commutateur en tant que limiteur de puissance [Lan03] [Lan05]. Ces structures sont basées sur des membranes mobiles ou des poutres. Le principal inconvénient de ces structures est leur temps de réponse. En effet, il est déterminé par le temps mis par la structure mobile à entrer en contact avec la ligne RF, généralement supérieurs à 10  $\mu$ s pour les commutateurs de type RF-MEMS comme dans l'étude de Schauwecker [Sch04]. De plus, les diverses études sur la fiabilité des composants MEMS montre une dégradation des performances en fonction des cycles d'utilisation à basse puissance. Les études sur la commutation sans puissance RF traversante laissent présager que ces structures ne fonctionneront que pendant un nombre réduit d'impulsions de puissance. En effet, des phénomènes de collage dus à la présence de charges [Pap07] dans les diélectriques (pour les commutateurs capacitifs) ou la formation de microsoudures entre la ligne RF et la partie mobile (pour les switches ohmiques) peuvent apparaître et rendre le composant inopérant. Ils remplissent donc plutôt une fonction de fusible que de limiteur de puissance.

### III.5.g Synthèse des technologies

Différentes technologies de limiteurs de puissance sont possibles. Le choix de ces technologies dépend principalement des contraintes liées aux applications visées. Le Tableau 1-3 résume les caractéristiques des différentes technologies en terme de puissance, de temps de réponse et de fréquence.

Technologie de limiteur	Puissance seuil	Puissance maximale	Elément destructeur	Temps de réponse	Bande de fréquence
Diodes	<b>20 dBm</b>	<40 dBm	Echauffement	0,1 $\mu$ s	Large
Supraconducteurs	<b>20 dBm</b>	<b>&gt;40 dBm</b>	Echauffement	<1 $\mu$ s	Très large
Ferromagnétiques	<10 dBm	<30 dBm	Echauffement	>100 $\mu$ s	Etroite
Ferroélectriques	>40 dBm	>40 dBm	Claquage	0,1 $\mu$ s	Etroite
Eclateurs à gaz	>40 dBm	<b>&gt;40 dBm</b>	Erosion éclateur	<b>&lt;0,1 ns</b>	Etroite
Electromécaniques	<30 dBm	>40 dBm	Collage	>1 $\mu$ s	Large

Tableau 1-3 : Comparaison de limiteurs selon différentes technologies

---

Ainsi, les matériaux ferromagnétiques permettent d'obtenir des puissances seuil de limitation assez faibles et de conserver la puissance de sortie en dessous du watt. Mais leur temps de réponse ne permet pas leur emploi dans les applications à courtes impulsions. De plus, la fabrication de ces composants reste problématique étant donné le type de matériau utilisé.

Les supraconducteurs ont de très bonnes caractéristiques : seuil de puissance bas, tenue en puissance excellente et très large bande de fréquence de travail. Le principal inconvénient est leur température de fonctionnement qui impose l'utilisation d'un refroidissement permanent.

Les ferroélectriques et limiteurs de type plasma (ou éclateur à gaz) sont réservés à de très fortes puissances et à des bandes de fréquences assez étroites. Ils ne conviendront donc pas dans des applications large bande.

Les limiteurs de type MEMS sont basés en réalité sur un inconvénient des commutateurs MEMS : leur sensibilité à la puissance traversante. Or il a été montré la défaillance de ces composants par collage après un certain nombre de cycles [Spe02a].

Les diodes sont quant à elles les plus largement utilisées et conviennent aux applications présentes. Or les évolutions des sources HPM laissent présager qu'elles ne suffiront plus à protéger les équipements de communication dans le futur. Des développements de composants à matériaux comme le SiC ou le GaN doivent apporter des solutions à ce problème mais dans une certaine limite.

D'autres types de composants ainsi que des nouvelles topologies de limiteurs doivent donc être développés afin de faire face aux contraintes futures.

## **IV Conclusion**

L'apparition de sources micro-ondes générant de fortes impulsions électromagnétiques participe à l'évolution des scénarios envisagés dans des cadres militaires mais également civils. Ainsi la mise en œuvre de sources miniaturisées telles que les bombes à compression de flux magnétique dans des environnements aéroportuaires peut générer des valeurs de champs supérieures aux seuils de certifications des aviations civiles Américaine et Européennes. Du point de vue militaire, les systèmes sont d'ores et déjà conçus pour résister à de plus fortes valeurs telles qu'indiquées dans la norme MIL-STD-464. Or il n'est pas impossible que ces seuils soient dépassés par l'utilisation combinée d'antennes directives et de sources de plusieurs gigawatts.

L'utilisation de limiteurs de puissance devient donc indispensable dans les systèmes radio récepteurs. En effet, la détection de signaux de plus en plus faibles niveaux nécessite des chaînes de plus en plus sensibles mais également plus vulnérables. Les limiteurs basés sur les technologies disponibles et présentées précédemment ne peuvent pas supporter de telles contraintes de puissance. Il est donc nécessaire de développer une nouvelle famille de composants pour remplir le cahier des charges.

C'est ainsi que le chapitre suivant s'attachera à l'étude des phénomènes tels que l'émission d'électron par effet de champ pour la limitation en puissance de signaux hyperfréquences.

---

## V Références

- [Adl92] M.G. Adlerstein, “Avalanche Diode Limiters”, Patent, US 5,126,701, June 1992.
- [Agi99] Agilent, “Low Cost Surface Mount Power Limiters, Application note 1050”, 1999.
- [Ben05] J.H. Bennett & Y. Cen, “Input Power Limiter for a Microwave Receiver”, Patent, US 6,853,264 B2, February 2005.
- [Bon03] S. Bonisch & W. Kalkner, “Measurement and simulation of the behavior of a short spark gap used as ESD protection device”, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 2003*, pp. 37-42, August, 2003, Istanbul, Turkey.
- [Boo03] J.C. Booth, D.A. Rudman & R.H. Ono, “A Self-Attenuating Superconducting Transmission Line for Use as a Microwave Power Limiter”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, **vol. 13**, (no. 2), pp. 305-310, June 2003.
- [Boo04] J.C. Booth, K. Leong & S.A. Schima, “A Superconducting Microwave Power Limiter for High-Performance Receiver Protection”, in *Technical Digest of the IEEE International Microwave Symposium, MTT-S 2004*, pp. 139-142, June, 2004, Fort Worth, TX, USA.
- [Bro62] J. Brown & J. Clark, “Practical Microwave Power Limiters”, *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 10**, pp. 85-86, January 1962.
- [Cad96] R. Cadotte, R.W. Babbitt & X.G. Sun, “Low-loss, Wide Bandwidth Limiter”, Patent, US 5,585,330, December 1996.
- [Cav99] R.H. Caverly & M.J. Quinn, “Time Domain Modeling of PIN Control and Limiter Diodes”, in *Proceedings of the IEEE International Microwave Symposium, MTT-S 1999*, pp. 719-722, June, 1999, Anaheim, CA, USA.
- [Coh65] M. Cohn & A.F. Eikenberg, “A High-Power Ferroelectric Limiter”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 13**, pp. 47-54, January 1965.
- [Com64] R. Comstock, “Synthesis of Filter-Limiters Using Ferrimagnetic Resonators”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 12**, pp. 599-607, November 1964.
- [Das96] S. Das, “Ferroelectric RF Limiter”, Patent, US 5,589,440, December 1996.
- [Dro99] N.V. Drozdovski & L.M. Drozdovskaia, “Microstrip and Waveguide Passive Power Limiters with Simplified Construction”, *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, **vol. 1**, (no. 5), pp. 14-29, December 1999.
- [Epc04] Epcos, “Surge Arresters and Switching Spark Gaps”, 2004.
- [FAA99] FAA, “Guidance for the certification of aircraft operating in high intensity radiated field (HIRF) environments, N8110.71”, 1999.
- [FCC97] FCC, “Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications”, OET70, 1997.
- [Fer03] L.J. Fernandez, E. Visser, J. Sese, R. Wiegerink, J. Flokstra, H. Jansen & M. Elwenspoek, “Radio frequency power sensor based on MEMS technology”, in *Proceedings of IEEE Sensors 2003*, pp. 549-552, October, 2003, Toronto, Canada.
- [Hor67] J.B. Horton & M.R. Donaldson, “A One-GHz Ferroelectric Limiter”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 15**, pp. 517-523, September 1967.
- [Kro65] J. Krokstad, “A Ferrimagnetic Microwave Power Limiter”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 13**, pp. 119-122, January 1965.
- [Lan03] D. Laney, M. Matloubian & L. Larson, “Microelectromechanical RF and Microwave Frequency Power Limiter and Electrostatic Device Protection”, Patent, US 6,504,447 B1, January 2003.
- [Lan05] D. Laney, M. Matloubian & L. Larson, “Microelectromechanical RF and Microwave Frequency Power Regulator”, Patent, US 6,847,266 B2, January 2005.
- [Loo04] J. Loone, D. Conway & I. Bahl, “An Examination of Recovery Time of an Integrated Limiter/LNA”, *IEEE Microwave Magazine*, **vol. 5**, pp. 83-86, March 2004.

- [Ni05] G. Ni, B. Gao & J. Lu, “Research on high power microwave weapons”, in *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference 2005, APMC 2005*, pp. 4, 2005.
- [Pap07] G.J. Papaioannou, F. Giacomozzi, E. Papandreou & B. Margesin, “Charging Processes in RF-MEMS Capacitive Switches with SiO<sub>2</sub> Dielectric”, in *Proceedings of the 11th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems*, pp. 175-178, June, 2007, Barcelona, Spain.
- [Pat89] S. Patel, L. Dubrowsky, S. Sadow, R. Kaul & R. Garver, “Microstrip plasma limiter”, in *Technical Digest of the IEEE International Microwave Symposium, MTT-S 1989*, pp. 879-882, 1989.
- [Sab04] F. Sabath, M. Backstrom, B. Nordstrom, D. Serafin, A. Kaiser, B. Kerr & D. Nitsch, “Overview of four European high-power microwave narrow-band test facilities”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, (no. 3), pp. 329-334, 2004.
- [San61] F. Sansalone & E. Spencer, “Low-Temperature Microwave Power Limiter”, *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 9, pp. 272-273, May 1961.
- [Sch04] B. Schauwecker, J. Mehner, K.M. Strohm, H. Haspeklo & J. Luy, “Investigations of rf shunt airbridge switches among different environmental conditions”, *Sensors and Actuators A*, vol. 114, pp. 49-58, 2004.
- [Ser05] D.J. Serafin & D. Dupouy, “Potential IEMI threats against civilian air traffic”, in *Proceedings of the XXVIIIth URSI General Assembly*, October, 2005, New Dehli.
- [Shi05] D. Shiffler, T.K. Statom, T.W. Hussey, O. Zhou & P. Mardahl, “High-power Microwave Source”, in *Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics*, pp. 691-730, 2005, Wiley Interscience.
- [Smi99] D.G. Smith, D.D. Heston & D.L. Allen, “Designing high-power limiter circuits with GaAs PIN diodes”, in *Technical Digest of the IEEE International Microwave Symposium, MTT-S 1999*, pp. 329-332, June, 1999, Anaheim, CA, USA.
- [Smi02] D.G. Smith, D.D. Heston, J. Heston, B. Heimer & K. Decker, “Designing reliable high-power limiter circuits with GaAs PIN diodes”, in *Technical Digest of the IEEE International Microwave Symposium, MTT-S 2002*, pp. 1245-1247, June, 2002, Seattle, WA, USA.
- [Spe02] A. Spezio, “Electronic warfare systems”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, (no. 3), pp. 633-644, 2002.
- [Spe02a] W.M. van Spengen, R. Puers, R. Mertens & I. De Wolf, “Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS”, in *Technical Digest of the IEEE International Electron Devices Meeting, IEDM 2002*, pp. 901-904, December, 2002, San Francisco, USA.
- [Sta03] M. Stanislawiak, C. Tolant, H. Polaert & P. Eudeline, “Protection des futures chaînes de réception radar”, in *13emes Journées Nationales Microondes*, Mai, 2003, Lille, France.
- [Wei04] T. Weise, M. Jung, D. Langhans & M. Gowin, “Overview of directed energy weapon developments”, in *Proceedings of the 12th Symposium on Electromagnetic Launch Technology, ELT 2004*, pp. 483-489, 2004.



## Chapitre 2 : Phénomènes d'émission électronique et applications

---

### I Introduction

Les différentes technologies de limiteurs présentées dans le chapitre précédent ne remplissant pas toutes les contraintes liées aux applications visées, il est nécessaire d'étudier d'autres alternatives. L'une d'entre elle est l'utilisation de composants électroniques sous vide qui feront l'objet de ce chapitre.

Après un bref historique des composants électroniques sous vide, une rapide comparaison avec les semi-conducteurs montrera les avantages et inconvénients de ce type de dispositifs. Leurs principales applications, plus particulièrement hyperfréquences, seront également présentées.

Les principales lois physiques régissant les phénomènes d'émission électronique vont également être étudiées afin de déterminer les paramètres de dimensionnement des composants. Ces lois vont en outre déterminer les différents modes de fonctionnement des dispositifs. C'est ainsi que l'émission d'électrons par effet de champ mais également des phénomènes disruptifs comme les décharges plasma seront introduits.



---

## II Electronique sous vide

### II.1 Historique rapide

Les systèmes électroniques fonctionnaient à l'aide de tubes à vide jusqu'aux années 1950 [Uts01] et l'invention du transistor par Bardeen, Brattain et Shockley. L'apparition peu de temps après de circuits intégrés sur semi-conducteurs a repoussé leur utilisation dans des domaines très spécifiques tels que le spatial, nécessitant une résistance aux radiations, ou bien encore les applications militaires demandant de fortes puissances.

Les tubes à vide présentent de nombreux avantages par rapport aux systèmes à base de semiconducteur comme :

- un transport balistique des électrons, quasiment sans résistance.
- une fréquence de coupure beaucoup plus élevée (>100 GHz), pouvant à terme conduire à des composants fonctionnant dans des gammes de fréquences proches du terahertz.
- une résistance aux radiations supérieure à celle des composants solides, les rendant insensibles aux attaques électromagnétiques et indispensables dans les environnements spatiaux.
- de plus fortes puissances admissibles dans des applications de type micro-ondes (typiquement >10 W).

Malgré ces avantages, ils ne peuvent pas rivaliser avec les transistors dans la plupart des applications. Il est en effet impossible de miniaturiser et d'intégrer ces composants. Ils présentent de plus un faible rendement énergétique dû à leur principe de fonctionnement basé sur l'émission thermoionique.

L'arrivée de nouvelles techniques de microfabrication ainsi que l'apparition de l'émission électronique par cathodes froides a relancé l'intérêt pour les composants sous vide. En effet, il est désormais possible de les fabriquer à grande échelle à des coûts raisonnables et de s'affranchir des limitations thermiques des tubes à vide traditionnels. Cependant, malgré la réduction des contraintes thermiques liées à l'utilisation de l'émission électronique par effet

de champ, la densité d'intégration de ces composants restera inférieure aux semiconducteurs pour des raisons d'encapsulation sous vide. Les coûts additionnels associés au packaging ainsi que les tensions de seuil élevées (généralement  $>10V$ ) ne permettront donc pas leur utilisation dans l'électronique grand public par exemple mais les réserveront à des applications bien spécifiques.

## II.2 Comparaisons des composants solides et sous vide

Le Tableau 2–1, extrait de [Uts01] [Zhu01], synthétise les principales caractéristiques des composants solides et sous vide. Les fréquences élevées de fonctionnement atteignables sont liées directement au type de transport de charges. Le transport des électrons dans le vide est par définition balistique, c'est-à-dire qu'il n'y a aucune collision et donc une résistance nulle, ce qui permet d'obtenir des fréquences élevées. Mais pour obtenir cette propriété, il faut maintenir les composants à de faibles pressions (généralement  $<1 Pa$ ) et donc développer une encapsulation sous vide spécifique, augmentant ainsi les coûts de fabrication.

Propriétés	Semi-conducteurs	Composants sous vide
Densité de courant	$10^4$ - $10^5 A/cm^2$	$10^3 A/cm^2$
Tension seuil	$>0,1V$	$>10V$
Transport	Collisions avec le solide	Balistique
Fréquence de coupure	20GHz (Si) 100GHz (GaAs)	100-500 GHz
Sensibilité aux radiations	Forte	Faible
Procédé de fabrication	Faible coût Standards industriels	Coût élevé Encapsulation nécessaire Procédés non standardisés

Tableau 2–1 : Propriétés des composants semi-conducteurs et à vide.

## II.3 Applications usuelles de l'électronique sous vide

### II.3.a Ecrans

Une des applications grand public du phénomène d'émission électronique concerne le domaine de l'affichage et des écrans. Deux principes sont mis en oeuvre : l'émission thermoïonique dans les écrans à tube cathodique, et l'émission de champ dans les écrans plats.

---

### *Tubes cathodiques*

Les écrans à tubes cathodiques [Bor06] étaient les plus répandus avant l'apparition des écrans plats à cristaux liquides ou à plasma. Leur principe de fonctionnement est basé sur la génération de photons par un phosphore après impact électronique. Pour cela, un filament en tungstène est chauffé à très haute température ( $> 1000^{\circ}\text{C}$ ), permettant l'extraction d'électrons. Ils sont ensuite accélérés et déviés par un jeu d'électrodes afin de balayer la surface de l'écran. Le principal inconvénient de ce type de structure est l'augmentation de la profondeur de l'écran avec sa surface. Des afficheurs de grande dimension ( $>1\text{ m}$ ) sont donc difficilement réalisables avec cette technologie.

### *Ecrans plats*

Contrairement aux écrans cathodiques, les écrans plats de type « Field Emission Display » ou « Surface Emission Display » sont construits avec une multitude de sources d'électrons. En effet, à chaque pixel correspondent un ou plusieurs émetteurs, il n'y a donc plus besoin de balayer l'écran. La distance séparant la cathode émettrice et le pixel peut ainsi être réduite, permettant la fabrication d'écrans plats.

## **II.3.b Analyse de matériaux**

L'utilisation d'électrons dans l'imagerie de surface comme dans les microscopes électroniques à balayage en réflexion ou en transmission (Figure 2-1) a permis l'analyse de matériaux et de composants de taille microscopique voir submicronique [Rob98]. Un faisceau d'électrons est tout d'abord accéléré par un jeu d'électrodes puis défléchi pour balayer la surface d'un échantillon. Le faisceau d'électrons réfléchi ou transmis par l'échantillon est ensuite analysé pour reconstituer une image.

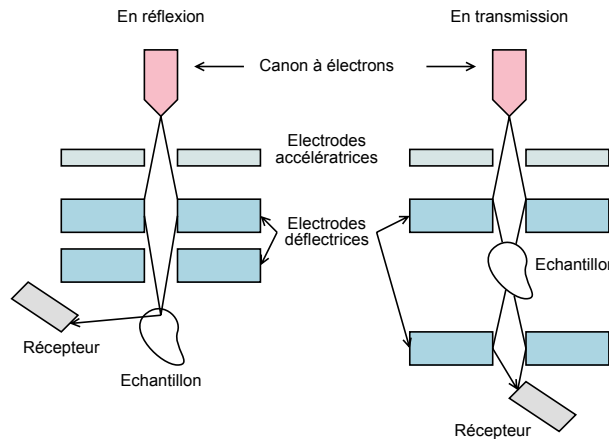


Figure 2-1 : Schéma de principe d'un microscope à balayage électronique en réflexion et en transmission

### II.3.c Systèmes radiofréquences, micro-ondes et hyperfréquences

Compte tenu des limitations en puissance des composants électroniques solides, certains éléments des systèmes d'émission radar, des fonctions embarquées sur satellite ou bien encore dans les stations de base peuvent utiliser des tubes hyperfréquence. Un aperçu des applications possibles est donné dans [Abr01] et est résumé sur la Figure 2-2.

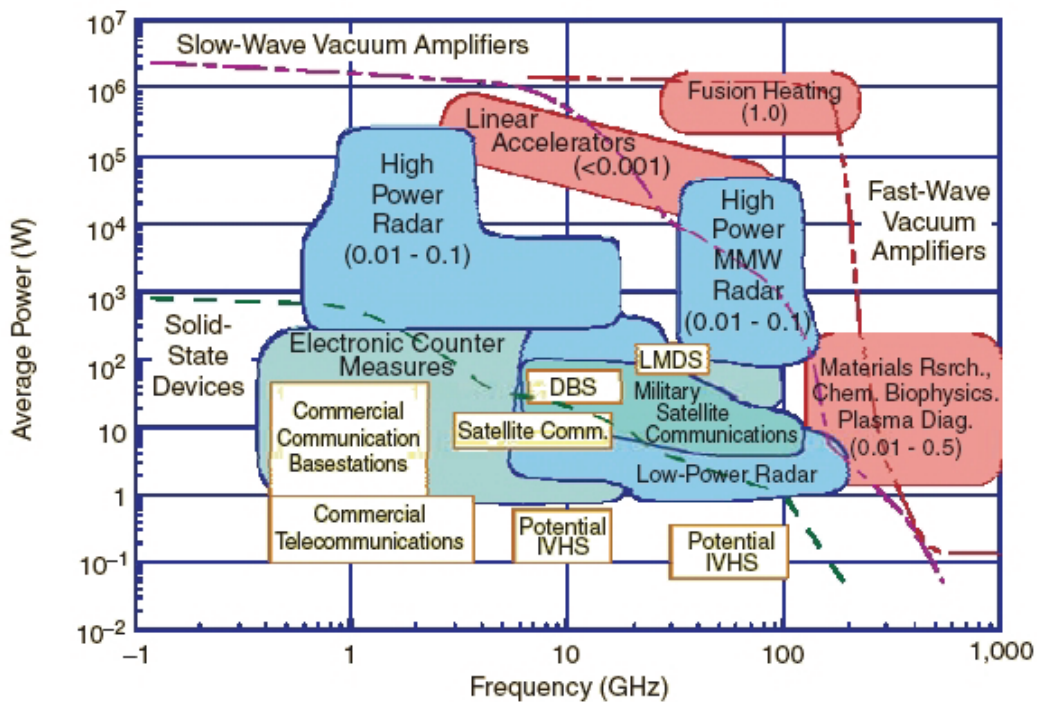


Figure 2-2 : Domaines d'applications des systèmes hyperfréquences de forte puissance.

---

Différentes technologies d'amplificateurs permettent d'obtenir de fortes puissances dans de larges bandes de fréquences. Les klystrons peuvent par exemple fournir une puissance de 1 MW CW dans la bande X (7–12,5 GHz) [Car05], tandis que les tubes à ondes progressives ou « traveling wave tube » peuvent fournir plusieurs centaines de watts dans de larges bandes de fréquences (2–30 GHz) [Boo05].

La courbe située en Figure 2–3 [Abr01] illustre quant à elle l'évolution de ces technologies suivant un facteur de mérite défini comme le produit de la puissance avec le carré de la fréquence en  $\text{MW} \times \text{GHz}^2$ . Ce critère permet la comparaison des composants à vide et des composants semi-conducteurs. Il existe ainsi une différence de  $10^6 \text{ MW} \times \text{GHz}^2$  entre les gyrotrons et les composants à état solide, signifiant qu'à fréquences de fonctionnement similaires, les gyrotrons pourront fournir une puissance un million de fois plus importante ou qu'à puissance équivalente, les gyrotrons fonctionneront à des fréquences mille fois plus élevées. Les performances en terme de fréquences et de puissances des composants semi-conducteurs sont donc inférieures à celles des composants sous vide. De plus, leur résistance aux radiations les rend indispensables dans les applications spatiales et militaires.

Ce type de composants fait appel généralement à une interaction entre un flux d'électrons et un signal hyperfréquence. Dans le cas d'un amplificateur à onde progressive, dont le schéma est fourni en Figure 2–4 [Abr01], une partie de l'énergie cinétique des électrons est transférée à l'onde hyperfréquence qui se trouve ainsi amplifiée. La source des électrons peut être une source classique thermoïnique ou à cathode froide.

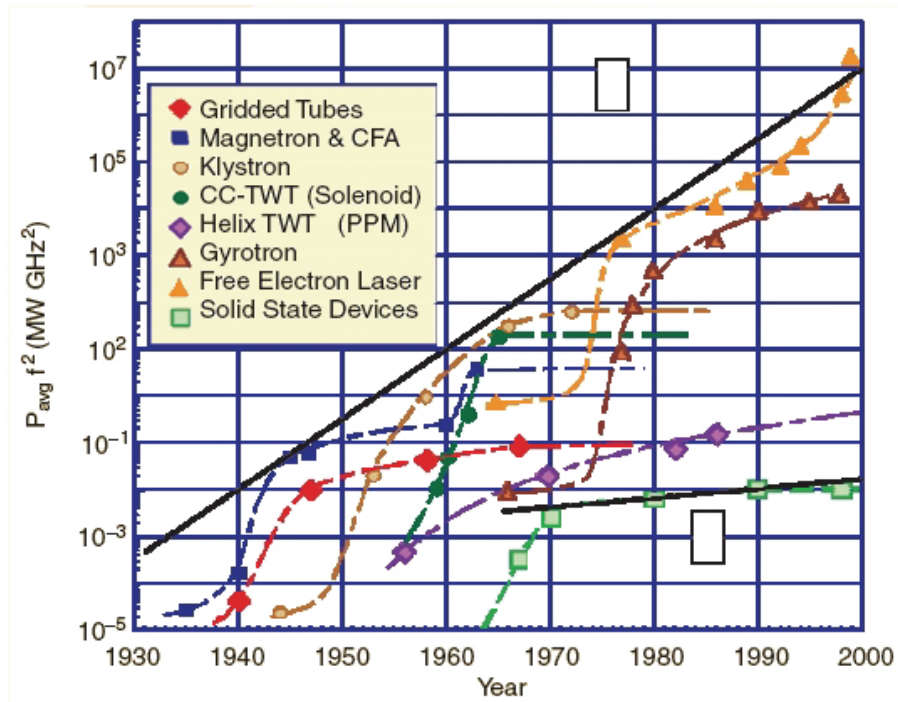


Figure 2-3 : Evolutions des performances de différents amplificateurs micro-ondes.

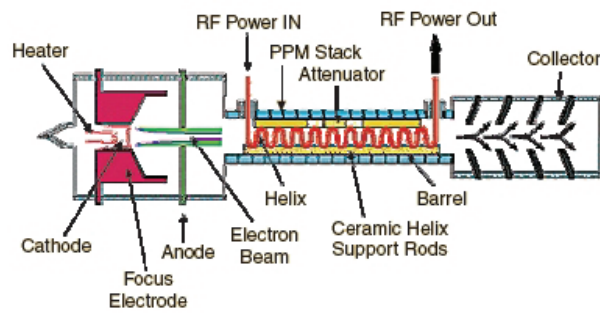


Figure 2-4 : Schéma de principe d'un amplificateur à onde progressive.

### III Emission électronique

#### III.1 Généralités

L'émission électronique consiste à faire émettre des électrons par un matériau, le plus souvent métallique ou semi-conducteur. L'énergie à fournir (travail d'extraction) pour chaque électron dépend de la nature de chaque matériau. Ces niveaux d'énergies sont représentés dans le diagramme des bandes d'énergies.

##### III.1.a Emission thermoïonique

L'énergie d'extraction des électrons d'un matériau vers le vide est fournie sous forme thermique dans le cas d'une émission thermoïonique illustrée par la Figure 2-5. Le matériau est chauffé à de fortes températures (typiquement au dessus de 800°C) pour permettre un tel phénomène.

L'énergie,  $E_{th}$ , apportée aux électrons est donnée par :

$$E_{th} = kT \quad (2-1)$$

où  $k$  est la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K), et  $T$  est la température en Kelvin.

Les températures mises en jeu imposent une contrainte forte sur le matériau servant de cathode. Il s'agit le plus souvent de métaux réfractaires comme le tungstène, pouvant supporter plusieurs milliers de degrés.

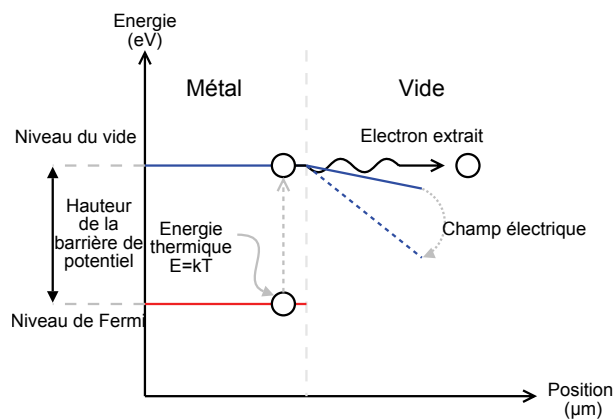


Figure 2-5 : Diagramme de bandes d'énergie dans une émission thermoïonique

### III.1.b Photo émission

La photo émission est un principe similaire à l'émission thermoïonique à la différence que l'énergie nécessaire à l'extraction d'électrons n'est plus apportée par voie thermique mais par voie optique (ou par radiations). La cathode est dans ce cas composée d'un matériau photoémissif (du césium par exemple).

L'énergie,  $E_{ph}$ , apportée aux électrons est donnée par :

$$E_{ph} = h\nu \quad (2-2)$$

où  $h$  est la constante de Plank ( $6,626 \cdot 10^{-34}$  J.s), et  $\nu$  est la fréquence des photons en Hz.

### III.1.c Emission de champ

Dans le cas d'une émission par effet de champ, l'énergie nécessaire à l'extraction d'un électron est apportée uniquement par un champ électrique externe. Il permet de réduire la largeur de la barrière de potentiels et d'extraire l'électron de la cathode vers le vide par effet tunnel (Figure 2–6).

Un des avantages de l'émission électronique par rapport à l'émission thermoïonique est de fonctionner à température ambiante. Les contraintes thermiques liées à une forte densité d'intégration sont donc réduites. De plus, une majeure partie de l'énergie apportée au système est utilisée pour extraire et accélérer les électrons de la cathode vers l'anode. Le rendement énergétique est donc plus élevé que dans le cas thermoïonique.

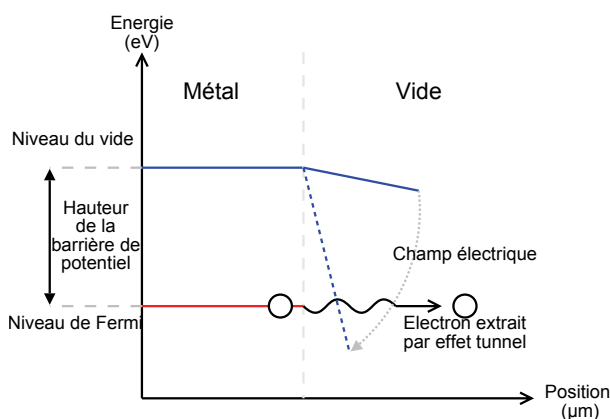


Figure 2–6 : Diagramme de bandes d'énergie dans une émission de champ



---

## III.2 Emission de champ

Les relations entre courants et tensions dans les phénomènes d'émission par effet de champ sont régies par différentes équations. Dans le cas d'une émission dans un vide parfait, la relation de Fowler-Nordheim s'applique. D'autres phénomènes pourront intervenir dans le cas d'un environnement à pression non nulle et participeront à limiter le phénomène d'émission électronique.

### III.2.a Equation de Fowler-Nordheim

L'équation de Fowler-Nordheim permet de lier courant et tension, ou plutôt densité de courant  $J$  et champ électrique  $E$  [Fur05].

$$J(E) = a_{FN} E^2 \exp\left(-\frac{b_{FN}}{E}\right) \quad (2-3)$$

Dans cette relation,  $a_{FN}$  et  $b_{FN}$  sont les deux paramètres de Fowler-Nordheim dépendants du travail d'extraction  $\phi$  et de deux constantes  $K_1$  et  $K_2$ .

$$a_{FN} = \frac{K_1}{\phi} \quad (2-4)$$

$$b_{FN} = K_2 \phi^{3/2} \quad (2-5)$$

La valeur du champ électrique  $E$  est liée à la tension appliquée  $V$  entre deux électrodes séparées d'un espacement  $g$  par le coefficient  $\beta$ , le facteur d'amplification de champ local. Ce coefficient dépend de la géométrie du système.

$$E = \beta \frac{V}{g} \quad (2-6)$$

Finalement, en multipliant par la surface  $A$ , on obtient une relation entre courant et tension appliquée.

$$I(V) = A a_{FN} \beta^2 \frac{V^2}{g^2} \exp\left(-\frac{g b_{FN}}{\beta V}\right) \quad (2-7)$$

Une approximation de l'équation de Fowler-Nordheim [Jen01], est donnée par :

$$J(E) \approx \frac{q}{4\pi^2 \hbar} \frac{\sqrt{\mu}}{[\mu + \phi]} E^2 \exp\left(-\frac{4}{3\hbar E} \sqrt{2m\phi^3}\right) \quad (2-8)$$

- $q$  est la charge
- $\mu$  est l'énergie de Fermi
- $m$  est la masse de la charge
- $\hbar$  est la constante de Planck réduite ( $h/2\pi$ )

### III.2.b Paramètres influençant l'émission par effet de champ

Compte tenu de l'équation (2-7), deux paramètres principaux vont influencer le phénomène d'émission électronique : la géométrie des électrodes (surface et facteur d'amplification de champ local) et le matériau constituant les électrodes (modification du travail de sortie).

#### *Géométrie*

Plus les surfaces émissives seront étendues et plus le courant total obtenu pourra être important. La surface totale est définie par la variable  $A$  dans l'équation de Fowler-Nordheim. Ce paramètre n'a pas d'influence sur la densité de courant émis.

Le deuxième paramètre géométrique entrant en compte dans l'équation (2-7) est le facteur d'amplification de champ local  $\beta$ . Il permet de lier tension appliquée et champ électrique généré localement dans une zone proche de la cathode. Le champ électrique sera d'autant plus intense que ce facteur sera grand pour une tension donnée. En terme géométrique, ce facteur est lié au rayon de courbure de la cathode. Plus ce rayon de courbure sera faible (plus la cathode sera pointue), plus le facteur  $\beta$  sera grand.

---

### *Matériaux*

Pour une géométrie donnée, le choix du matériau composant la cathode va également influencer la valeur du courant obtenu. En effet, les paramètres  $\mu$  et  $\phi$  sont directement liés aux paramètres de Fowler-Nordheim  $a_{FN}$  et  $b_{FN}$ . Dans le cas de métaux ( $\mu \approx \phi$ ), la valeur du travail d'extraction correspond à l'énergie de Fermi. En choisissant des matériaux à travaux d'extraction réduits, il est possible de réduire les tensions nécessaires à l'émission d'électrons. Néanmoins, ces matériaux présentent une plus grande réactivité chimique et doivent donc être protégés (risques d'oxydation par exemple). Le Tableau 2-2 résume les propriétés de quelques métaux usuels [Ian93] [Fal99].

Matériau	Al	Au	Cs	Cu	Mo	Pt	Ti	W
Travail de sortie (eV)	3,0	4,8	1,8	4,1	4,3	6,0	4,09	4,52
Conductivité électrique (MS/m)	35	41	5,2	58	18	9,5	2,3	1,8
Température de fusion (°C)	659	1063	28,5	1083	2620	1773	1668	3370

Tableau 2-2 : Propriétés de matériaux usuels.

### **III.2.c Limitations**

#### *Echauffement*

Le passage d'un courant à travers une surface réduite (cas pour des fortes valeurs de  $\beta$ ) va provoquer un échauffement par effet Joule (résistance localisée). D'autres phénomènes tels que l'effet Nottingham peuvent également y contribuer [Vac95]. Cet échauffement va faciliter l'émission électronique, contribuant à l'intensification du courant et donc augmentant d'autant plus l'échauffement. Il s'agit d'un phénomène potentiellement instable.

#### *Effets de charges*

Les charges émises par une source d'électrons et situées à proximité immédiate de celle ci vont induire un champ électrique local masquant partiellement le champ électrique macroscopique externe appliqué. Une saturation du phénomène d'émission électronique par écrantage électronique devient possible, ce qui va limiter la densité maximale de courant émis.

### *Pulvérisation de la cathode*

Lors de l'émission d'un courant de valeur suffisante pour échauffer la cathode à une température proche du point de fusion du matériau la constituant, un phénomène de pulvérisation peut se produire. Des atomes peuvent être pulvérisés, érodant la cathode et diminuant son efficacité. De plus, si l'environnement dans lequel se trouvent les sources d'électrons n'est pas un vide parfait, le gaz résiduel peut être ionisé. Ces charges additionnelles (le plus souvent positives) participeront alors au courant total. La cathode sera alors bombardée par ces ions.

### *Formation d'arcs électriques*

L'énergie apportée aux électrons peut être augmentée par la valeur du champ électrique macroscopique appliqué entre la cathode et l'anode. Mais elle peut également devenir suffisamment élevée et provoquer l'ionisation des molécules gazeuses environnantes ainsi que la formation d'électrons secondaires. Un phénomène d'avalanche électronique s'enclenche alors, formant un arc électrique potentiellement destructeur sans résistance de limitation.

## **III.2.d Détermination de trajectoires d'électrons**

Les composants à vide étant destinés à être mis en œuvre dans un limiteur de puissance micro-onde, l'étude de leur trajectoire et plus particulièrement leur temps de vol ou de transit entre les électrodes est primordial afin de déterminer les fréquences limites de fonctionnement. La résolution de ces problèmes par des méthodes analytiques voire intégrales ne sera possible que dans des cas très limités.

### *Comportement dans un champ macroscopique statique et uniforme*

L'étude complète du comportement d'un électron de masse  $m_e$  parmi un ensemble de particules chargées comme sur la Figure 2-7, soumis à un champ électrique statique et uniforme dans l'espace est un problème assez complexe. En effet, il va se créer une multitude d'interactions coulombiennes entre ces particules. Si l'on néglige ces interactions, l'étude de la trajectoire d'un électron soumis à un champ électrostatique macroscopique et uniforme  $E_{macro}$  est possible analytiquement. Dès lors que l'ensemble des interactions coulombiennes est pris en compte, le problème doit être résolu en utilisant des méthodes numériques.

Soit  $p$  la position d'un électron dans l'espace. Il va être soumis à une force électrostatique et donc à une accélération (2-10). Or dans le cas où les interactions coulombiennes sont prises en compte, la valeur du champ électrique local  $E(p)$  dépend de la position de la charge à étudier ainsi que des positions des autres charges générant des champs électriques  $E_i(p_i)$  comme en (2-11). Une résolution intégrale n'est donc pas possible.

$$p = (x \quad y \quad z) \quad (2-9)$$

$$m_e \frac{d^2 p}{dt^2} = -eE(p) \quad (2-10)$$

$$E(p) = E_{macro} + \sum_i E_i(p_i) \quad (2-11)$$

$$E_i(p_i) = \frac{-e}{4\pi\epsilon_0 (p_i - p)^2} \quad (2-12)$$

De plus, la position des autres charges est également variable. Les nouvelles positions des charges espacées par un intervalle de temps  $\delta t$  doivent donc être recalculées à chaque itération. Pour une charge, il vient l'équation aux différences (2-13). Il s'agit en fait d'une résolution numérique du problème.

Etat n	Etat initial	
$\begin{cases} p_n = p_{n-1} + v_{n-1} \delta t \\ v_n = v_{n-1} + a_{n-1} \delta t \\ a_n = -\frac{e}{m_e} E(p_{n-1}) \end{cases}$	$\begin{cases} p_0 = (x_0 \quad y_0 \quad z_0) \\ v_0 = 0 \\ a_0 = -\frac{e}{m_e} E(p_0) \end{cases}$	(2-13)

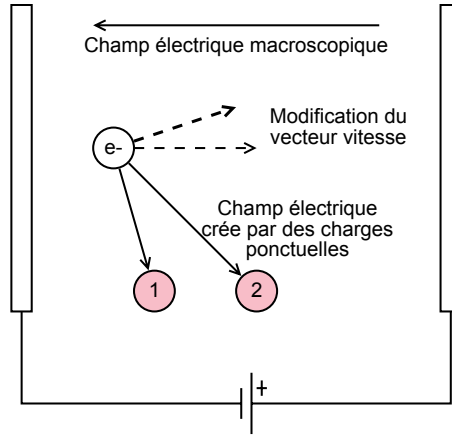


Figure 2-7 : Interaction coulombienne entre électrons

*Comportement dans un champ macroscopique statique et non uniforme*

Dans le cas de structures où le champ électrique n'est pas uniforme, la résolution du problème utilise une méthode identique, avec un champ électrique externe non uniforme dans l'espace.

$$E(p) = E_{macro}(p) + \sum_i E_i(p_i) \quad (2-14)$$

*Comportement dans un champ macroscopique variable et non uniforme*

Lorsqu'un électron est soumis à un champ électrique variable dans le temps  $E(p,t)$ , il se peut qu'il ne soit jamais capturé par une électrode. En effet, selon la fréquence  $f_0$  du champ, il est possible de n'obtenir qu'un déplacement infime de l'électron. Dans ce cas, les équations décrivant le mouvement d'une charge deviennent :

$$m_e \frac{d^2 p(t)}{dt^2} = -eE(p,t) \quad (2-15)$$

$$E(p,t) = E_{macro}(p) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sum_i E_i(p_i, t) \quad (2-16)$$

Etat n	Etat initial
$\begin{cases} p_n = p_{n-1} + v_{n-1} \delta t \\ v_n = v_{n-1} + a_{n-1} \delta t \\ a_n = -\frac{e}{m_e} E(p_{n-1}, n\delta t) \end{cases}$	$\begin{cases} p_0 = (x_0 \quad y_0 \quad z_0) \\ v_0 = 0 \\ a_0 = -\frac{e}{m_e} E(p_0, 0) \end{cases}$

(2-17)

---

La détermination du champ électrique faisant déjà appel à des méthodes numériques de type éléments finis, le calcul des trajectoires de particules chargées ainsi que leurs interactions demande des moyens de calcul lourds. Des outils de simulation adéquats, prenant à la fois en compte les phénomènes d'interaction de particules et la variation des champs, sont donc nécessaires.

Dans le cas d'une atmosphère comportant un gaz résiduel, les interactions et collisions avec les différentes molécules présentes seront à prendre en compte. Mais il s'agit alors d'outils de simulation encore plus lourds qui vont être présentés dans le chapitre suivant.

## IV Avalanche électronique et effets de charge

L'étude du comportement de particules chargées sous de fortes valeurs de champ électrique doit également prendre en compte l'apparition de phénomènes disruptifs tels que l'ionisation de gaz résiduels conduisant à la formation de décharges électriques. Les lois régissant ces phénomènes seront alors à prendre en compte.

### IV.1 Ionisation gazeuse

Dans le cas d'une émission électronique dans un environnement comportant du gaz résiduel (Figure 2-8), il se peut qu'un électron ionise une molécule gazeuse. Dans ce cas, l'ion formé va participer au courant de conduction total. Différentes espèces chargées participent donc au courant de différentes manières :

- les électrons sont de masse assez faible mais peuvent atteindre des vitesses assez élevées et transitent de la cathode vers l'anode.
- les ions, le plus souvent de charge positive, sont des molécules lourdes qui se déplacent dans un sens opposé aux électrons à de moindres vitesses.

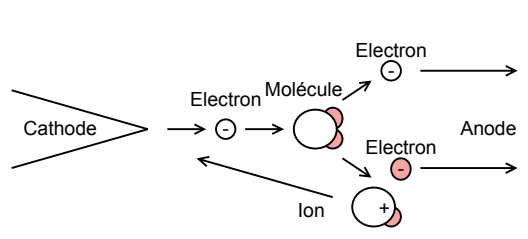


Figure 2-8 : Schéma d'une ionisation moléculaire par collision électronique avec émission d'électrons secondaires.

Du fait de la dissymétrie des structures, l'érosion de l'anode sera principalement due aux impacts électroniques tandis que la cathode sera bombardée par les ions de masses plus importantes. Le comportement des composants et leur tenue dans le temps seront donc fortement dépendants de l'environnement présent entre la cathode et l'anode, en particulier :

- la pression (nombre d'espèces présentes),
- la nature du gaz (énergie d'ionisation, libre parcours moyen, réactivité chimique).



## IV.2 Décharges électriques

Une intensification du phénomène d'ionisation gazeuse va conduire à la formation de décharges électriques par avalanche électronique (Figure 2–9) évoquées en III.2.c. Les caractéristiques courant tension de différents régimes de décharges sont illustrées en Figure 2–10 [Vac95]. Compte tenu des fortes intensités atteignables, ce phénomène est potentiellement destructeur.

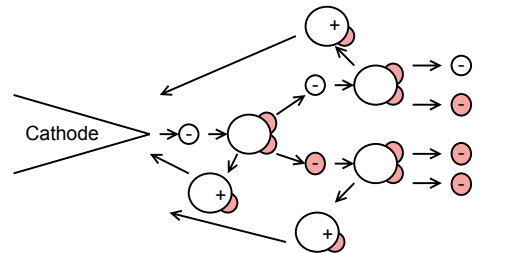


Figure 2–9 : Schéma d'une forte ionisation entraînant la formation d'une décharge électrique.

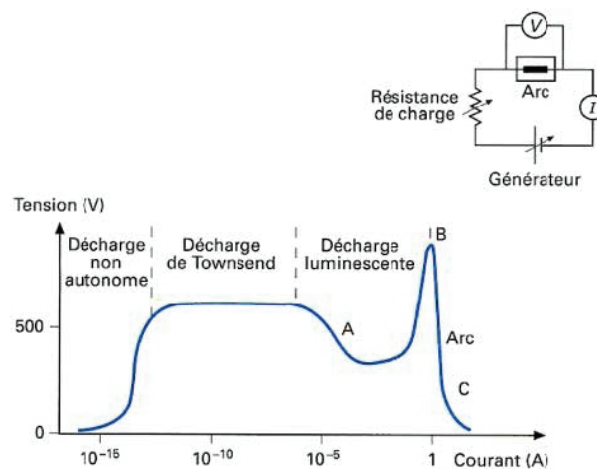


Figure 2–10 : Différents régimes de décharges électriques

## IV.3 Loi de Paschen

La loi de Paschen donne une relation entre la tension d'avalanche, la pression, le type de gaz ainsi que la distance inter-électrodes. Les courbes correspondantes pour différents gaz présentent un minimum (Figure 2–11). En effet, si le couple distance-pression est trop faible, il n'y a pas assez d'espèces présentes pour déclencher un arc électrique. Dans le cas inverse, les charges (électrons et ions) sont stoppées par les molécules gazeuses avant d'avoir eu le temps d'acquérir assez d'énergie pour déclencher l'avalanche électronique. Dans ces deux cas, la tension de claquage est donc augmentée.

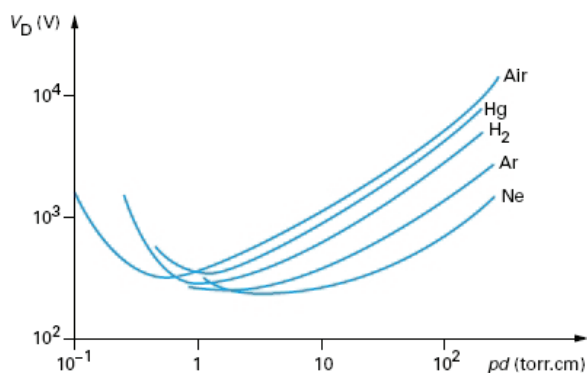


Figure 2–11 : Courbes de Paschen pour différents gaz

Les courbes de Paschen d'après [Poi98] sont illustrées en Figure 2–11. Cependant les expériences conduites par Torres [Tor99] sur des décharges à l'échelle micrométrique ont montré une déviation par rapport à la loi de Paschen (voir Figure 2–12). Des décharges à tensions réduites peuvent donc apparaître dans le cas d'électrodes distantes de quelques microns.

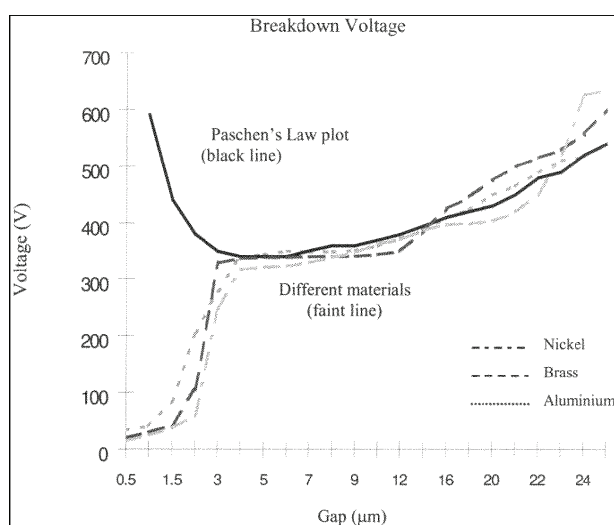


Figure 2–12 : Déviations par rapport à la loi de Paschen à distance micrométrique

Une réduction des tensions de claquage est possible en utilisant différents gaz. Ainsi le Tableau 2–3 extrait de [Seg90] synthétise les rigidités diélectriques par rapport à l'air pour différents gaz avec des séparations entre électrodes de 1 cm et à pression atmosphérique. Les tensions de claquage pour des gaz tels que l'hélium ou l'argon peuvent être réduites d'un facteur 7 environ.

Gaz	Air	Azote	Oxygène	Hydrogène	Hélium	Argon
Rigidité relative	1	1	0,91	0,45	0,14	0,27

Tableau 2–3 : Rigidité diélectrique relative de différents gaz par rapport à l’air.

#### IV.4 Loi de Child-Langmuir

La loi de Child-Langmuir permet d’obtenir le courant circulant entre deux électrodes avec saturation de charges au niveau de la cathode comme le montre la Figure 2–13. Il s’agit d’un régime se situant entre l’émission de type Fowler-Nordheim et les décharges électriques. Contrairement à celle-ci, la loi de Child-Langmuir ne dépend pas du matériau constituant les électrodes séparées par une distance  $d$ , comme le montre l’équation (2-18) donnant la densité de courant  $J(V)$ .

$$J(V) = \frac{4\epsilon_0}{9d^2} \sqrt{\frac{2e}{m_e}} V^{3/2} \quad (2-18)$$

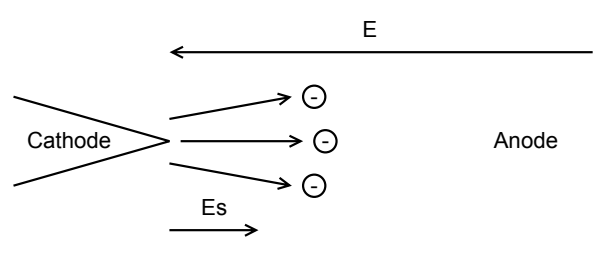


Figure 2–13 : Illustration du phénomène d’écrantage électronique.

Le passage de la loi de Fowler-Nordheim au régime de Child-Langmuir a été étudié par Lau [Lau94]. Une courbe extraite de l’étude et présentée en Figure 2–14, avec  $\bar{V}$ ,  $\bar{J}$ ,  $\bar{D}$  qui sont respectivement une tension normalisée, une densité de courant normalisée et une séparation inter électrode normalisée, montre une évolution progressive entre ces deux régimes. La relation de Child-Langmuir permet d’obtenir les valeurs de saturation de l’émission électronique due aux phénomènes d’écrantage électronique (réduction de la valeur du champ électrique du à la présence de charges).

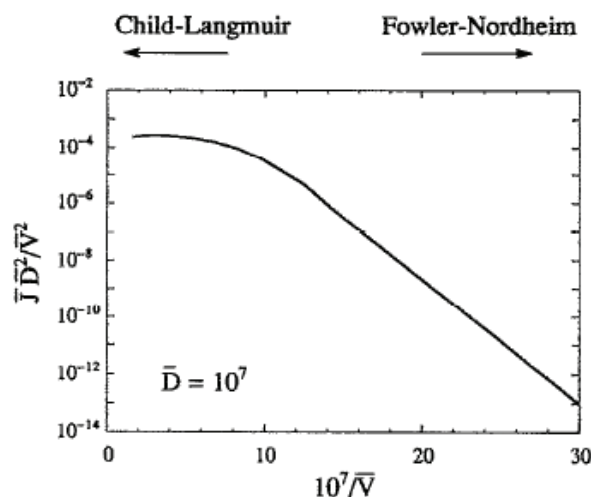


Figure 2–14 : Evolution de Fowler-Nordheim à Child-Langmuir

#### IV.5 Loi de Richardson-Dushman

Lorsque le courant traversant une source d'électrons est suffisamment intense pour entraîner un échauffement important du matériau ou bien que celui-ci est chauffé par une source externe, il peut se produire une émission thermoïonique assistée par effet de champ. Dans ce cas, la valeur du courant dépendra également de la loi de Richardson-Dushman donnée par l'équation (2-19) où  $A$  est la constante de Richardson ( $120 \text{ A/cm}^2$ ),  $k$  la constante de Boltzmann et  $T$  est la température en Kelvin [Seg00].

$$J(T) = AT^2 \exp\left(-\frac{\phi}{kT}\right) \quad (2-19)$$

$$A = \frac{4\pi mk^2}{h^3} \quad (2-20)$$

La valeur totale du courant sera alors issue d'une combinaison des lois de Fowler-Nordheim et Richardson-Dushman comme le montre le diagramme de bandes d'énergie en Figure 2–15 issue d'une étude de Charbonnier [Cha96]. En effet, la loi de Fowler-Nordheim ne prend pas en compte la température.

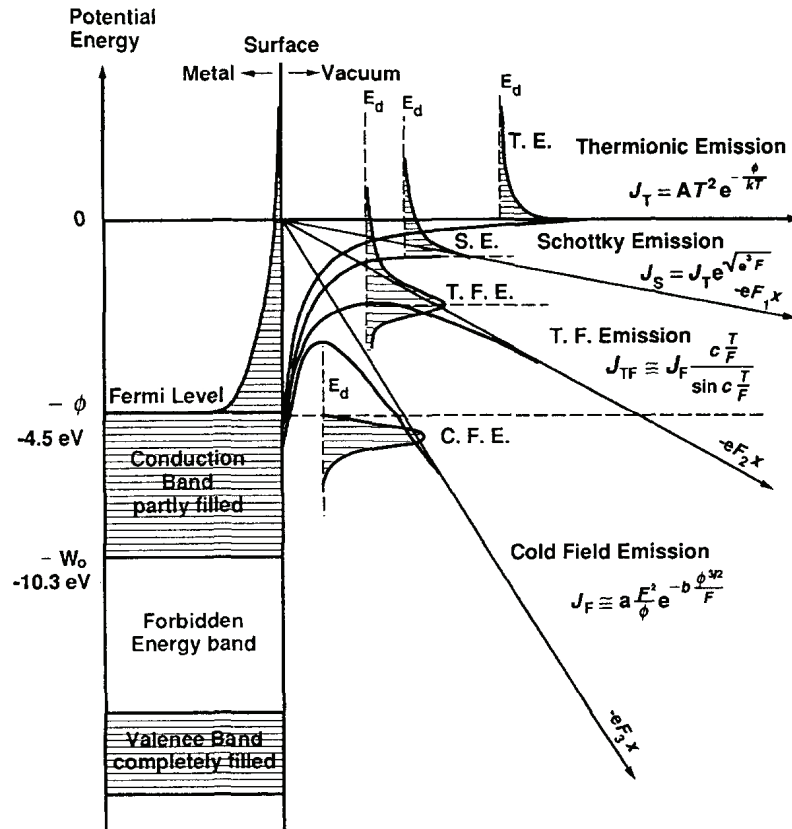


Figure 2–15 : Bande d'énergies dans différents types d'émission électronique

#### IV.6 Décharges sous champs variables

Les relations précédentes ont été données pour les cas où le champ électrique  $E$  est continu. L'influence de l'inertie des charges n'est donc pas prise en compte dans les différentes lois d'émission électronique. Or dans les applications hautes fréquences, il est possible que les charges émises par la cathode n'atteignent pas l'électrode de collection [Poi98].

En effet, si la distance  $d$  séparant les électrodes est suffisamment importante, et si la période du champ sinusoïdale  $T$  est du même ordre de grandeur que le temps de transit nécessaire pour parcourir la distance  $d$ , il se peut que les charges restent confinées entre les électrodes. L'utilisation d'électrodes non symétriques pourrait minimiser ce problème.

### IV.7 Synthèse des phénomènes d'émission électronique

Les conditions environnementales de validité des différentes lois d'émission électroniques sont résumées dans le Tableau 2-4. En pratique, l'émission électronique par effet de champ et l'émission thermoïonique sont liées. Cette dernière est prédominante dans le cas de fortes températures de fonctionnement (environ 1000°C) et sous des tensions modérées. Dans le cas inverse, la loi de Fowler-Nordheim domine jusqu'à arriver à un seuil de saturation où la loi de Child-Langmuir devient valable. L'apparition d'arc est plutôt un processus disruptif à éviter.

Type émission	Loi	Conditions	Dépendance
Effet de champ	Fowler-Nordheim	Environnement sous vide et à 0°K	Matériaux, géométrie, champ électrique
Thermoïonique	Richardson-Dushman	Environnement sous vide à haute température	Matériaux, géométrie, température
Electronique (saturation)	Child-Langmuir	Environnement sous vide	Géométrie, champ électrique
Arc	Paschen	Environnement gazeux	Pression, gaz, champ électrique

Tableau 2-4 : Lois d'émission électronique et conditions d'utilisation.

Ces différents phénomènes se distinguent principalement par les valeurs de courant typique obtenues (Tableau 2-5). L'émission électronique par effet de champ se rapprochant d'un effet tunnel, les courants sont assez faibles mais peuvent être compensés en associant une série d'émetteurs en parallèle (leur taille étant relativement faible). Le passage à l'arc provoque une augmentation du courant de plusieurs ordres de grandeur mais est potentiellement destructeur et donc à éviter au maximum.

Type émission	Courants typiques	Tensions typiques	Source
Effet de champ	$10^{-6}$ A	<50 V	[Spi01]
Electronique (saturation)	$10^{-4}$ A	<100V	[Lau01]
Arc	$10^{-4} - 10^{-1}$ A	> 300 V	[Poi98]

Tableau 2-5 : Comparaison des régimes d'émission électronique.

## V Axes de recherches

Diverses approches permettent d'améliorer les performances des composants à émission par effet de champ. D'une part la miniaturisation toujours plus poussée des composants permet d'obtenir des densités de courant de plus en plus importantes, d'autre part la synthèse de nouveaux matériaux permet d'améliorer l'efficacité de ce phénomène.

### V.1 Miniaturisation de cathodes

Le principal inconvénient des tubes électroniques thermoïoniques résidait dans leur dimension relativement importante et les difficultés d'intégration miniaturisée du fait de contraintes thermiques principalement. L'utilisation de cathodes froides a été permise par l'apparition de nouvelles méthodes de fabrication. Une partie des recherches portent donc principalement sur la miniaturisation de fonctions préexistantes en tube électronique conventionnels.

C'est ainsi que dans les années 1960, Spindt fabriqua les premiers tubes à vide miniaturisés basés sur des cathodes constituées de molybdène sur silicium [Uts01]. Les émetteurs basés sur ces structures sont couramment appelés cathodes de Spindt. Une illustration de ce type de dispositifs fabriqués et caractérisés par Nagao [Nag99] se trouve sur la Figure 2-16.

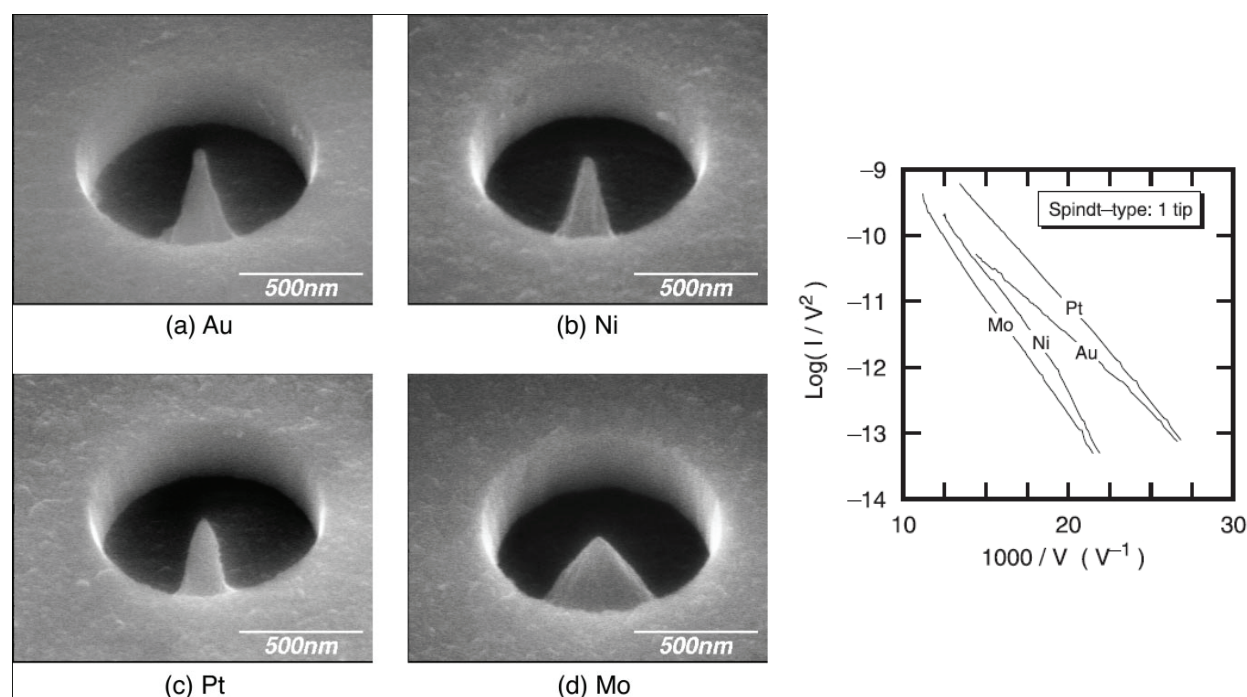


Figure 2-16 : Performances de triodes à microcathodes de type Spindt.

Chaque pointe composée de molybdène a permis d'émettre 40 nA sous 60 V de polarisation cathode-grille. Les dimensions de ces composants étant inférieures au micron, il serait possible d'atteindre un courant total approchant 1 A en les associant sur 1 cm<sup>2</sup>.

### V.1.a Applications hyperfréquences

Malgré les avancées des composants dits « wide bandgap » comme sur SiC ou GaN, les composants à vide restent indispensables dans les applications hyperfréquences nécessitant de fortes puissances (>10 W). C'est ainsi que les émetteurs des stations au sol ou satellites mettent en œuvre des amplificateurs basés sur des tubes à vide, bien qu'ils soient difficilement intégrables.

Un des axes de recherches concernant ces applications hyperfréquences est le remplacement d'émetteurs thermoïoniques par des cathodes froides miniaturisées. Le rendement énergétique s'en trouve alors amélioré. De plus, la montée en fréquence des systèmes de communication va également permettre de miniaturiser ces composants.

Un exemple d'application est l'utilisation des émetteurs d'électrons dans les amplificateurs hyperfréquences à onde progressive. C'est ainsi que Makishima a étudié les performances de ce type d'amplificateurs en bande X [Mak99] comme le montre la Figure 2–17.

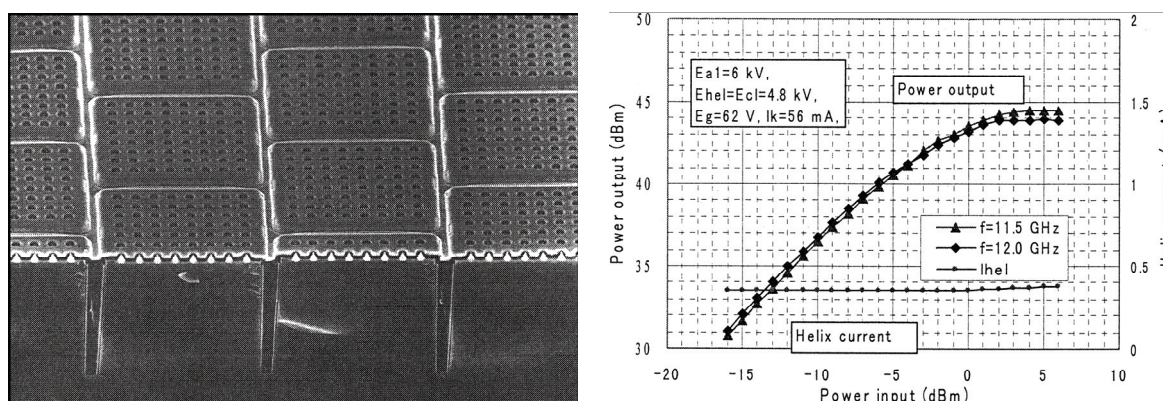


Figure 2–17 : Matrice de cathodes froides pour tube à onde progressive et performances hyperfréquences.



---

### V.1.b Applications grand public

Les recherches concernant les écrans plats à émission de champ (Field Emission Display ou Surface Emission Display) sont actuellement en cours. Des prototypes d'écrans fonctionnels ont d'ores et déjà été rendus publics par Canon, Philips, Samsung ou Motorola, dont une illustration extraite de [Tal01] est présentée en Figure 2–18.

Mais l'état actuel d'avancement des travaux n'a pas encore permis la commercialisation à grande échelle de ces types d'écrans. Ils entrent en effet en concurrence directe avec des technologies déjà matures telles que les écrans à cristaux liquides ou bien les écrans plasma.



Figure 2–18 : Ecrans de type Field Emission Display de Motorola

## V.2 Synthèse de nouveaux matériaux

Un des points essentiels à la mise en œuvre de composants à émission de champ est de trouver le matériau adéquat pour la cathode. Différentes recherches portent sur la réduction du travail d'extraction des électrons par la synthèse de nouveaux matériaux, ainsi que l'amélioration du facteur d'amplification de champ local  $\beta$  par l'utilisation de matériaux nanostructurés.

### V.2.a Réduction du travail d'extraction

La réduction du travail d'extraction d'électron est un enjeu majeur, puisqu'elle va permettre de réduire les tensions seuils, afin de les rendre plus compatibles avec les applications demandant de faibles tensions d'alimentation. C'est ainsi que diverses études ont montré la possibilité de synthétiser des matériaux à travail d'extraction inférieur à 1 eV. Semet a par

exemple synthétisé un film de sulfure de lanthane (LaS) présentant un travail d'extraction de 0,65 eV [Sem05]. Mais ces nouveaux matériaux sont le plus souvent très réactifs chimiquement et doivent donc être protégés de l'atmosphère ambiante. De plus leurs performances hyperfréquences ne sont pour l'instant pas connues.

### V.2.b Nanomatériaux

La synthèse de matériaux nanostructurés est un autre axe de recherche majeur. L'obtention de cathodes à dimensions nanométriques permettrait ainsi d'obtenir des facteurs d'amplification de champ très importants, facilitant ainsi l'émission de champ à des tensions appliquées réduites.

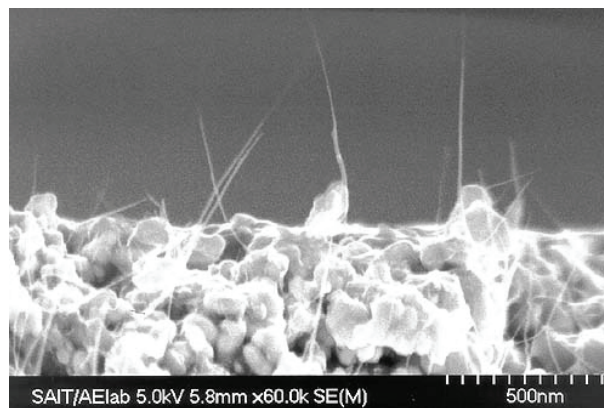


Figure 2–19 : Emetteurs d'électrons à base de nanotubes de carbone

C'est ainsi qu'un certain nombre d'études récentes portent sur l'utilisation de nanofils ou de nanotubes de carbone dans l'émission de champ [Muel05] [Hsu05] [Min05]. Cho a par exemple montré la faisabilité d'écrans plats à base de nanotubes de carbone dans [Cho99]. L'illustration tirée de son étude se trouve sur la Figure 2–19.

Comme pour les matériaux à faible travail d'extraction, leurs performances hyperfréquences sont inconnues à l'heure actuelle.

---

## VI Conclusion

Les performances des composants électroniques sous vide les rendent indispensables dans les applications nécessitant de fortes puissances à des fréquences élevées, les semi-conducteurs étant limités de ce point de vue. Ainsi les progrès liés à la miniaturisation de ce type de composants permettent l'apparition de sources micro-ondes de fortes puissances miniaturisées.

Dans le cadre de l'application du limiteur de puissance, les régimes de fonctionnement seront régis par différentes lois telles que Fowler-Nordheim ou Paschen. Les phénomènes physiques disruptifs limitant la plage de fonctionnement des dispositifs seront également à prendre en compte lors de la conception des dispositifs qui sera détaillée dans le prochain chapitre.

## VII Références

- [Abr01] R. Abrams, B. Levush, A. Mondelli & R. Parker, "Vacuum Electronics for the 21st Century", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 2, pp. 61-72, 2001.
- [Boo05] J.H. Booske, D.R. Whaley, W.L. Menninger, R.S. Hollister & C.M. Armstrong, "Traveling-Wave Tubes", in *Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics*, pp. 171-245, 2005, Wiley-Interscience.
- [Bor06] T. Borel & K. Sarayeddine, "Affichage. Visualisation. Projection et rétroprojection", *Techniques de l'ingénieur*, vol. R622, pp. 1-23, 2006.
- [Car05] G. Caryotakis, "Klystrons", in *Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics*, pp. 107-170, 2005, Wiley-Interscience.
- [Cha96] F. Charbonnier, "Developing and using the field emitter as a high intensity electron source", *Applied Surface Science*, vol. 94/95, pp. 26-43, 1996.
- [Cho99] W.B. Cho, D.S. Chung, J.H. Kang, H.Y. Kim, Y.W. Jin, I.T. Han, Y.H. Lee, J.E. Jung, N.S. Lee, G.S. Park & J.M. Kim, "Fully sealed, high-brightness carbon-nanotube field-emission display", *Applied Physics Letters*, vol. 75, pp. 3129-3131, 1999.
- [Fal99] M. Fallou, "Résistivité des métaux", *Techniques de l'ingénieur*, vol. K710, 1999.
- [Fur05] G. Furse, *Field Emission in Vacuum Microelectronics*, 2005, Kluwer Academic, Plenum Publishers.
- [Hsu05] D.S.Y. Hsu & J.L. Shaw, "High Current Density Carbon Nanotube FEAs Grown by DC Plasma CVD", in *Technical Digest of the 18th International Vacuum Nanoelectronics Conference*, pp. 68-69, July, 2005, Oxford.
- [Ian93] S. Iannazzo, "A Survey of the Present Status of Vacuum Microelectronics", *Solid-State Electronics*, vol. 36, (no. 3), pp. 301-320, 1993.
- [Jen01] K.L. Jensen, "Theory of Field Emission", in *Vacuum Microelectronics*, pp. 33-104, 2001, Wiley-Interscience.
- [Lau94] Y.Y. Lau & Y. Liu, "Electron emission: From the Fowler-Nordheim relation to the Child-Langmuir law", *Physics of Plasmas*, vol. 1, pp. 2082-2085, 1994.
- [Mak99] H. Makishima, S. Miyano, H. Imura, J. Matsuoka, H. Takemura & A. Okamoto, "Design and performance of traveling-wave tubes using field emitter array cathodes", *Applied Surface Science*, vol. 146, pp. 230-233, 1999.
- [Min05] E. Minoux, P. Vincent, L. Hudanski, J. Schnell, P. Lecagneux, K.B.K. Teo, L. Gangloff, R. Lacerda, M. Chhowalla, D.G. Hasko, H. Ahmed, G.A.J. Amaratunga, W.I. Milne & O. Gröening, "High Current / High Current Density Carbon Nanotube Cold Cathodes", in *Technical Digest of the 18th International Vacuum Nanoelectronics Conference*, pp. 70-71, July, 2005, Oxford.
- [Muel05] G. Müller, "Carbon Nanotubes and Nanofibers as Strong Field Emitters for Cold Cathode Applications", in *Technical Digest of the 18th International Vacuum Nanoelectronics Conference*, pp. 66-67, July, 2005, Oxford.
- [Nag99] M. Nagao, K. Utsumi, Y. Gotoh, H. Tsuji, J. Ishikawa, T. Nakatani, T. Sakashita & K. Betsui, "Dependence of emission characteristics of Spindt-type field emitters on cathode material", *Applied Surface Science*, vol. 146, pp. 182-186, 1999.
- [Poi98] A. Pointu, J. Perrin & J. Jolly, "Plasmas froids de décharge. Propriétés électriques", *Techniques de l'ingénieur*, vol. D2830, pp. 1-21, 1998.
- [Rob98] G. Roblin, "Microscopie", *Techniques de l'ingénieur*, vol. R 6 710, pp. 1-14, 1998.
- [Sem05] V. Semet, M. Cahay, V.T. Binh, S. Fairchild, X. Wu & D.J. Lockwood, "Patchwork field emission properties of lanthanum sulfide thin films", in *Technical Digest of the 18th International Vacuum Nanoelectronics Conference*, pp. 33-34, July, 2005, Oxford.

- 
- [Spi01] C.A. Spindt, I. Brodie, C.E. Holland & P.R. Schwoebel, "Spindt Field Emitter Arrays", in *Vacuum Microelectronics*, pp. 105-186, 2001, Wiley-Interscience.
- [Seg00] Y. Ségui, "Diélectriques. Courants de conduction", *Techniques de l'ingénieur*, vol. **D2301**, pp. 1-12, 2000.
- [Seg90] P. Ségur, "Gaz isolants", *Techniques de l'Ingénieur*, vol. **D2530**, 1990.
- [Tal01] A.A. Talin, K.A. Dean & J.E. Jaskie, "Field emission displays: a critical review", *Solid-State Electronics*, vol. **45**, pp. 963-976, 2001.
- [Tor99] J. Torres & R.S. Dhariwal, "Electric field breakdown at micrometre separations", *Nanotechnology*, vol. **10**, pp. 102-107, 1999.
- [Uts01] T. Utsumi, "Historical Overview", in *Vacuum Microelectronics*, pp. 1-11, 2001, Wiley-Interscience.
- [Vac95] S. Vacquié, "Arc électrique", *Techniques de l'ingénieur*, vol. **D2870**, pp. 1-27, 1995.
- [Zhu01] W. Zhu, *Vacuum Microelectronics*, 2001, Wiley-Interscience.

## Chapitre 3 : Limiteur de puissance hyperfréquence à diode distribuée sous vide

---

### I Introduction

Les différents phénomènes physiques entrevus dans le chapitre précédent vont être mis en œuvre dans le cadre de l'application du limiteur de puissance. Les contraintes hyperfréquences vont ainsi être introduites après un bref rappel sur la position et le rôle du limiteur de puissance. Les limites de fonctionnement des phénomènes d'émission électronique sous champ variable, contrairement au chapitre précédent, vont également être déterminées.

Le dimensionnement de structures hyperfréquences et de limiteurs sera traité après un aperçu des outils de simulations électromagnétique et particulière existants ou en cours de développement. Leurs performances RF mesurées à basse puissance seront comparées à ces simulations. Des caractérisations statiques mettront finalement en évidence les phénomènes d'émission électronique et de décharge plasma.

---

## II Concept et principes

### II.1 Rappel : position du limiteur dans une chaîne de radioréception

Le positionnement d'un limiteur de puissance dans une chaîne de radio réception est illustré en Figure 3-1. Il est placé après une antenne d'impédance  $Z_1$ . Les impédances  $Z_2$  et  $Z_3$  en sortie du limiteur et du filtre passe bande dépendent de l'amplificateur faible bruit et de l'antenne utilisés. Les valeurs d'impédances  $Z_3$  et  $Z_4$  sont typiquement de 50 ohms. Le limiteur de puissance et le filtre passe bande doivent donc assurer la transition d'une impédance  $Z_1$  (généralement supérieure à 50 ohms) vers l'impédance  $Z_3$  par le biais de réseaux d'adaptation par exemple. Mais pour des contraintes liées aux équipements de caractérisation, les limiteurs de puissance développés dans le cadre de cette thèse ont une impédance caractéristique de 50 ohms. Un réseau d'adaptation spécifique pourrait ensuite être ajouté entre l'antenne et le limiteur si besoin.

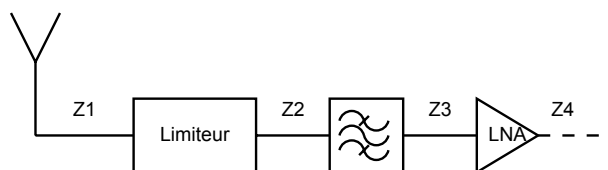


Figure 3-1 : Position d'un limiteur de puissance dans une chaîne de radioréception

### II.2 Concept du limiteur de puissance à diodes distribuées

Le limiteur de puissance développé dans le cadre de cette thèse est basé sur une distribution d'éléments non linéaires, ici des diodes à vide, le long d'une ligne de propagation comme le montre la Figure 3-2 et la Figure 3-3. La distribution de la fonction limitatrice sur la longueur d'une ligne de propagation permet de réduire les contraintes thermiques liées au passage du courant. L'utilisation de diodes à vide permet d'obtenir des systèmes ayant des temps de réponse très faibles et supportant une large plage de puissances admissibles (voir Chapitres 1 et 2).

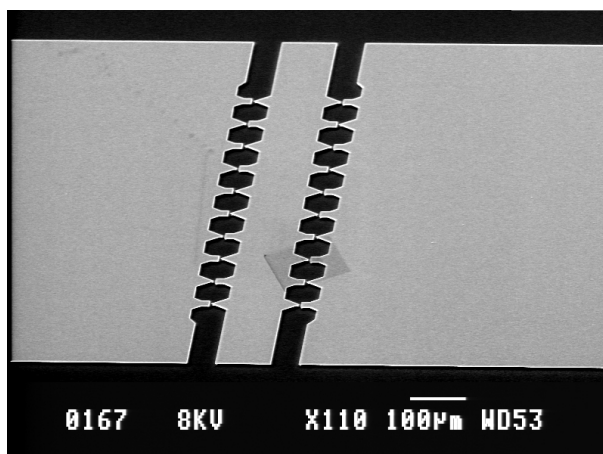


Figure 3–2 : Illustration d'un limiteur de puissance

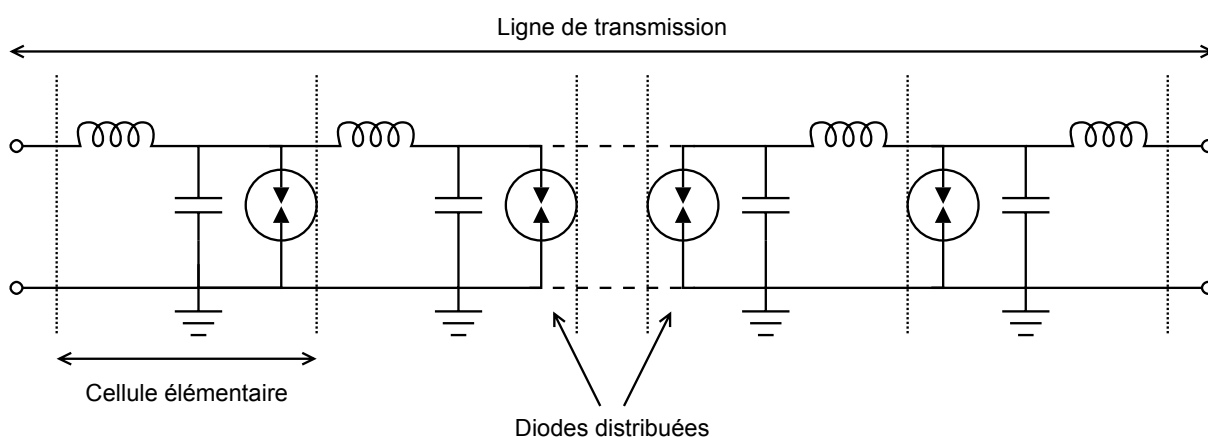


Figure 3–3 : Schéma électrique d'un limiteur de puissance à diodes distribuées

Le limiteur de puissance peut être décomposé en cellules élémentaires comportant une inductance, une capacité et une diode à vide dans le cas d'une ligne sans perte. Un modèle plus avancé de ces cellules sera étudié dans la suite.

### II.3 Principes et phénomènes de dissipation de puissance

Soit une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$  avec :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-1)$$

où  $L$  et  $C$  sont l'inductance et la capacité linéique de ligne. Les relations liant la tension  $V$  aux bornes et le courant  $I_e$  la traversant sont :



$$I_e = \sqrt{\frac{P_{in}}{Z_0}} \quad (3-2)$$

$$V = \sqrt{Z_0 P_{in}} \quad (3-3)$$

où  $P_{in}$  est la puissance du signal à l'entrée de la cellule. Compte tenu de ces relations, l'utilisation d'impédance de ligne élevée sera privilégiée dans le cas de systèmes à déclenchement par niveau de tension comme le montre la Figure 3–4. Dans notre cas, il serait préférable de travailler à la même impédance que l'antenne (jusqu'à plusieurs centaines d'ohms) puis d'effectuer l'adaptation d'impédance après le limiteur. Les contraintes d'échauffement liées aux densités de courant seraient en outre allégées.

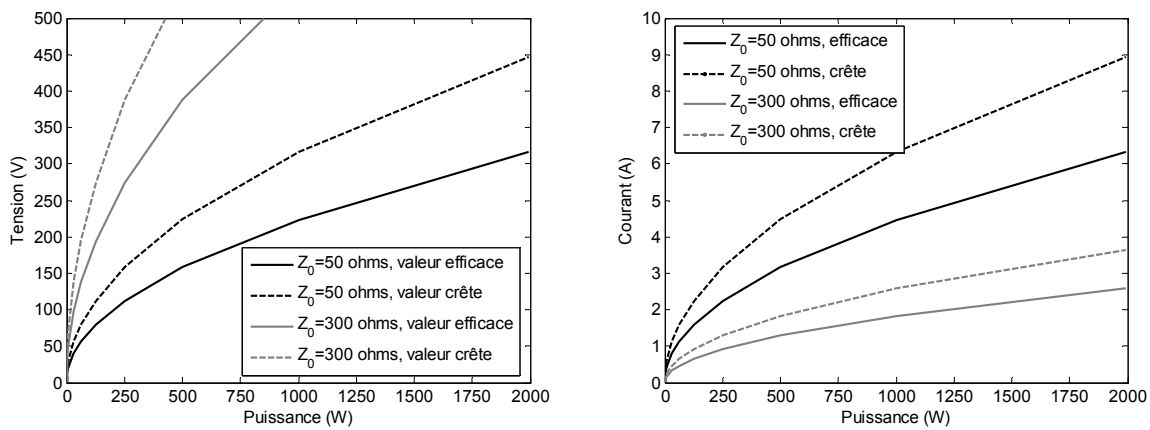


Figure 3–4 : Valeurs de tensions et de courants en fonction de la puissance d'entrée et de l'impédance caractéristique

### II.3.a Emission électronique

Le schéma électrique sur la Figure 3–5 d'une cellule réelle de limiteur comprend en plus de  $L$  et  $C$ , une résistance  $r$  et une admittance  $G$  qui représentent les pertes liées au conducteur et au diélectrique. Lors d'une dissipation de la puissance par émission électronique liée à l'effet de champ (voir Chapitre 2), il vient s'ajouter une impédance  $Z_d$  parcourue par un courant  $I_d$  de valeur instantanée [Fur05] :

$$I_d(V) = Aa_{FN}\beta^2 \left(\frac{V}{g}\right)^2 \exp\left(\frac{-b_{FN}g}{\beta|V|}\right) \quad (3-4)$$

où  $A$  est la surface utile d'émission électronique,  $\beta$  est le facteur d'amplification de champ,  $g$  est la distance inter électrode des diodes à vide,  $a_{FN}$  et  $b_{FN}$  sont les constantes de Fowler-Nordheim, et  $V$  la tension appliquée.

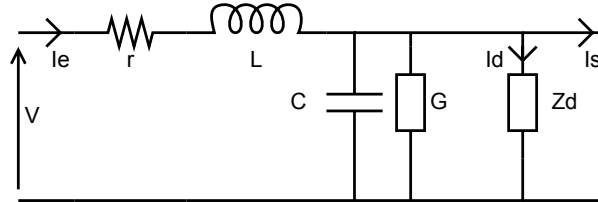


Figure 3-5 : Schéma électrique d'une cellule limitatrice par émission électronique

L'impédance  $Z_d$  dynamique est obtenue en dérivant  $I_d$  par rapport à  $V$  :

$$\frac{1}{Z_d} = \frac{dI_d(V)}{dV} \quad (3-5)$$

$$\frac{1}{Z_d}(V) = \frac{Aa_{FN}\beta^2}{g^2} \left(2|V| + \frac{b_{FN}g}{\beta}\right) \exp\left(\frac{-b_{FN}g}{\beta|V|}\right) \quad (3-6)$$

Il s'agit d'une impédance non linéaire par rapport à la tension et qui varie dans le temps.

### II.3.b Décharge plasma

Lors du passage de très fortes puissances, la tension aux bornes des diodes à vide peut être suffisamment importante pour provoquer la formation d'un arc électrique. Le courant circule alors directement entre les deux électrodes par le biais d'un plasma. La tension de déclenchement de l'arc est donnée par la loi de Paschen (voir Chapitre 2). La tension de maintien de la décharge est néanmoins moins importante et détermine la valeur de puissance en sortie. Dans ce cas, le schéma électrique équivalent est modifié tel qu'illustré sur la Figure 3-6. L'impédance  $Z_d$  est remplacée par un conducteur de faible impédance (correspondant à la conductance du plasma).

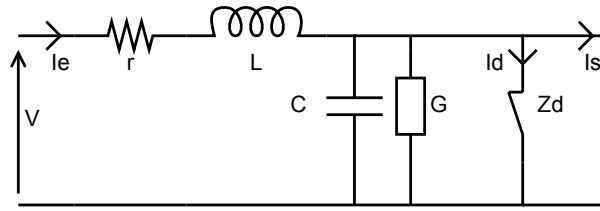


Figure 3-6 : Schéma électrique d'une cellule limitatrice à plasma

Pour un plasma, la conductivité  $\sigma$  est :

$$\sigma = e(n_e\mu_e + n_i\mu_i) \quad (3-7)$$

où  $e$  est la charge élémentaire,  $n_e$  et  $n_i$  sont les densités d'électrons et d'ions présents dans le plasma,  $\mu_e$  et  $\mu_i$  sont les mobilités respectives de ces charges. La mobilité des ions étant plus faible que celle des électrons, la conductivité est principalement assurée par les électrons. La mobilité des électrons est inversement proportionnelle à leur fréquence de collision  $\nu$  et à leur masse  $m_e$ .

$$\mu_e = \frac{e}{m_e\nu} \quad (3-8)$$

$$\sigma \approx \frac{e^2 n_e}{m_e\nu} \quad (3-9)$$

Dans le cas d'un arc électrique, les valeurs typiques de  $n_e$  sont de  $10^{16} \text{ cm}^{-3}$  avec une température électronique  $T_e$  de l'ordre de  $10^4 \text{ K}$  (équivalent à une énergie de 1 eV) [Rax05] permettant d'approximer la conductivité d'un plasma totalement ionisé :

$$\sigma \approx 10^4 T_e^{3/2} \quad (3-10)$$

La relation liant la constante de Boltzmann, la température électronique  $T_e$  en Kelvins et l'énergie  $E$  en électron-volt est :

$$T_e = \frac{E}{k} \quad (3-11)$$

Ici, l'ordre de grandeur pour la conductivité obtenue est de  $10^4 \text{ S/m}$ .

Comportement en fréquence

Ces charges vont influencer la permittivité électrique de l'air qui devient :

$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \frac{n_e e^2}{\varepsilon_0 m_e \omega^2} \quad (3-12)$$

$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \left( \frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \quad (3-13)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{n_e e^2}{\varepsilon_0 m_e}} \quad (3-14)$$

$$f_p = 8981 \sqrt{n_e [\text{cm}^{-3}]} \quad (3-14)$$

où  $\omega_p$  est la pulsation de Langmuir. La fréquence  $f_p$  correspondante avec un milieu de densité électronique à  $10^{16} \text{ cm}^{-3}$  est de 0,9 THz.

Soit une onde électromagnétique plane et monochromatique. Les champs électrique E et magnétique H peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} E(x,t) = E_0 \exp(-j\omega t + jkx) \\ H(x,t) = H_0 \exp(-j\omega t + jkx) \end{cases} \quad (3-15)$$

Compte tenu des équations de Maxwell :

$$\begin{cases} \frac{\partial E}{\partial t} = \frac{\nabla \times H}{\varepsilon} \\ \frac{\partial H}{\partial t} = -\frac{\nabla \times E}{\mu} \end{cases} \quad (3-16)$$

Il vient :

$$\begin{cases} -\omega\varepsilon E = kH \\ \omega\mu H = kE \end{cases} \quad (3-17)$$

$$k^2 = \mu\varepsilon\omega^2 \quad (3-18)$$

$$k^2 = \mu_r\mu_0\varepsilon_0\omega^2 \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}\right) \quad (3-19)$$

$$k^2 = k_0^2 \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}\right) \quad (3-20)$$

$$k = k_0 \sqrt{1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}} \quad (3-21)$$

$$\begin{aligned} k_0 &= \sqrt{\mu_r\mu_0\varepsilon_0}\omega \\ k_0 &= \sqrt{\mu_r} \frac{\omega}{c} \end{aligned} \quad (3-22)$$

Trois cas sont possibles :

- Si  $\omega < \omega_p$  alors  $k$  sera un imaginaire pur et  $E$  sera de la forme :

$$E(x, t) = E_0 \exp(-j\omega t) \exp(-\alpha x) \quad (3-23)$$

L'onde est atténuée en traversant la zone chargée

- Si  $\omega = \omega_p$  alors  $k$  sera de valeur nulle et  $E$  sera de la forme :

$$E(x, t) = E_0 \exp(-j\omega t) \quad (3-24)$$

L'onde ne se propage pas.

- Si  $\omega > \omega_p$  alors  $k$  sera un réel et  $E$  sera de la forme :

$$E(x, t) = E_0 \exp(-j\omega t) \exp(jkx) \quad (3-25)$$

L'onde se propage à travers la zone chargée avec une vitesse  $\omega/k$ .

L'efficacité d'un limiteur à plasma dépend donc de la fréquence du signal hyperfréquence et de la densité de charges présentes. Ici la fréquence limite de fonctionnement étant de 0,9 THz elle n'est donc pas contraignante dans les applications visées autour de 10 GHz. La limitation en puissance par formation d'un plasma est à priori efficace.

### II.3.c Effets thermiques

Compte tenu des fréquences et des puissances mises en œuvre, les contraintes thermiques vont être assez sévères. Ainsi pour une ligne 50 ohms, l'intensité du courant traversant la ligne RF est supérieure à 1 A pour 100 W. L'échauffement induit sera d'autant plus marqué que l'effet de peau sera important. L'épaisseur de peau est donnée par :

$$\delta(T) = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma(T)}} \quad (3-26)$$

où  $\sigma(T)$  représente la conductivité électrique du métal à une température  $T$ .

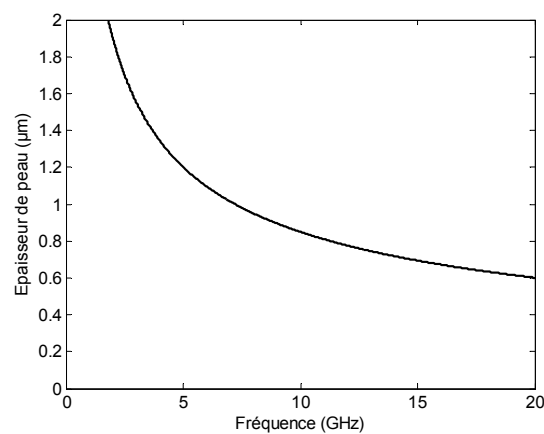


Figure 3-7 : Épaisseur de peau pour une ligne en aluminium à température ambiante

Ainsi l'épaisseur de peau pour une ligne en aluminium de conductivité  $3,5 \cdot 10^7$  S/m est illustrée en Figure 3-7. A 10 GHz, elle est par exemple de 0,85 μm. Les densités de courant seront donc très importantes et induiront une élévation de la température du métal, modifiant ainsi sa conductivité électrique et donc la valeur de l'épaisseur de peau.

---

## II.4 Redondance des structures

La distribution des structures de limitation le long de la ligne de propagation permet également d'obtenir une redondance des structures. Elle permet une meilleure durée de vie du composant et du système aux impulsions micro-ondes de forte puissance.

La destruction de certaines cellules de base (voir Figure 3–8) ne met pas le limiteur de puissance hors fonction. La limitation de puissance est assurée par les structures restantes. Après destruction de toutes les cellules, le système de radio réception pourra toujours fonctionner puisque la ligne de propagation n'est pas affectée par la destruction des diodes à vide. Le système fonctionnera alors dans un mode dégradé mais sera néanmoins vulnérable car non protégé.

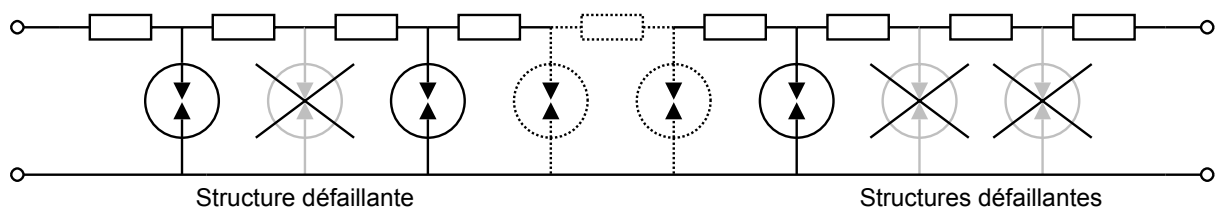


Figure 3–8 : Illustration de la redondance des structures

### **III Outils de simulations**

#### **III.1 Outils de simulation électromagnétique statique**

Parmi les outils de simulation électromagnétique quasi-statique, on peut retrouver :

- Maxwell 2D et 3D d'Ansoft
- Coulomb 2D et 3D d'Integrated Engineering Software (IES)

Les outils d'Ansoft sont dédiés uniquement à ce type de simulation, tandis que ceux d'IES servent également de base à des simulateurs particuliers. Ces deux logiciels ont été évalués et mènent à des résultats similaires.

#### **III.2 Outils de simulation électromagnétique RF**

Des logiciels de simulation RF électromagnétique 3D sont également proposés par ces mêmes sociétés et d'autres compagnies spécialisées dans les logiciels de simulation particulière:

- Singula d'Integrated Engineering Software
- Concerto de Vector Fields
- Microwave Studio de Computer Simulation Technology
- HFSS d'Ansoft

Singula et Microwave Studio ont également été évalués mais sans suite. En effet, nos besoins de simulation nécessitant un solveur véritablement 3D n'ont pas nécessité l'achat de tels logiciels. L'utilisation d'Agilent Momentum 2005A, un simulateur 2,5D, disponible à l'ESIEE a permis de satisfaire à nos besoins.

#### **III.3 Outils de simulation particulière**

Trois logiciels commerciaux de simulation de trajectoires de particules chargées sont principalement disponibles :



- 
- Lorentz d'Integrated Engineering Software (IES)
  - Opera de Vector Fields
  - Mafia de Computer Simulation Technology (CST)

Ils permettent de calculer des champs électriques quasi-statiques 2D ou 3D selon les versions. La combinaison des deux derniers types de simulateurs pourrait permettre alors d'obtenir les trajectoires de particules chargées soumises à des champs variables. C'est ainsi que sont apparus ou vont apparaître :

- Lorentz-HF (apparu en 2005)
- Opera ou Soprano (Scala) RF (date non communiquée)
- Particle Studio (apparu en 2005)

On peut ajouter à cette liste des logiciels spécifiques de type simulateur d'implantation ionique ou bien des logiciels propriétaires développés dans des organismes comme le CERN.

D'après les informations recueillies mi 2005, Lorentz-HF est le plus avancé des trois logiciels en concurrence, alors que Vector Fields ne prévoit pas de commercialisation immédiate. Ces logiciels font appels à des méthodes de type FDTD (Vector Fields), MoM/BEM (IES) couplées parfois à du Monte Carlo. Les effets de charge d'espace entre les particules ne sont pas pris en compte.

Lorentz-HF (mais également 2D et 3D électrostatique) et Particle Studio ont donc été évalués fin 2005-début 2006. Tous deux permettent de simuler les trajectoires de charges sous champs électrostatiques. Mais la résolution de problèmes combinant particules chargées et champs variables n'a pu être possible avec ces deux logiciels compte tenu des temps des calculs et de l'occupation mémoire nécessaires.

## IV Conception et dimensionnement

### IV.1 Dimensionnement de lignes de transmission sur silicium

Des lignes de transmission coplanaires peuvent être dimensionnées à l'aide du logiciel Linecalc fourni avec Agilent ADS 2005A. Compte tenu des spécifications des équipements de caractérisation, il est nécessaire de concevoir les différents composants avec une impédance caractéristique de 50 ohms. Ceci est d'autant plus critique que les puissances mises en œuvre sont grandes. Les retours de puissance dus aux désadaptations des composants dans la chaîne peuvent par exemple endommager les équipements. Les contraintes spécifiques aux caractérisations en puissance seront développées en détail dans le Chapitre 5.

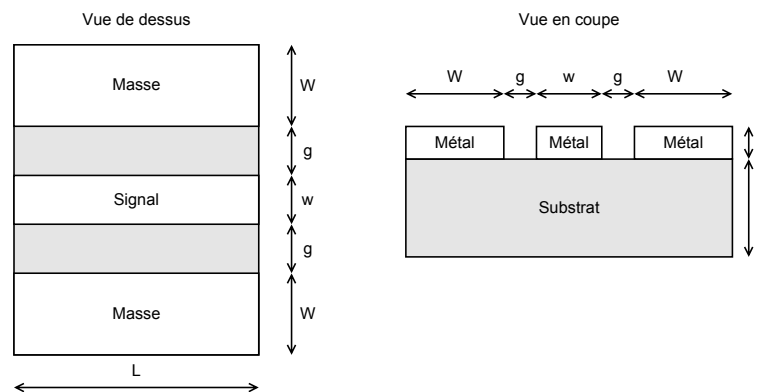


Figure 3–9 : Dimensionnement d'une ligne de transmission coplanaire

L'impédance caractéristique  $Z_0$  d'une ligne coplanaire telle que décrite sur la Figure 3–9 dépend de différents paramètres :

- $\epsilon_r$ , la permittivité relative du substrat
- $w$ , la largeur du ruban central
- $g$ , la distance entre le ruban central et les masses
- $h$ , l'épaisseur du substrat

Dans notre cas, nous devons également prendre en compte les méthodes de caractérisation des composants. Ils vont en effet être dans un premier temps mesurés sur tranche à l'aide de

---

pointes coplanaires. L'écartement des pointes disponibles à l'ESIEE (150  $\mu\text{m}$ ) va fixer en grande partie les dimensions des lignes mesurables.

L'impédance  $Z_0$  étant surtout dépendante du rapport entre  $w$  et  $g$ , il est nécessaire de fixer un des paramètres. Nous avons choisi dans notre cas de fixer le paramètre  $w$ , la largeur de ligne, à 100  $\mu\text{m}$ . La séparation entre le ruban central et la masse est alors de 62  $\mu\text{m}$ . Les dimensions des plans de masse sont alors définies telles que  $0 \leq w/(w+2g) \leq 0,7$  ce qui correspond à des masses quasi-infinies [Hel03].

La longueur totale de ligne  $L$  a elle été limitée à 600  $\mu\text{m}$  sur les premiers prototypes. Cette valeur correspond au dixième de la longueur d'onde à 20 GHz. Les effets de propagations sont alors négligeables, permettant ainsi de mettre en évidence les phénomènes d'émission électroniques de manière plus aisée. L'épaisseur du substrat quant à lui n'intervient pas dans les caractéristiques de la ligne tant que sa valeur est suffisamment grande comparée aux autres dimensions de la ligne soit  $h/g \geq 1$  [Hel03]. Les dimensions finales des lignes RF sont résumées par le Tableau 3-1.

Dimension	Valeur
$w$	100 $\mu\text{m}$
$g$	62 $\mu\text{m}$
$W$	700 $\mu\text{m}$
$L$	600 $\mu\text{m}$

Tableau 3-1 : Récapitulatif des dimensions des lignes coplanaires 50 ohms sur silicium

#### IV.1.a Choix du substrat

Des lignes de transmission dimensionnées comme précédemment ont été fabriquées avec une métallisation de 1  $\mu\text{m}$  d'aluminium sur différents types de substrats :

- Silicium haute résistivité (supérieur à 4000 ohm.cm) oxydé à 400 nm ou non.
- Silicium standard (résistivité typique de 1 ohm.cm) avec oxyde de 400 nm et avec une couche intermédiaire de polymère (5  $\mu\text{m}$  de polyimide PI-2611 provenant de HD Microsystems ou 8  $\mu\text{m}$  de BCB Cyclotene 4000 fabriqué par Dow). Ces polymères pouvant être utilisés dans le procédé de fabrication (voir Chapitre 4), il est nécessaire d'évaluer leurs performances RF.

Les pertes linéiques extrapolées des mesures pour ces différentes configurations sont illustrées sur la Figure 3–10. L'utilisation de silicium standard même oxydé ne permet pas de fabriquer de lignes à faibles pertes, contrairement au silicium haute résistivité. Les pertes peuvent être réduites par une couche intermédiaire de polymère, les ramenant à des valeurs plus acceptables. L'oxydation du silicium haute résistivité dégrade les performances. La qualité de l'oxyde dépend fortement des conditions d'oxydation. La résistivité peut en effet être modifiée par la présence de dopants. Le silicium devient alors de résistivité plus faible, augmentant ainsi les pertes.

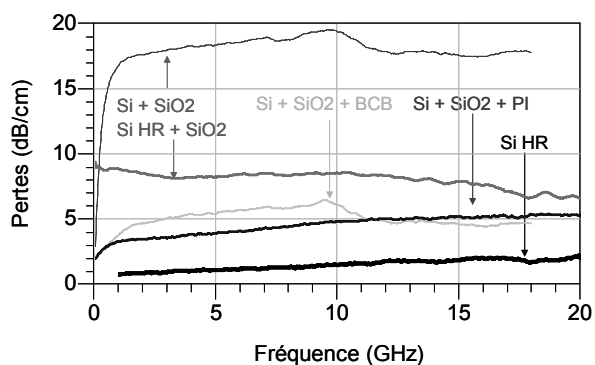


Figure 3–10 : Pertes mesurées de lignes 50 ohms sur différents substrats

#### IV.1.b Choix des métallisations

Outre le choix du substrat, le choix de la métallisation influence également les performances des lignes de transmission. La Figure 3–11 montre par exemple une réduction d'un facteur 2 des pertes mesurées en remplaçant l'aluminium par de l'or à épaisseur égale.

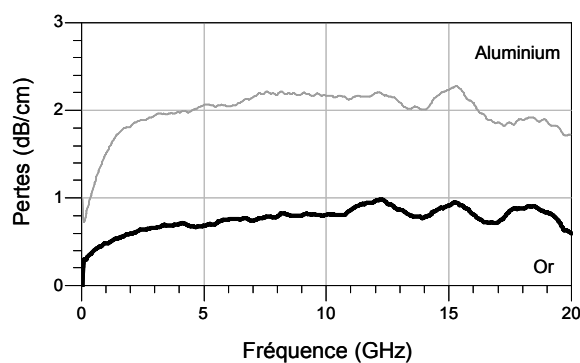


Figure 3–11 : Pertes mesurées de lignes 50 ohms sur silicium haute résistivité avec différentes métallisations

---

Dans le cadre de l'application du limiteur de puissance, le choix de la métallisation doit aussi prendre en compte leur performance thermique mais également leur travail d'extraction. En effet, il a été vu dans le Chapitre 2 que l'or a une température de fusion assez basse, de l'ordre de 1000°C. Or ces températures peuvent être atteintes lors du passage d'un signal RF de forte puissance [Duc05] ou par la formation d'arcs électriques dans le cas de décharges plasma, les conducteurs seraient alors dégradés. L'utilisation d'une combinaison d'or et d'un métal comme le tungstène (dont le point de fusion est aux alentours de 3000°C) peut alors permettre d'obtenir des lignes résistantes à la puissance.

#### IV.1.c Effet d'une gravure localisée du substrat

Des techniques de gravure localisée du substrat de silicium vont être mises en œuvre dans la fabrication des différents composants à vide. Elles seront décrites dans le Chapitre 4. Leurs influences sur les performances hyperfréquences de ligne de transmission doivent par contre être étudiées au préalable. Des exemples de vues en coupe des lignes résultantes sont illustrés en Figure 3–12.

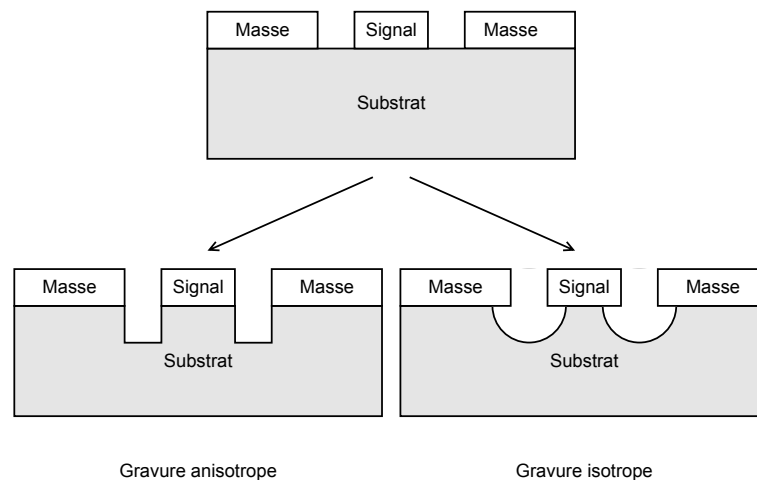


Figure 3–12 : Illustration de gravures localisées du silicium

Une ligne 50 ohms dimensionnée précédemment a ainsi été fabriquée sur trois types de substrats :

- Silicium de référence.
- Silicium gravé de 10  $\mu\text{m}$  de façon anisotrope
- Silicium gravé de 10  $\mu\text{m}$  de façon isotrope.

La Figure 3–13 regroupe les paramètres S mesurés de ces trois lignes. Il n’y a pas d’influence visible du profil de gravure, aussi bien sur le paramètre  $S_{11}$  que le paramètre  $S_{21}$  (compte tenu de l’incertitude de mesure). Il y a par contre une nette dégradation du paramètre  $S_{11}$  par rapport à la ligne 50 ohms de référence. Il se produit une certaine désadaptation de la ligne après gravure localisée du silicium.

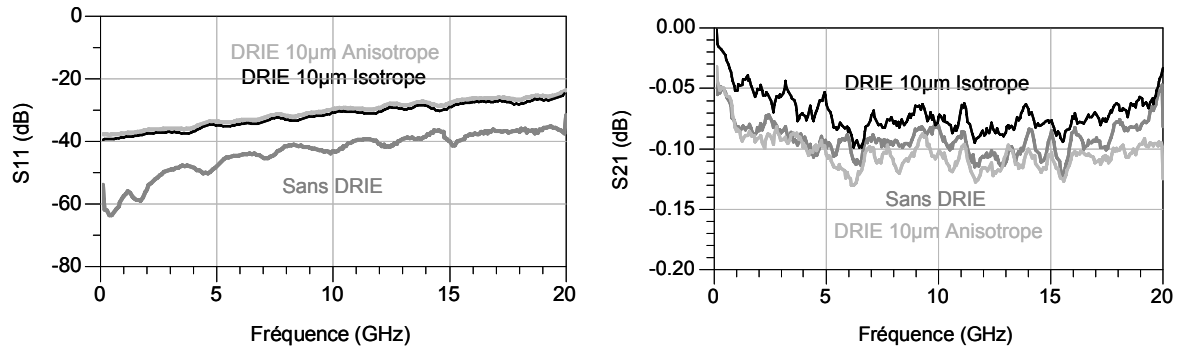


Figure 3–13 : Paramètres S mesurés pour différents profils de gravure par DRIE

Les substrats gravés ne peuvent donc plus être considérés comme plans. De telles lignes ne sont donc pas simulables telles quelles par des logiciels 2D ou 2,5D. Seules des simulations 3D pourraient donner des résultats proches de la réalité. Il est néanmoins possible de considérer un substrat équivalent ayant des propriétés diélectriques différentes (permittivité et conductivité). Compte tenu des différences minimales de pertes entre les mesures, la conductivité peut être considérée comme identique entre le substrat de départ et le substrat équivalent.

A partir des mesures et des dimensions géométriques de la ligne mesurée, il est possible de remonter à une permittivité relative équivalente. En effet, le délai de propagation  $d$  est donné par l’équation (3-27) où  $\varphi$  est la phase et  $f$  est la fréquence.

$$d = -\frac{\varphi}{2\pi f} \quad (3-27)$$

Connaissant  $d$  et la longueur de la ligne  $L$ , il est possible de déterminer la vitesse de propagation  $v$  par l’équation (3-28). Or cette vitesse est dépendante de la vitesse de la lumière dans le vide  $c_0$  et de la permittivité effective de la ligne  $\epsilon_{eff}$  comme en équation (3-29).

$$v = \frac{L}{d} \quad (3-28)$$

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3-29)$$

La permittivité effective d'une ligne coplanaire peut être approximée par la relation suivante en négligeant les fonctions elliptiques [Gup96] :

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{1 + \epsilon_r}{2} \quad (3-30)$$

En combinant les différentes équations, il vient alors :

$$\epsilon_r \approx 2 \times \left( \frac{c_0}{v} \right)^2 - 1 \quad (3-31)$$

Différentes permittivités relatives équivalentes ont ainsi été extraites des mesures précédentes et sont illustrées sur la Figure 3–14. La ligne 50 ohms de référence présente ainsi un substrat de permittivité relative équivalente de 11,5 à 10 GHz, ce qui est proche de la valeur théorique de 11,9. Compte tenu des erreurs possibles lors des mesures, cette méthode permet donc d'obtenir une première approximation de la valeur de la permittivité relative équivalente. En effet, elle est dépendante de la distance réelle entre les pointes RF lors de la mesure. C'est ainsi que l'on note une diminution de cette permittivité après gravure du substrat, expliqué par une plus grande importance de l'air dans la structure. Une gravure anisotrope de 10  $\mu\text{m}$  abaisse la permittivité à 9,1 tandis qu'une gravure isotrope la réduit à 8,8. La réduction de la permittivité est d'autant plus grande que le volume gravé est important, ce qui est le cas de la gravure isotrope par rapport à la gravure anisotrope pour une même profondeur.

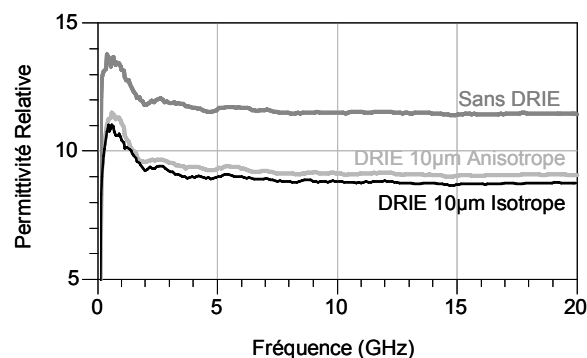


Figure 3–14 : Extraction d'une permittivité relative équivalente

## IV.2 Conception de diodes à vide

Les diodes à vide ont une structure de type métal-isolant-métal. L'isolant pouvant être le vide ou un gaz. Elles sont formées par gravure du silicium pour libérer le métal, comme décrit précédemment.

### IV.2.a Structures typiques

Les structures de limiteurs de puissance peuvent être classées dans trois grandes catégories comme illustré sur la Figure 3–15 :

- les limiteurs asymétriques a)
- les limiteurs symétriques b)
- les limiteurs alternés c)

Les avantages et les inconvénients de ces différents types de structures vont être analysés dans la suite.

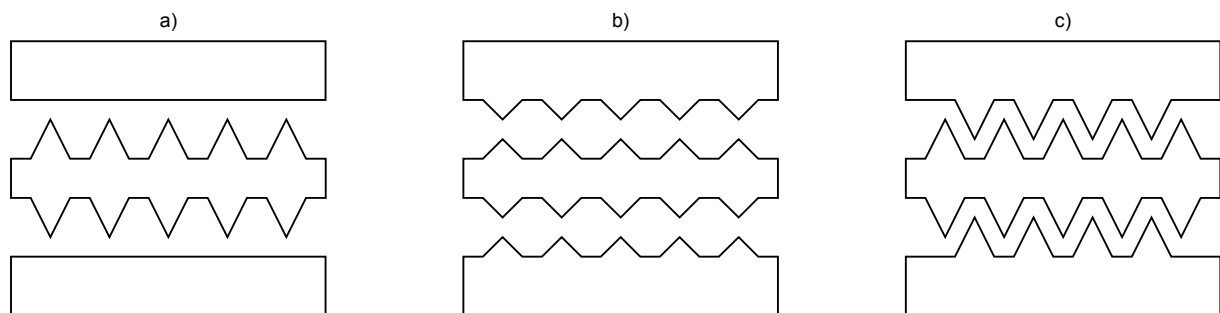


Figure 3–15 : Illustration de structures typiques de limiteurs de puissance distribués asymétriques, symétriques et alternés

### IV.2.b Paramètres de dimensionnement des diodes

Parmi les différentes configurations de répartitions de diodes possibles, trois paramètres de dimensionnements illustrés sur la Figure 3–16 peuvent être définis :



- $h$  la hauteur des structures
- $g$  la distance inter-électrodes
- $w$  la largeur des structures

Le rapport  $h/w$  est un paramètre essentiel dont les limites vont être définies par des contraintes technologiques de fabrication. Ce rapport va en effet directement influencer le facteur d'amplification de champ local  $\beta$  vu dans le chapitre précédent. La valeur du champ électrique  $E_{pointe}$  créé par une tension  $U$  en bout de pointe sera alors définie grâce à ce facteur et au paramètre  $g$ .

$$E_{pointe} = E_0 \times \beta \quad (3-32)$$

$$E_0 = \frac{U}{g} \quad (3-33)$$

L'émission électronique étant facilitée par de fortes valeurs de champ électrique, de fortes valeurs de  $\beta$  couplées avec des distances inter électrodes  $g$  les plus faibles possibles sont nécessaires. La distance  $g$  est également limitée par les contraintes de fabrication, ici  $2 \mu\text{m}$  minimum, correspondant à la résolution des masques de lithographie utilisés.

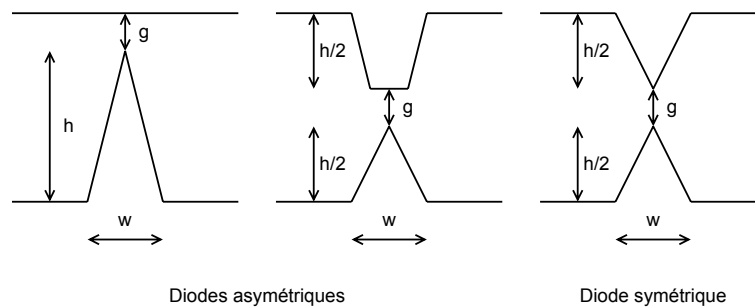


Figure 3-16 : Paramètres de dimensions des diverses configurations de diodes à vide

#### IV.2.c Evolution des paramètres le long de la ligne

Les paramètres précédents peuvent être constants sur toute la longueur de la ligne de propagation ou bien varier selon leur position sur la ligne de transmission. Ainsi la Figure 3-17 illustre une variation de distance inter électrode le long de la ligne.

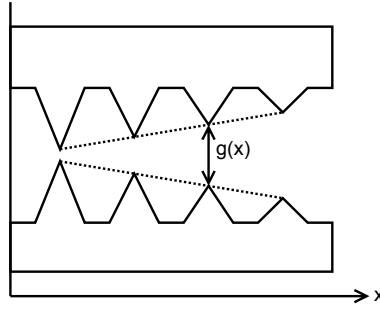


Figure 3–17 : Evolution des dimensions sur le long de la ligne de propagation

*Dissipation homogène de puissance*

La Figure 3–18 illustre une dissipation de puissance dans chaque cellule le long de la ligne de propagation. La puissance de sortie  $P_s$  est donnée par :

$$P_s = P_e - P_d \quad (3-34)$$

où  $P_e$  et  $P_d$  sont les puissances d'entrée et dissipées. Dans le cas d'une dissipation de puissance uniforme sur  $n$  cellules, la puissance dissipée sera :

$$\begin{cases} P_d = \sum_{k=1}^n P_{dk} \\ P_{dk} = \frac{P_d}{n} \end{cases} \quad (3-35)$$

avec  $P_{dk}$  la puissance dissipée dans la cellule  $k$ .

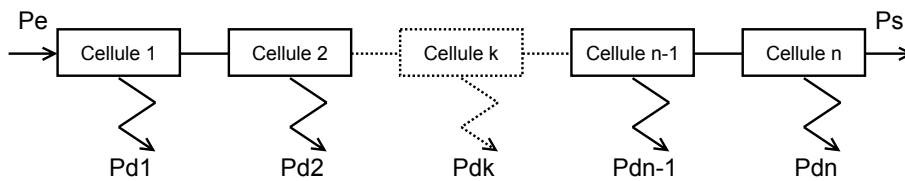


Figure 3–18 : Répartition de puissance dissipée

Compte tenu de l'équation (3-6), la puissance dissipée par émission de champ est :

$$P_{dk} = \frac{V_k^2}{Z_{dk}} \quad (3-36)$$

où  $V_k$  est la tension à l'entrée de la cellule  $k$ .

$$P_{dk} = V_k^2 \frac{A a_{FN} \beta^2}{g_k^2} \left( 2|V_k| + \frac{b_{FN} g_k}{\beta} \right) \exp \left( \frac{-b_{FN} g_k}{\beta |V_k|} \right) \quad (3-37)$$

En conservant toutes les géométries identiques mises à part la distance inter-électrode  $g$ , il est possible d'obtenir une loi de variation de  $g(x)$  avec  $x=k \times s$  où  $s$  est l'espace entre les pointes, permettant une dissipation uniforme de puissance.

Ainsi, la tension à l'entrée de la cellule  $k$  est donnée par :

$$V_k = \sqrt{Z_0 [P_e - (k-1)P_{dk}]} \quad (3-38)$$

En considérant que la puissance dissipée par cellule est une fraction  $\varepsilon$  identique, pour les  $n$  cellules ( $\varepsilon \leq 1/n$ ), de la puissance d'entrée :

$$P_{dk} = \varepsilon P_e \quad (3-39)$$

on obtient :

$$V_k = \sqrt{Z_0 P_e (1 + \varepsilon - \varepsilon k)} \quad (3-40)$$

$$P_{dk} = A(1 + \varepsilon - \varepsilon k) \frac{1}{g_k^2} \left( B(1 + \varepsilon - \varepsilon k)^{1/2} + C g_k \right) \exp \left( D \frac{g_k}{(1 + \varepsilon - \varepsilon k)^{1/2}} \right) \quad (3-41)$$

avec  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  indépendants de  $k$ .

En considérant que  $g(k)$  diminue avec  $k$ , on peut négliger le terme  $C g_k$ .

$$P_{dk} = E(1 + \varepsilon - \varepsilon k)^{3/2} \frac{1}{g_k^2} \exp \left( D \frac{g_k}{(1 + \varepsilon - \varepsilon k)^{1/2}} \right) \quad (3-42)$$

avec  $E$  valeur indépendante de  $k$ .

Par une approximation, il est ainsi possible d'obtenir une loi de variation de  $g(k)$  à l'aide des équation (3-41) et (3-42) :

$$g(k)\alpha(1 + \varepsilon - \varepsilon k)^a \quad (3-43)$$

avec  $0,5 < a < 0,75$ .

*Dissipation homogène de courant*

Dans le cas d'une dissipation homogène du courant le long de la ligne dissipatrice (Figure 3–19), le raisonnement est similaire et donne :

$$I_{dk} = \varepsilon I_{e0} \quad (3-44)$$

où  $I_{dk}$  est le courant dissipé par la cellule  $k$  et  $I_{e0}$  est le courant initial à l'entrée du limiteur. A l'entrée de la cellule  $k$ , le courant  $I_{ek}$  est donc :

$$I_{ek} = I_{e0}(1 - \varepsilon k) \quad (3-45)$$

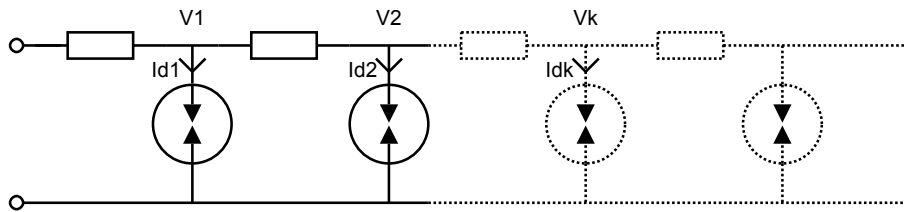


Figure 3–19 : Répartition de dissipation de courant

Le courant dissipé par émission de champ est :

$$I_{dk}(V_k) = Aa_{FN}\beta^2 \left( \frac{V_k}{g_k} \right)^2 \exp\left( \frac{-b_{FN}g_k}{\beta|V_k|} \right) \quad (3-46)$$

En supposant l'impédance caractéristique constante, il vient :

$$V_k = Z_0 I_{ek} \quad (3-47)$$

$$I_{dk}(I_{ek}) = Aa_{FN}\beta^2 \left( \frac{Z_0 I_{ek}}{g_k} \right)^2 \exp\left( \frac{-b_{FN}g_k}{\beta|Z_0 I_{ek}|} \right) \quad (3-48)$$

Le courant peut donc se mettre sous la forme :

$$I_{dk}(k) = \frac{X(1-\varepsilon k)^2}{g_k^2} \exp\left(\frac{Yg_k}{(1-\varepsilon k)}\right) \quad (3-49)$$

où  $X$  et  $Y$  sont indépendants de  $k$ .

$g(k)$  doit donc être de la forme :

$$g(k) \propto (1-\varepsilon k) \quad (3-50)$$

### IV.3 Répartition des éléments dissipatifs

La périodicité diodes est définie par un nouveau paramètre  $s$  correspondant à l'espacement entre les bases de deux diodes comme indiqué sur la Figure 3–20. Ce paramètre va également influencer le paramètre  $\beta$  dans des cas bien précis.

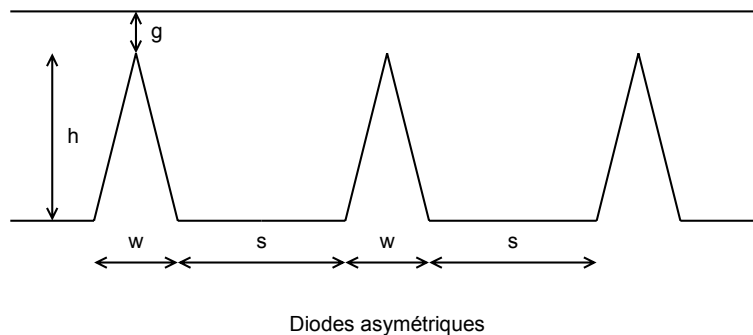


Figure 3–20 : Répartition des diodes à vide

Ainsi, les simulations en IV.5.a montreront par la suite qu'une relation existe entre ce paramètre  $s$  et  $h$ , la hauteur des diodes afin de ne pas perturber le facteur  $\beta$ . Leur géométrie sera de plus définie par des contraintes hyperfréquences.

### IV.4 Contraintes hyperfréquences

La largeur du ruban central ainsi que l'impédance caractéristique de ligne imposent des contraintes sur le dimensionnement des éléments dissipateurs. En effet la somme de  $h$  et de  $g$  doit être compatible avec la distance séparant le ruban central de la ligne coplanaire et la masse. Dans notre cas, pour une ligne 50 ohms de 100  $\mu\text{m}$  de large, cette somme est égale à 62  $\mu\text{m}$ .

La valeur minimale de  $g$  est définie par la résolution des masques de photolithographie. La distance séparant les électrodes est ainsi de 2  $\mu\text{m}$  minimum. De plus, le rapport  $h/w$  définissant un rapport d'aspect des pointes ne doit pas admettre de valeurs trop importantes sous peine de perturber le signal hyperfréquence. En effet un rapport  $h/w$  élevé induirait de fortes discontinuités dans les géométries et donc des ruptures d'impédances importantes. La valeur de  $w$  doit finalement être très faible devant la longueur d'onde électrique.

L'espacement inter-électrode visé variant de 2  $\mu\text{m}$  à plus de 10  $\mu\text{m}$ , la hauteur  $h$  maximale est donc de 60  $\mu\text{m}$ . Nous avons fixé arbitrairement  $w$  à 28  $\mu\text{m}$  afin d'obtenir un rapport  $h/w$  le plus proche possible de 2 (permettant un effet de pointe) pour le cas intermédiaire où  $g$  est de 5  $\mu\text{m}$ . Ainsi la longueur électrique de ces structure correspond à 0,46 % de la longueur d'onde à 20 GHz. Ces éléments peuvent donc être considérés comme discrets. Le dernier paramètre, la distance  $s$  séparant les éléments dissipateurs, sera défini comme multiples de la longueur  $w$  par des simulations électrostatiques.

## IV.5 Simulations électromagnétiques

### IV.5.a Electrostatiques

Les simulations électrostatiques ont été effectuées à l'aide de Lorentz-HF d'Integrated Engineering Software. Elles permettent de déterminer l'influence des géométries et de l'espacement  $s$  entre les diodes sur le facteur d'amplification de champ local  $\beta$ . Les résultats de simulations pour des espacements de pointes simples compris entre  $0 \times s$  et  $3 \times s$  illustrés en Figure 3–21 montrent ainsi un écrantage du potentiel par un espacement trop faible des pointes, réduisant ainsi la valeur du champ électrique local au niveau de la pointe.

Pour ces simulations, 5 V sont appliqués entre des anodes et des cathodes espacées de 5  $\mu\text{m}$ . Le champ électrique sans effet de pointe serait donc de  $10^6$  V/m. Les valeurs des facteurs d'amplification de champ local se trouvent dans le Tableau 3–2. Des espacements inférieurs à  $2 \times s$  induisent de plus faibles facteurs d'amplification de champ dus aux phénomènes d'écrantages perçus en Figure 3–21.

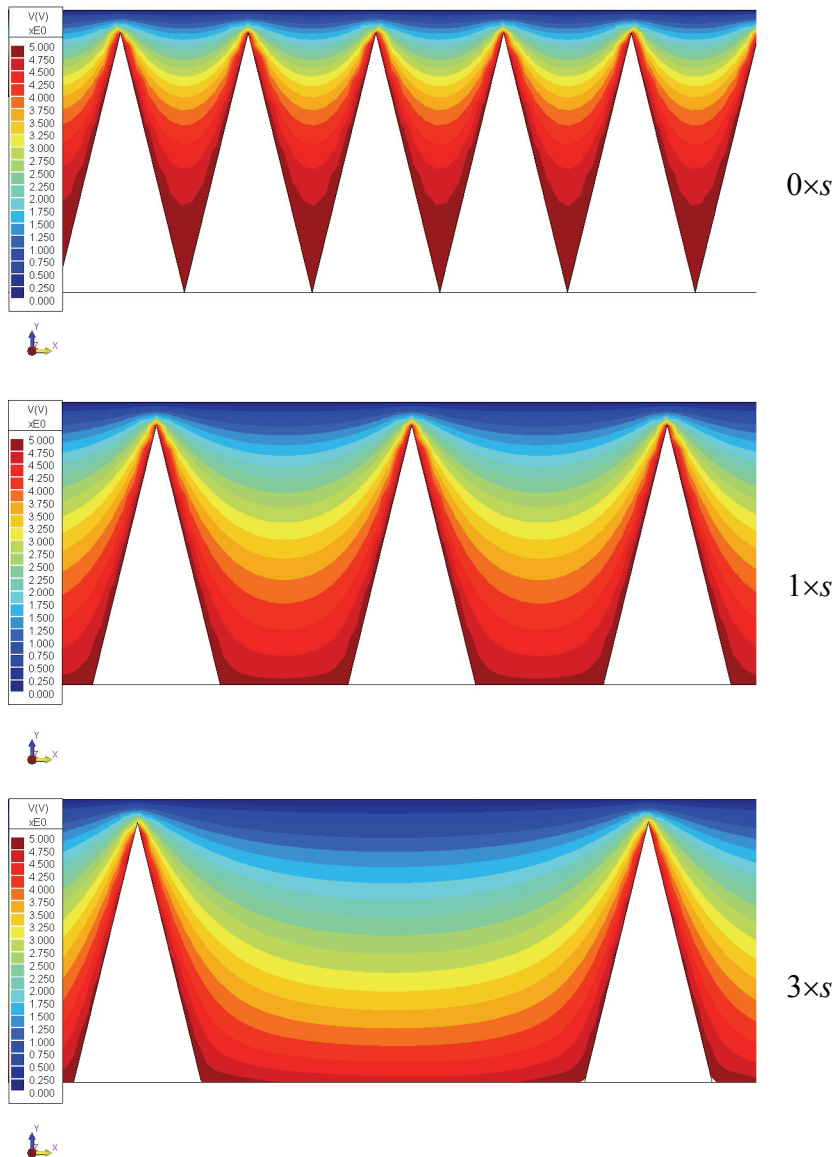


Figure 3–21 : Potentiel autour de pointes pour différentes densités de pointes

Espacement	Champ électrique local	Facteur d'amplification de champ $\beta$
$0 \times s$	$9,02 \cdot 10^6 \text{ V/m}$	9,02
$1 \times s$	$9,35 \cdot 10^6 \text{ V/m}$	9,34
$2 \times s$	$9,46 \cdot 10^6 \text{ V/m}$	9,46
$3 \times s$	$9,46 \cdot 10^6 \text{ V/m}$	9,46

Tableau 3–2 : Influence de l'espacement des pointes sur le facteur d'amplification de champ

Le passage de  $1 \times s$  à  $2 \times s$  n'apporte pas d'augmentation significative du facteur  $\beta$ . Nous travaillerons à  $1 \times s$ , un bon compromis entre densité des structures et efficacité des diodes à vide.

#### IV.5.b Hyperfréquences

Les simulations électromagnétiques hyperfréquences ont été mises en œuvre avec Agilent Momentum 2005A. Le logiciel ne prenant en compte que des structures 2,5D il n'est pas possible de simuler simplement des structures où le silicium est gravé. Un simulateur 3D est donc nécessaire. Nous allons alors utiliser le solveur RF de Lorentz-HF. Les résultats de simulations sont présentés dans la suite avec les mesures.

#### IV.6 Simulations particulières

Des simulations particulières ont été effectuées grâce à Lorentz-HF et permettent d'obtenir différents paramètres tels que la trajectoire des charges ou bien encore leur temps de vol.

##### IV.6.a Statique

La Figure 3–22 illustre les trajectoires d'électrons dans le cas d'une diode à vide comportant une séparation de 5  $\mu\text{m}$  entre les électrodes. Compte tenu de l'épaisseur de métal (1  $\mu\text{m}$ ) et la séparation entre les électrodes, la probabilité de collection des électrons par l'anode reste faible. La majeure partie des charges impactent le substrat. Le risque de collision avec l'encapsulation supérieure est nul. En effet, la déviation verticale maximale des électrons est de l'ordre du micron, soit plusieurs ordres de grandeur en dessous des dimensions de l'encapsulation (voir Chapitre 4).

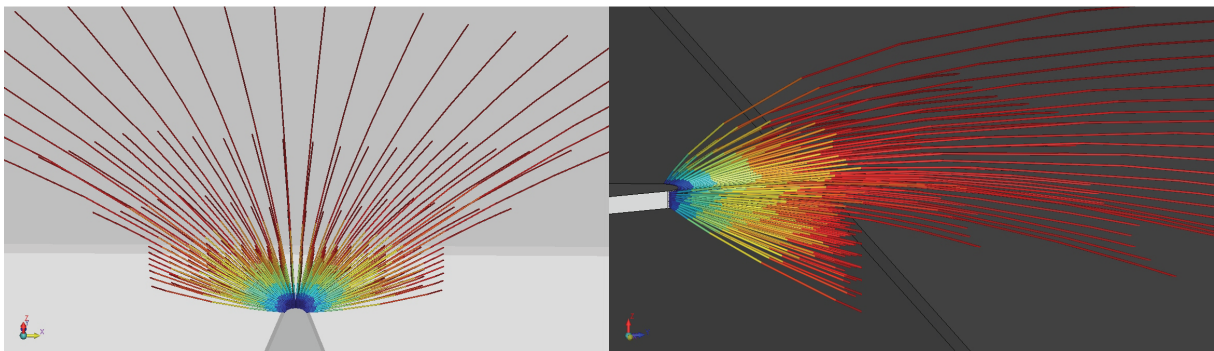


Figure 3–22 : Trajectoires d'électrons sous champ statique

Le temps de vol de ces particules pour différentes tensions a également été déterminé. La distance parcourue et l'énergie d'un électron pour des tensions de 50 V et 300 V figurent en Figure 3–23. Compte tenu de la fréquence de travail de l'ordre de la dizaine de gigahertz, les



temps de vols de l'ordre de la picoseconde sont largement inférieurs à la période du signal. Ainsi pour un temps de vol de 2,5 ps correspondant à 50 V, la variation relative du signal n'est que de 2% sur ces 2,5 ps. Les simulations sous champ statique sont donc suffisantes pour les fréquences visées. Des phénomènes d'ionisation des molécules de gaz résiduel sont néanmoins possibles compte tenu de l'énergie gagnée par les électrons de l'ordre de la centaine d'électron-volt [Rom85].

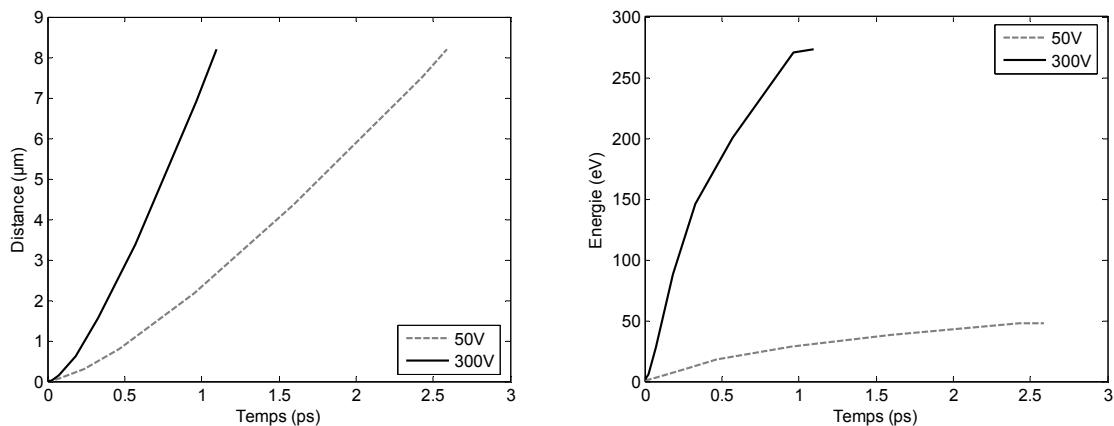


Figure 3-23 : Distance parcourue et énergie des électrons

#### IV.6.b Sous champ variable

Compte tenu de la complexité des simulations particulières sous champ variable et de la durée des calculs, nous n'avons pas insisté sur ce point. En effet, compte tenu des temps de vols obtenus, l'apport de ces simulations est négligeable pour les applications visées.

### IV.7 Performances hyperfréquences

Les résultats de simulation hyperfréquence pour des structures sans gravure sous Momentum ont été comparés à des mesures sous pointes dont la méthodologie sera décrite dans le Chapitre 5. Pour chaque géométrie illustrée en Figure 3-24, deux échantillons ont été caractérisés, l'un comportant une gravure du silicium et l'autre non, servant ainsi de référence.

Dans un premier temps, l'influence de la gravure du silicium sur les performances hyperfréquences a été étudiée sur une ligne 50 ohms. On note ici une augmentation de la

désadaptation de la ligne avec la gravure tandis que la différence de pertes d'insertion est du même ordre de grandeur que la précision de mesure.

L'ajout de 10 diodes asymétriques contribue à une amélioration de 10 dB à 10 GHz du paramètre  $S_{11}$  par rapport à la ligne simple gravée. De plus, la structure de référence, sans gravure, présente des performances similaires à celles simulées sous Momentum. Le doublement de la densité de diodes dégrade l'adaptation de la structure tout en restant dans des valeurs convenables pour l'application et ne provoque pas d'augmentation significative des pertes d'insertion.

L'utilisation d'éléments symétriques est préférables pour éviter une trop forte distorsion du signal en régime de limitation. Pour cela, les cathodes sont aussi bien réparties sur la ligne signal que sur les masses. Ces limiteurs sont identifiés comme étant de « type 1 » dans la suite. Dans ce cas, on note une légère amélioration de l'adaptation de la ligne pour des pertes d'insertion similaires. Une variation de la géométrie des diodes symétriques permet d'obtenir des structures de type asymétriques situées alternativement sur la ligne signal ou sur les masses. Ce type de structures, identifiées comme « type 2 » par la suite, permet d'améliorer encore un peu l'adaptation de la ligne. De plus les performances mesurées concordent avec les simulations 3D effectuées sous Lorentz-HF (dernier cas de la Figure 3–24). Le dernier type de limiteur (dit « type 3 ») qui est étudié par la suite correspond en fait un limiteur « type 2 » dont la séparation inter électrode varie afin d'obtenir une valeur de courant dissipé constante par cellule.

Les performances des limiteurs de puissance sont donc équivalentes à des lignes de transmission. Leurs pertes dépendront donc du type de métal mis en œuvre et de la longueur de la structure, ici 600  $\mu\text{m}$  avec 2 plots d'accès de 100  $\mu\text{m}$ , soit environ 1,25 dB/cm.

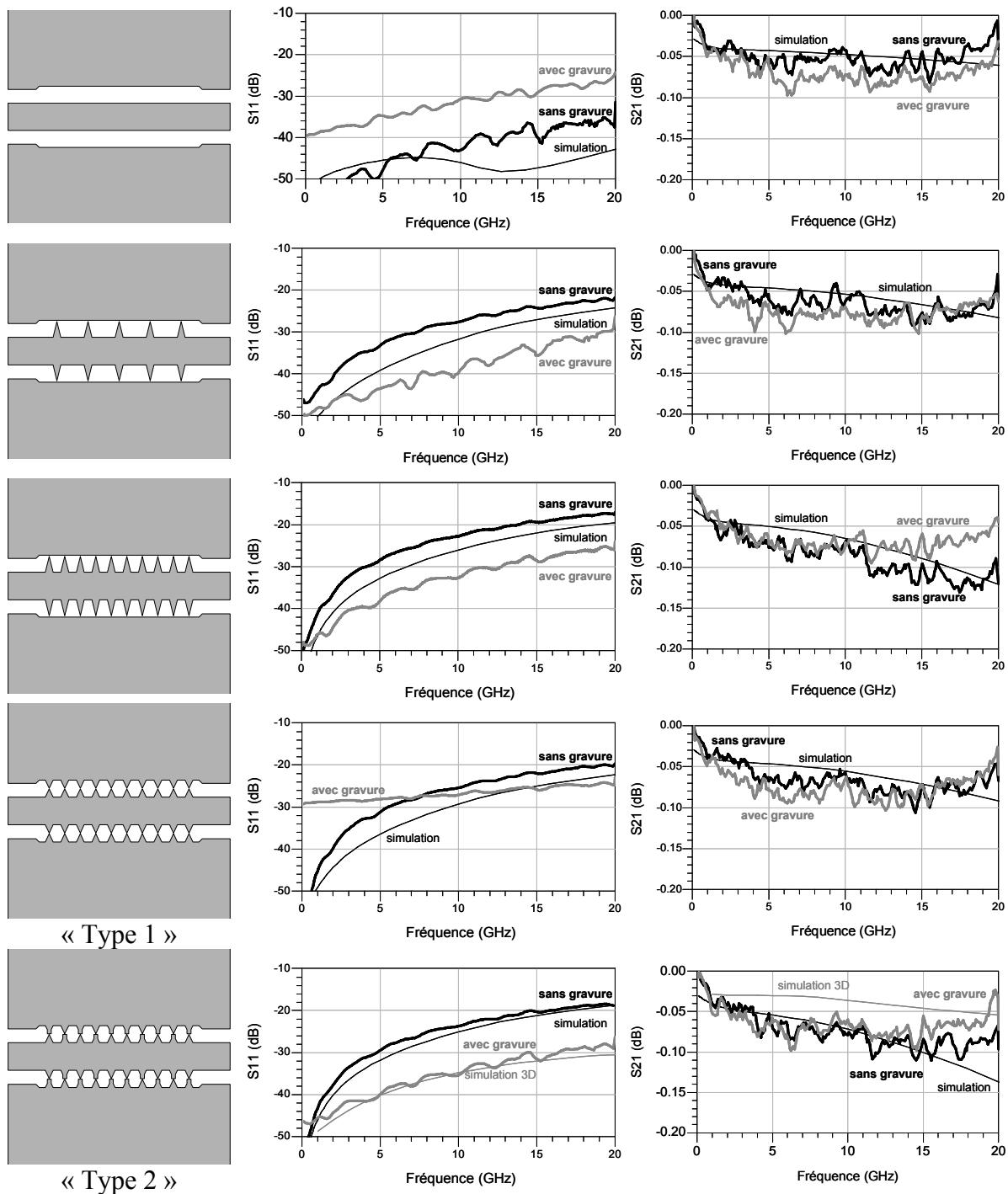


Figure 3–24 : Performances hyperfréquence de limiteurs

#### IV.8 Simulations thermiques

La puissance RF traversant les dispositifs pouvant être relativement importante, des simulations thermiques sont nécessaires afin de déterminer leur tenue en puissance. Ce type de simulation fait généralement appel à plusieurs logiciels comme HFSS ou Ansys et à des simulations itératives [Coc07].

Afin d'obtenir une première approximation des températures engendrées, nous avons utilisé le solveur thermique de Coventorware 2006 sur un modèle 3D généré à partir des dessins de masques. Le solveur ne prenant pas en compte l'effet de peau, il a été nécessaire de fragmenter les différents conducteurs. Ainsi par exemple, le ruban central a été divisé sur sa largeur en trois parties distinctes. Deux parties dont les dimensions correspondent à l'épaisseur de peau vont être alimentées par une densité de courant  $J$  définie par :

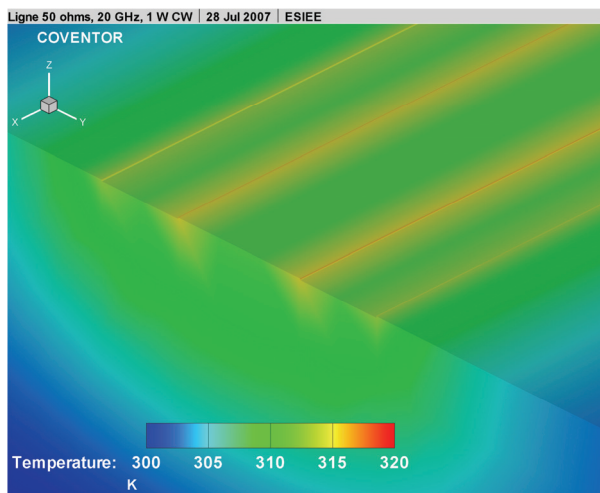
$$J(P, f) = \frac{1}{2 \times t \times \delta(f)} \sqrt{\frac{P}{Z_0}} \quad (3-51)$$

où  $t$  est l'épaisseur de métal, et  $\delta$  est l'épaisseur de peau définie en équation (3-26). On supposera ici que  $t$  a une valeur proche de l'épaisseur de peau afin de simplifier le modèle 3D sous Coventorware : la fragmentation du conducteur se faisant ainsi suivant une seule dimension. Dans la suite le conducteur est composé de 1  $\mu\text{m}$  d'aluminium. La fréquence mise en œuvre dans les simulations est de 20 GHz, correspondant à une épaisseur de peau de 0,6  $\mu\text{m}$ .

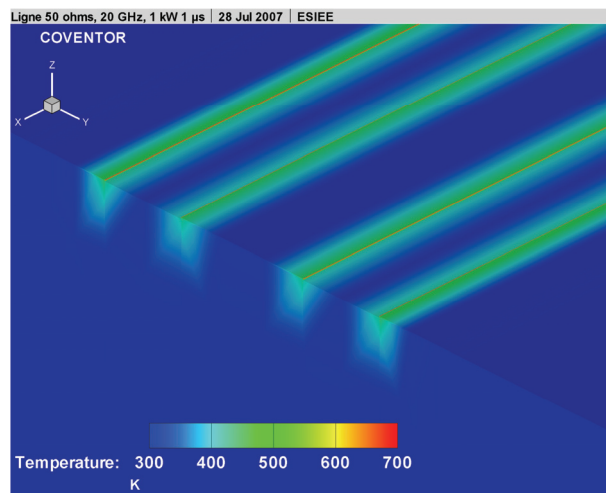
#### IV.8.a Sans gravure du silicium

Les premières simulations ont été effectuées sur des structures de référence, sans gravure du silicium. Les densités de courant mises en œuvre correspondent à des puissances de 1 W CW et de 1 kW en régime impulsionnel. Dans ce dernier cas, les résultats sont affichés après 1  $\mu\text{s}$ . Les répartitions de température pour une ligne 50 ohms et un limiteur de puissance dont le silicium n'a pas été gravé pour ces deux cas sont illustrées en Figure 3–25 et Figure 3–26.

L'élévation de température induite par un signal de 1 W CW en régime établi sur une ligne 50 ohms est de 20°K tandis qu'une impulsion de 1 kW provoque un échauffement de plus de 400°K après 1  $\mu\text{s}$ . Pour un limiteur de puissance non gravé, ces élévations de température sont de 20°K et de plus de 1000°K respectivement. L'effet de peau associé à ces fortes densités de courant induit un échauffement rapide et important du métal. De plus, les géométries concaves associées aux diodes rendent ce phénomène critique au niveau des pointes.

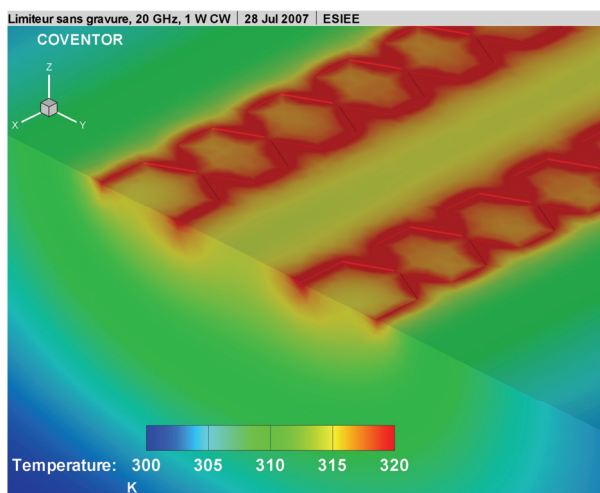


a) 1 W CW

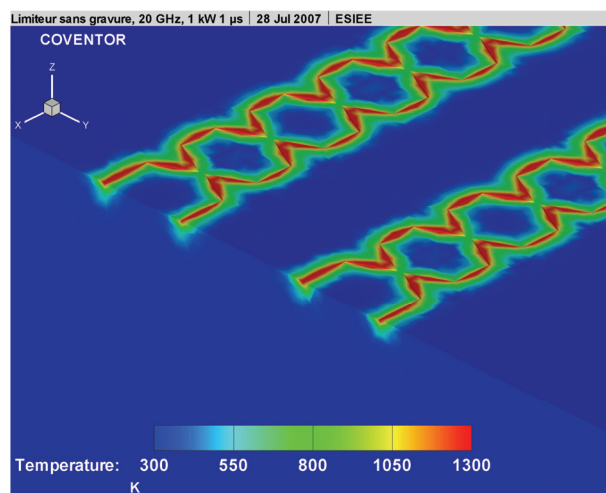


b) 1 kW Impulsionnel

Figure 3–25 : Température d’une ligne 50 ohms à 20 GHz



a) 1 W CW



b) 1 kW impulsionnel

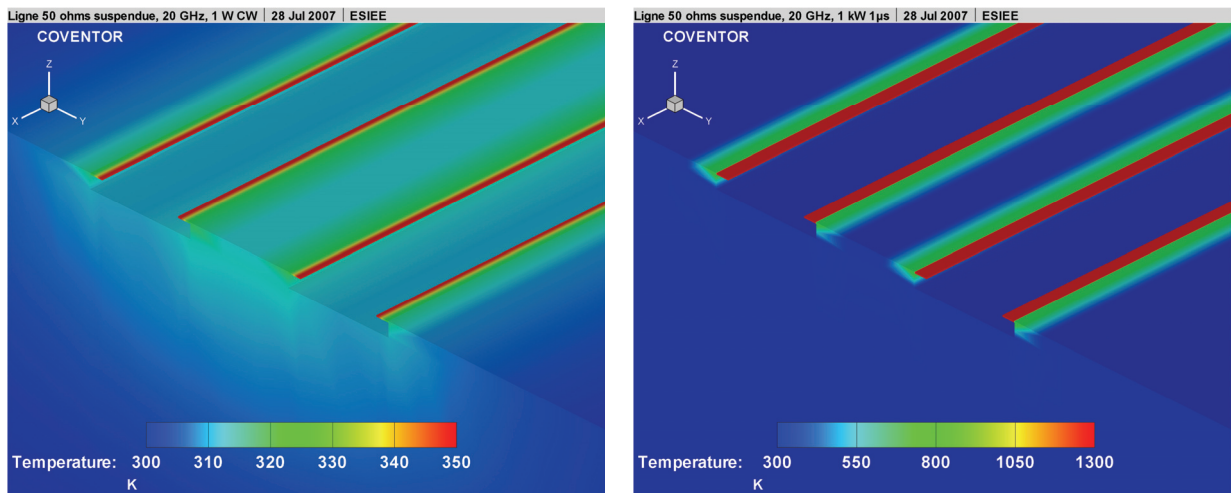
Figure 3–26 : Température d’un limiteur à 20 GHz

#### IV.8.b Avec gravure du silicium

Dans le cas où le silicium est usiné localement, les zones comportant de fortes densités de courant se retrouvent isolées du substrat. La dissipation thermique n’est alors plus assurée par conduction à travers le silicium. Les élévations de températures sont alors plus importantes que dans les cas précédents comme le montrent les Figure 3–27 et Figure 3–28. L’échauffement d’une ligne 50 ohms suspendue sous 1 W CW est alors de 50°K contre 20°K pour une structure de référence. Ce phénomène est d’autant plus critique pour les limiteurs où les points sont soumises à des températures très importantes, rendant ainsi le choix du métal

primordial. En effet, la dissipation thermique se fait alors par conduction dans le métal et par radiation.

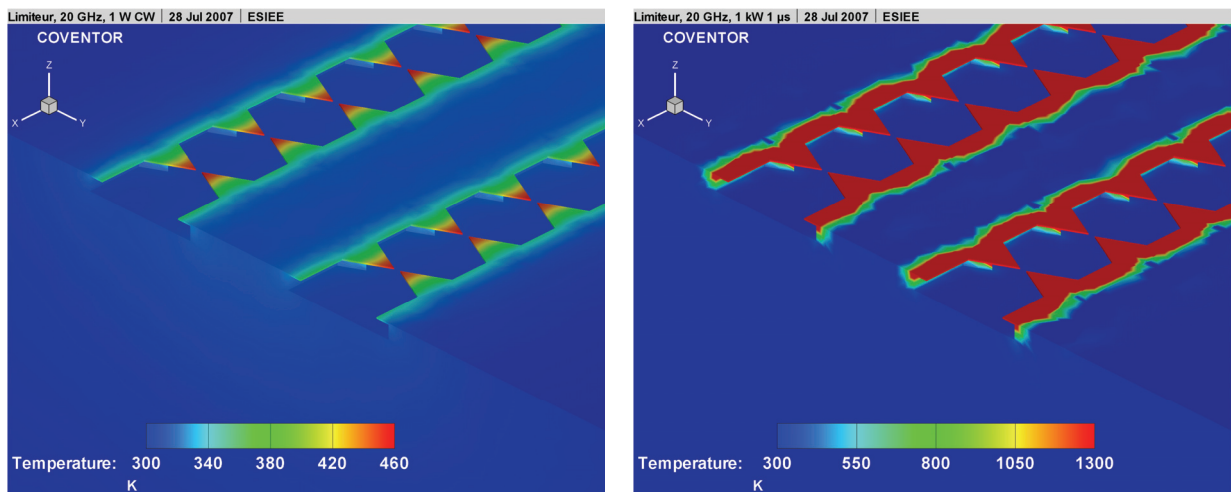
L'émission électronique par effet de champ n'est donc pas le seul phénomène mis en jeu. Une assistance thermique est à prévoir dans le cas de fortes densités de courant. Ces échauffements thermiques peuvent endommager les structures dans le cas d'impulsions de longues durées.



a) 1 W CW

b) 1 kW impulsionnel

Figure 3–27 : Température d'une ligne 50 ohms gravée à 20 GHz



a) 1 W CW

b) 1 kW impulsionnel

Figure 3–28 : Température d'un limiteur gravé à 20 GHz

---

Ces simulations effectuées sous champ statique permettent d'obtenir une première approximation des températures engendrées par le passage du signal hyperfréquence. Les effets de propagation du signal ne sont pas pris en compte dans notre cas. L'observation optique des structures avant et après le passage de tels signaux permettra de vérifier la tenue en puissance des dispositifs.

Ainsi les limiteurs fabriqués en d'aluminium pourraient ne pas résister au passage de très fortes puissances impulsionnelles. En effet, les simulations indiquent que la température de fusion de l'aluminium ( $659^{\circ}\text{C}$ ) peut être dépassée avec des puissances de 1 kW crête (plus de  $1000^{\circ}\text{C}$ ). L'utilisation d'autres métaux tels que le tungstène dont la température de fusion est de plus de  $3000^{\circ}\text{C}$  doit donc être envisagée.

## V Modélisation électrique

### *Cas d'un exemple de modèle électrique basse puissance*

Les simulations par la méthode des moments sous Momentum pouvant être relativement longues, un modèle électrique simplifié équivalent sous ADS a été développé à partir des résultats de mesures. Ce modèle est basé sur la fragmentation du limiteur de puissance en cellules élémentaires comme l'indique la Figure 3–29. L'élément de base est une ligne coplanaire comportant les géométries de la ligne 50 ohms de base. La permittivité du substrat utilisé est de 11,9 pour les structures sans gravure du silicium et de 9,1 pour les structures usinées. Cette valeur correspond à la permittivité extraite précédemment en Figure 3–14.

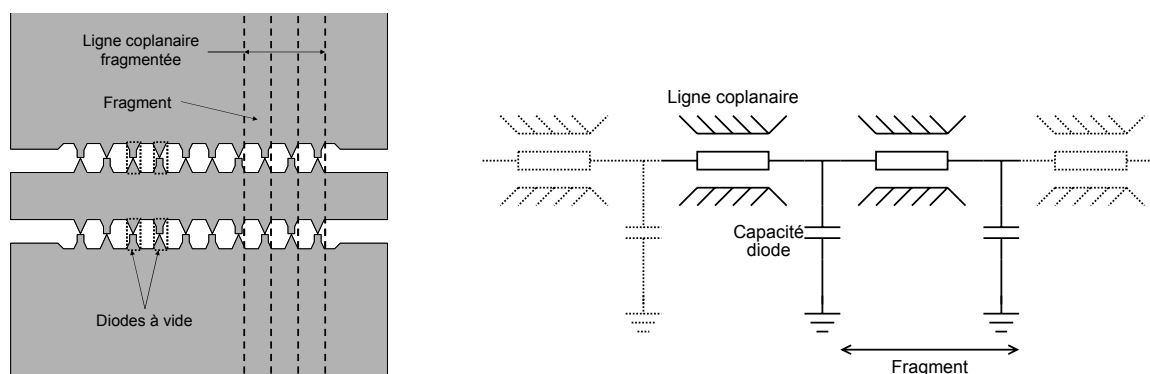


Figure 3–29 : Modèle fragmenté petits signaux du limiteur de puissance

A chaque fragment de ligne est alors associée une capacité mise en parallèle. Leurs valeurs sont déterminées par le solveur MemElectro de Coventorware 2006. Elles sont respectivement de 1,7 fF et 2,7 fF pour les structures usinées et de référence. Le profil de gravure ne pouvant être contrôlé totalement, ces valeurs de capacités ne sont qu'approximatives. Des simulations paramétrées illustrées par la Figure 3–30 permettent alors d'obtenir des valeurs plus précises. Sans gravure du silicium la valeur la capacité de base est alors de 3,5 fF (à plus ou moins 0,5fF) tandis qu'avec gravure, cette valeur tombe à 0,75 fF (à plus ou moins 0,25 fF). Les résultats de la modélisation correspondent alors aux mesures à basse puissance.



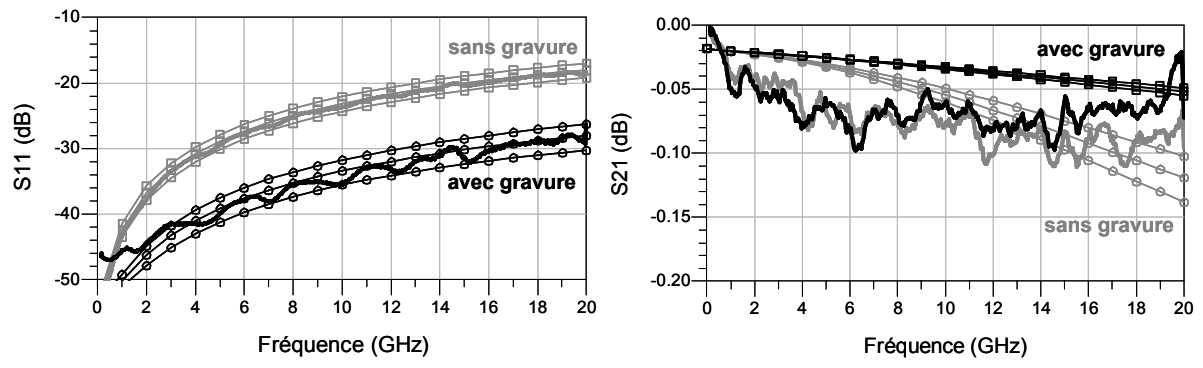


Figure 3–30 : Adéquation modèle et mesures

## VI Mise en évidence des phénomènes d'émission électronique et de décharges

### VI.1 Structures de référence

La mise en évidence des phénomènes d'émission électronique met en œuvre des structures différentes de celles du limiteur de puissance. En effet, ces essais se font à tension continue. Les masses des structures sont alors reliées et forment l'anode tandis que la ligne signal forme la cathode comme illustré sur la Figure 3–31.

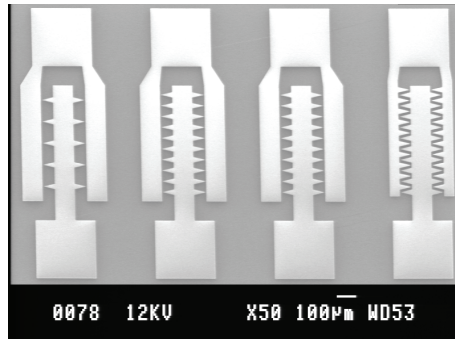


Figure 3–31 : Structures de caractérisation statique

### VI.2 Caractérisations électrostatiques

#### VI.2.a Mise en évidence du phénomène d'émission de champ

Une source haute tension associée à un picoampèremètre HP 4140B permet d'obtenir les caractéristiques courant-tension des dispositifs sur la Figure 3–32. Les tensions de seuil de 20 diodes comportant un espacement anode-cathode de 2  $\mu\text{m}$  ont été mesurées sur des échantillons plusieurs mois après leur fabrication. Des mesures ont été effectuées avant et après désoxydation et nettoyage de leur surface par acide orthophosphorique. Les particules attachées à la surface des diodes semblent contribuer à l'émission électronique et au courant comme en témoignent les différents pics de bruit visibles sur la courbe. Ces pics disparaissent après reconditionnement de la surface, qui permet d'obtenir une caractéristique sans bruit mais qui diminue également le courant total. Les particules supplémentaires participant à ce courant ne sont en effet plus présentes.

Ces mesures étant effectuées sous atmosphère ambiante, leur reproductibilité ne peut être assurée. En effet, l'état de surface des dispositifs joue un rôle essentiel dans la conduction. De ce fait, une modification chimique de la surface ou un changement dans l'atmosphère tel que l'humidité engendrera une déviation dans les mesures. Les composants à vide devront donc être protégés par une encapsulation sous vide ou sous gaz neutre (voir Chapitre 4).

Les tensions seuils enregistrées (40 V ou 60 V) permettent d'extrapoler les puissances RF nécessaire au déclenchement des dispositifs à l'aide de l'équation (3-52). Les puissances efficaces correspondantes avec une impédance caractéristique de 50 ohms sont donc de 32 W et 50 W respectivement.

$$P_{RF} = \frac{V_{DC}^2}{Z_0} \quad (3-52)$$

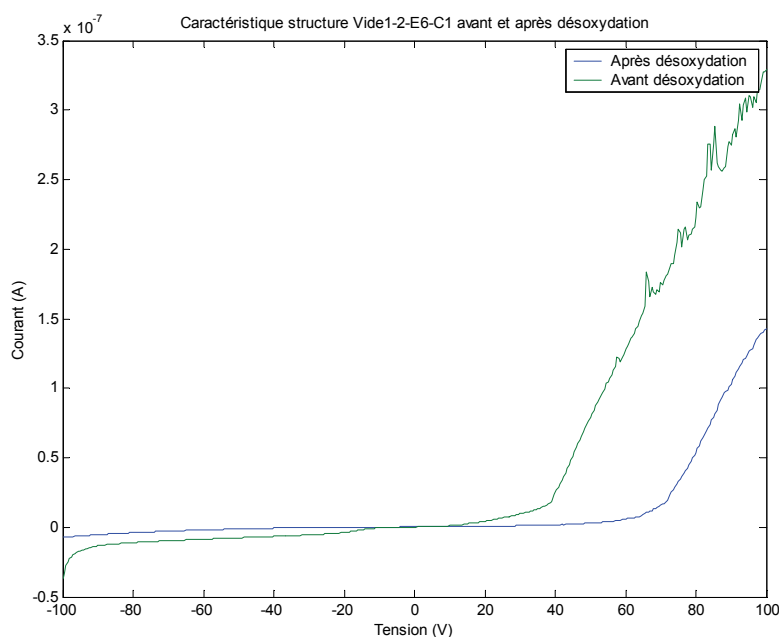


Figure 3–32 : Caractéristique courant-tension de diodes à vide

## VI.2.b Phénomène disruptif : décharge plasma

Une augmentation des niveaux de tension lors des caractérisations statiques peut induire des décharges plasmas et détruire les structures. Dans le cas de la Figure 3–33, 380 V sont appliquées entre l'anode et la cathode sans résistance de limitation, initiant ainsi une ionisation de l'air et une décharge sous forme de plasma. La puissance RF efficace équivalente avec une impédance caractéristique de 50 ohms est de 2,8 kW.

Les dégradations des pointes peuvent être observées. Il se produit d'abord une dégradation initiale du bout de pointe de cathode par échauffement (effet Joule) tandis que l'anode subit des impacts électroniques. Dans un second temps, la détérioration de la cathode provoque un recul progressif de la pointe. Pour de plus forts niveaux de tensions, les électrons gagnent suffisamment d'énergie pour ioniser les molécules de gaz qui sous l'influence du champ électrique participent également à la conduction et à la dégradation des structures par collisions. La dégradation des structures peut être surveillée optiquement avec un analyseur de spectre optique. En effet, ce type de décharge provoque une émission atomique avec des longueurs d'onde spécifiques. Ainsi en se focalisant sur les raies dues au silicium et à l'aluminium (Figure 3–34), il est possible de vérifier l'érosion des pointes.

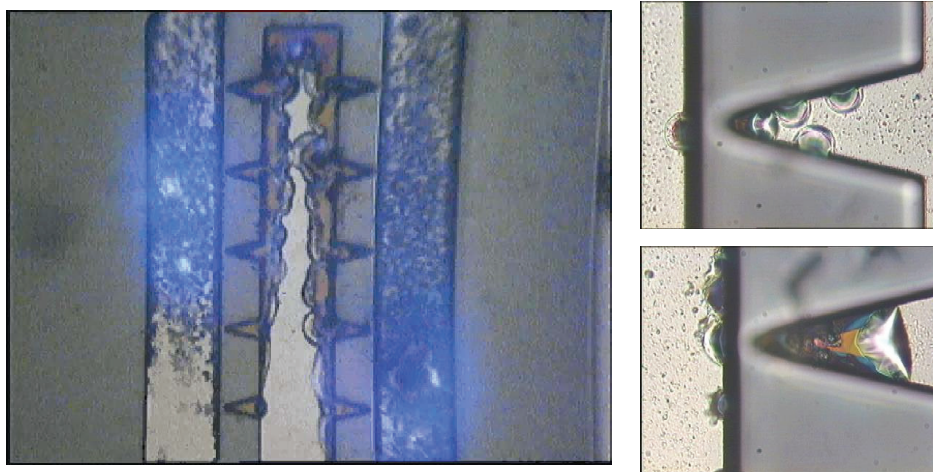


Figure 3–33 : Décharge plasma et destruction des pointes

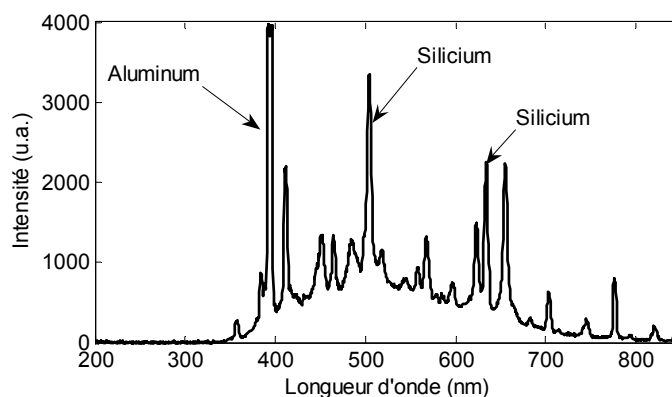


Figure 3–34 : Spectre d'émission atomique pendant une décharge continue

---

## VII Conclusion

Différents paramètres de dimensionnement, prenant en compte les contraintes liées à l'émission électronique mais aussi les contraintes hyperfréquences, ont été présentés dans ce chapitre.

Les performances de limiteurs de puissance mesurées à bas niveaux indiquent une bonne adéquation avec les simulations électromagnétiques et les modèles électriques équivalents. Des caractérisations statiques ont en outre mis en évidence les phénomènes d'émission électronique et de décharge plasma. Les différentes tensions enregistrées lors de ces expériences permettent d'ores et déjà d'évaluer les puissances RF nécessaires au déclenchement de ce type de dispositifs. C'est ainsi que des puissances de l'ordre du kilowatt vont être employées dans le chapitre 5 traitant des caractérisations.

Les caractéristiques courant-tension enregistrées étant fortement dépendantes de l'environnement, ce type de composant doit être encapsulé dans un environnement stable tout au long de sa vie. Cette contrainte supplémentaire va faire l'objet d'une étude approfondie dans le prochain chapitre traitant de la fabrication de ces dispositifs.

## VIII Références

- [Coc07] F. Cocetti & R. Plana, “RF MEMS reliability under high power stress: characterization and modeling”, in *RF-MEMS Workshop on Industry Applications: RF Power MEMS, Reliability and Applications*, June, 2007, Barcelona, Spain.
- [Duc05] B. Ducarouge, “Conception et caractérisation de micro-commutateurs électromécaniques hyperfréquences de puissance: application à un circuit de commutation d'émission/réception large bande”, Doctorat de l'Université Paul Sabatier, 2005.
- [Fur05] G. Fursey, *Field Emission in Vacuum Microelectronics*, 2005, Kluwer Academic, Plenum Publishers.
- [Gup96] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl & P. Barthia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 1996, Artech House.
- [Hel03] M. Hélier, M. Ney & C. Pichot, “Structures de guidage HF, Propagation et géométrie”, *Techniques de l'ingénieur*, vol. **E1170**, 2003.
- [Rax05] J. Rax, *Physique des plasmas*, 2005, Dunod.
- [Rom85] G. Rommel, “Gaz à très basse pression”, *Techniques de l'Ingénieur*, vol. **B4110**, 1985.



## Chapitre 4 : Fabrication et encapsulation sous vide ou sous atmosphère contrôlée

---

### I Introduction

Les performances des composants sous vide mesurées dans le chapitre précédent indiquant une très forte sensibilité à l'environnement, les limiteurs de puissance doivent impérativement être encapsulés afin d'obtenir des réponses stables dans le temps. L'objet de ce chapitre sera donc l'étude de la fabrication des limiteurs de puissance et de leur encapsulation spécifique.

Ainsi après une introduction aux techniques d'encapsulation au niveau tranche, l'étude se concentrera sur les méthodes garantissant l'herméticité du package. Les contraintes liées aux environnements sous vide telles que le dégazage seront également évoquées.

Les contraintes liées aux hyperfréquences amèneront au développement d'une méthode d'interconnexion par couplage électromagnétique qui associée aux techniques d'encapsulation au niveau tranche permet de minimiser la probabilité de fuites et garantit l'herméticité.

Le dimensionnement des structures de couplage sera étudié par simulations électromagnétiques parallèlement à un modèle électrique équivalent. Ces résultats de simulations seront ensuite comparés à des mesures.

La fabrication complète des limiteurs de puissance depuis les structures de base jusqu'à l'encapsulation et l'influence du procédé utilisé sur les performances hyperfréquences seront finalement décrites.



---

## II Encapsulation

### II.1 Méthodes d'encapsulation

La protection de micro- (nano-) dispositifs vis-à-vis de l'environnement extérieur peut être assurée par plusieurs niveaux d'encapsulation. Il est ainsi possible d'obtenir des composants sous vide ou sous environnement contrôlé grâce à différentes techniques intervenant dans des étapes plus ou moins avancées dans le procédé de fabrication. De multiples niveaux d'encapsulation commençant au niveau puce (0-level packaging) et finissant au niveau boîtier comme illustré en Figure 4-1 peuvent donc être ainsi définis. Les niveaux d'encapsulation sont généralement désignés suivant leur ordre d'apparition durant la fabrication des composants. Les méthodes de packaging de niveaux bas (0-level ou 1-level) font donc appel à des moyens de fabrication collectifs tandis que des étapes telles que la mise en boîtier nécessitent une manipulation individuelle de puces et présentent donc des coûts plus élevés. C'est pour cette raison que les méthodes de type 0-level seront privilégiées pour l'encapsulation des limiteurs de puissance. Ils seront toutefois mis en boîtier par la suite pour les mesures en puissance.

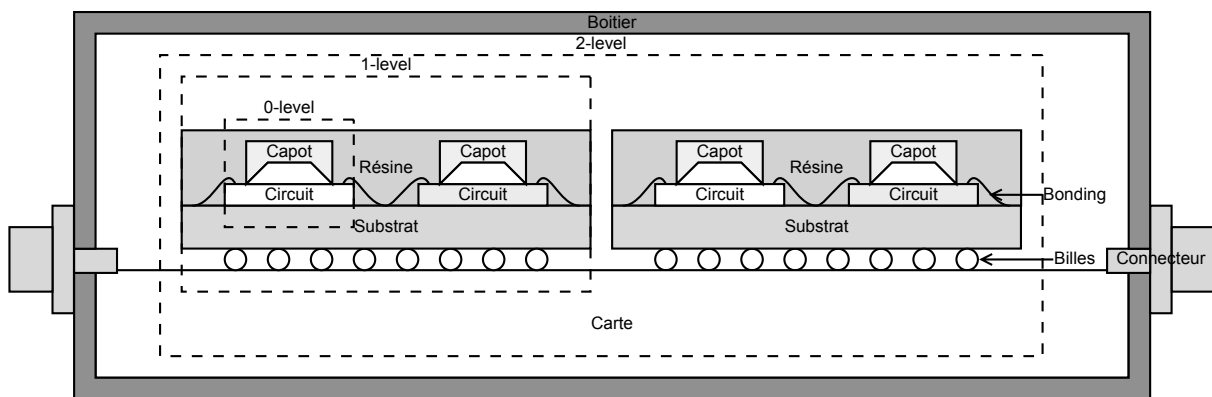


Figure 4-1: Différents niveaux d'encapsulation

#### II.1.a Niveau tranche (0-level)

L'encapsulation au niveau tranche, « 0-level » ou « wafer-level » est le premier niveau de protection du composant (circuits électroniques, microsystèmes ou bien encore les composants sous vide). Elle est effectuée de manière globale avant découpe sur la totalité des

composants répartis sur la surface de la tranche comme illustré en Figure 4–2 a). Diverses méthodes d'encapsulation 0-level seront décrites de façon plus détaillée en II.2.

Le report de capots individuels préalablement découpés sur une tranche illustré par la Figure 4–2 b) est également possible. Il s'agit alors de méthodes situées à mi-chemin entre encapsulations de type 0-level et 1-level. Dans ce cas, la mise en oeuvre de procédés de fabrication massivement collectifs n'est donc pas possible puisque chaque capot doit être positionné individuellement.

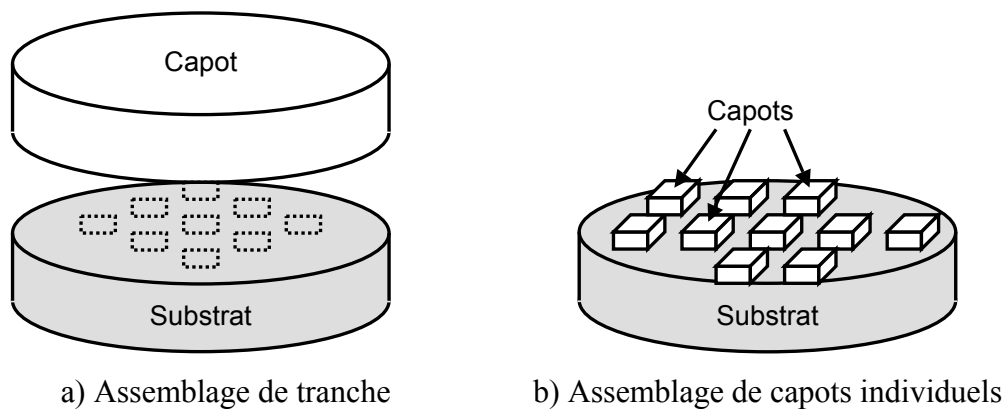


Figure 4–2: Encapsulation de niveau 0

### II.1.b Niveau puce (1-level)

Les composants protégés ou non par une encapsulation de niveau 0 sont généralement reportés sur un substrat d'interconnexion par collage et câblage filaire (Figure 4–3). Les fils d'interconnexion électriques, « wire bondings », sont alors noyés et protégés dans une résine durcie, formant ainsi une coque au dessus de l'assemblage circuit/substrat. La connexion avec l'environnement externe se fait ensuite par exemple par des billes conductrices.

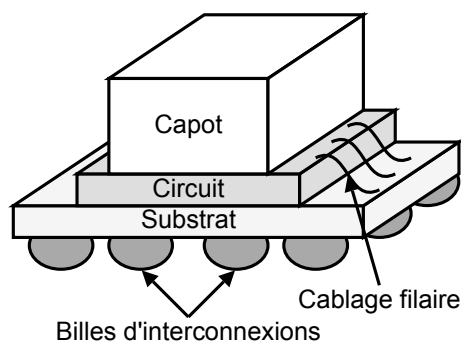


Figure 4–3: Encapsulation de niveau 1

---

### **II.1.c Niveau composant (2-level)**

Un assemblage de plusieurs puces sur une carte ou un circuit imprimé constitue alors le niveau d'encapsulation suivant (2-level). Il forme un module fonctionnel (de la mémoire par exemple) qui peut être associé à d'autres pour réaliser une fonction.

### **II.1.d Niveau boîtier**

La mise en boîtier est le dernier niveau d'encapsulation possible. Ici les composants sont totalement protégés par l'association des encapsulations de niveaux inférieurs. Le système est alors prêt à l'emploi.

## **II.2 Etanchéité et herméticité d'encapsulations niveau tranche**

Il existe plusieurs technologies d'encapsulations au niveau tranche. L'étanchéité et l'herméticité résultante sont des paramètres plus ou moins critiques selon l'application visée. Elles constituent donc un critère de choix de méthode d'encapsulation.

### **II.2.a Etanchéité et herméticité**

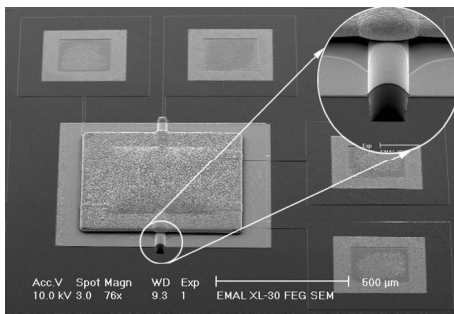
La notion d'étanchéité est définie vis-à-vis d'une espèce chimique déterminée et son état de phase (liquide ou gazeuse). Dans le cas de liquides, une encapsulation peut être par exemple bien imperméable à l'eau mais perméable à des solvants tels que l'éthanol. Le problème est d'autant plus complexe avec les espèces chimiques en phase gazeuse comme l'oxygène ou la vapeur d'eau.

Une encapsulation hermétique est définie comme étant étanche à toutes les espèces chimiques quel que soient leurs phases. Une encapsulation hermétique est donc étanche, mais l'inverse n'est pas forcément vérifié.

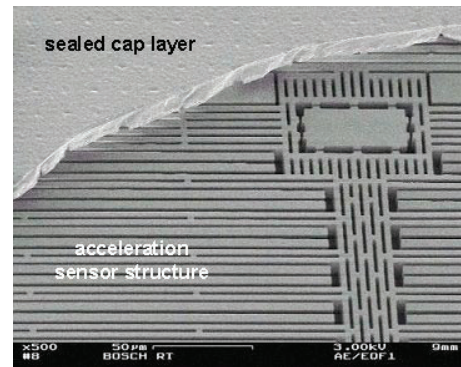
## II.2.b Encapsulation par films minces

Les méthodes d'encapsulation par films minces consistent à protéger les dispositifs avec une fine couche d'un matériau (nitrure de silicium, parylène...) déposé le plus souvent par phase vapeur sur une matrice d'accroche formant ainsi des cavités.

Compte tenu des méthodes de fabrication utilisées (électrodéposition ou dépôts par phase vapeur), il est difficile de garantir une encapsulation hermétique et de faibles valeurs de pressions. Stark [Sta06] a développé une technique d'encapsulation basée sur une électrodéposition de nickel et un reflux de matériau sans plomb, illustré en Figure 4-4 a), permettant d'obtenir des pressions de l'ordre du millibar. D'autres matériaux comme l'indium électrodéposé [Ric06] ou de l'oxyde de silicium déposé par phase vapeur comme illustré en Figure 4-4 b) [Sta03] peuvent également être utilisés lors de l'encapsulation.



a) Encapsulation par nickel électrodéposé  
[Sta06]



b) Encapsulation par oxyde de silicium  
déposé [Sta03]

Figure 4-4: Diverses techniques d'encapsulation par dépôt de film mince

## II.2.c Assemblage de substrats avec couche intermédiaire

Compte tenu de l'épaisseur des substrats couramment utilisés (>100 µm) les méthodes d'assemblage de substrats permettent d'obtenir des éléments plus robustes au niveau mécanique comparés aux films minces.

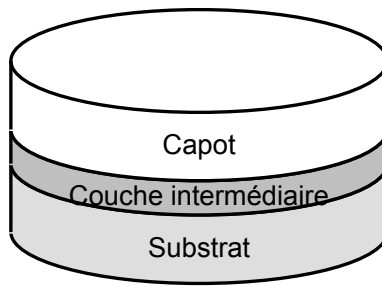


Figure 4–5: Encapsulation par assemblage de deux substrats avec une couche intermédiaire  
 Selon les matériaux utilisés il sera alors nécessaire de mettre en œuvre une couche intermédiaire permettant l’assemblage d’un capot et un substrat, comme sur la Figure 4–5. C’est ainsi que plusieurs méthodes employant divers matériaux sont couramment employées :

- Polymères

Il est possible d’utiliser des couches de polymères tels que le benzo-cyclo-butène (BCB) ou bien encore le polyimide comme couche permettant l’assemblage de deux substrats. La technique consiste alors à enduire un des substrats de polymère puis procéder à leur assemblage par pressage. Le maintien mécanique est alors assuré par la polymérisation du composé par chauffage.

Un exemple d’encapsulation d’un switch RF-MEMS par un assemblage verre/silicium avec une couche de benzo-cyclo-butène développé par Tilmans [San04] se trouve sur la Figure 4–6. Ces techniques permettent d’obtenir des cavités étanches mais leur herméticité n’est pas garantie compte tenu de la perméabilité des polymères à certains gaz et à l’humidité [Tet03].

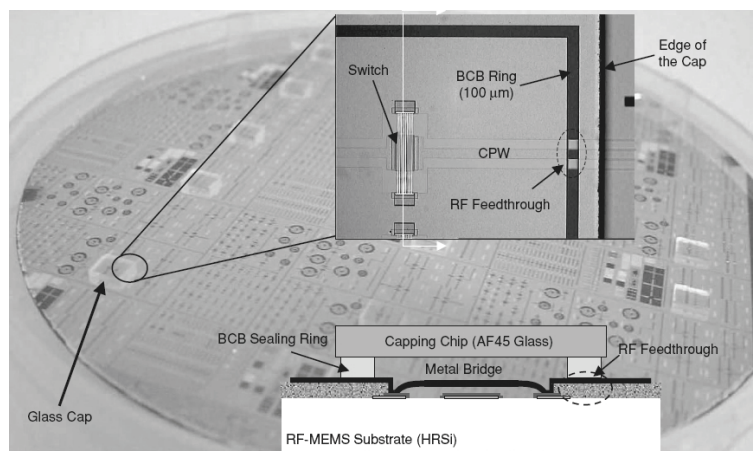


Figure 4–6: Encapsulation verre/silicium avec anneau de BCB

- Fritte de verre

Dans le cas de fritte de verre, la méthode de dépôt est similaire aux composés polymères. L'assemblage final des deux substrats est assuré par la fusion du verre déposé à environ 425°C [Gra06].

- Formation d'un composé eutectique

L'utilisation de méthodes de soudures eutectiques entre deux substrats est également réalisable. L'une des plus commune étant la formation d'un alliage eutectique entre l'or et le silicium à partir de 363°C. Une migration des atomes d'or dans le silicium permet alors de créer une zone de soudure [Froe06].

- Thermo-compression

La thermo-compression est une méthode similaire à la soudure eutectique. Dans ce cas, la soudure n'est pas assurée par la formation d'un alliage mais par la fusion d'un même matériau. Presser deux surfaces recouvertes d'or au dessus de sa température de fusion permet par exemple d'obtenir une soudure or-or à 300°C [Tsa02]. La réduction de la température d'assemblage est également possible en utilisant des matériaux à température de fusion plus faible comme l'indium ou l'étain [Hec06].

## II.2.d Assemblage de substrats sans couche intermédiaire

Il est également possible de procéder à un assemblage direct entre deux substrats (Figure 4–7) sans avoir recours à des couches intermédiaires. Il faut alors que les matériaux choisis soient compatibles par exemple au niveau des températures mises en œuvre et des coefficients de dilatation thermique.

Deux méthodes de soudure sont principalement utilisées :

- Soudure anodique

La soudure anodique qui consiste à assembler un substrat de silicium avec un substrat de verre dopé au sodium (Schott Borofloat 33, Corning 7740 ou 7070). Lors de cette soudure, les substrats sont portés à des températures de l'ordre de 400°C pour faciliter la migration des ions présents dans le verre et obtenir des dilatations similaires entre le

---

verre et le silicium. Une tension (typiquement 500V) est appliquée entre les deux substrats, provoquant ainsi une migration des ions sodiums et oxygènes dans le verre. Il y a une accumulation d'ions oxygène à l'interface verre-silicium, créant alors un oxyde de silicium.

- Soudure directe

Dans le cas d'une soudure directe, généralement silicium-silicium, deux substrats sont pré-assemblés par pressage. Une étape thermique dans un four porté à plus de 1000°C permet renforcer les liaisons entre les deux tranches, permettant une soudure permanente [Shi86].

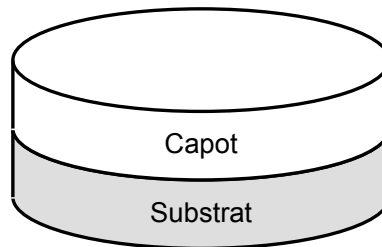


Figure 4–7: Assemblage direct de deux substrats

### **II.2.e Encapsulation sous vide**

L'encapsulation sous vide de composants impose des contraintes supplémentaires par rapport aux contraintes d'herméticité. Outre la résistance à un fort différentiel de pression entre la cavité sous vide (typiquement  $<10^{-3}$  mbar) et l'environnement extérieur (1 bar), l'encapsulation doit aussi garantir une stabilité de la pression dans le temps. Des phénomènes liés aux environnements sous vide sont alors à prendre en compte.

#### *Dégazage*

Un des problèmes majeurs du packaging sous vide est le dégazage. En effet, les gaz adsorbés par les différents matériaux constituant la cavité hermétique peuvent être désorbés sous faibles pressions. Il est alors difficile d'atteindre de basses pressions ( $< 1$  mbar) [Spa06].

*Matériaux absorbants*

Des matériaux absorbants ou « getter » sont destinés à résoudre ces problèmes de désorption. Trois sociétés SAES Getter en Italie, IMT et Nanogetters aux Etats-Unis proposent des services de dépôts de « getter » pour le packaging de MEMS. La combinaison des méthodes d'encapsulation décrites précédemment et de l'utilisation de ces matériaux permet alors d'obtenir des niveaux de vide proches de  $10^{-3}$  mbar [Spa05].

**II.2.f Récapitulatif**

Le Tableau 4–1 récapitule les conditions, principalement la température et la tension électrique appliquée, lors d'encapsulation par différentes méthodes décrites précédemment. Compte tenu des températures mises en jeu (supérieures aux températures de fusions de la plupart des métaux), la soudure directe silicium-silicium ne va pas être étudiée dans la suite. Les techniques d'encapsulation par films minces ne sont pas non plus traitées puisque les équipements nécessaires à leur mise en œuvre ne sont pas disponibles à l'ESIEE. Seules les soudures de type anodique, eutectique et les assemblages polymères ont fait l'objet d'une étude plus approfondie.

Méthode	Température	Tension	Herméticité
Film mince (reflux indium)	180°C	0V	Possible
Verre fritté	400°C	0V	Oui
Polymère (BCB)	250°C	0V	Non
Eutectique Or-Silicium	363°C	0V	Oui
Anodique Verre-Silicium	420°C	>400V	Oui
Direct Silicium-Silicium	>1000°C	0V	Oui

Tableau 4–1 : Récapitulatif des conditions d'encapsulation pour différentes méthodes

**II.3 Performances électriques hyperfréquences et interconnexions**

**II.3.a Dimensionnement de l'encapsulation**

Outre les contraintes liées à l'encapsulation sous vide et l'herméticité du packaging, il est également indispensable de prendre en compte les contraintes liées aux signaux



hyperfréquences. En effet, l'influence de l'encapsulation sur les performances micro-ondes de composants optimisés sans encapsulation doit être minimale. Une autre solution consiste à concevoir de manière globale l'ensemble composant/encapsulation au niveau hyperfréquence.

La Figure 4–8 représente le schéma en coupe d'une ligne coplanaire encapsulée dans un capot en verre par exemple. Plusieurs points peuvent influencer les performances RF de ce type d'assemblage :

- Les ruptures d'impédances provoquées par la zone de soudure suivant le type d'interconnexion utilisé.
- Le rebouclage des lignes de champ à travers le capot modifiant ainsi la permittivité effective de la ligne.

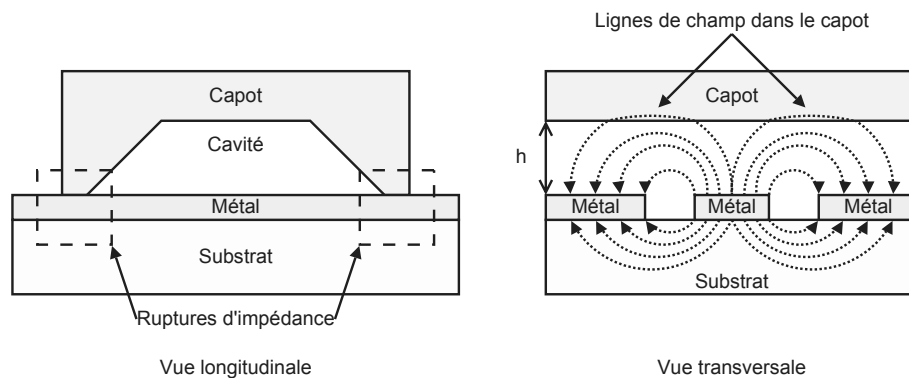


Figure 4–8: Contraintes RF dans le dimensionnement de l'encapsulation

Des simulations paramétrées sous Agilent Momentum 2005A permettent d'établir l'influence de la proximité du capot sur les performances RF du composant encapsulé. Une ligne 50 ohms de référence sur silicium (telle que décrite dans le chapitre précédent avec une largeur de ruban de 100  $\mu\text{m}$  et donc un espacement signal-masse de 62  $\mu\text{m}$ ) a donc été simulée avec un substrat en verre à proximité du silicium, l'épaisseur d'air  $h$  séparant les deux substrats variant de 1  $\mu\text{m}$  à 40  $\mu\text{m}$ . L'influence du capot sur le paramètre  $S_{11}$  de la ligne est illustré par la Figure 4–9.

Compte tenu des résultats obtenus, la méthode de dimensionnement de la ligne 50 ohms est toujours applicable dans le cas où l'espace verre-silicium est supérieur à 20  $\mu\text{m}$ . En effet, le paramètre  $S_{11}$  semble converger au-delà de cette valeur. L'influence du verre devient donc négligeable à partir de cette valeur. Nous retiendrons donc une valeur minimale de 100  $\mu\text{m}$

(20  $\mu\text{m}$  avec une marge de 5) pour la distance verre-silicium dans la suite afin de garantir un découplage entre la partie RF et la partie packaging.

Les ruptures d'impédances liées aux zones de soudure, nécessitent quant à elles un nouveau dimensionnement des lignes RF. Cette contrainte est alors liée au choix du type d'interconnexion et des matériaux utilisés.

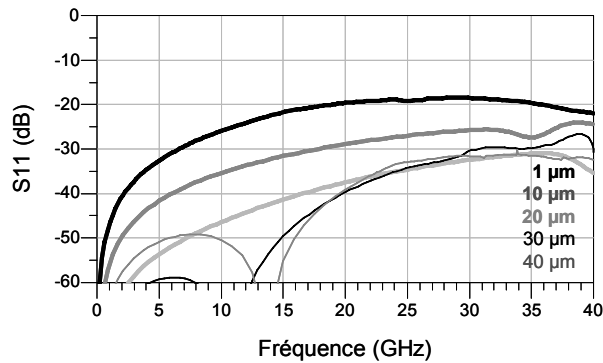


Figure 4–9: Influence de la proximité d'un capot de verre sur les performances d'une ligne de transmission

### II.3.b Interconnexion par traversées verticales (via)

Au-delà du dimensionnement de l'encapsulation, un autre problème majeur est l'interconnexion électrique. Le signal RF doit en effet être amené au sein de la cavité hermétique. Une des solutions fréquemment mise en œuvre et présente dans la littérature est l'utilisation de traversées verticales (vias) [Lah06] comme illustrées sur la Figure 4–10.

Cette technique permet de faire transiter le signal RF d'une face à l'autre du substrat au moyen de trous métallisés. La fabrication de ce type d'interconnexion requière une technologie assez complexe. Il est en effet nécessaire de transpercer le substrat de part et d'autre (par DRIE du silicium par exemple) puis de remplir ce trou débouchant de métal. L'herméticité est alors dépendante de cette étape et n'est garantie que pour un dépôt métallique non poreux.

Ce type d'interconnexion présente une bande passante élevée ainsi que de faibles pertes d'insertion. Lahiji a par exemple obtenu une perte d'insertion de l'ordre de 0.2 dB sur une bande comprise entre 0 et 20 GHz [Lah06].

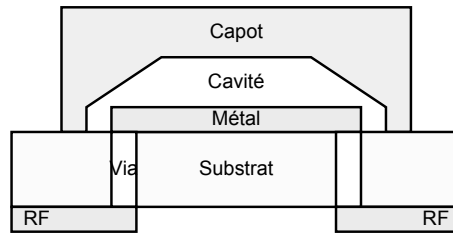


Figure 4–10: Interconnexion verticale

### II.3.c Interconnexion par traversées horizontales

Les méthodes d'interconnexions horizontales sont quand à elles plus simples à mettre en œuvre d'un point de vue technologique. En effet, elles sont basées sur les méthodes d'assemblage avec couche intermédiaire. Un joint isolant en polymère (généralement du BCB) comme illustré sur la Figure 4–11 ou en fritte de verre permet de maintenir l'assemblage en place tout en assurant la transition électrique. Cette partie doit alors être optimisée, puisqu'elle peut potentiellement introduire une rupture d'impédance par rapport au reste de la structure hyperfréquence. L'herméticité de l'encapsulation est dépendante du type de joint utilisé. Les joints polymères ne permettant pas d'assurer une herméticité satisfaisante, l'assemblage par verre fritté est souvent préféré.

L'équipe de Seok a par exemple obtenu une perte d'insertion additionnelle de 0,01 dB jusqu'à 90 GHz entre une ligne de référence et une ligne encapsulée par benzo-cyclo-butène [Seo07]. D'autres polymères tels que le polyimide peuvent également être utilisés.

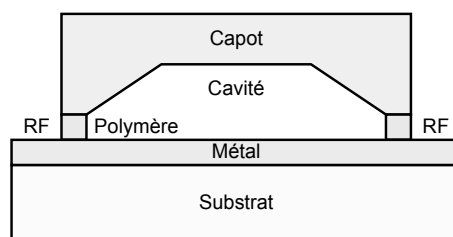


Figure 4–11: Interconnexion horizontale

### II.3.d Interconnexion par couplage électromagnétique

L'herméticité de l'encapsulation dans le cas des deux méthodes décrites précédemment n'est garantie que sous certaines conditions. Les fuites éventuelles étant localisées autour des points de transition électrique, l'utilisation d'une méthode d'interconnexion sans traversée illustrée

sur la Figure 4–12 permettrait alors de réduire les risques de fuites et de garantir au maximum l’herméticité de l’encapsulation.

L’utilisation d’un couplage électromagnétique à travers le capot a) ou le substrat b) permettrait de faire transiter le signal à l’intérieur de la cavité sans que l’intégrité de la zone de soudure ne soit remise en cause. Jackson a présenté une structure de transition coplanaire-coplanaire entre deux faces d’un substrat de Duroid de 0,635 mm et de 1,27 mm d’épaisseur [Jac87]. Les performances brutes (lignes d’accès comprises) ont montré une perte d’insertion de 0,6 dB autour de 5 GHz. Plus récemment, Raskin [Ras00] a démontré la faisabilité de ce type de transition à des fréquences plus élevées, entre 75 et 110 GHz, sur silicium haute résistivité. La structure étudiée présente une perte d’insertion par transition inférieure à 0,6 dB sur toute la bande après deembedding des lignes d’accès.

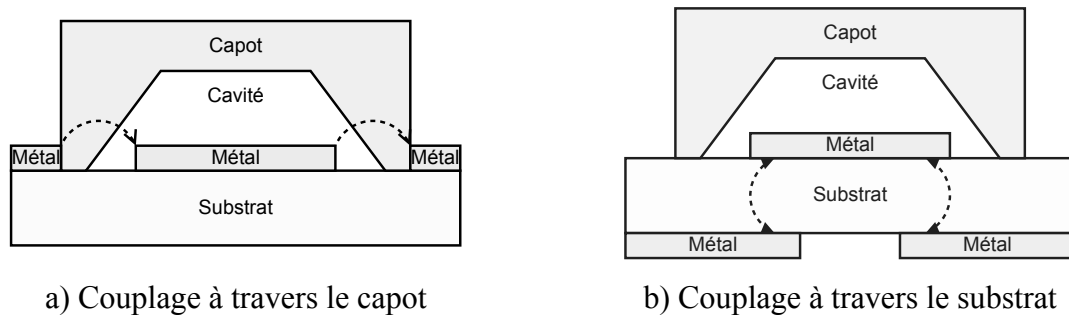


Figure 4–12: Interconnexion sans traversée

### II.3.e Récapitulatif

Les caractéristiques des différentes méthodes d’interconnexions abordées se trouvent dans le Tableau 4–2. Les interconnexions par couplage électromagnétique présentent l’avantage d’être simples à mettre en œuvre. En effet, il suffit de déposer une couche de métal sur les deux faces d’un substrat dans le cas d’un couplage à travers celui-ci. Dans le cas d’un couplage à travers le capot, un contrôle minutieux de ses dimensions et un positionnement précis par rapport au substrat sera alors nécessaire.

L’utilisation de traversées verticales requière une multitude de trous débouchant à travers le silicium, une électrodéposition et une planarisation de métaux (cuivre, nickel et or), étapes qui ne sont pour l’instant pas encore maîtrisées à l’ESIEE. Des essais préliminaires ont été conduits mais n’ont pas été poursuivis compte tenu du temps nécessaire à la mise en place de

ce type de procédés technologiques. De plus l'optimisation de ces vias nécessite des simulations électromagnétiques 3D.

Les traversées horizontales sont quant à elles plus délicates à mettre en œuvre compte tenu de la traversée RF à optimiser, nécessitant une connaissance exacte des propriétés des matériaux de joints utilisés (permittivité et tangente de perte). De plus l'herméticité de l'encapsulation associée n'est pas garantie dans le cas de polymères (BCB, polyimide).

L'interconnexion par couplage électromagnétique à travers un substrat s'est donc avérée la solution garantissant l'herméticité du packaging la plus rapide à mettre en œuvre dans le cadre de ces travaux de thèse. Elle est donc l'objet de la partie III.

Type	Fréquences	Pertes	Avantages	Inconvénients	Source
Traversées horizontales	DC+RF	0,01 dB	Conducteur continu	Herméticité non garantie	[Seo07]
Traversées verticales	DC+RF	0,2 dB	Large bande	Coûts de fabrication	[Lah06]
Couplage	RF	0,6 dB	Simplicité de fabrication	Pas de DC	[Jac87]

Tableau 4-2 : Caractéristiques de différentes méthodes d'interconnexion

### III Couplage électromagnétique à travers un substrat

#### III.1 Principe

Une interconnexion hyperfréquence sans traversée peut être assurée par le couplage par proximité d'une onde RF entre deux niveaux métalliques séparés par un substrat isolant (ici du silicium haute résistivité) ou bien par un capot. Le type d'interconnexion par couplage électromagnétique à travers un substrat illustré sur la Figure 4–13 sera développé par la suite compte tenu des contraintes technologiques liées à un couplage à travers un capot.

Ce type d'interconnexion permet alors d'assurer l'herméticité des structures. En effet, l'herméticité est garantie en utilisant une méthode d'encapsulation de niveau 0 hermétique (type soudure anodique ou eutectique) et ne dépend d'aucune traversée physique de l'encapsulation. Le comportement hyperfréquence de telles structures doit forcément prendre en compte la méthode d'encapsulation. Leur conception, fortement liée au packaging, doit être faite de manière globale, c'est-à-dire non dissociée pour la partie silicium (le capot en verre pouvant être découplé du reste de la structure).

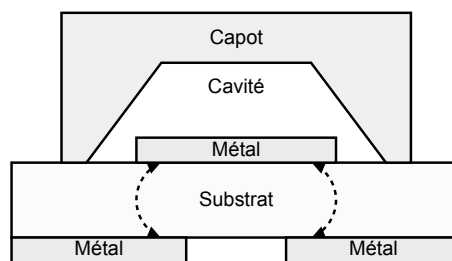


Figure 4–13: Interconnexion par couplage électromagnétique à travers un substrat

#### III.2 Méthodes possibles

Deux types de couplage électromagnétique peuvent être utilisés dans notre cas :

- le couplage inductif
- le couplage capacitif

### III.2.a Couplage inductif

Un schéma décrivant le fonctionnement d'une transmission par couplage inductif se trouve sur la Figure 4-14. Le signal est couplé dans une cavité par un transformateur électrique formé par deux inductances situées de chaque côté du substrat comme illustré en Figure 4-15.

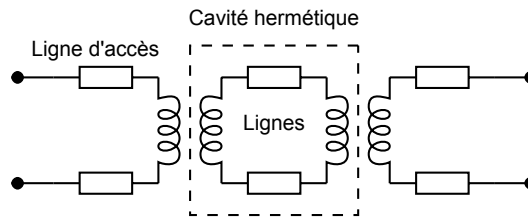


Figure 4-14: Principe du couplage inductif dans une cavité hermétique

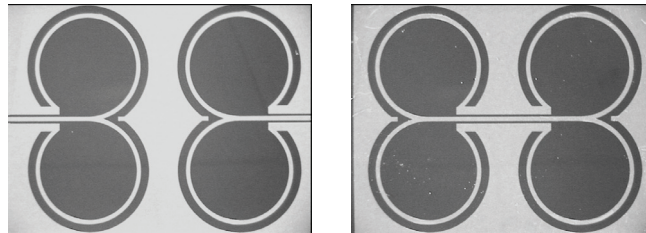


Figure 4-15: Exemple de structure de couplage inductif

Ce type de couplage est particulièrement sensible au dopage du substrat. Des courants de Foucault peuvent en effet être excités par le champ magnétique et vont induire des pertes dans le cas de substrats semi-conducteurs. Plus le substrat sera dopé et plus les pertes seront élevées. Dans le cas du limiteur de puissance, le couplage se faisant à travers le silicium, bien qu'hautelement résistif, les pertes engendrées par les courants de Foucault ne seront donc pas négligeables.

Le couplage inductif peut par contre être utilisé dans d'autres applications où le substrat est isolant (quartz ou verre). Les structures de couplage inductif présentées par la suite ne servent qu'à valider le principe de transmission d'un signal RF à travers un substrat et ne feront pas l'objet d'optimisations avancées.

### III.2.b Couplage capacitif

Dans le cas d'une transmission par couplage capacitif (Figure 4–16), le signal est couplé d'une face à l'autre du substrat par des capacités constituées d'électrodes situées de chaque côté d'un substrat. Il s'agit donc de capacités planes ayant le substrat comme diélectrique. Une illustration de structures de couplage capacitif se trouve sur la Figure 4–17.

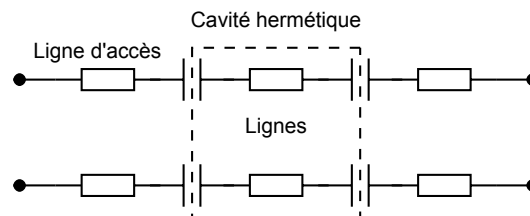


Figure 4–16: Principe du couplage capacitif dans une cavité hermétique

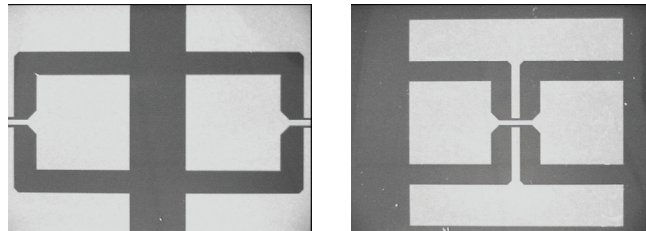


Figure 4–17: Exemple de structure de couplage capacitif

Les valeurs de capacités obtenues sont donc dépendantes de l'épaisseur et de la permittivité du substrat utilisé. Mais contrairement au couplage inductif, il n'apparaît pas de courant de Foucault. Les substrats semi-conducteurs à permittivité élevée peuvent donc être utilisés s'ils présentent de bonnes performances hyperfréquences, ce qui est le cas du silicium haute résistivité ou de l'arséniure de gallium.

Ces deux méthodes de couplages, inductifs et capacitifs, peuvent donc suppléer les interconnexions RF verticales et horizontales dans des applications spécifiques telles que le limiteur de puissance qui ne nécessitent pas d'alimentation continue. De plus elles présentent l'avantage de mettre en oeuvre des procédés de fabrication simplifiés par rapport aux autres méthodes. En effet, aucun trou métallisé traversant n'est réalisé dans le substrat. Seuls deux dépôts de métaux et deux étapes de lithographie sont nécessaires à la création de structures de couplage. Le procédé de fabrication est donc simplifié au maximum.



---

### III.3 Dimensionnement de structures de couplage capacitif

#### III.3.a Influence géométrique

La valeur  $C_0$  d'une capacité plane de surface  $S$  constituée sur un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r$  et d'épaisseur  $h$  est donnée par l'équation (4-1), en négligeant les effets de bords.

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{h} \quad (4-1)$$

où  $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$  (4-2)

Pour des électrodes rectangulaires, la surface  $S$  est égale à :

$$S = l \times L \quad (4-3)$$

où  $l$  et  $L$  sont les longueurs des cotés.

On peut définir la fréquence de résonance  $f_0$  par l'équation (4-4) où  $L_0$  est la valeur de l'inductance de ligne et  $C_0$  la capacité étudiée

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \quad (4-4)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\epsilon_0}} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \frac{1}{\sqrt{L_0}} \times \sqrt{\frac{h}{l \times L}} \quad (4-5)$$

Il vient alors l'équation (4-5) permettant de discriminer l'influence de différents paramètres sur la fréquence de résonance :

- $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$  est l'influence du matériau constituant le substrat
- $\frac{1}{\sqrt{L_0}}$  est lié aux lignes d'accès principalement
- $\sqrt{\frac{h}{l \times L}}$  donne l'influence des géométries des capacités

Pour un matériau, une impédance et une longueur de ligne d'accès donnés, la fréquence de résonance peut être ajustée en modifiant les paramètres géométriques des capacités, c'est-à-dire leur surface et leur épaisseur lorsque cela est possible. En effet, dans le cas où les géométries des électrodes sont déjà fixées, le seul paramètre pouvant être ajusté est l'épaisseur du substrat  $h$ .

### **III.3.b Modèle électrique paramétrique**

Un modèle électrique permettant d'obtenir en première approche les dimensions approximatives des structures de couplage capacitif a été mis en œuvre sous ADS 2005A. Pour cela le modèle ML6CTL\_V, disponible dans les bibliothèques, a été exploité en combinaison avec un substrat de type MLSUBSTRATE2 (deux niveaux de métaux de part et d'autre du substrat). Ce modèle permet de coupler six lignes de largeurs variables sur deux niveaux différents. Un paramétrage de ce modèle utilisant des espacements négatifs entre lignes permet d'obtenir une structure comme celle illustrée sur la Figure 4–18. Par exemple les conducteurs 1 et 2 doivent être séparés d'une distance négative équivalente à leur largeur afin d'être superposés dans le modèle. Il en est de même pour les couples 3/4 et 5/6.

Les paires de conducteurs 1 et 2, 5 et 6 permettent de coupler la masse de part et d'autre du substrat tandis que les conducteurs 3 et 4 couplent la ligne signal. L'association du modèle ML6CTL\_V avec le modèle ML3CTL\_V permet alors d'associer les capacités de couplage avec des lignes d'accès coplanaires.

La structure est paramétrable en fonction des géométries des capacités. Un modèle a donc été mis en œuvre en utilisant dimensions figurant sur la Figure 4–19. Deux modèles de type ML6CTL\_V et huit ML3CTL\_V sont utilisés au total.

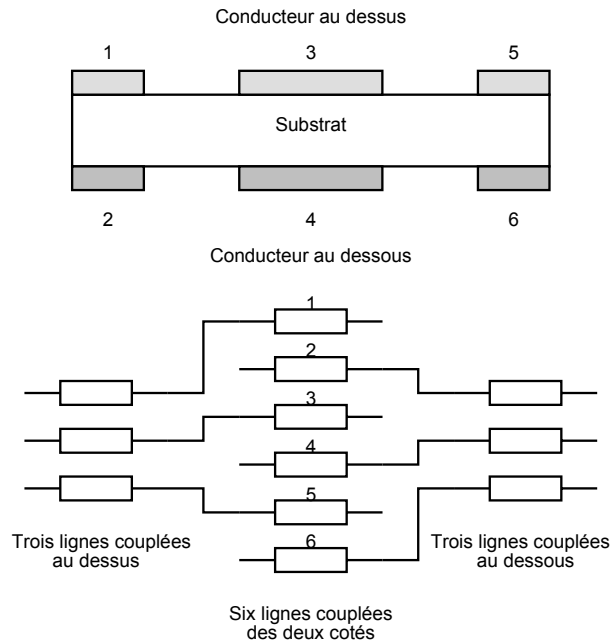


Figure 4–18: Modèle électrique d'une capacité de couplage par le substrat dans ADS

L'espacement entre les capacités couplant signal et masse a été fixé à  $500\ \mu\text{m}$ , ce qui correspond à l'épaisseur typique des tranches de silicium  $4''$ , afin de maximiser le couplage à travers le substrat et de minimiser le mode coplanaire entre signal et masse au niveau du coupleur. La largeur du ruban central des lignes d'accès a été fixée à  $100\ \mu\text{m}$  tandis que la distance avec la masse a été définie à  $62\ \mu\text{m}$  pour obtenir une ligne  $50\ \text{ohms}$  sur silicium. Leur longueur a été limitée à un vingtième de longueur d'onde à  $20\ \text{GHz}$ , soit  $300\ \mu\text{m}$ . Ces paramètres étant fixés, seuls  $l$  et  $L$  définissant la surface des capacités et  $h$ , l'épaisseur du substrat, peuvent être modifiés.

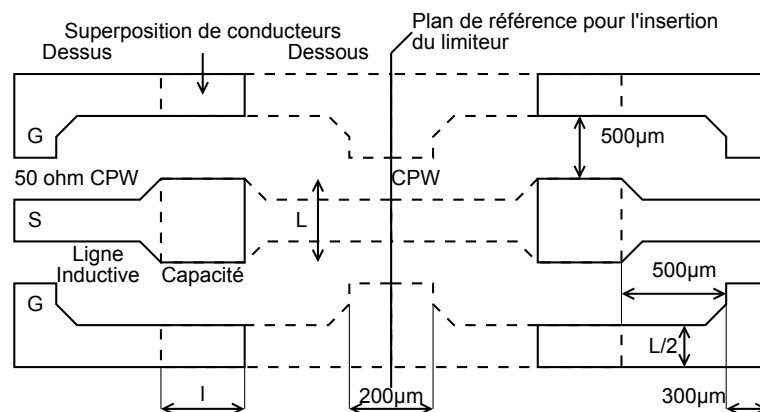


Figure 4–19: Paramétrage du modèle de couplage capacitif dans ADS

### III.3.c Résultats de simulations paramétriques

Une série de simulations paramétrées a permis de visualiser l'influence des trois paramètres  $l$ ,  $L$  et  $h$  sur le comportement fréquentiel des structures de couplage capacitif. L'influence de la surface de capacités carrées est étudiée dans un premier temps avant d'analyser les conséquences d'un amincissement du substrat.

#### *Influence de la surface des capacités*

La surface des capacités de couplage a une influence directe sur la fréquence de fonctionnement des dispositifs comme illustré en Figure 4–20. En effet, elle détermine la fréquence de résonance du système LC distribué. Plus la surface de ces capacités est faible et plus la fréquence de fonctionnement est élevée, ce qui correspond à la relation (4-5).

La bande passante et les pertes d'insertion du système dépendent également de la surface des capacités. Les structures ayant pour géométrie des capacités carrées de 500  $\mu\text{m}$  et 1000  $\mu\text{m}$  de cotés sur un substrat de 500  $\mu\text{m}$  d'épaisseur présentent des pertes d'insertion supérieures par rapport à des surfaces plus importantes, traduisant un couplage plus faible. Ces dimensions sont en effet du même ordre de grandeur que l'épaisseur du substrat. Ainsi une augmentation de la surface des capacités se traduit par une réduction des fréquences de résonance et de plus faibles pertes. Mais cela se traduit également en contrepartie par un encombrement plus important.

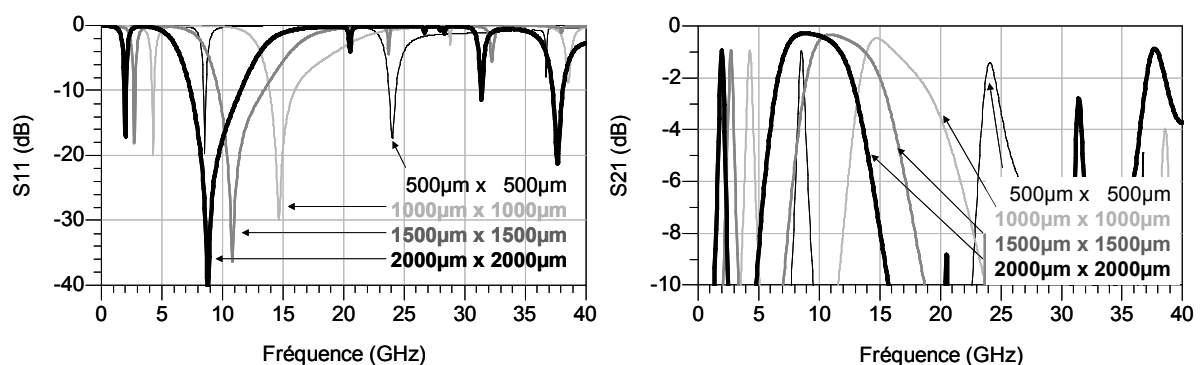


Figure 4–20: Résultats de simulations paramétrées de couplage capacitif pour différentes surfaces d'électrodes sur un substrat de 500  $\mu\text{m}$  d'épaisseur

### *Influence de l'épaisseur du substrat*

D'autres simulations ont ainsi été effectuées afin de confirmer l'influence de l'épaisseur du substrat sur la bande passante et les pertes d'insertion des structures de couplage. Une structure de 1000  $\mu\text{m}$  de coté a été simulée de nouveau mais en faisant varier l'épaisseur de substrat entre 300 et 500  $\mu\text{m}$ . Les résultats de ces simulations se trouvent sur la Figure 4–21.

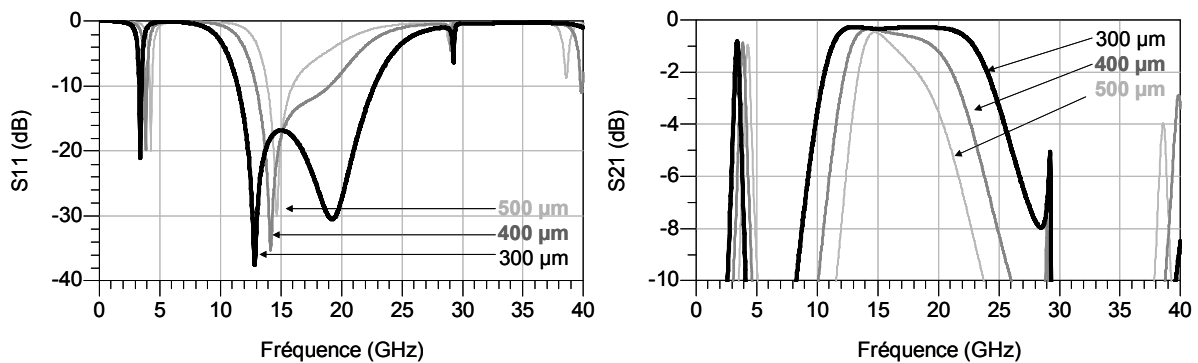


Figure 4–21: Résultats de simulations paramétrées de couplage capacitif pour différentes épaisseurs de substrat sur une structure de 1000  $\mu\text{m}$  de coté

Compte tenu de l'équation (4-5), la fréquence de résonance de la structure est bien décalée vers des valeurs plus basses en diminuant l'épaisseur du silicium. Mais le principal changement concerne l'augmentation de la bande passante du système et la diminution des pertes d'insertion. La sélectivité fréquentielle de la transition peut donc être ajustée en modifiant l'épaisseur du substrat.

L'utilisation d'électrodes ayant des dimensions beaucoup plus grandes que l'épaisseur du substrat ( $L \geq h$  et  $l \geq h$ ) est par conséquent nécessaire pour garantir un fonctionnement large bande et à faibles pertes. Il peut être également utile de limiter la bande passante, dans le cas où l'on veut filtrer le signal de manière sélective. Le packaging et l'interconnexion par couplage électromagnétique peuvent donc jouer le rôle de filtres intégrés.

Les modèles utilisés dans ADS n'ayant pas été spécifiquement développés pour cette application, des simulations par la méthode des moments ou par éléments finis sont donc nécessaires pour confirmer ces tendances.

### III.4 Simulations par la méthode des moments

Les simulations des structures de couplage capacitif par la méthode des moments ont été réalisées sous Momentum inclus dans Agilent ADS 2005A. Le substrat utilisé est du silicium haute résistivité (de conductivité égale à  $0,025 \text{ S/m}$ ) sur lequel se trouvent deux niveaux de métaux ( $1\mu\text{m}$  d'aluminium de conductivité  $3,5 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) de part et d'autre du substrat.

#### III.4.a Influence de la surface des capacités

Des simulations utilisant des tailles d'électrodes variables ont été effectuées. La Figure 4–22 présente ainsi l'influence de leur surface des électrodes pour des capacités carrées ( $L=l$ ) de dimensions  $500 \mu\text{m}$ ,  $1000 \mu\text{m}$  et  $2000 \mu\text{m}$ . L'influence de la géométrie est semblable à celle obtenue par le modèle paramétrique. La fréquence de résonance et les pertes d'insertion diminuent bien avec l'augmentation de surface.

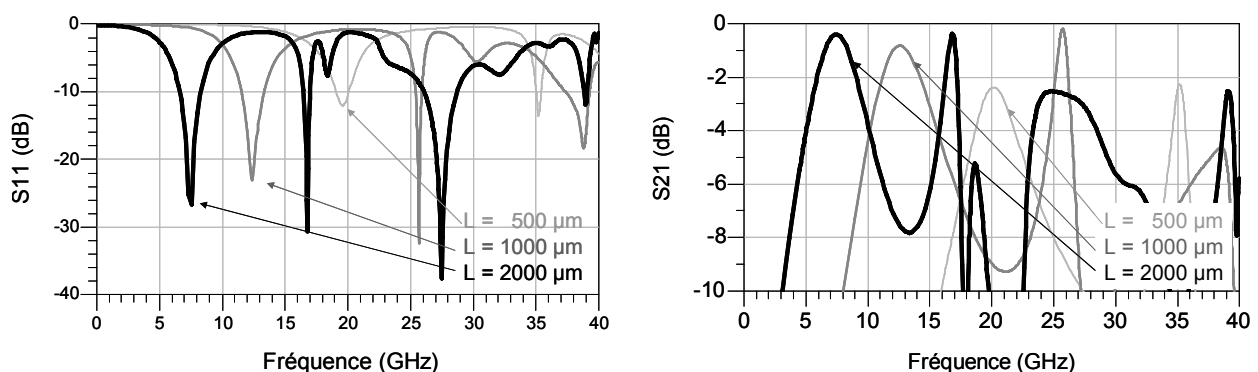


Figure 4–22: Résultats de simulations par la méthode des moments de couplage capacitif pour différentes dimensions de capacités sur un substrat de  $500 \mu\text{m}$  d'épaisseur

#### III.4.b Influence de l'épaisseur du substrat

L'influence de l'amincissement du silicium a également été étudiée par la méthode des moments. Une même structure, dans notre cas  $L=1000 \mu\text{m}$  a été simulée en changeant la définition du substrat. Seule son épaisseur varie donc. Les résultats de ces simulations se trouvent sur la Figure 4–23. Comme prévu, l'utilisation de substrats amincis permet d'obtenir des pertes d'insertion réduites et des bandes passantes élevées. Néanmoins, cet amincissement va être limité par des contraintes technologiques mais également par l'apparition de fortes ondulations dans la bande passante. Les lignes sont en effet dimensionnées pour des substrats

de 500  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et comportent une largeur de ruban central de 100  $\mu\text{m}$ . L'utilisation de substrat d'épaisseur fine, proche de cette valeur va donc provoquer une désadaptation de la ligne (visible par exemple pour un substrat de 150  $\mu\text{m}$ ).

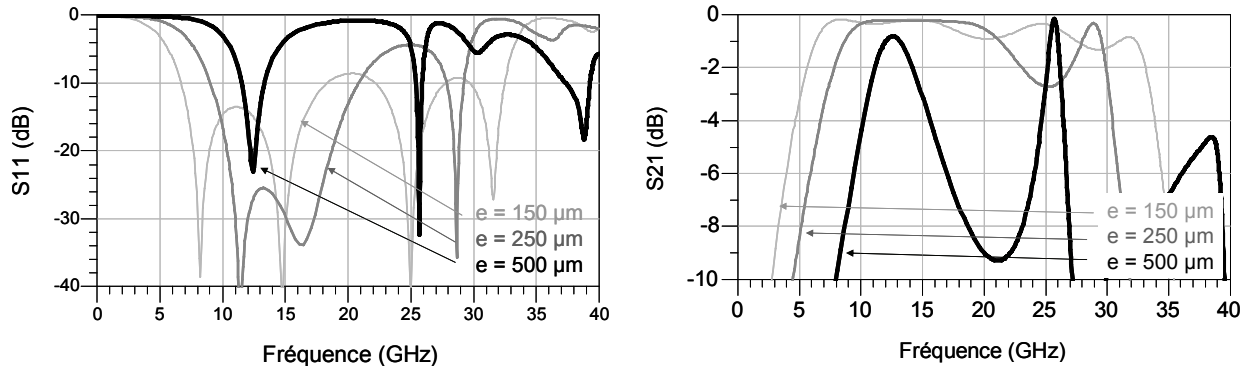


Figure 4–23: Résultats de simulations par la méthode des moments de couplage capacitif pour différentes épaisseurs de substrats avec des capacités de dimension 1 mm

### III.4.c Récapitulatif

Un récapitulatif des simulations par la méthode des moments se trouve dans le Tableau 4–3. Les dimensions  $h$ ,  $L$  et  $l$  correspondent à des structures fabriquées et caractérisées dans la suite. On peut néanmoins noter l'augmentation de la bande passante à 1 dB en dessous de la résonance avec l'utilisation de substrats fins. Le passage d'un substrat de 500  $\mu\text{m}$  à 250  $\mu\text{m}$  permet par exemple de gagner le même facteur en terme de pertes et d'augmenter la bande passante d'un facteur 4.

Epaisseur substrat $h$	Coté ( $L=l$ )	Fréquence de résonance	Pertes	Bande passante à -1 dB
500 $\mu\text{m}$	500 $\mu\text{m}$	20 GHz	2,6 dB	2,2 GHz
	1000 $\mu\text{m}$	12,5 GHz	0,9 dB	2,8 GHz
	1500 $\mu\text{m}$	9,3 GHz	0,5 dB	2,7 GHz
	2000 $\mu\text{m}$	7,4 GHz	0,4 dB	2,5 GHz
	2500 $\mu\text{m}$	6,2 GHz	0,4 dB	2,4 GHz
	3000 $\mu\text{m}$	5,4 GHz	0,4 dB	2,2 GHz
370 $\mu\text{m}$	500 $\mu\text{m}$	20,8 GHz	0,9 dB	5,4 GHz
	1000 $\mu\text{m}$	12,8 GHz	0,4 dB	6,1 GHz
	1500 $\mu\text{m}$	9,4 GHz	0,3 dB	5,2 GHz
	2000 $\mu\text{m}$	7,5 GHz	0,3 dB	4,6 GHz
	2500 $\mu\text{m}$	6,4 GHz	0,3 dB	4,2 GHz
	3000 $\mu\text{m}$	5,5 GHz	0,3 dB	3,9 GHz
250 $\mu\text{m}$	500 $\mu\text{m}$	23,4 GHz	0,2 dB	15,6 GHz
	1000 $\mu\text{m}$	14 GHz	0,2 dB	13,3 GHz
	1500 $\mu\text{m}$	9,1 GHz	0,2 dB	10,6 GHz
	2000 $\mu\text{m}$	7,1 GHz	0,2 dB	9,1 GHz
	2500 $\mu\text{m}$	6,0 GHz	0,2 dB	7,9 GHz
	3000 $\mu\text{m}$	5,4 GHz	0,2 dB	6,9 GHz
200 $\mu\text{m}$	500 $\mu\text{m}$	21,4 GHz	0,2 dB	21,2 GHz
	1000 $\mu\text{m}$	14,2 GHz	0,2 dB	17,2 GHz
	1500 $\mu\text{m}$	7,3 GHz	0,2 dB	13,6 GHz
	2000 $\mu\text{m}$	4,6 GHz	0,2 dB	14,1 GHz
	2500 $\mu\text{m}$	4,9 GHz	0,2 dB	9,7 GHz
	3000 $\mu\text{m}$	4,3 GHz	0,2 dB	8,5 GHz

Tableau 4-3 : Récapitulatif des performances simulées de transmissions capacitives

### III.5 Caractérisation de structures de test et comparaison aux modèles

Les structures de couplage ont été fabriquées puis caractérisées sous pointes à l'aide un analyseur de réseau vectoriel. Les méthodes de mesures seront détaillées dans le prochain chapitre.

#### III.5.a Couplage inductif

Différentes structures de couplage inductif ont été caractérisées sur des tranches de 500  $\mu\text{m}$ , 250  $\mu\text{m}$  et 210  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Différents paramètres tels que la fréquence de résonance des structures, ainsi que les pertes d'insertion sont récapitulés dans le Tableau 4-4.



Epaisseur substrat	Diamètre <sup>1</sup>	Fréquence de résonance	Pertes	Bande passante à 1dB
500 $\mu\text{m}$	2000 $\mu\text{m}$	5,6 GHz	2,4 dB	1,8 GHz
	2500 $\mu\text{m}$	7,2 GHz	2,9 dB	0,6 GHz
	3000 $\mu\text{m}$	6 GHz	3,2 dB	0,8 GHz
250 $\mu\text{m}$	2000 $\mu\text{m}$	<i>Structures défectueuses</i>		
	2500 $\mu\text{m}$			
	3000 $\mu\text{m}$	7,5 GHz	2,5 dB	1,2 GHz
210 $\mu\text{m}$	2000 $\mu\text{m}$	5,6 GHz	1,1 dB	1,0 GHz

Tableau 4–4 : Récapitulatif des performances mesurées de transmissions inductives

Compte tenu du type de substrat utilisé, ce type de couplage ne peut être faibles pertes comme le montre la Figure 4–24. En effet, le couplage de type inductif va induire des courants de Foucault dans le silicium même haute résistivité. Les pertes mesurées par transition sont donc supérieures à 0,5 dB malgré l'amincissement du substrat. Ce type de couplage probablement être utilisé avec des substrats isolants tels que le verre ou le quartz.

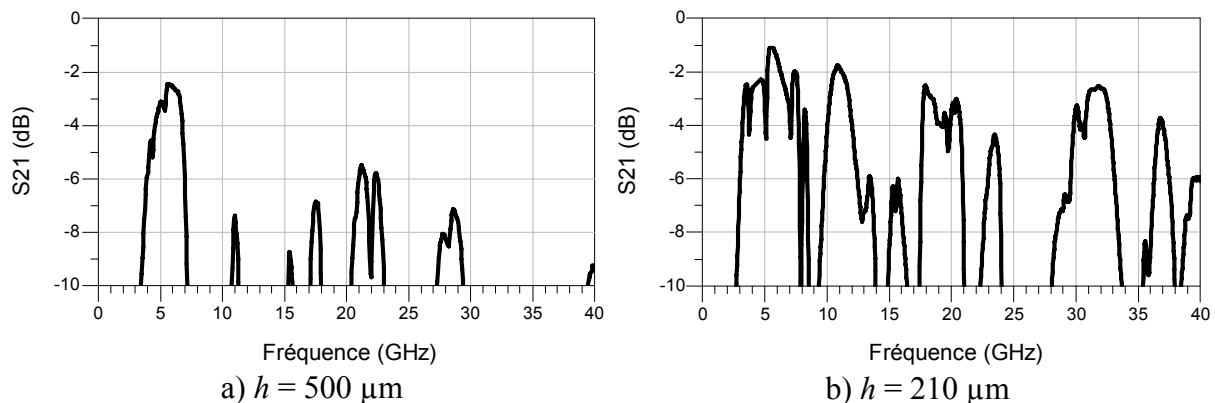


Figure 4–24: Pertes mesurées d'une liaison inductive pour une structure de 2000  $\mu\text{m}$  de diamètre avec différentes épaisseurs de silicium

### III.5.b Couplage capacitif

Différentes structures de couplage capacitif ont été caractérisées sur des tranches d'épaisseurs variant de 500  $\mu\text{m}$  à 210  $\mu\text{m}$ . Différents paramètres tels que la fréquence de résonance, la bande passante à 1 dB sous la résonance, ainsi que les pertes d'insertion ont été extraits et récapitulés dans le Tableau 4–5.

<sup>1</sup> Les inductances de 2000  $\mu\text{m}$  sont simples alors que les autres sont doubles comme en Figure 4–15. Leur valeur est donc équivalente à celle d'inductances doubles de 4000  $\mu\text{m}$  de diamètre.

Les pertes d'insertion pour différentes dimensions de capacité sur des épaisseurs de substrat comprises entre 500  $\mu\text{m}$  et 210  $\mu\text{m}$  sont illustrées par la Figure 4–25. Les tendances obtenues par simulations sont donc confirmées par les mesures. On observe également que la bande passante est dégradée pour une tranche de 210  $\mu\text{m}$  par rapport à 250  $\mu\text{m}$ , compte tenu d'une ondulation plus forte dans la bande passante. Enfin les pertes par transitions peuvent être inférieures à 0,1 dB dans certains cas, équivalentes à d'autres méthodes d'interconnexion à certaines fréquences (voir Tableau 4–2).

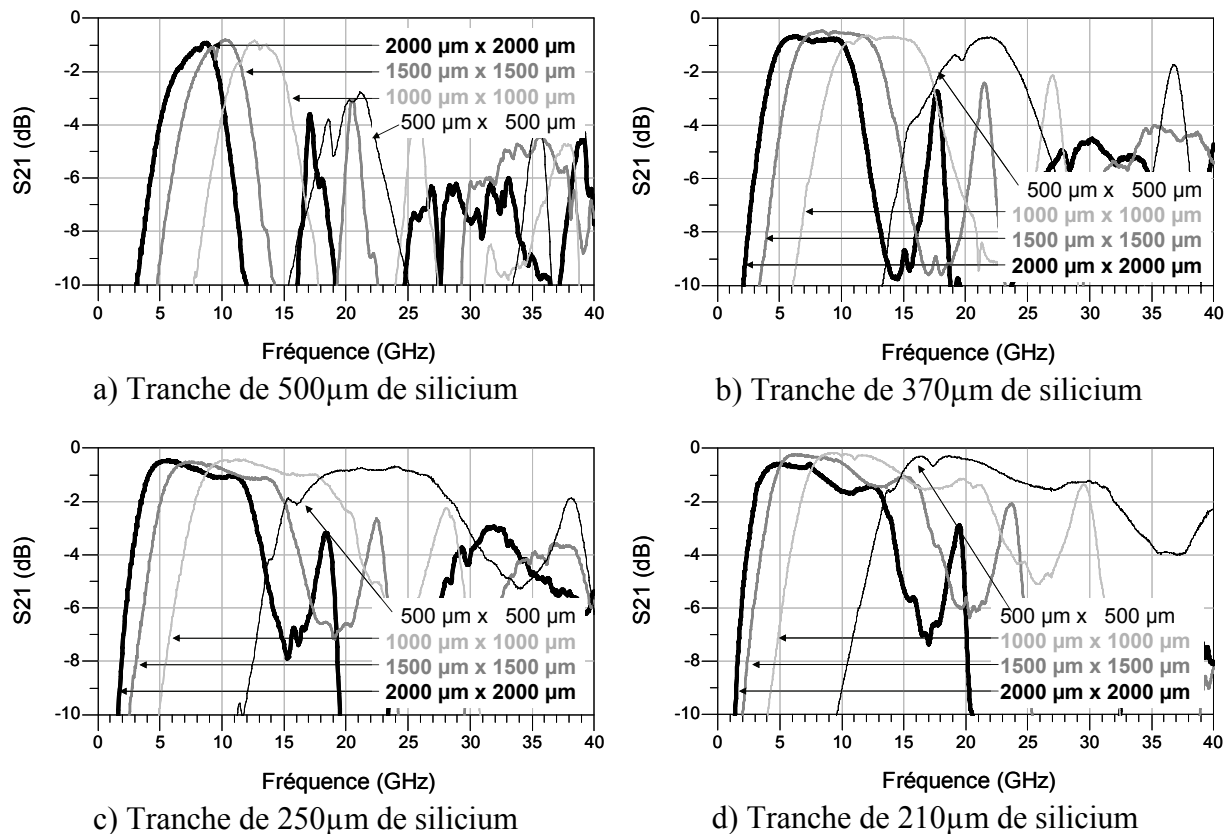


Figure 4–25: Pertes mesurées de liaison capacitive pour différentes épaisseurs de silicium

Métal	Epaisseur substrat	Coté (l=L)	Fréquence de résonance	Pertes	Bande passante à -1 dB	
Aluminium (1 µm)	500 µm	500 µm	21,1 GHz	2,77 dB	2,2 GHz	
		1000 µm	12,6 GHz	0,83 dB	3,6 GHz	
		1500 µm	10,2 GHz	0,80 dB	3,3 GHz	
		2000 µm	8,8 GHz	0,92 dB	3,1 GHz	
		2500 µm	7,4 GHz	1,11 dB	2,8 GHz	
		3000 µm	6,5 GHz	1,14 dB	2,5 GHz	
Or (1 µm)	370 µm	500 µm	21,6 GHz	0,70 dB	5,3 GHz	
		1000 µm	12,1 GHz	0,63 dB	7,3 GHz	
		1500 µm	8,4 GHz	0,44 dB	6,7 GHz	
		2000 µm	6,3 GHz	0,65 dB	6,3 GHz	
		2500 µm	5,1 GHz	0,56 dB	5,9 GHz	
		3000 µm	4,0 GHz	0,59 dB	5,3 GHz	
Aluminium (1 µm)	250 µm	500 µm	23,9 GHz	0,68 dB	11,1 GHz	
		1000 µm	11,1 GHz	0,42 dB	10,4 GHz	
		1500 µm	7,7 GHz	0,50 dB	9,0 GHz	
		2000 µm	5,7 GHz	0,44 dB	8,1 GHz	
		2500 µm	<i>Structure défectueuse</i>			
		3000 µm	5 GHz	0,79 dB	6,6 GHz	
Or (1 µm)	210 µm	500 µm	18,7 GHz	0,28 dB	10,0 GHz	
		<b>1000 µm</b>	<b>9,3 GHz</b>	<b>0,16 dB</b>	<b>7,9 GHz</b>	
		<b>1500 µm</b>	<b>6,1 GHz</b>	<b>0,22 dB</b>	<b>7,2 GHz</b>	
		2000 µm	4,7 GHz	0,57 dB	6,7 GHz	
		<b>2500 µm</b>	<b>4,0 GHz</b>	<b>0,31 dB</b>	<b>5,5 GHz</b>	
		<b>3000 µm</b>	<b>3,1 GHz</b>	<b>0,33 dB</b>	<b>4,7 GHz</b>	

Tableau 4-5 : Récapitulatif des performances mesurées de transmissions capacitives

#### *Comparaison mesures/simulations*

Une comparaison entre simulations et mesures pour différentes géométries, aussi bien surfaces de capacités qu'épaisseurs de substrat, est illustrée sur la Figure 4-26. Compte tenu des temps de calcul nécessaire dû au maillage des géométries de grande surface à 40 GHz, les simulations réalisées pour des structures de dimensions supérieures à 2000 µm ont été limitées à 20 GHz.

Une bonne concordance entre simulations et mesures est obtenue, quelques soient les géométries, particulièrement sur le paramètre  $S_{21}$ . Le paramètre  $S_{11}$  est également assez bien simulé. L'utilisation de Momentum, un simulateur 2,5D est donc satisfaisante pour simuler le comportement de ce type de structures. Les limitations de ces simulations proviennent plutôt des temps de calculs nécessaires pour des rapports de géométries très élevés (substrat très fin et grandes dimensions d'électrodes).

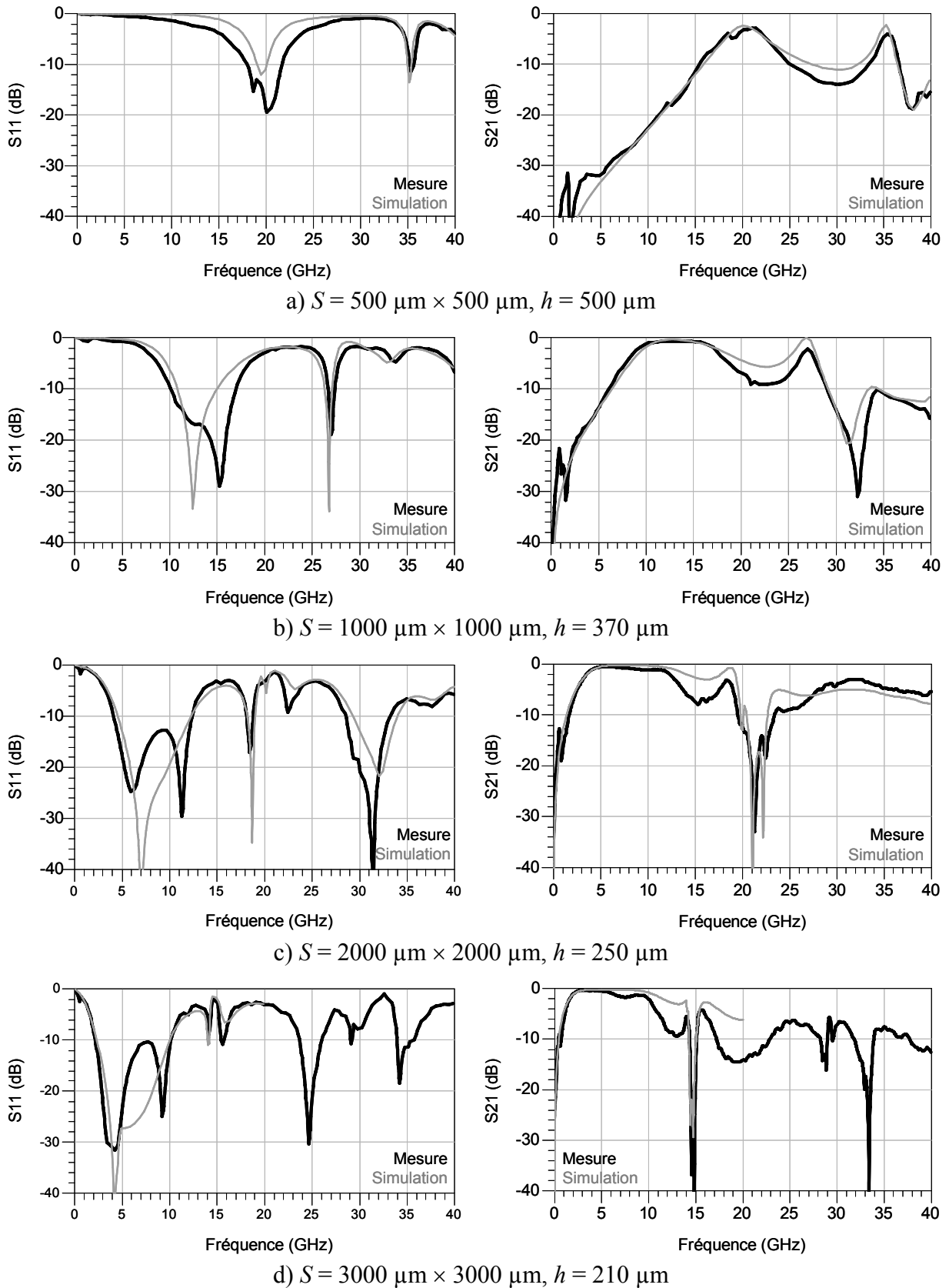


Figure 4-26: Comparaison entre mesures et simulations pour différentes dimensions de structures de couplage capacitif

---

*Etude de la fréquence de résonance*

Compte tenu de l'équation (4-5), il est intéressant de comparer la fréquence de résonance avec les différentes géométries utilisées. Pour des structures carrées, l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de  $L$  et de  $h$  donne l'équation suivante :

$$f_0 \propto \frac{\sqrt{h}}{L} \quad (4-6)$$

L'évolution de la fréquence de résonance est donc inversée par rapport à  $L$ , comme le montre la Figure 4-27 où  $f_0$  et  $1/f_0$  sont fonctions de  $L$ . La relation (4-6) est donc vérifiée puisque  $1/f_0$  une fonction linéaire de  $L$ . De plus la normalisation par rapport à l'épaisseur de substrat obtenue en Figure 4-28, permet également d'obtenir les limites de cette relation. Il est ainsi clair que ces relations ne sont valables que pour des dimensions  $L$  très supérieures à l'épaisseur du substrat.

Les performances du couplage capacitif montrent qu'il est possible d'obtenir de faibles pertes et des bandes passantes relativement élevées. Cette méthode d'interconnexion électrique permet donc d'alimenter une cavité hermétique avec un signal micro-onde avec le moins de perturbation possible. Les simulations étant assez proches des mesures pour différentes géométries, le comportement simulé d'une structure de couplage capacitif pour des dimensions intermédiaires à celles déjà simulées est donc très probablement proche de la réalité.

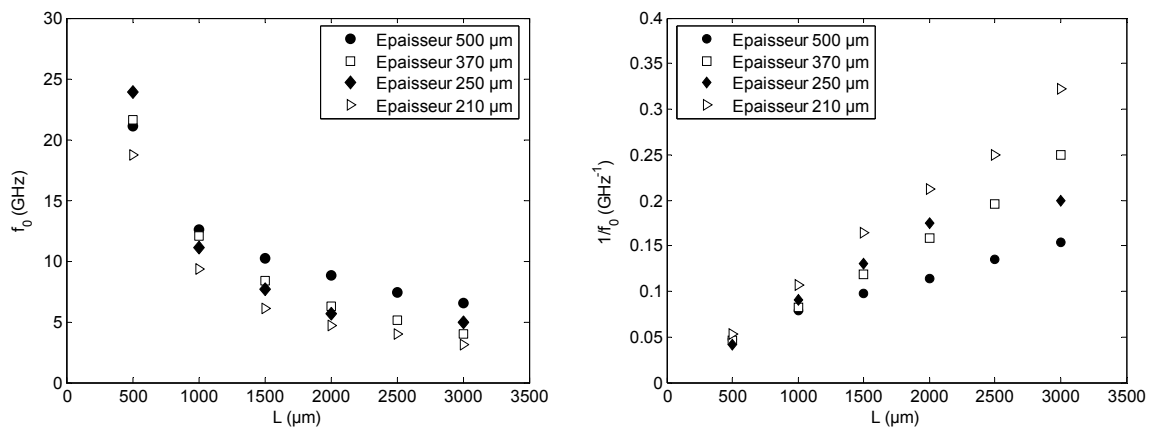


Figure 4-27: Evolution des fréquences de résonance mesurées en fonction des dimensions

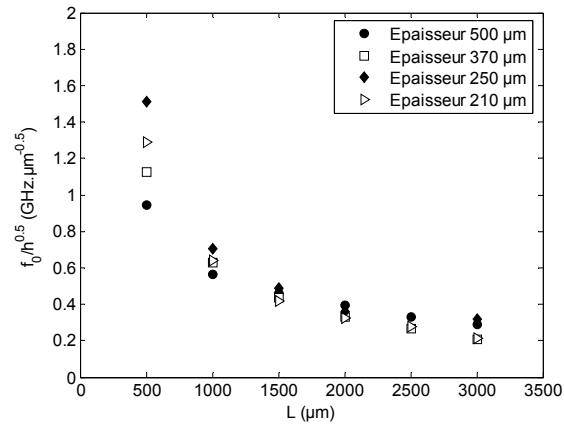


Figure 4–28: Normalisation des fréquences de résonance mesurées par rapport à l'épaisseur du substrat

---

## IV Mise en œuvre : fabrication du limiteur et caractérisation de l'encapsulation

### IV.1 Procédé de fabrication

Les principales étapes du procédé de fabrication d'un limiteur de puissance encapsulé sont résumées dans le Tableau 4-6 et illustrées sur la Figure 4-29. Deux substrats, verre et silicium, sont fabriqués en parallèle. La partie fonctionnelle limitatrice se trouve sur le silicium tandis que le verre assure une fonction de capot, protégeant les dispositifs.

Le procédé de fabrication du verre est le plus simple des deux et peut être réalisé en une demi-journée :

- Etape V1  
Le substrat de verre est tout d'abord nettoyé dans deux bains successifs d'acide sulfurique à 150°C puis d'acide nitrique concentré pendant 3 minutes.
- Etape V2  
Une couche de 100 nm de chrome et une autre de 500 nm d'or sont déposées sur une face par pulvérisation cathodique à 200W à 1 mbar et à 150°C. D'autres couches d'accroche telles que le titane ou un alliage de titane tungstène peuvent être utilisés à la place du chrome.
- Etape V3  
Un masque de gravure verre va être défini dans le chrome et l'or par photolithographie. Une résine photosensible (PFR 7790) est étalée sur le verre à 4500 tours/minute pendant 30 secondes pour une épaisseur visée de 1,1  $\mu\text{m}$  puis recuite sur plaque chauffante à 110°C pendant 90 secondes. Les motifs à reproduire sont ensuite transférés dans la résine par lithographie à 365 nm et à 6,1  $\text{mW}/\text{cm}^2$  pendant 3 secondes et par développement dans une solution de PRD 238 pendant 1 minute. L'or est gravé chimiquement dans un mélange d'iode et d'iodure de potassium ( $\text{KI}/\text{I}_2$ ) tandis que le chrome l'est dans une solution à base d'acide perchlorhydrique ( $\text{HClO}_4$ ). La résine est ensuite dissoute dans de l'acétone. Des cavités dans le verre de plus de 100  $\mu\text{m}$  de profondeur (afin de découpler le signal RF de l'encapsulation) sont

définies par attaque dans une solution d'acide fluorhydrique concentrée à 50% avec une vitesse moyenne de 7  $\mu\text{m}/\text{min}$ . L'or et le chrome sont ensuite enlevés pour permettre une soudure anodique avec le silicium.

- Etape V4

Un matériau absorbant ou « getter », typiquement composé de baryum, zircon, niobium, tantale, titane ou vanadium, peut éventuellement être déposé au fond des cavités en verre pour permettre de maintenir un certain niveau de vide dans les cavités sur le long terme. Ce type de dépôt doit être sous-traité, ces matériaux ne sont en effet pas disponibles à l'ESIEE et les compositions exactes à utiliser font l'objet de brevets [Ami05] [ Spa05a].

Le substrat de silicium peut être préparé en parallèle du verre. Ici aussi, le temps de fabrication peut être d'une demi journée :

- Etape S1

Le substrat de silicium est tout d'abord nettoyé dans deux bains successifs d'acide sulfurique à 150°C puis d'acide nitrique concentré pendant 3 minutes puis dans un bain d'acide fluorhydrique 1% pendant 30 secondes.

- Etape S2

Dans le cas où la partie utile du limiteur serait fabriquée en aluminium ou en tungstène/or, un film de 1  $\mu\text{m}$  d'épaisseur est déposé par pulvérisation cathodique à température ambiante (10 minutes à 500W DC et à 1 mbar dans le cas de l'aluminium). Dans le cas de limiteurs en tungstène, les dépôts sont sous traités.

- Etape S2bis

Si celle-ci est composée d'un métal non usinable par voie classique (liquide ou plasma), on peut avoir recours à une technique dite de « lift-off » consistant à définir des motifs dans une résine puis à déposer le métal dans les ouvertures. L'enlèvement de la résine permettra alors d'obtenir des motifs désirés dans le métal.

- Etape S3

Une lithographie semblable à l'étape V3 est réalisée. Le métal est ensuite gravé dans un bâti de plasma chloré ( $\text{Cl}_2/\text{BCl}_3$ ) pour l'aluminium ou par plasma fluoré ( $\text{SF}_6$ ) dans le cas du tungstène.



---

- Etape S3bis

Un métal est déposé sur la résine préalablement définie. Un bain d'acétone ou d'AZ400T associé à des ultrasons permet ensuite d'enlever la résine et le métal se trouvant au-dessus, ne laissant alors que les motifs utiles.

- Etape S4

La zone de soudure sur le silicium est ensuite protégé par de la résine. Ceci permet d'obtenir une interface de soudure verre/silicium exempte de défauts dus à l'étape de gravure du silicium. Le substrat silicium est ensuite gravé dans un bâti de DRIE (Deep Reactive Ion Etching) de façon à dégager les pointes du limiteur.

Les deux substrats verre et silicium sont prêts pour l'étape de soudure anodique C1 décrite de façon détaillée en IV.1.a. La valeur des capacités de couplage est ensuite ajustée par amincissement du silicium en C2. Cette étape est étudiée en IV.1.b.

Il ne reste plus alors qu'à créer les lignes d'accès et la seconde partie des capacités en déposant un métal et en le gravant en C3 et C4 comme dans les étapes précédentes. Les puces sont finalement découpées et reportées dans un boîtier à l'étape C5 décrite en IV.1.c.

#### **IV.1.a Soudure anodique**

Les tranches de silicium et de verre sont préalablement introduites dans un réacteur plasma oxygène une douzaine de minutes à 450 W et à 200°C afin d'éliminer les résidus de résine éventuels. Elles sont ensuite alignées l'une par rapport à l'autre puis introduite dans un bâti de soudure anodique, dans notre cas EVG-501 d'Electronic Vision.

Les tranches sont chauffées entre 350°C et 420°C selon le type de verre utilisé, afin d'obtenir une dilatation thermique proche du silicium et de faciliter la migration des ions sodium présent dans le verre. Le vide est également appliqué (typiquement de  $10^{-5}$  mbar). La pression et le gaz environnant peuvent alors être contrôlés en relâchant par exemple de l'azote ou de l'hélium.

Les tranches sont alors mises en contact et une tension supérieure à 400V est appliquée pendant typiquement 30 minutes (cas des verres Schott Borofloat 33 ou Corning 7740), provoquant une migration des ions oxygène vers l'interface verre-silicium et permettant ainsi leur assemblage. Le tout est enfin nettoyé comme en étape S1.

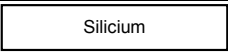

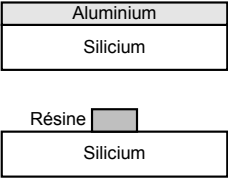
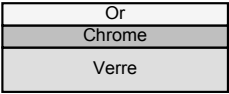
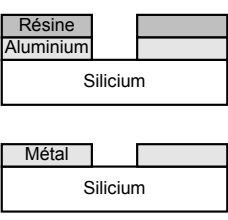
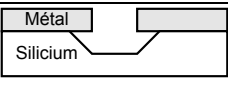
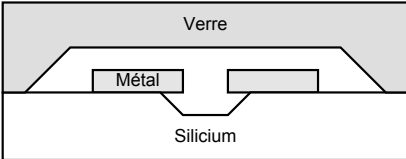
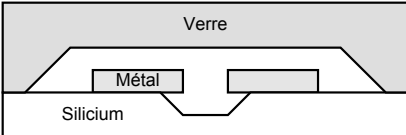
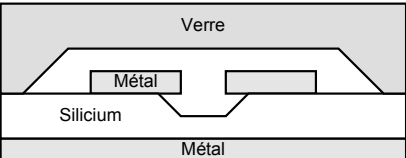
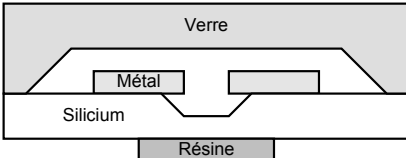
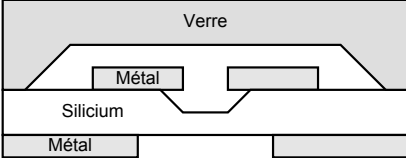
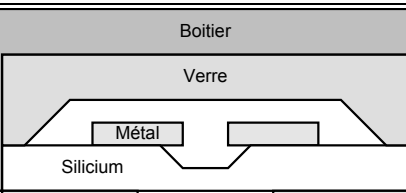
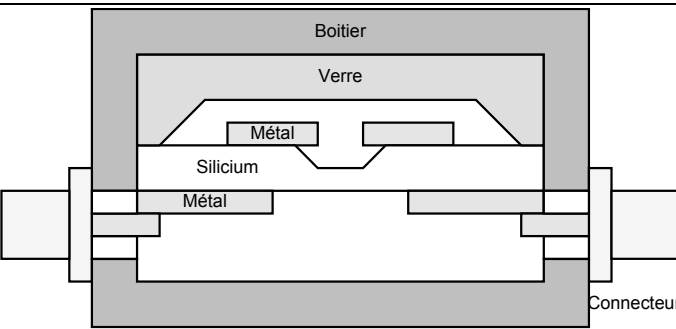
Procédé silicium			Procédé verre		
S1	Nettoyage standard		V1	Nettoyage	
S2	Dépôt aluminium <i>ou</i> Etallement résine Photolithographie		V2	Dépôt chrome/or	
	Etallement résine Photolithographie Gravure aluminium <i>ou</i> Dépôt métal Lift-off				V3
S4	Etallement résine Photolithographie Gravure silicium		V4	Dépôt getter <i>(optionnel)</i>	
Procédé verre/silicium					
C1	Soudure anodique				
C2	Amincissement silicium				
C3	Dépôt métal <i>ou</i> Etallement résine Photolithographie				
					
C4	Etallement résine Photolithographie Gravure métal <i>ou</i> Dépôt métal Lift-off				
C5	Découpe Mise en boîtier				

Tableau 4-6 : Récapitulatif des différentes étapes de fabrication

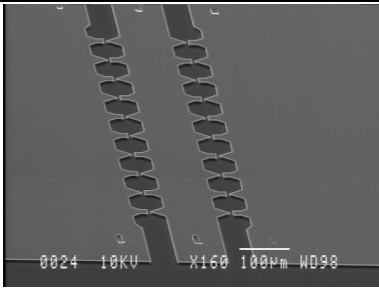
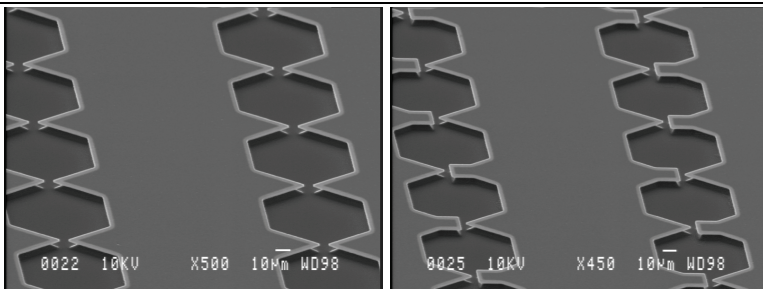
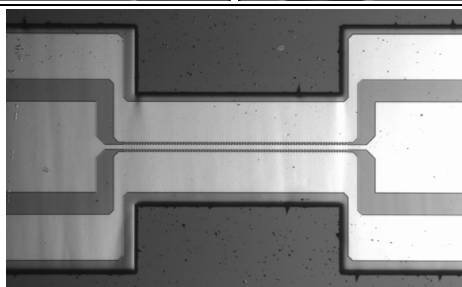
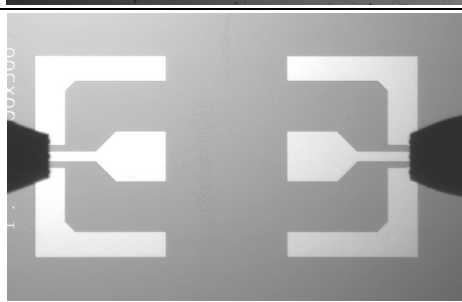
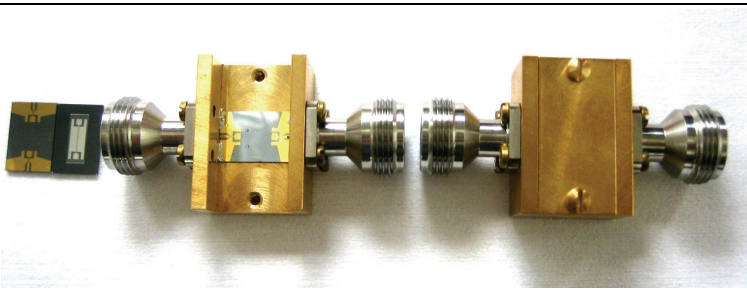
a)	Structure de base de limiteur après DRIE du silicium	
b)	Limiteurs de types 1 et 2 après DRIE	
c)	Limiteur et coupleur capacitif encapsulé après soudure anodique (coté verre)	
d)	Limiteur encapsulé en test sous pointe après amincissement et métallisation (coté silicium)	
e)	Limiteur encapsulé après découpe et mise en boîtier avec connecteurs N	

Figure 4–29: Illustration du limiteur de puissance après différentes étapes technologiques

#### IV.1.b Etape d'amincissement du silicium

Plusieurs méthodes d'amincissement du silicium sont possibles par différentes solutions chimiques ou par gravures plasmas :

- Combinaison d'acide nitrique et fluorhydrique (HNO<sub>3</sub>/HF)
- Hydroxyde de potassium (KOH)
- Hydroxyde de tétraméthyle d'ammonium (TMAH)
- Plasma d'hexafluorure de soufre (SF<sub>6</sub>)
- Polissage CMP (Chemical Mechanical Polishing)

Ces diverses méthodes sont caractérisées par leur vitesse de gravure ainsi que la rugosité de surface résultante, définie par la rugosité arithmétique  $R_a$  donnée en équation (4-7), où  $z(x,y)$  est l'élévation par rapport à un niveau moyen,  $m$  et  $n$  sont les dimensions de la surface étudiée (fonctions de l'optique utilisée).

$$R_a = \frac{\sum_{x=1}^m \sum_{y=1}^n |z(x,y)|}{m \times n} \quad (4-7)$$

Cette définition de rugosité n'est valable que dans le cas où l'élévation moyenne est nulle. Dans le cas contraire, il existe une erreur de planarité non nulle qu'il faut soustraire de du profil mesuré afin d'obtenir une valeur de rugosité correcte comme le montre la Figure 4-30.

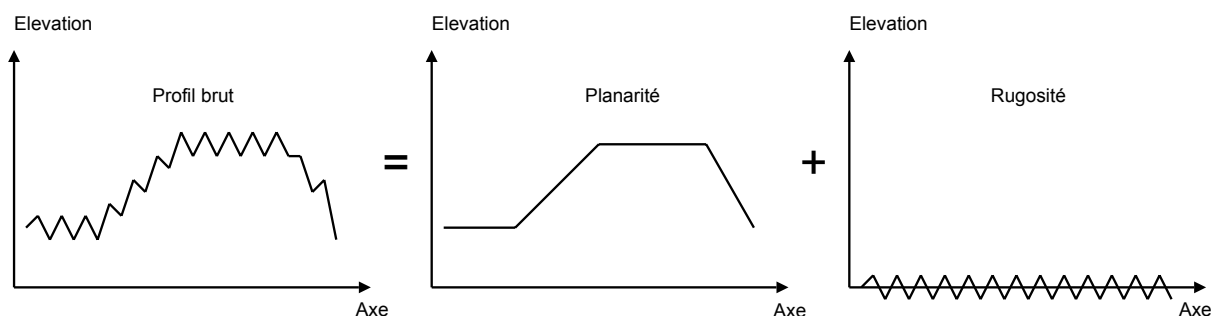


Figure 4-30: Illustration des notions de planarité et de rugosité

---

La planarité est obtenue en effectuant un filtrage passe bas sur les données obtenues à partir d'un profil brut. La rugosité est ensuite calculée en effectuant une soustraction entre le profil brut et la planarité. L'étude de la rugosité résultante de l'amincissement du silicium par ces différentes méthodes va être conduite dans la suite.

*Amincissement par voie chimique : mélange d'acides nitrique et fluorhydrique*

Un mélange de 750 mL d'acide fluorhydrique 10% et de 750 mL d'acide nitrique 69 % permet d'amincir le silicium à une vitesse de 4  $\mu\text{m}/\text{min}$  à température ambiante. Un substrat initialement de 500  $\mu\text{m}$  a été aminci à 250  $\mu\text{m}$  après 30 min dans la solution. L'analyse de la surface par interférométrie optique permet d'obtenir la planarité et la rugosité, illustrées en Figure 4-31.

L'épaisseur de la tranche de silicium après cet amincissement présente des variations de plus de 10  $\mu\text{m}$ . La planarité de la surface n'est donc pas satisfaisante (environ 5% d'erreur par rapport à l'épaisseur amincie). De plus de nombreux défauts sont présents sur la surface. Une direction privilégiée de défauts peut être définie. En effet, la surface est parcourue par des sillons verticaux. Ceci est dû en grande partie par la formation de bulles lors de la réaction chimique. La présence de points de défauts localisés peut être également liée à la mouillabilité de la surface, compte tenu de l'hydrophobie du silicium.

Les valeurs de rugosité extraite des mesures interférométriques brutes en utilisant l'équation (4-7) ne reflètent pas totalement la rugosité locale. Cette définition de  $R_a$  n'est en effet valable que lorsque l'erreur de planarité est nulle. Or ce n'est pas le cas ici. Une valeur de rugosité après compensation mathématique par filtrage passe bas de la planarité est  $R_a = 15 \text{ nm}$ .

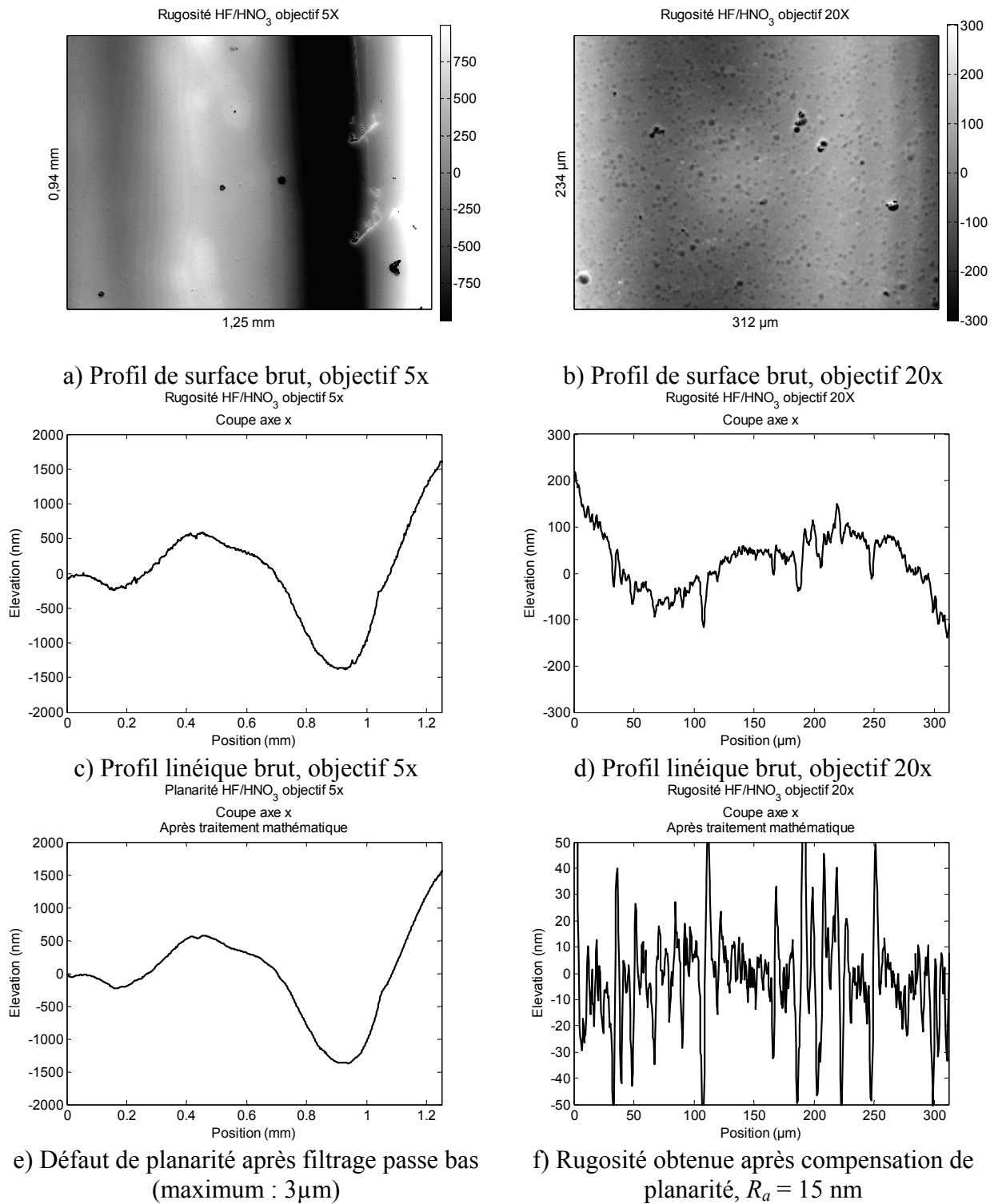


Figure 4–31: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par mélange d'acides nitrique et fluorhydrique

---

*Amincissement par voie chimique : mélange d'acides nitrique, fluorhydrique et acétique*

Un mélange comportant 150 mL d'acide fluorhydrique 50 %, 750 mL d'acide nitrique 99% et de 550 mL d'acide acétique 99% destiné à améliorer le mouillage du silicium a conduit à une vitesse de gravure de 16  $\mu\text{m}/\text{min}$ . Cette vitesse n'est pas constante dans le temps, elle a tendance à augmenter du fait de la modification des concentrations et de la température lors de la réaction. Une tranche de 500  $\mu\text{m}$  a été amincie à 250  $\mu\text{m}$  en 4 minutes. Les défauts localisés ont été supprimés par rapport à la solution précédente mais la formation de bulles provoque là encore des sillons verticaux qui sont toutefois de profondeur moindre (7  $\mu\text{m}$  maximum). Cela se traduit par une diminution de la rugosité à 50 nm ainsi qu'une amélioration de la planarité (environ 3% par rapport à l'épaisseur d'amincissement).

Comme précédemment, une compensation mathématique de la planarité est nécessaire. La véritable valeur de rugosité locale obtenue est de  $R_a = 4$  nm, proche de la valeur avant amincissement.

*Amincissement par voie chimique : solution d'hydroxyde de potassium*

Une solution alternative à la solution HF/HNO<sub>3</sub> est d'utiliser une base, ici l'hydroxyde de potassium (KOH). Une solution concentrée à 34% et chauffée à 80°C permet de graver le silicium à environ 1  $\mu\text{m}/\text{min}$  dans le plan <100> et avec une planarité de surface bien meilleure que la solution précédente comme le montre la Figure 4–33. Les défauts de planarité étant négligeable, la valeur de rugosité peut être obtenue par analyse directe.

La rugosité est néanmoins dégradée par rapport aux méthodes précédentes et se situe au dessus de 100 nm. La surface de silicium devient alors dépolie, posant ainsi des difficultés d'alignement pour la réalisation de la lithographie double face nécessaire après amincissement (étape C3/C4). La formation de bulles d'hydrogène pendant la réaction chimique produit des structures de forme pyramidales dans le silicium (Figure 4–34), créant ainsi des défauts ponctuels sur la surface.

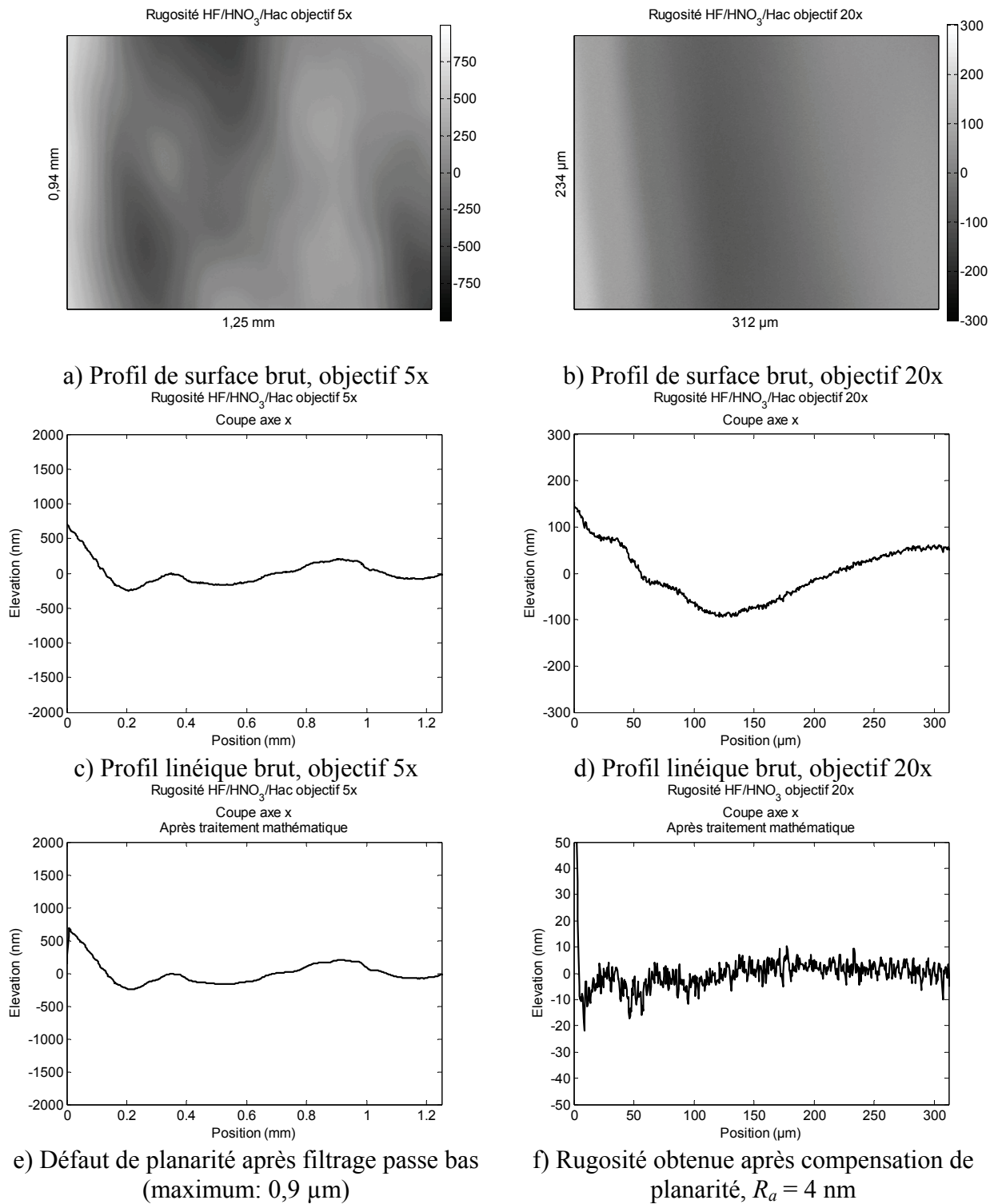
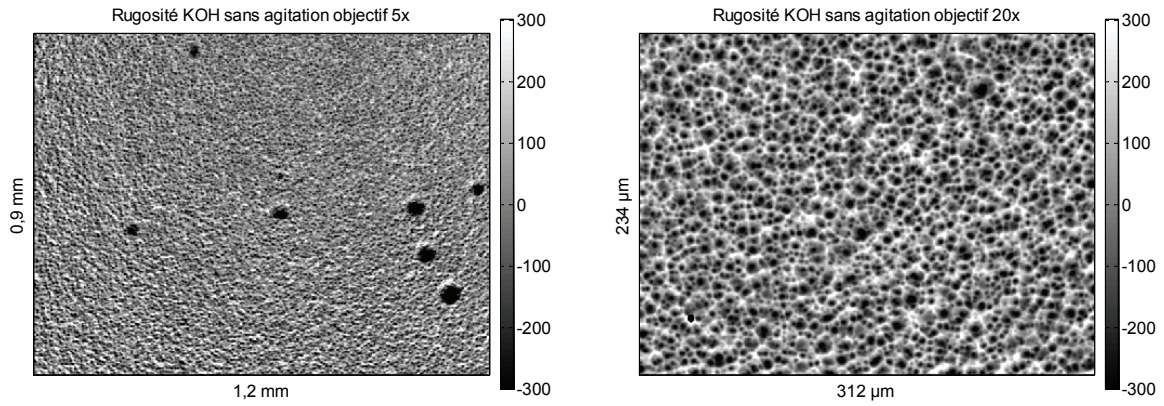
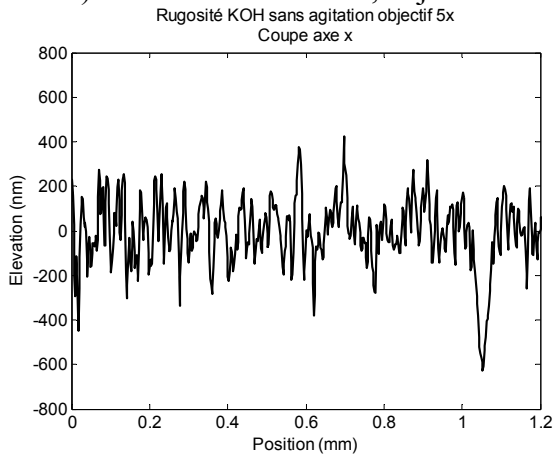


Figure 4–32: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par mélange d’acides nitrique, fluorhydrique et acétique



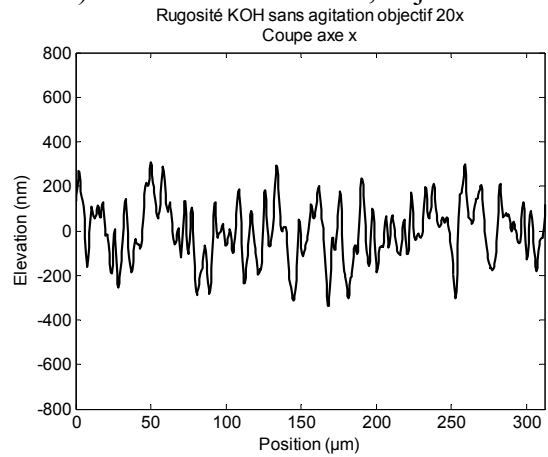


a) Profil de surface brut, objectif 5x



c) Défaut de planarité quasi nul

b) Profil de surface brut, objectif 20x



d) Rugosité sans compensation,  $R_a = 115$  nm

Figure 4–33: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par hydroxyde de potassium

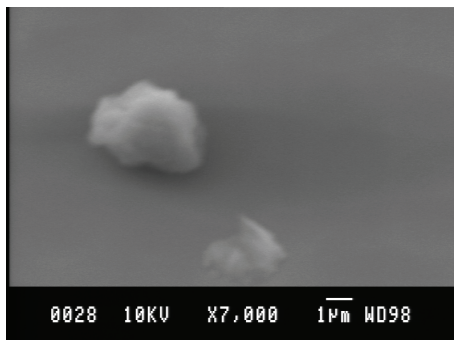


Figure 4–34: Pyramide de silicium formée par KOH

*Voie chimique : solution d'hydroxyde de potassium avec agitation magnétique*

L'utilisation d'un agitateur magnétique à 650 tours/min a permis une réduction de la rugosité environ 50 nm tout en conservant une bonne planarité (Figure 4-35). Il s'agira de la méthode retenue finalement pour amincir le silicium.

Cette méthode d'amincissement du silicium nécessite toutefois une dépollution. En effet, des cristaux de potassium se forment sur la surface du silicium. Pour minimiser les risques de contamination des procédés CMOS de la salle blanche, un mélange exothermique composé d'eau, d'eau oxygénée à 30% et d'acide chlorhydrique 34% à proportions égales est employé et permet décontaminer les substrats.

*Amincissement par voie chimique : solution de tétra méthyle d'ammonium*

Le potassium étant un polluant pour les fours de dopage en salle blanche, son utilisation est minimisée au maximum. Une alternative est l'utilisation de tétraméthyle d'ammonium (TMAH) qui permet d'obtenir des vitesses de gravure proches de celles obtenues par KOH. Ne disposant pas de l'équipement permettant de conserver une concentration de TMAH constante sur une longue durée, contrairement au KOH, aucun n'essai n'a été effectué avec cette solution. Cependant la littérature montre que bien que les vitesses de gravure dans le plan <100> soient équivalentes, la rugosité est dégradée par rapport au KOH [Shi00].

*Amincissement par voie plasma : hexafluorure de soufre*

L'utilisation d'un bâti de gravure plasma peut également permettre d'amincir le silicium. Un plasma d'hexafluorure de soufre (SF<sub>6</sub>) permet de graver le silicium à une vitesse de l'ordre de 5 µm/min dans un bâti de DRIE tout en conservant de faibles rugosités (pouvant atteindre  $R_a=7$  nm). Le principal inconvénient de cette technique est son coût comparé aux solutions liquides mais surtout la non uniformité de la gravure sur la surface d'une tranche. Les bords sont en effet gravés à une vitesse moindre par rapport au centre. Ce problème est d'autant plus grand que l'épaisseur d'amincissement est importante.

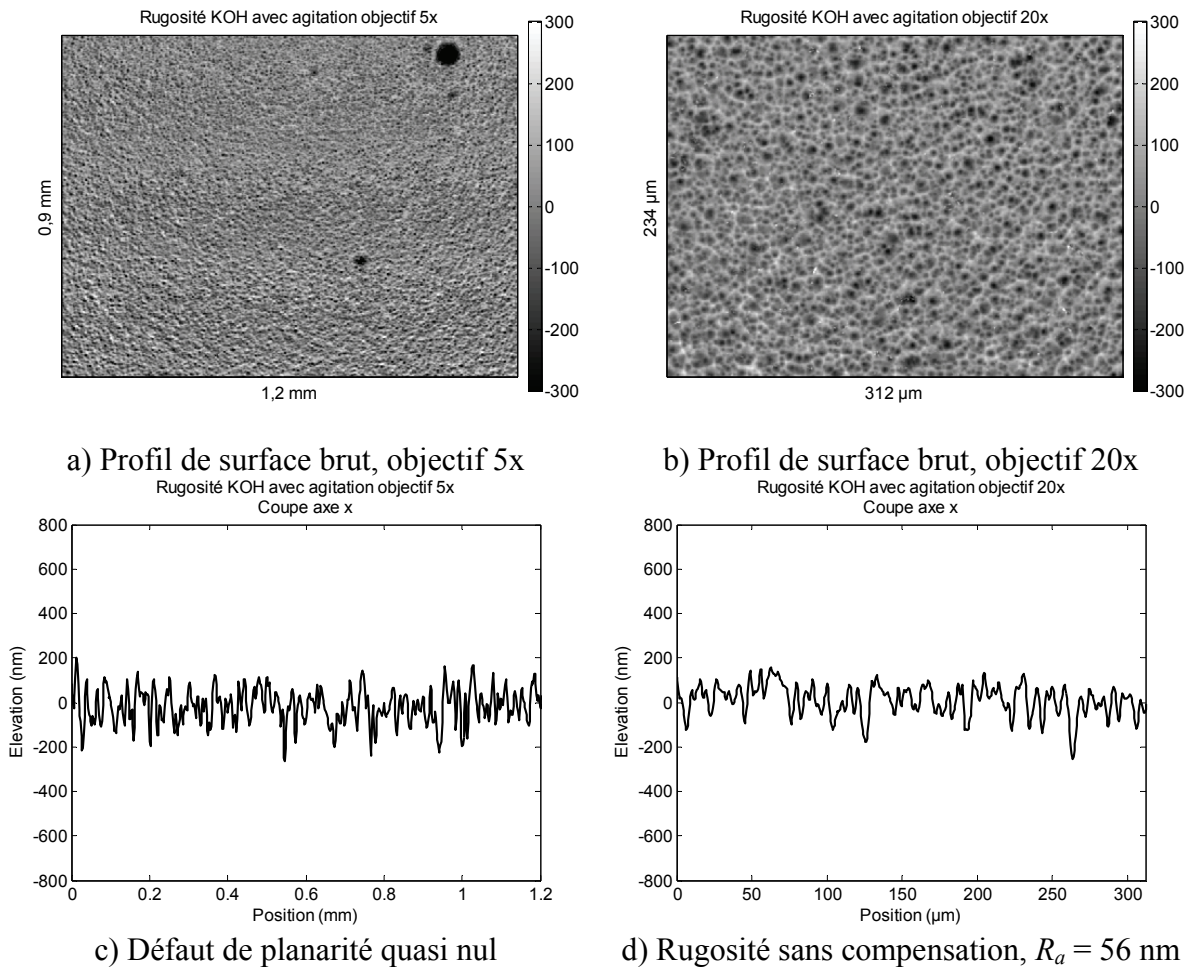


Figure 4–35: Caractérisation par interférométrie optique de la rugosité après amincissement du silicium par hydroxyde de potassium avec agitation magnétique

#### *Amincissement par polissage CMP*

Il est également possible de faire amincir des tranches de silicium par polissage mécanique et chimique. Dans ce cas, la rugosité de surface sera équivalente à celle d'une tranche de silicium polie et vierge. Cependant les équipements nécessaires ne sont pas disponibles à l'ESIEE mais il pourrait être envisageable de recourir à de la sous-traitance dans le futur. L'amincissement KOH est donc la solution la plus rapide à mettre en œuvre dans le cadre de cette thèse malgré une dégradation de la rugosité de surface par rapport à l'état initial de la tranche de silicium.

*Effet de la rugosité sur les performances RF*

La rugosité de la surface du substrat a une influence directe sur les performances RF du système. En effet, elle va induire des pertes supplémentaires comme le montre la Figure 4–36 où une ligne coplanaire 50 ohms en aluminium de largeur de ruban central 100  $\mu\text{m}$  sur silicium a été simulée pour différentes valeurs de rugosité allant de 0 à 200 nm avec le modèle « CPW » dans ADS. Une réduction de la rugosité de 200 nm à 50 nm permettrait par exemple de réduire les pertes d’insertion de 0,4 dB/cm à 100 GHz (l’épaisseur de peau correspondante à cette fréquence est de 250 nm soit le même ordre de grandeur que la rugosité) pour des applications en bande W par exemple. Dans le cas du limiteur de puissance, l’effet de la rugosité induite par les différentes méthodes d’amincissement du silicium mises en œuvre précédemment est minime jusqu’à 40 GHz (différence de 0,02 dB/cm à 20 GHz, 0,09 dB/cm à 40 GHz). La rugosité n’est donc pas gênante pour notre application.

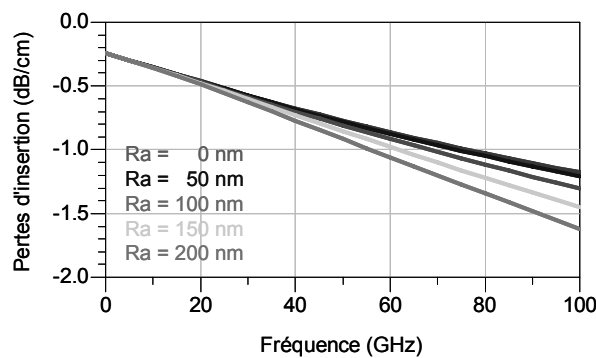


Figure 4–36: Effet de la rugosité sur la perte d’insertion d’une ligne coplanaire 50 ohm sur silicium

**IV.1.c Découpe et mise en boîtier**

Les puces étant encapsulées de manière étanche grâce au capot de verre, il est possible de les découper à l’aide d’une scie diamantée sans risque d’endommager les structures d’émetteurs d’électrons à pointes. L’assemblage verre silicium est ensuite reporté dans un boîtier fabriqué aux dimensions de la puce avec une colle époxy conductrice chargée en argent (Epotek H20E) et recuite à 150°C pendant 30 minutes comme le montre la Figure 4–37.

---

Le contact de masse est assuré par la colle conductrice qui permet de relier les masses des lignes coplanaires avec le boîtier. Deux connecteurs SMA ou N (provenant de Southwest Microwave et pouvant être interchangeables) y sont ensuite insérés. Le contact avec le conducteur central est assuré par de la laque argentée (Demetron #200).

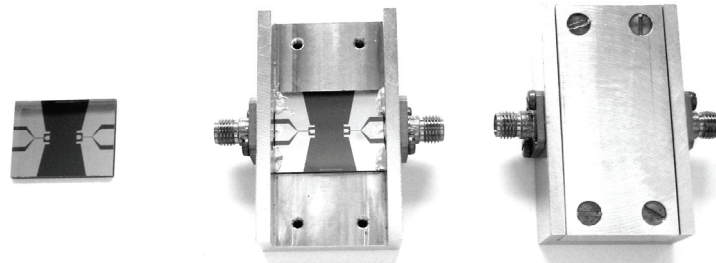


Figure 4–37: Montage d'une puce dans un boîtier avec connecteurs SMA

## IV.2 Caractérisation du procédé fabrication

### IV.2.a Rayon de courbure des pointes

Le phénomène d'émission électronique étant lié directement au facteur d'amplification de champ local,  $\beta$ , il est nécessaire de caractériser précisément les géométries des pointes obtenues par différentes techniques.

#### *Pointes en aluminium gravées par plasma*

L'illustration d'une pointe en aluminium définie par lithographie et par gravure plasma se trouve sur la Figure 4–38. Les dimensions géométriques sont respectées par rapport au masque de départ. Le rayon de courbure de la pointe est inférieur au micron.

#### *Pointes en tungstène/or gravées par plasma*

Comme dans le cas de pointes en aluminium, les pointes en tungstène/or présentent des géométries respectant le masque de départ comme le montre la Figure 4–39. Le rayon de courbure est également équivalent.

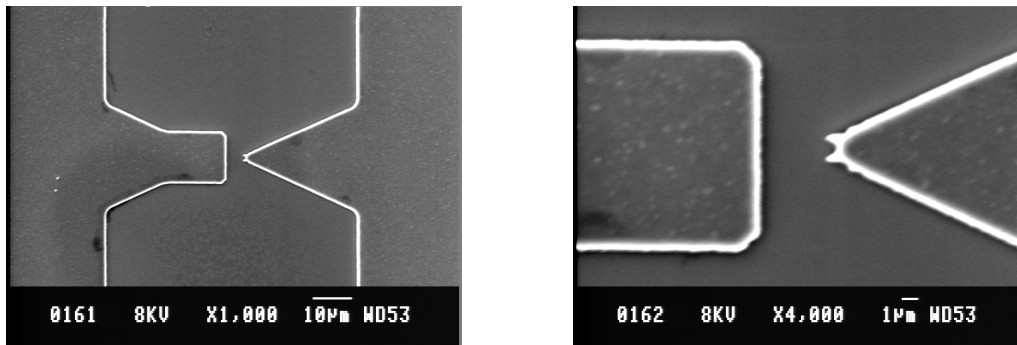


Figure 4–38: Photographies par microscopie électronique de pointe aluminium gravée par plasma chloré

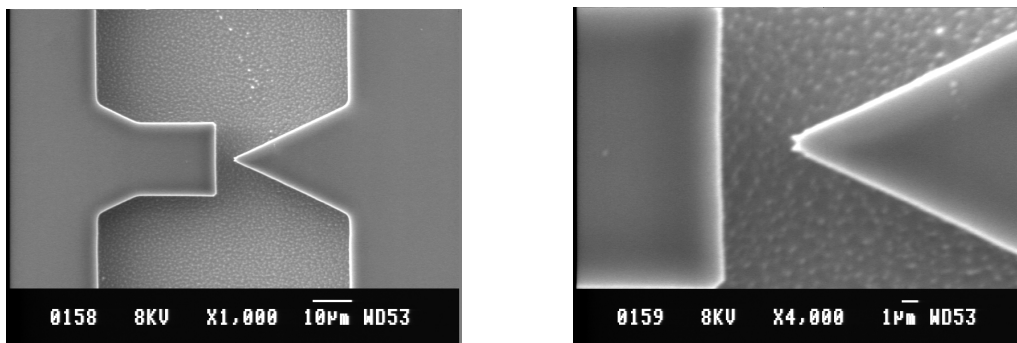


Figure 4–39: Photographies par microscopie électronique de pointe tungstène/or gravée par plasma fluoré

*Pointes fabriquées tungstène/or par lift-off*

Des essais de définition de pointe par lift-off ont également été entrepris dans le cas où des métaux non usinables par voies classiques seraient utilisés. Le problème principal vient du non respect des cotes définies par le masque, comme le montre la Figure 4–40. Bien que la distance inter-électrode soit réduite, le rayon de courbure est notablement dégradé.

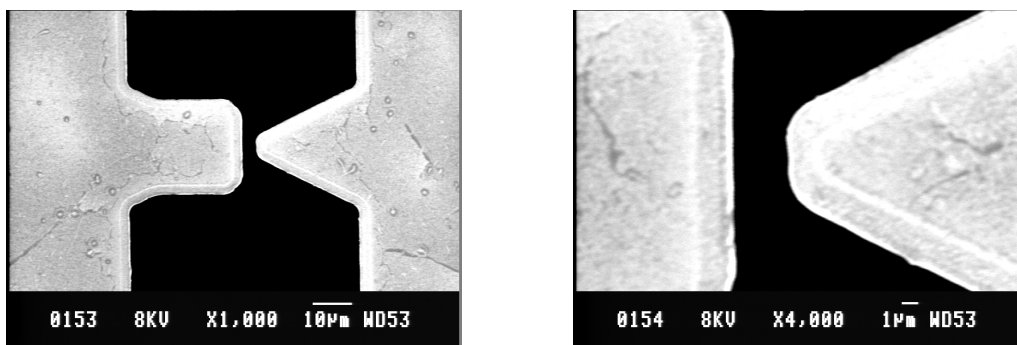


Figure 4–40: Photographie par microscopie électronique de pointe tungstène/or définie par lift-off

---

*Pointes tungstène/or fabriquées par gravure humide*

Dans le cas de gravure par voie humide, le rayon de courbure des pointes est conservé, comme illustré en Figure 4–41. Néanmoins, l'isotropie de l'attaque chimique rend difficile le contrôle de la distance inter électrodes.

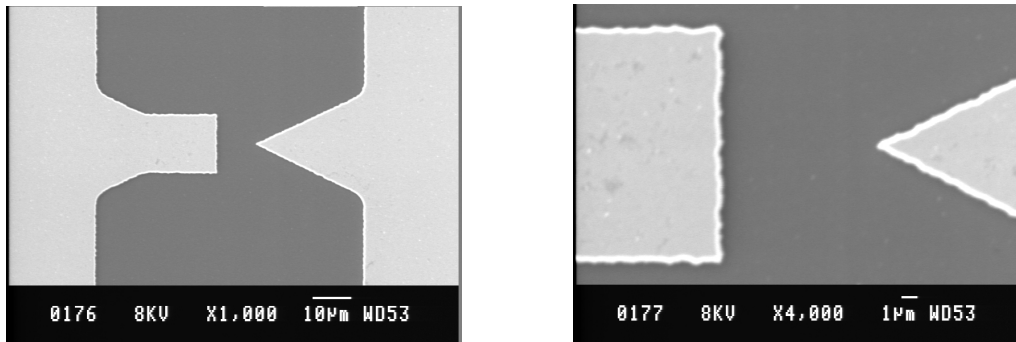


Figure 4–41: Photographie par microscopie électronique de pointe tungstène/or gravée par voie humide

De toutes les méthodes de gravure possibles, l'utilisation de plasma est donc à privilégier. Les pointes définies ainsi en aluminium ou en tungstène ont en effet les mêmes dimensions. L'utilisation du lift-off est à minimiser au maximum tandis que les gravures humides sont à éviter.

#### **IV.2.b Profils d'usinage du silicium**

*Profils isotropes*

L'usinage du silicium par DRIE permet de libérer les pointes du limiteur comme le montre la Figure 4–43. L'utilisation d'un procédé de gravure isotrope permet ainsi d'usiner le silicium sous le métal. Les dimensions latérales de sous gravure étant proches de la profondeur d'usinage, leur contrôle est effectué par interférométrie optique entre le métal et le substrat de silicium. Pour notre application, la profondeur de gravure sera supérieure à la distance inter-électrode, afin d'assurer au maximum le rebouclage des lignes de champs à travers l'air et éviter ainsi les claquages dans le substrat (Figure 4–42). De plus, cette étape permet de compenser les capacités additionnelles dues aux diodes et de maintenir la ligne 50 ohms en modifiant la permittivité effective de la ligne.

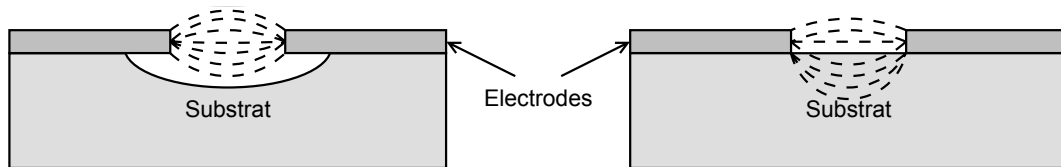


Figure 4–42: Illustration des lignes de champ électrique avec et sans gravure du silicium

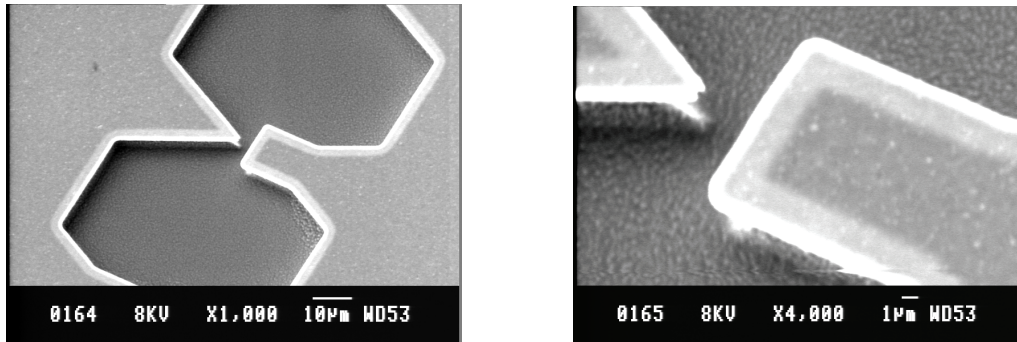


Figure 4–43: Photographie par microscopie électronique du profil d'une pointe libérée de manière isotrope par DRIE

#### *Profils anisotropes*

Des essais de gravure anisotrope du silicium ont également été réalisés. La différence due au profil de gravure au niveau hyperfréquence est minime et n'a pas été détectée dans les mesures. Ce type de profil n'est pas le plus adapté dans l'application du limiteur de puissance. Néanmoins, il permet d'obtenir des structures d'électrodes en silicium cette fois, permettant la création de plasma continu et de vérifier les lois de Paschen.

### **IV.3 Etanchéité de l'encapsulation**

Les dispositifs ont été soumis à un environnement agressif du point de vue chimique après leur encapsulation. L'assemblage verre/silicium a donc été étanche à :

- un nettoyage standard, c'est-à-dire  $H_2SO_4$  à  $150^\circ C$  et  $HNO_3$  pendant 3 minutes chacun et HF 1% pendant 30 secondes
- un amincissement silicium par KOH à  $80^\circ C$  pendant 2h
- une dépollution KOH par  $H_2O_2/HCl$  exothermique pendant 5h
- une gravure chrome/or par  $KI/I_2$  et  $HClO_4$



- 
- enlèvement résine à l'acétone
  - rinçage à l'eau déionisé
  - bain d'éthanol pendant 1 semaine

Aucune trace de liquide à l'intérieur des cavités n'a été visible. De plus, il n'y a eu aucune dégradation des structures du limiteur en aluminium. Le package peut donc être considéré comme étanche aux liquides.

## IV.4 Herméticité de l'encapsulation

### IV.4.a Méthode MIL-STD-883

L'évaluation de l'herméticité de l'encapsulation fait appel à la méthode 1014 du standard MIL-STD-883 portant sur le scellement de différents types de boîtiers électroniques classiques. Ces mesures ponctuelles ont été effectuées à Thalès (Elancourt) à l'aide d'un détecteur de fuite de type Veeco MS40 Dry comportant un spectromètre de masse intégré et sensible à l'hélium (Figure 4-44).

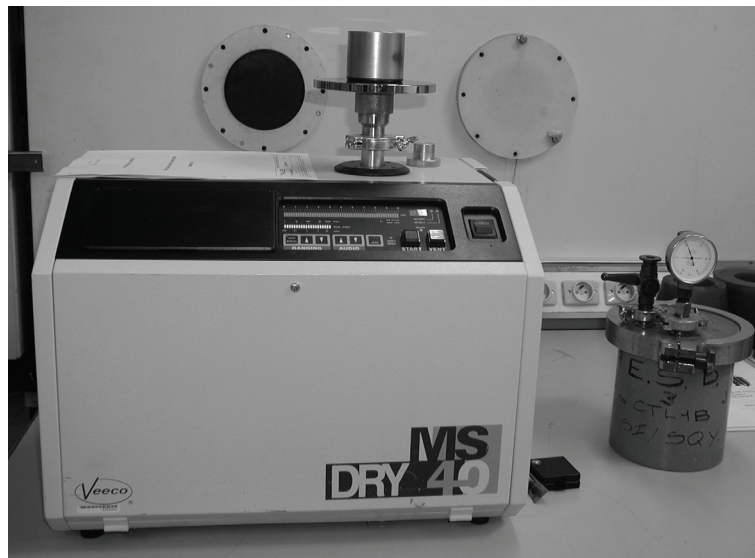


Figure 4-44: Banc d'évaluation d'herméticité.

Les échantillons sont tout d'abord placés dans une enceinte sous pression en hélium. Lors de la campagne de mesure à Thalès, une pression de 3 bars a été appliquée pendant 6 heures. Dans le cas de cavités non hermétiques, l'hélium peut parvenir à pénétrer dans l'encapsulation

et être détecté dans la suite. Les échantillons sont ensuite laissés à l'air libre afin de laisser l'hélium absorbé en surface s'échapper. Ce temps est tabulé dans le standard MIL-STD-883. Dans notre cas, les échantillons doivent être impérativement analysés entre 30 minutes et 1 heure après la remise à l'air.

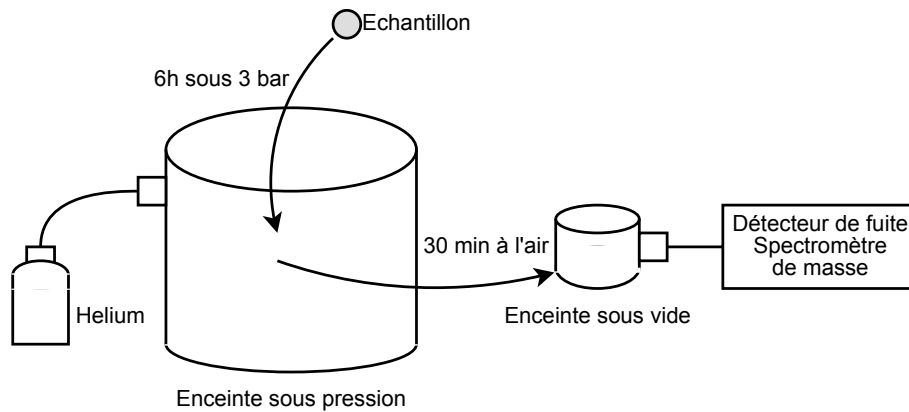


Figure 4-45: Méthode d'évaluation de l'herméticité de boîtier par la méthode MIL-STD-883.

Les taux de fuite mesurés figurent dans le Tableau 4-7. Les résultats enregistrés après 30 minutes de remise à l'air présentent des taux de fuite relativement élevés et différents suivant les échantillons. La valeur la plus élevée correspondant à une tranche amincie par KOH et donc plus rugueuse en surface que les autres. La capacité de piégeage de l'hélium en surface est alors plus élevée. Son évacuation n'a donc pas été complète. Les résultats sont devenus concordants entre les 3 échantillons après 1 heure de remise à l'air. Le taux de fuite mesuré de  $6.10^{-8}$  mbar.L/s, est légèrement au dessus du seuil limite retenu par le standard ( $5.10^{-8}$  mbar.L/s). Mais compte tenu des méthodes de calibration de l'équipement, un échantillon qui n'a pas été soumis à la pression d'hélium a montré un taux de fuite de  $3.10^{-8}$  mbar.L/s. Le taux de fuite réel des échantillons doit être probablement inférieur à la limite autorisée. De plus, compte tenu du rapport surface/volume des pièces mesurées par rapport aux composants classiques évalués par cette méthode (boîtiers céramiques, plastiques, et métalliques de composants électroniques discrets) la durée de remise à l'air définie par la norme semble inadéquate (trop longue) compte tenu des volumes à tester.

Des études sur l'herméticité d'encapsulation à base de polymère de type BCB ont montré une inadaptation de ce type de méthode pour des volumes réduits [Jou02]. Les volumes des échantillons testés étant de l'ordre de quelques microlitres, les résultats obtenus par ce type de test n'offrent donc pas une certitude totale sur l'herméticité des composants.

Echantillon	Fuite	
	Après 30 minutes	Après 1h
1 (aminci KOH)	$2.10^{-7}$ mbar.L/s	$6.10^{-8}$ mbar.L/s
2 (standard)	$1.10^{-7}$ mbar.L/s	$6.10^{-8}$ mbar.L/s
3 (standard)	$1.10^{-7}$ mbar.L/s	$6.10^{-8}$ mbar.L/s
4 (référence sans hélium)	$3.10^{-8}$ mbar.L/s	

Tableau 4-7 : Résultats d'analyse d'herméticité

#### IV.4.b Autres méthodes

D'autres méthodes d'évaluation des fuites ont été développées. Jourdain a par exemple développé une mesure sous flot continu d'hélium comme illustré sur la Figure 4-46 a). La cavité étant connectée directement via une ouverture au détecteur de fuite, les valeurs mesurées sont beaucoup plus précises qu'avec la méthode MIL-STD-883 [Jou03]. Le principal inconvénient de cette méthode est la destruction de l'encapsulation. Les dispositifs fonctionnels ne peuvent être analysés de cette façon.

Une méthode non destructive d'évaluation de l'herméticité de boîtier a été développée par Veyrié [Vey05]. Elle est basée sur une détection optique de l'absorption d'une partie du spectre infrarouge, comme illustré sur la Figure 4-46 b). Ici, l'hélium est remplacé par du protoxyde d'azote dans la phase d'imprégnation des échantillons. Ce gaz absorbant une partie des infrarouges, sa pénétration dans la cavité est détectée par un spectromètre optique à transformée de Fourier.

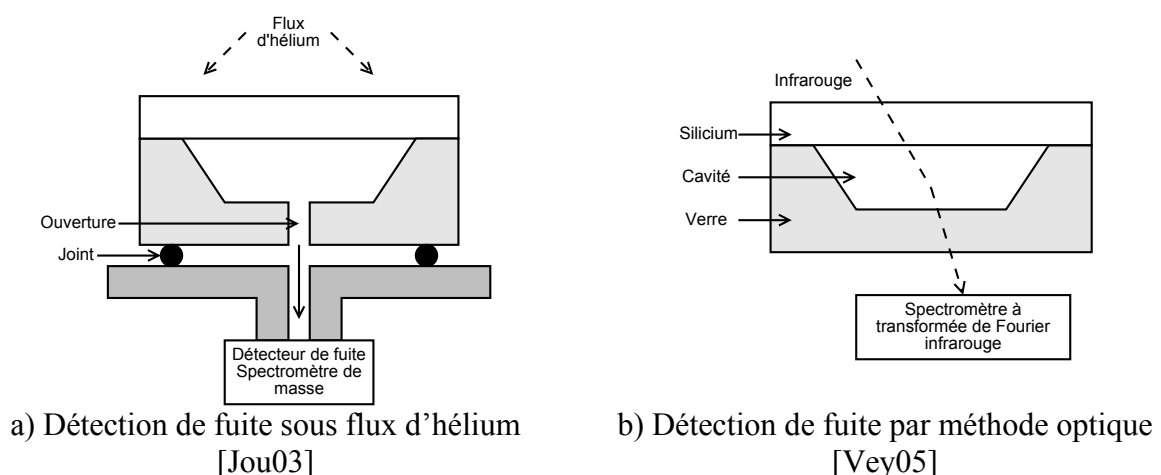


Figure 4-46: Méthodes alternatives d'évaluation de l'herméticité

Une autre solution envisagée permettant d'évaluer l'herméticité de ces encapsulations pourrait être l'utilisation de la spectroscopie par émission atomique. Dans ce cas, des structures permettant de générer des décharges plasma seraient encapsulés en utilisant les méthodes décrites précédemment. Les échantillons seraient placés dans une enceinte sous forte pression d'hélium ou d'hydrogène par exemple. Une fuite à travers l'encapsulation serait alors détectée par voie optique avec l'apparition d'un pic correspondant après analyse spectrale. Ainsi des variantes de structures de limiteurs développés dans le cadre de la thèse [Pho07a] ont permis de détecter l'évaporation de l'éthanol par l'analyse de l'émission de l'hydrogène (Figure 4–47). L'utilisation de ces phénomènes pour l'évaluation de l'herméticité de l'encapsulation fera l'objet d'études plus approfondies dans le futur.

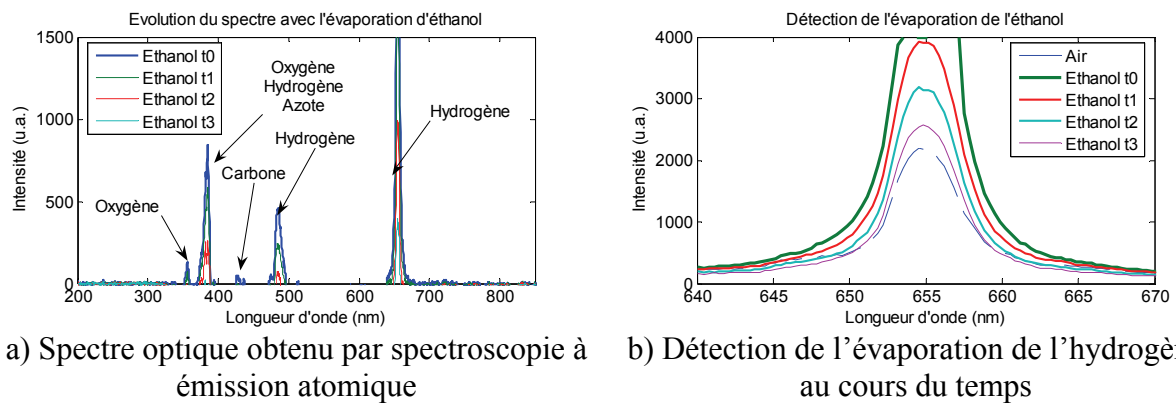


Figure 4–47: Résultats d'analyse par spectroscopie optique visible d'un plasma

#### IV.5 Analyse de la pression résiduelle

L'évaluation du niveau de pression au sein d'une cavité hermétique peut se faire par des méthodes destructives ou bien non destructives. Dans le premier cas, l'encapsulation est percée par une sonde mesurant la pression au sein de la cavité. Dans le second cas, une méthode de mesure indirecte peut être mise en oeuvre.

Une mesure de la pression résiduelle peut être effectuée en observant par exemple la déflexion d'une membrane de silicium due à un différentiel de pression à l'aide d'un interféromètre optique. Dans ce cas, la membrane doit être amincie à quelques dizaines de micromètres. Des échantillons de référence doivent donc subir une étape supplémentaire d'amincissement après découpe.

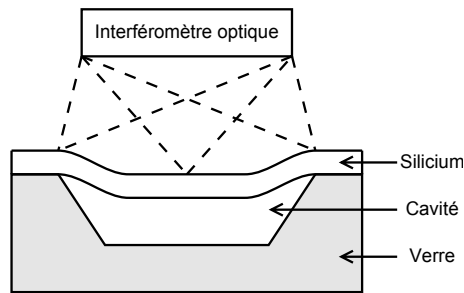


Figure 4–48: Méthodes optiques d'évaluation de pression de boîtier.

D'autres moyens comme la mesure du facteur de qualité d'un résonateur mécanique [Spa04] ou l'utilisation d'une jauge Pirani [Sta06] peuvent également donner une indication sur la pression. Néanmoins, ces structures de références doivent pouvoir être fabriquées avec le même procédé technologique que les dispositifs fonctionnels, ce qui n'est pas toujours le cas. La mesure de la pression par la déflexion d'une membrane est donc la plus simple et la plus rapide à mettre en œuvre dans le cas du limiteur de puissance.

## V Applications possibles de l'interconnexion par couplage électromagnétique

### V.1 Systèmes abandonnés

L'interconnexion par couplage électromagnétique peut se révéler utile dans le cas de composants ou de systèmes inaccessibles ou abandonnés. Il s'agit par exemple du cas de capteurs opérant dans des environnements hostiles (acides par exemple) où l'utilisation d'interconnexions classiques s'avèrerait impossible. L'alimentation du système, mettant en œuvre tous les développements associés aux réseaux de capteurs abandonnés tels que les dispositifs de redressement, et le transfert d'information s'effectueraient alors par couplage électromagnétique comme le montre la Figure 4-49.

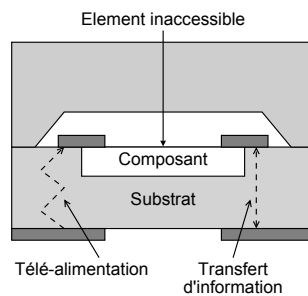


Figure 4-49: Communications avec un système inaccessible

### V.2 Systèmes multi puces

L'intégration de plus en plus avancée de composants au sein d'une même puce ou bien au sein d'un même boîtier ou module comme illustré en Figure 4-50 (systèmes multi-puces, « multi-chip module », « system in package »...) pose des contraintes de plus en plus fortes sur l'interconnexion électrique. L'augmentation des débits et la montée en fréquence sont également des freins à l'utilisation d'interconnexions classiques entre puces par câblage filaire ou « wire bonding ». La mise en œuvre de techniques d'interconnexions verticales par vias devient indispensable dans le cas d'intégration à très haute densité. L'utilisation d'interconnexion par couplage électromagnétique entre les différentes puces permettrait alors de réduire le nombre de ces vias mais également les coûts de fabrication. En effet, le couplage

électromagnétique permet de transmettre un signal haute fréquence et d'atteindre ainsi des débits importants.

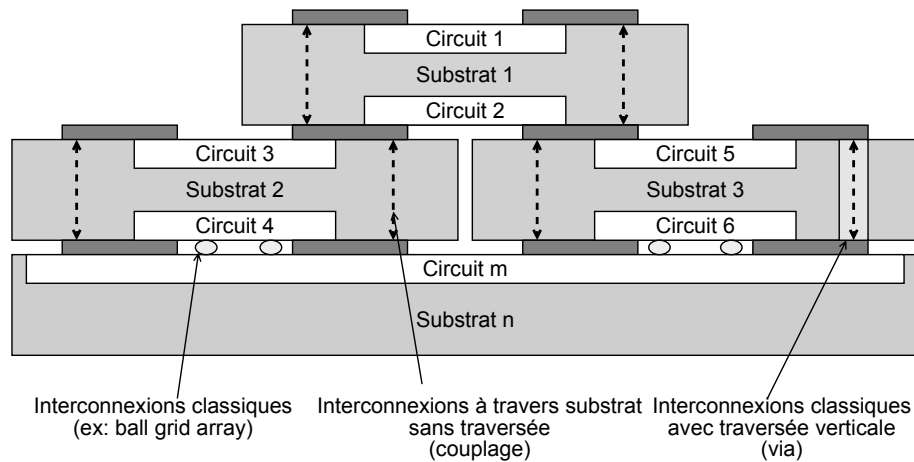


Figure 4–50: Système multi-puces

### V.3 Composants 3D

L'intégration hétérogène 3D de composants provenant de substrats différents est également en développement. Il s'agit d'une étape supplémentaire du point de vue de l'intégration par rapports aux systèmes multi-puces. Ici encore les techniques de couplage électromagnétique peuvent permettre une communication entre les différents composants, au moins pour la partie radio. L'intégration de capteurs, de modules RF, de sources d'alimentation et d'électronique est en effet un point clef dans le développement des réseaux de capteurs abandonnés.

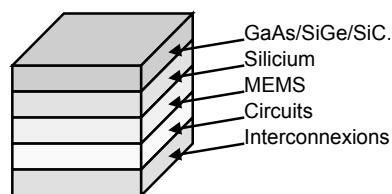


Figure 4–51: Intégration 3D hétérogène

## **VI Conclusion**

Une méthode d'interconnexion à faible perte par couplage capacitif associée à une technique de soudure anodique verre silicium a permis l'encapsulation des limiteurs de puissance dans un environnement à basse pression. Les performances hyperfréquences de ce type d'interconnexion peuvent être ajustées à la demande lors de la fabrication des composants. Des dispositifs à plus ou moins large bande peuvent ainsi être fabriqués sans changement majeur dans leur dimensionnement. Seule l'étape d'amincissement doit alors être ajustée. Une optimisation des structures de couplage peut en outre permettre d'atteindre des bandes de fréquences de fonctionnement encore plus larges.

Compte tenu des faibles volumes mis en jeu, l'évaluation de l'herméticité de l'encapsulation par la méthode MIL-STD-883 doit être complétée par une étude plus poussée afin de garantir l'herméticité. C'est ainsi qu'une méthode basée sur la spectroscopie par émission atomique est en cours de développement.

Des problèmes liés aux environnements à basse pression tels que le dégazage sont vraisemblablement présents et devront faire l'objet d'analyses plus poussées. De tels phénomènes peuvent être problématiques compte tenu des températures atteintes par les métaux lors du passage de signaux de forte puissance. L'oxygène dégagé lors de la soudure anodique pourrait par exemple réagir avec le métal chauffé à haute température et influencer ainsi les phénomènes d'émission électronique. L'utilisation de matériaux absorbants ou « getters » doit donc être envisagée dans le futur.



---

## VII Références

- [Ami05] M. Amiotti, “Support for microelectronic, microoptoelectronic or micromechanical devices”, Patent, US 6,897,551, May 2005.
- [Froe06] J. Fromel, R. Schwerdtner, M. Wiemer & T. Gessner, “Development of AuSi Eutectic Wafer Bond Processes with High Yield”, in *Proceedings of the 2nd International Workshop on Waferbonding for MEMS Technologies*, April, 2006, Halle, Germany.
- [Gra06] J. Graf, K. Glien & R. Mueller-Fiedler, “Gas Permeation Of Glass Frit Bonded Micro Packages”, in *Proceedings of the 2nd International Workshop on Waferbonding for MEMS Technologies*, April, 2006, Halle, Germany.
- [Hec06] J. Heck, “Wafer Level Packaging for Wireless MEMS Applications”, in *Proceedings of the 2nd International Workshop on Waferbonding for MEMS Technologies*, April, 2006, Halle, Germany.
- [Jac87] R.W. Jackson & D.W. Matolak, “Surface-to-Surface Transition via Electromagnetic Coupling of Coplanar Waveguides”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, pp. 1027-1032, 1987.
- [Jou02] A. Jourdain, S. Pamidighantam & H.A.C. Tilmans, “Investigation of the hermeticity of BCB-sealed cavities for housing (RF-)MEMS devices”, in *Proceedings of the 15th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 677-680, January, 2002, Las Vegas, USA.
- [Jou03] A. Jourdain, H. Ziad, P.D. Moor & H.A. Tilmans, “Wafer-Scale 0-Level Packaging of (RF-)MEMS Devices Using BCB”, in *Proceedings of the Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS 2003*, pp. 239-244, May, 2003, Mandelieu-la-Napoule, France.
- [Lah06] R.R. Lahiji, K.J. Herrick, Y. Lee, A. Margomenos, S. Mohammadi & L.P.B. Katehi, “Multiwafer Vertical Interconnects for Three-Dimensional Integrated Circuits”, *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, vol. 54, pp. 2699-2706, June 2006.
- [Ras00] J. Raskin, G. Gauthier, L.P. Katehi & G.M. Rebeiz, “W-Band Single-Layer Vertical Transitions”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 161-164, 2000.
- [Ric06] R.H. Rico, J. Celis, K. Baert, C.V. Hoof & A. Witvrouw, “A Generic Surface Micromachining Module for MEMS Hermetic Packaging at Temperatures Below 200°C”, in *Proceedings of the Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, DTIP 2006*, pp. 121-126, April, 2006, Stresa, Italy.
- [San04] H.J.D.L. Santos, G. Fischer, H.A.C. Tilmans & J.T.M.v. Beek, “RF MEMS for Ubiquitous Wireless Connectivity: Part 1-Fabrication”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, pp. 36-49, December 2004.
- [Seo07] S. Seok, N. Rolland & P. Rolland, “Mechanical and Electrical Characterization of Benzocyclobutene Membrane Packaging”, in *Proceedings of the 8th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems*, pp. 5-8, June, 2007, Barcelona.
- [Shi00] M. Shikida, K. Sato, K. Tokoro & D. Uchikawa, “Differences in anisotropic etching properties of KOH and TMAH solutions”, *Sensors and Actuators A*, vol. 80, pp. 179-188, 2000.
- [Shi86] M. Shimbo, K. Furukawa, K. Fukuda & K. Tanzawa, “Silicon-to-Silicon Direct Bonding Method”, *Journal of Applied Physics*, vol. 60, pp. 2987-2989, 1986.
- [Spa04] D. Sparks, S. Massoud-Ansari & N. Najafi, “Reliable Vacuum Packaging Using NanoGetters and Glass Frit Bonding”, in *Proceedings SPIE, Reliability, Testing, and Characterization of MEMS/MOEMS III*, pp. 70-78, January, 2004, San Jose, USA.
- [Spa05] D. Sparks, S. Massoud-Ansari & N. Najafi, “Long-Term Evaluation Of Hermetically Glass Frit Sealed Silicon To Pyrex Wafers With Feedthroughs”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 15, pp. 1560-1564, 2005.
- [Spa05a] D.R. Sparks, “Method of forming a reactive material and article formed thereby”, Patent, US 6,923,625, August 2005.

- [Spa06] D. Sparks, J. Trevino, S. Massoud-Ansari & N. Najafi, "An all-glass chip-scale MEMS package with variable cavity pressure", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, **vol. 16**, pp. 2488-2491, 2006.
- [Sta03] H. Stahl, A. Hoechst, F. Fischer, L. Metzger, R. Reichenbach, F. Laermer, S. Kronmueller, K. Breitschwerdt, R. Gunn, S. Watcham, C. Rusu & A. Witvrouw, "Thin Film Encapsulation of Acceleration Sensors Using Polysilicon Sacrificial Layers", in *Proceedings of the 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Transducers'03*, pp. 1899-1902, June, 2003, Boston.
- [Sta06] B.H. Stark & K. Najafi, "A Mold and Transfer Technique for Lead-Free Fluxless Soldering and Application to MEMS Packaging", *Journal of Microelectromechanical Systems*, **vol. 15**, pp. 849-858, 2006.
- [Tet03] A. Tetelin, C. Pellet, J. Deletage, B. Carbonne & Y. Danto, "Moisture Diffusion in BCB Resins used for MEMS Packaging", *Microelectronics Reliability*, **vol. 43**, pp. 1939-1944, 2003.
- [Tsa02] C.H. Tsau, S.M. Spearing & M.A. Schmidt, "Fabrication of Wafer-Level Thermocompression Bonds", *Journal of Microelectromechanical Systems*, **vol. 11**, pp. 641-647, December 2002.
- [Vey05] D. Veyrié, D. Lellouchi, J. Roux, F. Pressecq, A. Tetelin & C. Pellet, "FTIR spectroscopy for the hermeticity assessment of micro-cavities", *Microelectronics Reliability*, **vol. 45**, pp. 1764-1769, 2005.



## Chapitre 5 : Caractérisation hyperfréquence de limiteurs encapsulés

---

### I Introduction

Les différentes techniques de caractérisation à basse puissance utilisées dans les chapitres précédents vont être présentées dans ce chapitre. Les bancs de mesure sur tranche et en boîtier vont ainsi être décrits. Les erreurs liées aux différentes calibrations vont également être évaluées.

Compte tenu des puissances RF de déclenchement des dispositifs extrapolées des mesures statiques dans le chapitre 3, des caractérisations en régime impulsionnel à très fortes puissances (de l'ordre du kilowatt) seront nécessaires afin de mettre en évidence les effets de limitation.

Les mesures en puissance sur des limiteurs fabriqués et encapsulés comme indiqué dans le chapitre précédent vont être effectuées à l'aide de différents bancs de caractérisation aussi bien à l'ESIEE qu'au GERAC, filiale de Thales spécialisée dans les essais de type CEM. Leurs caractéristiques principales seront décrites par la suite.

---

## II Caractérisations préliminaires basse puissance

### II.1 Banc de mesure vectorielle large bande

Le banc de mesure vectorielle est décrit en Figure 5–1. Il permet d’obtenir les caractéristiques hyperfréquences (principalement les paramètres S) des dispositifs. Les niveaux de puissance disponible sont limités typiquement à -10 dBm par l’analyseur de réseau vectoriel, dans notre cas, il s’agit d’un Agilent 8722ES, permettant des mesures jusqu’à 40 GHz.

Il est possible d’effectuer des mesures sous pointes et sur tranche (Figure 5–2) ou bien sur des composants mis en boîtier. La connectique utilisée déterminera dans tous les cas la bande de fréquence de mesure (Tableau 5–1).

En ce qui concerne les mesures sur tranche, plusieurs modèles de pointes sont disponibles au laboratoire :

- Picoprobe ECP18
- Picoprobe 40A
- Picoprobe 40A –W (pointes en tungstène)
- Cascade Infinity
- Cascade ACP40

Toutes sont de type Ground-Signal-Ground avec un pas de 150  $\mu\text{m}$ . Elles permettent d’effectuer des mesures jusqu’à 40 GHz à l’exception des ECP18 qui sont limitées à 18 GHz.

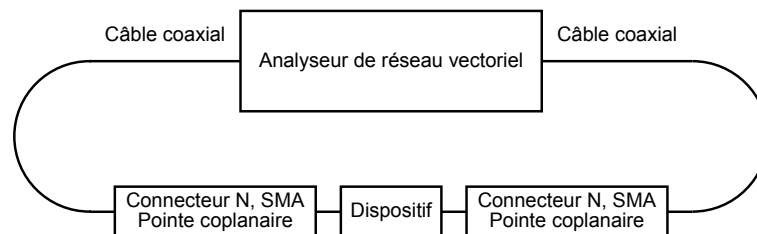


Figure 5–1: Schéma du banc de mesure vectorielle sous pointes

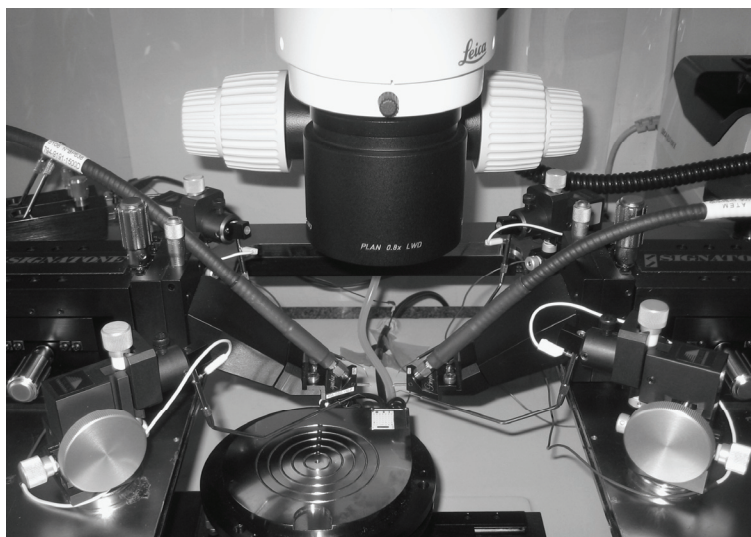


Figure 5–2: Banc de mesure sous pointes

Type de mesure	Connectique	Fréquences
Boîtier	Connecteur N de précision, SMA	0 GHz à 18 GHz
	Connecteur SMA de précision (3,5 mm)	0 GHz à 26 GHz
	Connecteur K (2,92 mm)	0 GHz à 40 GHz
Sous pointes	Pointes coplanaires 18 GHz, connecteur SMA	0 GHz à 18 GHz
	Pointes coplanaires 40 GHz, connecteur K	0 GHz à 40 GHz

Tableau 5–1 : Différentes configurations de mesure vectorielle

## II.2 Méthodes de calibration et précision de mesure

Une calibration de la chaîne de mesure est nécessaire avant chaque série de mesures. Cette étape permet de faire abstraction de l'influence de la connectique jusqu'à des plans de référence situés au plus près du composant à caractériser. La calibration fait alors appel à des « standards » sur tranche ou connectés et dont les caractéristiques sont connues au préalable.

### II.2.a Méthode Short Open Load Thru (SOLT)

Une calibration par la méthode SOLT fait appel à quatre types de standards :

- Short, un court circuit
- Open, un circuit ouvert

- 
- Load, une charge
  - Thru, une ligne de transmission

Ils permettent de calibrer chaque port en réflexion et en transmission. Pour un système comportant deux ports, douze mesures de standards sont nécessaires.

Trois kits de calibration sont disponibles et peuvent être utilisés lors des mesures : Picoprobe CS-5, Cascade 101-190 pour les caractérisations sous pointes et Agilent 85056K 2,4 mm et 2,92 mm pour les mesures en boîtier.

### **II.2.b Erreurs de calibration et précision de la mesure**

Bien que les standards soient connus au préalable, la calibration engendre une certaine erreur dans la mesure. Elle est en effet très sensible à la reproductibilité de connexion des charges et du montage utilisé (qualité des câbles, précision des transitions...).

Dans le cas de calibration connectivée, une clef spécifique peut par exemple être fournie avec le kit de calibration afin d'obtenir une reproductibilité de vissage des charges. Mais elle n'évite pas le mouvement des câbles qui doivent être minimisés lors de la déconnexion et la reconnexion des charges et des composants.

Ce dernier problème n'existant pas sous pointes, la calibration ne dépend donc que de la reproductibilité de la pose des pointes une fois celles-ci correctement ajustées, l'erreur est donc moins importante que dans le cas connectivé.

Les erreurs maximales mesurées de calibration suivant différentes configurations (pointes, câbles et kit de calibration) figurent dans le Tableau 5-2. Ces valeurs vont déterminer la précision de mesure. C'est ainsi qu'il est préférable d'utiliser les pointes de type Infinity pour des caractérisations de dispositifs présentant de très faibles pertes tandis que les pointes en tungstène 40A-W sont plus adaptées pour des mesures en puissance. Ces valeurs ne sont qu'indicatives puisque la précision de la calibration dépend également de la qualité des câbles utilisés, de l'usure des standards de calibration, la reproductibilité de connexion des standards aussi bien sous pointe que connectivé.

Kit de calibration	Type de pointes	Erreur maximale de calibration mesurée
Cascade	Infinity	$\pm 0,02$ dB
Picoprobe CS-5	ECP-18	$\pm 0,10$ dB
	40A	$\pm 0,05$ dB
	40A-W	$\pm 0,05$ dB
Agilent 85056K	Aucune	$\pm 0,15$ dB

Tableau 5-2 : Erreurs mesurées suivant le kit de calibration

### II.3 Mesures vectorielles de limiteurs encapsulés

Les limiteurs encapsulés et fabriqués comme décrits dans le chapitre précédent ont tout d'abord été caractérisés sur tranche avant d'être découpés et mis en boîtier pour les caractérisations fortes puissances. Ainsi des structures de référence seule illustrée en Figure 5-3 a) ou associées avec des limiteurs de type 1, 2 ou 3 (à distance inter-électrode variable) respectivement décrits en b), c) et d) ont été caractérisés.

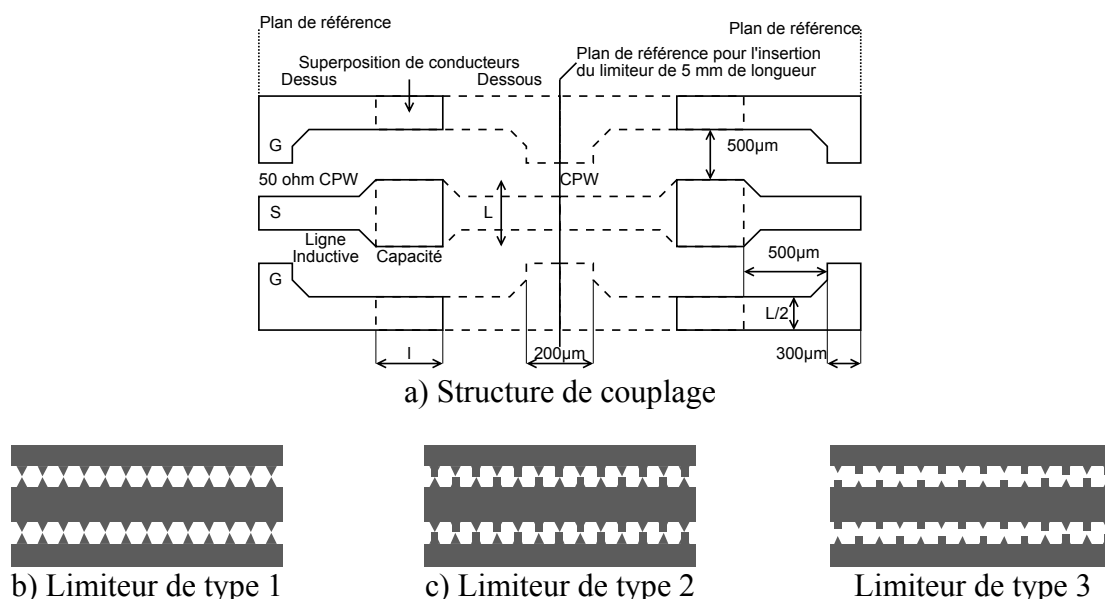


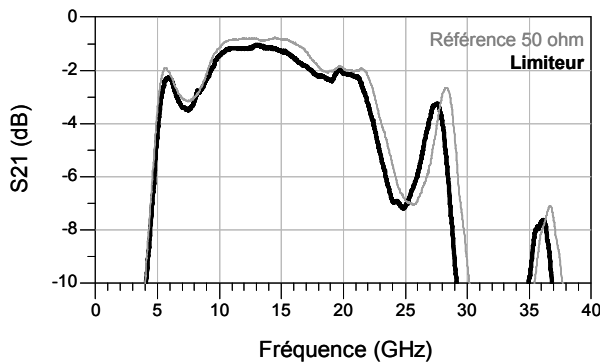
Figure 5-3 : Types de structures caractérisées

#### II.3.a Caractérisation sur tranche

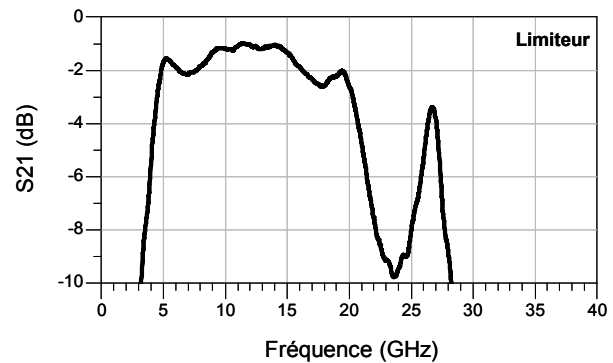
Les pertes d'insertion de limiteurs encapsulés mesurées sous pointes (Cascade Infinity) après calibration SOLT se trouvent en Figure 5-4. Il s'agit de limiteurs conçus pour fonctionner dans les bandes X et Ku.



A 12 GHz (fréquence commune entre les bandes X et Ku), les pertes d'insertion mesurées sont de 1,19 dB et de 1,07 dB pour les limiteurs présentés en Figure 5–4 a) et b) respectivement. Les structures de limiteurs induisent des pertes supplémentaires de 0,38 dB par rapport à une ligne 50 ohms encapsulée présentant des pertes de 0,81 dB à 12 GHz dans le cas a). Compte tenu de la longueur de ligne du limiteur (5 mm), cela correspond à une perte additionnelle de 0,76 dB/cm par rapport à la ligne de référence.



a) Limiteur de type 3 avec couplage capacitif de dimension  $L=1000 \mu\text{m}$

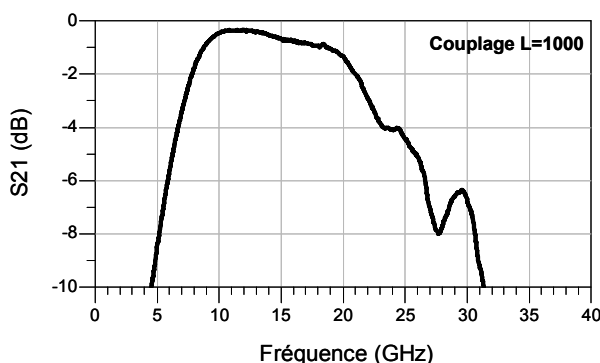


b) Limiteur de type 1 avec couplage capacitif de dimension  $L=1200 \mu\text{m}$

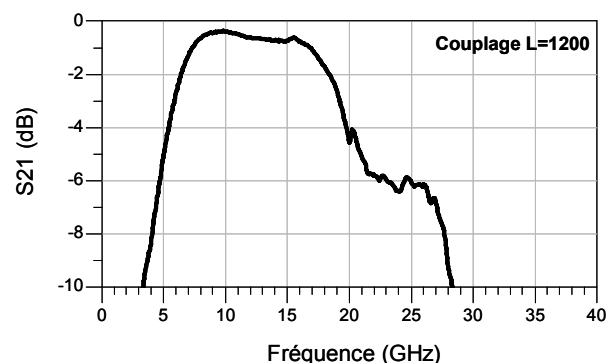
Figure 5–4 : Pertes d'insertion de limiteurs encapsulés sous pointes

### II.3.b Influence de l'encapsulation

Des structures de couplage de référence ont été fabriquées au même moment que les limiteurs de puissance. Leurs influences sur les pertes globales peuvent donc être déterminées. Leurs caractéristiques (Figure 5–5) ont été obtenues par mesure sous pointes en utilisant la même calibration et les mêmes conditions de mesure que précédemment.



a) Couplage de dimension  $L=1000 \mu\text{m}$   
Pertes à 12 GHz = 0,36 dB



b) Couplage de dimension  $L=1200 \mu\text{m}$   
Pertes à 12 GHz = 0,63 dB

Figure 5–5 : Pertes dues à l'encapsulation et l'interconnexion par couplage capacitif

A 12 GHz, les pertes introduites par les coupleurs de dimension  $L=1000 \mu\text{m}$  et  $L=1200 \mu\text{m}$  sont de 0,36 dB et de 0,63 dB. Les pertes d'insertion de la partie limitatrice peuvent donc être obtenues en soustrayant les pertes d'insertion globales se trouvant en II.3.a à ces valeurs. A titre de comparaison en utilisant cette méthode, un limiteur de type 3 de 5 mm présente des pertes d'insertion de 0,83 dB, ce qui correspond approximativement aux valeurs extrapolées à partir des issues mesures du Chapitre 3 (approximativement 0,8 dB pour un limiteur de 5 mm de longueur).

### II.3.c Caractérisation en boîtier

Les limiteurs de puissance ont été mis en boîtier avec des connecteurs de type N. En raison du matériel utilisé, les plans de référence de mesures vectorielles et scalaires, visibles sur la Figure 5–6, ne sont pas identiques. En effet, les caractérisations scalaires peuvent être effectuées avec une connectique N tandis que le calkit utilisé pour les analyses vectorielles nécessite l'utilisation d'adaptateurs N-SMA.

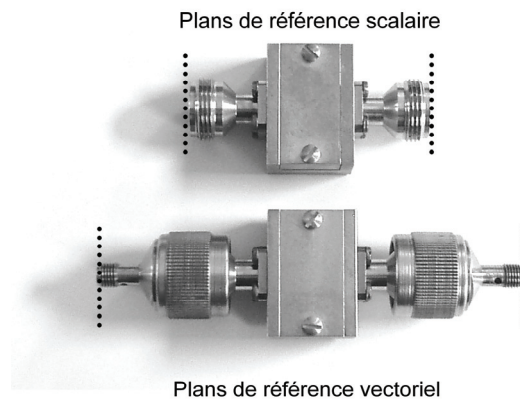
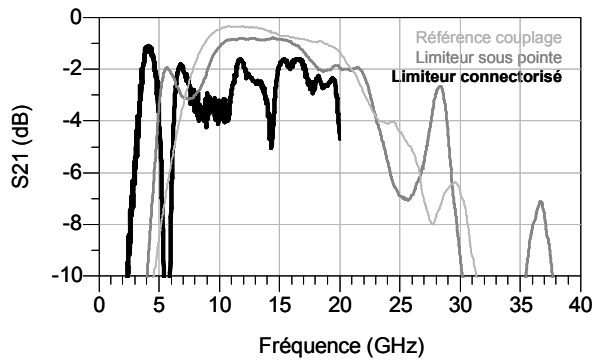
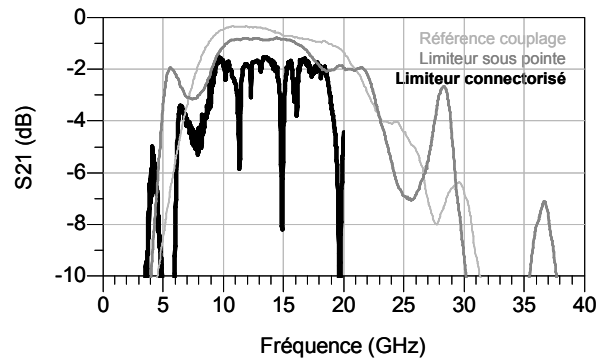


Figure 5–6 : Plans de référence lors de mesures connectorisées

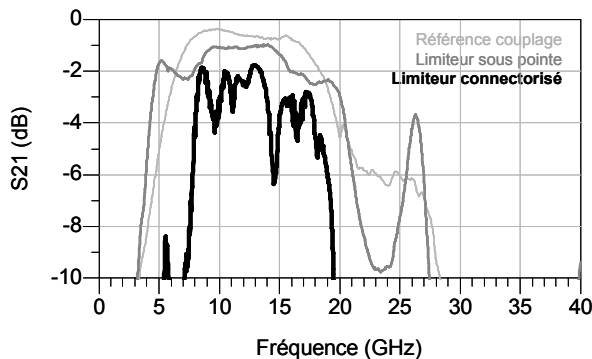


Pertes à 12 GHz : 1,79 dB  
 Pertes dues à la mise en boîtier : 0,6 dB



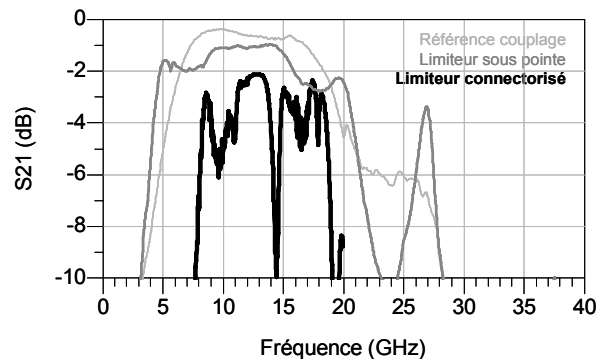
Pertes à 12 GHz : 1,75 dB  
 Pertes dues à la mise en boîtier : 0,56 dB

a) Limiteur de type 1 avec coupleur capacitif de dimension  $L=1000 \mu\text{m}$



Pertes à 12 GHz : 2,58 dB  
 Pertes dues à la mise en boîtier : 1,51 dB

b) Limiteur de type 2 avec coupleur capacitif de dimension  $L=1000 \mu\text{m}$



Pertes à 12 GHz : 2,50 dB  
 Pertes dues à la mise en boîtier : 1,43 dB

c) Limiteur de type 1 avec coupleur capacitif de dimension  $L=1200 \mu\text{m}$

d) Limiteur de type 3 avec coupleur capacitif de dimension  $L=1200 \mu\text{m}$

Figure 5–7 : Performances de limiteurs mis en boîtier

### II.3.d Influence de la mise en boîtier

Les caractéristiques de différents échantillons de limiteurs mis en boîtiers ont été enregistrées après calibration SOLT avec le kit Agilent 85056K jusqu'à 20 GHz, les connecteurs N étant supposés couper à partir de 18 GHz. La mise en boîtier étant faite manuellement, elle ne peut être reproductible comme confirmé par les mesures sur 4 échantillons en Figure 5–7. Néanmoins, les pertes additionnelles dues à la mise en boîtier sont tout à fait acceptables, entre 0,6 dB et 1,5 dB supplémentaires à 12 GHz.

## II.4 Banc de mesure scalaire large bande

Le banc de mesure scalaire est décrit en Figure 5–8. Il permet d’obtenir les caractéristiques hyperfréquences en transmission des dispositifs. Les niveaux de puissance disponible sont limités typiquement à +14 dBm entre 1 GHz et 20 GHz par le générateur, dans notre cas, il s’agit d’un Hewlett Packard 83711B. L’analyse se fait alors à l’aide d’un puissance-mètre, ici Agilent E4418B associé à une sonde E4412A (-70 dBm à 20 dBm) ou E9300H (-40 dBm à +30 dBm) fonctionnant jusqu’à 18 GHz.

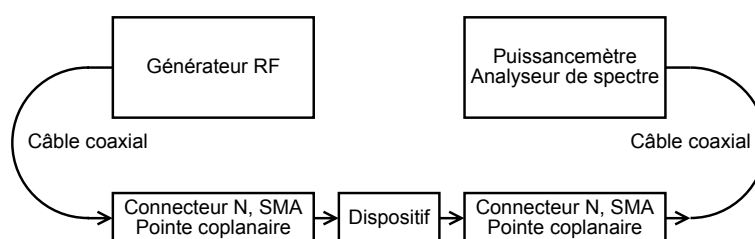


Figure 5–8: Schéma du banc de mesure scalaire

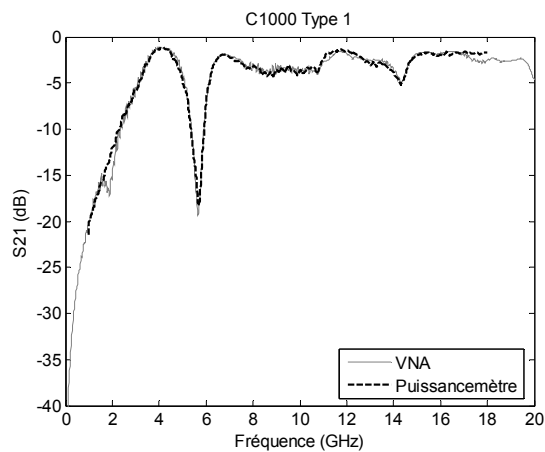
Dans le cas de mesures sous pointes, la chaîne de mesure doit être préalablement caractérisée afin d’éliminer l’influence des pertes dues aux câbles et aux pointes principalement. Cette étape n’est pas indispensable dans le cas de composants connectés qui peuvent être directement connectés en sortie de la source et en entrée de la sonde du puissance-mètre. Dans ce cas, en appliquant une puissance de 0 dBm à la sortie du générateur, il est possible d’obtenir les pertes d’insertion liées au dispositif.

### II.4.a Précision de la mesure

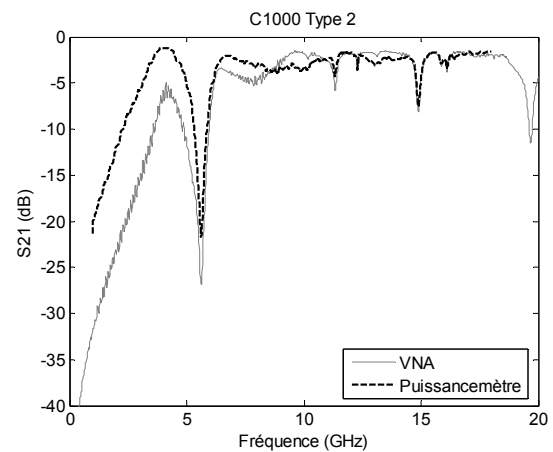
La puissance minimum détectable par la sonde de puissance va déterminer les pertes maximales mesurables par le banc scalaire. Ainsi en utilisant une sonde E9300H, il ne sera pas possible de caractériser des composants présentant des pertes de plus de 40 dB avec une entrée fixée à 0 dBm. En pratique, avec la sonde E4412A, le plancher de bruit se situe aux alentours de -50 dBm. Finalement, la procédure de calibration des sondes permet d’obtenir des mesures avec une précision de  $\pm 0,05$  dB.

## II.5 Comparaison mesures scalaires et vectorielles

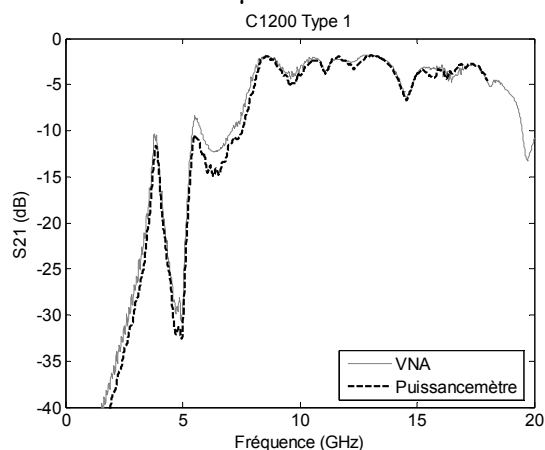
Les limiteurs mis en boîtier et mesurés précédemment ont été caractérisés à l'aide du banc scalaire. L'absence de transition N-SMA peut expliquer le décalage entre les deux types de mesures en Figure 5–9 b) et d). De plus, le contact entre le connecteur et les puces a pu être modifié pendant les phases de transport entre l'ESIEE et Thales Elancourt où ont lieu les mesures en puissance ainsi que lors des connexions et déconnexions du composant. Néanmoins, certains dispositifs présentent les mêmes réponses a) et c). Il est donc possible de ne caractériser les composants que par une méthode scalaire dans la suite après une mesure vectorielle initiale. Les dégradations de performances liées à l'application de micro-ondes de fortes puissances peuvent donc être vérifiées avec ce banc scalaire, plus rapide à mettre en œuvre que le banc vectoriel.



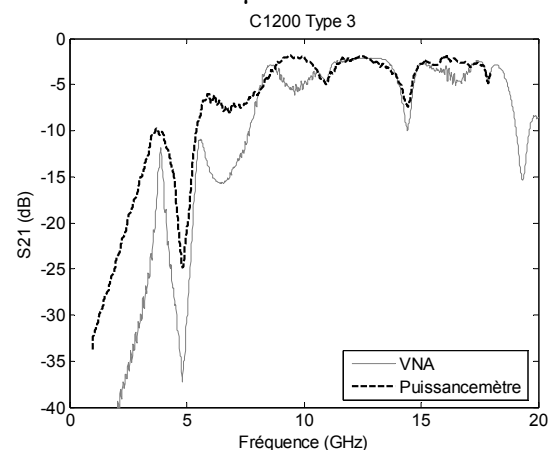
a) Limiteur de type 1 avec coupleur de dimension  $L=1000 \mu\text{m}$



b) Limiteur de type 2 avec coupleur de dimension  $L=1000 \mu\text{m}$



c) Limiteur de type 1 avec coupleur de dimension  $L=1200 \mu\text{m}$



d) Limiteur de type 3 avec coupleur de dimension  $L=1200 \mu\text{m}$

Figure 5–9: Comparaison mesures scalaires et vectorielles

### III Caractérisations en puissance

#### III.1 Eléments de base d'une chaîne de mesure en puissance

##### III.1.a Précautions à prendre

Les caractérisations à moyennes et fortes puissances nécessitent des précautions particulières. Les différents matériels de mesure peuvent en effet être endommagés si aucune attention particulière n'est prise lors de la caractérisation. Les retours de puissance dus à des ruptures d'impédances peuvent par exemple détruire un amplificateur RF. L'adaptation des composants (paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) doit donc être soignée.

Outre les protections du matériel, les utilisateurs doivent également être protégés des ondes RF de fortes puissances par un blindage électromagnétique assuré par le boîtier.

##### III.1.b Protections de la chaîne de mesure

###### *Atténuateurs*

Les équipements permettant l'analyse des signaux reçus (analyseur de signaux vectoriels, sondes de puissance...) sont en général limités à de faibles niveaux en entrée, +30 dBm (1 W) maximum pour l'analyseur Agilent 8722ES et pour la sonde de puissance E9300H. En prenant une marge de sécurité de 10 dB, les signaux arrivant sur ces appareils ne doivent pas dépasser une puissance de +20 dBm (100 mW). Des atténuateurs sont donc ajoutés dans la chaîne de mesure afin de s'assurer qu'aucun signal de forte puissance ne puisse les endommager.

###### *Isolateurs*

Lors d'une mesure, il est possible que l'amplificateur de puissance soit chargé par un circuit ouvert ou par un court circuit. C'est notamment le cas, lors d'une déconnexion de composants connectés ou lors de l'utilisation de pointes coplanaires. Or si la puissance délivrée par l'amplificateur est suffisamment forte, il est possible que le retour de puissance dû à la

---

désadaptation de la chaîne puisse l'endommager. C'est pour cela que tout changement dans la chaîne doit se faire à puissance RF nulle. On peut également ajouter un isolateur en sortie de l'amplificateur afin de le protéger contre ces retours.

### **III.1.c Limites de puissance admissible**

#### *Connecteurs*

Les connecteurs coaxiaux classiques sont spécifiés pour différentes bandes de fréquence mais également différentes plages de puissance. C'est ainsi que les connecteurs SMA permettent des transmissions jusqu'à 26 GHz avec une puissance maximale sous signaux continus de plus de 100 W à 10 GHz tandis que les connecteurs N sont limités à 18 GHz mais permettent d'atteindre à des puissance de 1 kW à 10 GHz.

#### *Câbles*

La tenue en puissance des câbles coaxiaux est liée principalement au type de diélectrique utilisé ainsi que son épaisseur. Ainsi, les câbles utilisés (Atem x85), présentent une tension de claquage diélectrique de 5000 V efficace, soit une puissance de 500 kW sur 50 ohms. La limitation en puissance dépendra donc le plus souvent du connecteur utilisé et non du câble.

#### *Pointes coplanaires*

Dans le cas de mesures sous pointes, les pointes coplanaires vont être également un élément limitant dans la montée en puissance. En effet, compte tenu de leurs faibles dimensions, elles vont être soumises à un échauffement important. C'est pour cela que l'utilisation de pointes en tungstène est privilégiée par rapport aux pointes classiques (généralement composées de béryllium, nickel ou cuivre). Il y a en effet un risque de fusion et de collage avec les plots de contacts. Les mesures au-delà de 10 W CW sont donc exclusivement effectuées avec des composants connectés.

### III.1.d Choix des éléments constitutants

Un banc de caractérisation jusqu'à 10 W CW est actuellement en cours de réalisation à l'ESIEE. Il permettra d'évaluer la tenue en puissance de lignes fabriquées avec différents métaux mais également de limiteurs à bas seuils de puissance dans le futur. Les divers éléments le constituant vont être présentés dans la suite.

#### *Amplificateur*

Un amplificateur 10 W fonctionnant entre 6 GHz et 18 GHz et provenant de Microwave Power Incorporated a été caractérisé à l'aide d'un puissance-mètre. Ses performances sont illustrées sur la Figure 5–10. Il est ainsi possible d'atteindre des puissances de sortie de plus de 10 W (40 dBm) sur une bande située entre 6 et 12 GHz. Le gain chutant autour de 14 GHz et 18 GHz, la puissance alimentant à l'entrée de cet amplificateur devra être ajustée en fonction de la fréquence pour obtenir ces 10 W.

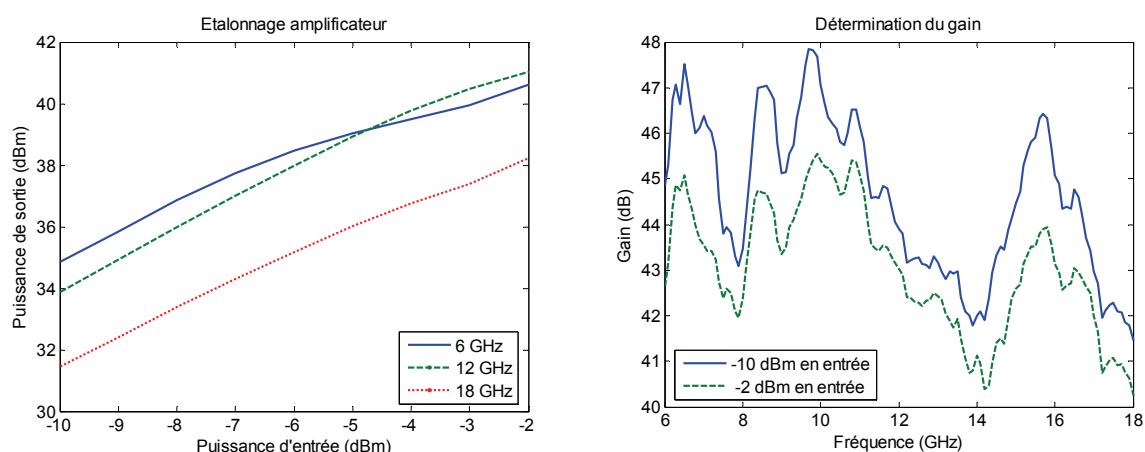


Figure 5–10: Performances de l'amplificateur RF 10 W

#### *Coupleurs*

Des coupleurs insérés dans la chaîne de puissance vont permettre de prélever une partie de la puissance utile afin de vérifier en temps réels les niveaux de puissance à différents points. C'est ainsi qu'il sera possible de mesurer la puissance à l'entrée et à la sortie du limiteur de puissance, mais également la puissance réfléchie par le dispositif.



Les coupleurs utilisés seront des ATM C126H-20 fonctionnant entre 6 et 18 GHz avec un couplage de 20 dB et supportant 50 W CW ou 3 kW crête. Les caractéristiques hyperfréquences mesurées de ce composant se trouvent en Figure 5–11. Ainsi, les retours de puissance liés aux désadaptations seront limités au maximum à -20 dB de la puissance incidente comme l'indique la Figure 5–11 a). Dans le cas d'un amplificateur 10 W, les retours de puissance en amont seront donc inférieurs à 100 mW. Les pertes d'insertions sont quand à elles minimales (inférieur à 0,13 dB, soit 0,3 W pour 10 W incident) dans la bande située entre 8 GHz et 14 GHz comme le montre la Figure 5–11 b). Le couplage de 20 dB illustré en Figure 5–11 c) permet de connecter un instrument de mesure sur le port couplé sans rajout d'atténuateurs supplémentaires. De plus ce port est correctement isolé du port de sortie comme le montre la Figure 5–11 d).

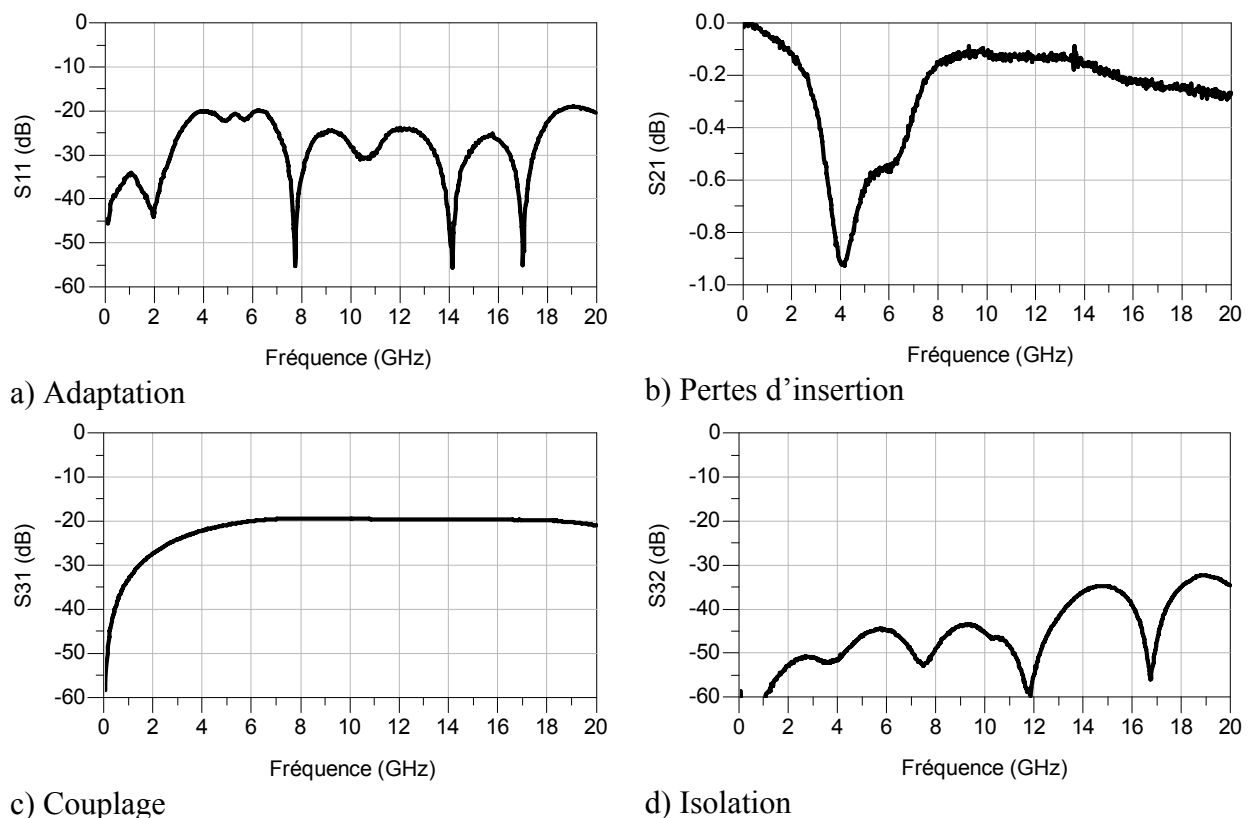


Figure 5–11: Performances mesurées du coupleur utilisé

### *Atténuateurs*

Comme indiqué précédemment, les atténuateurs doivent protéger les équipements de mesure des signaux de fortes puissances. Comme pour les coupleurs, un des paramètres important est l'adaptation qui permet d'éviter les retours de puissance en entrée. Les atténuateurs sont également spécifiés pour une plage de puissance donnée. Dans notre cas, nous allons utiliser

un atténuateur de 10 dB spécifié 10 W afin de limiter la puissance en aval à 1 W et utiliser ainsi des atténuateurs 1 W dans le reste de la chaîne.

Par exemple, les performances de l'atténuateur 10 W (Inmet 18B10W-10) se trouvent sur la Figure 5–12. Les pertes d'insertion sont bien de 10 dB et l'adaptation est bonne sur toute la bande (-16,9 dB maximum à 17,6 GHz), évitant ainsi les retours de puissance.

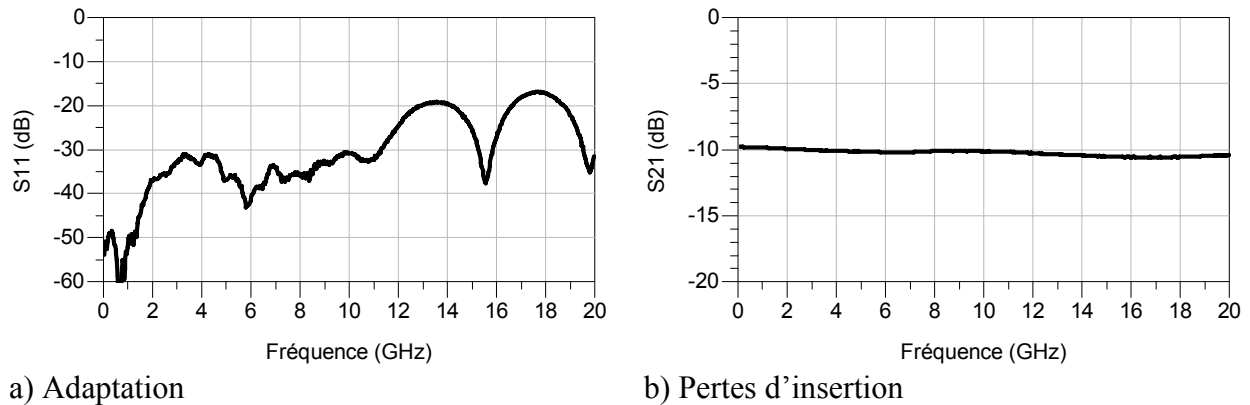


Figure 5–12: Performances mesurées de l'atténuateur 10 W utilisé

### Charges

Les charges permettent quand à elles de terminer correctement la chaîne de transmission. Les charges utilisées présentent une bonne adaptation (Figure 5–13) et permettent de terminer la chaîne entre 6 et 18 GHz (inférieur à -20 dB).

### Câbles

Un des éléments essentiels de la chaîne de puissance est le câble coaxial. En effet, comme nous allons le voir dans la suite, cet élément va induire beaucoup de pertes. La longueur de câble va donc devoir être limitée afin d'obtenir le maximum de puissance utile arrivant au dispositif. Nous avons à notre disposition, 3 longueurs de câbles de type x85 : 50 cm, 100 cm et 150 cm. Les pertes mesurées de ces câbles se trouvent sur la Figure 5–14. La normalisation de ces pertes par rapport à la longueur des câbles permet d'obtenir approximativement leurs pertes linéiques (2,5 dB/m à 10 GHz).

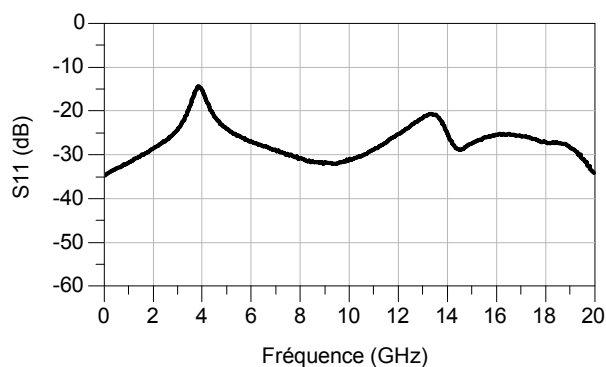


Figure 5–13: Performances mesurées des charges 50 ohms utilisées

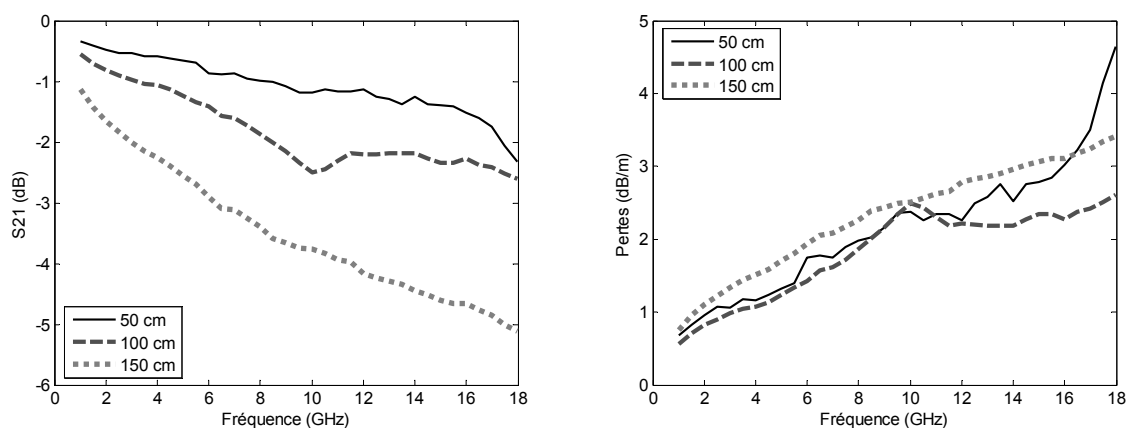


Figure 5–14: Pertes dues aux câbles x85

### Connecteurs

Le choix du type de connecteur est primordial comme indiqué précédemment. Nous avons optés pour des connecteurs SMA et N provenant de Southwest Microwave. Ces connecteurs étant interchangeables, il est possible de les utiliser pour les mesures en puissance à l'ESIEE limitée à 10 W CW mais également pour les mesures impulsionnelles effectuées au GERAC (jusqu'à 2 kW crête).

#### III.1.e Puissance utile

Les pertes dues aux éléments situés en amont du dispositif vont réduire la puissance réelle disponible à son entrée. Il faut donc les minimiser au maximum. Il est possible de compenser les pertes situées entre le générateur RF et l'amplificateur de puissance en augmentant la puissance de sortie du générateur. Mais il ne sera pas possible de compenser les pertes issues

des éléments situés entre l'amplificateur et le dispositif. C'est pour cela que le limiteur de puissance à tester doit être placé le plus près possible de l'amplificateur.

### **III.2 Banc de mesure scalaire haute puissance impulsionnel**

Des mesures scalaires impulsionnelles fortes puissances ont été effectuées au GERAC, filiale de Thales spécialisée dans les essais de compatibilité électromagnétique. Des caractérisations sous impulsions de 1  $\mu$ s à 12 GHz à 250 W puis 2 kW ont été effectuées.

#### **III.2.a Constitution du banc de mesure**

Le banc de caractérisation en puissance utilisé au GERAC est décrit en Figure 5–15 et Figure 5–16. Il est constitué de :

- un générateur RF CW Anritsu 68347C permettant de générer un signal porteur entre 10 MHz et 20 GHz
- un amplificateur à tube Electromatic Incorporated 200IJ présentant un gain de 50 dB environ et une puissance maximale de sortie de 200 W CW à des fréquences comprises entre 7,5 GHz et 18 GHz
- un générateur de fonction BF permettant de hacher le signal de sortie de l'amplificateur
- un détecteur de crête Hewlett Packard 423A associé à un coupleur directionnel 30 dB Narda de la série 27000 et un atténuateur de 10 dB permettant de visualiser l'enveloppe du signal en sortie du limiteur et de mesurer la puissance.
- un atténuateur et une charge de puissance permettent de terminer la chaîne RF de forte puissance.

Le signal modulant peut être un signal périodique ou bien une impulsion unique, dans ce cas l'oscilloscope est basculé en mode de détection automatique sur un front.

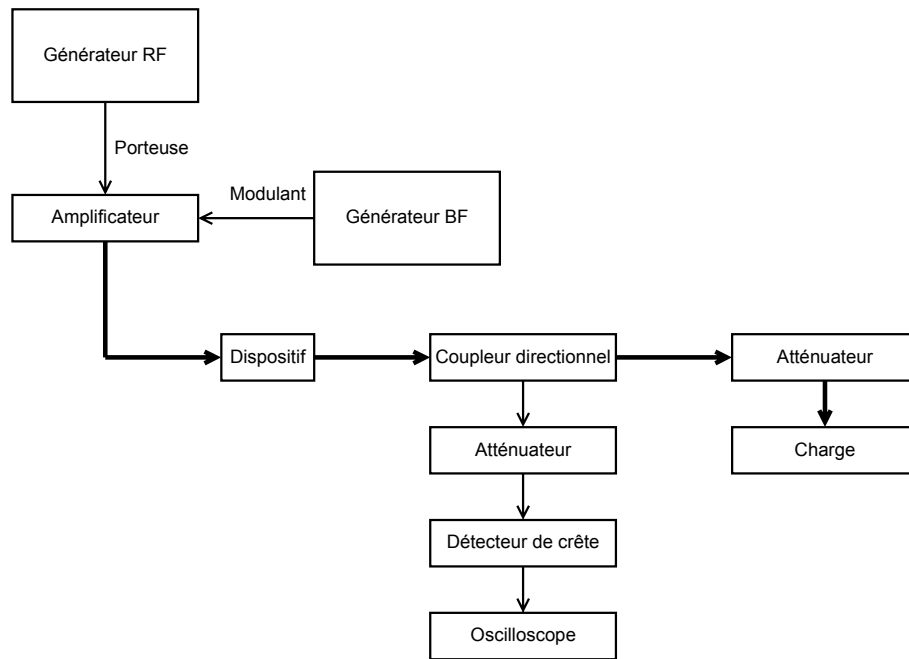


Figure 5–15: Schéma du banc de mesure scalaire en puissance impulsionnelle

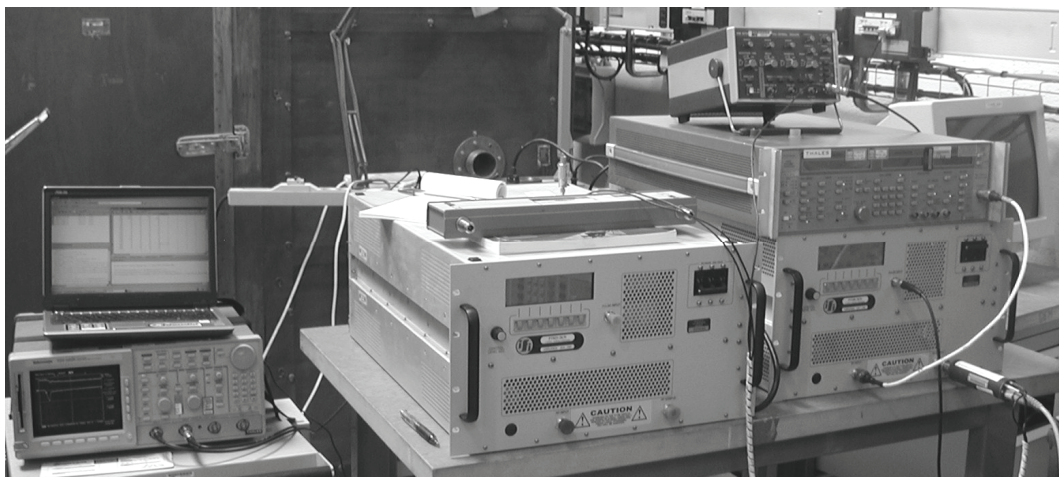


Figure 5–16: Banc de mesure scalaire en puissance impulsionnelle

### III.2.b Caractérisation de la chaîne de mesure

#### *Caractéristiques en puissance de l'amplificateur*

Le gain de l'amplificateur ainsi que la puissance de sortie ont été déterminés à l'aide du coupleur directionnel et d'un puissance-mètre. Cette étape d'étalonnage permet d'obtenir les niveaux de puissance en sortie du générateur RF permettant de fixer la puissance RF voulue en sortie de l'amplificateur. Les différents points de compression peuvent être déterminés à

l'aide des caractéristiques figurant en Figure 5–17. Ainsi, l'amplificateur reste dans une zone linéaire jusqu'à 200 W en sortie. Le gain chute ensuite assez rapidement (Figure 5–18).

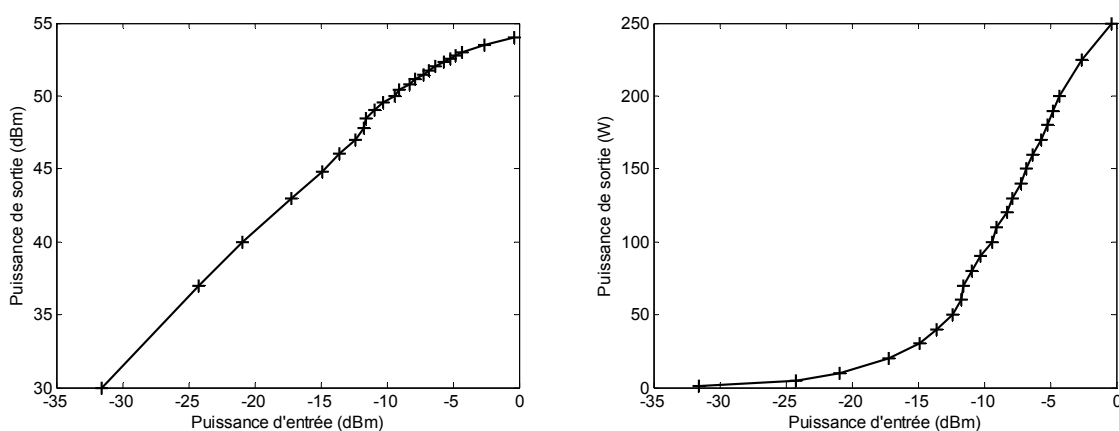


Figure 5–17: Puissance en sortie de l'amplificateur RF 250 W à 12 GHz

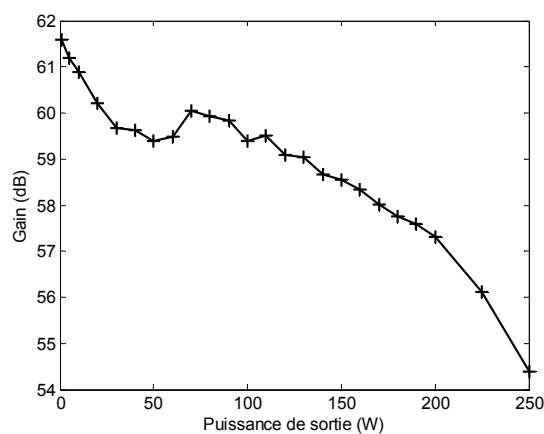


Figure 5–18: Gain de l'amplificateur RF 250 W à 12 GHz

#### Caractéristiques du détecteur de crête

La caractéristique du détecteur de crête a été déterminée en relevant la tension à ses bornes en fonction de la puissance réelle injectée, déterminée par l'étalonnage précédent. Cette caractéristique dépend également de l'atténuateur de protection placé avant le détecteur.

### III.3 Mesures en puissance

#### III.3.a Mesures impulsionnelles jusqu'à 250 W

Après les caractérisations préliminaires des différents éléments de la chaîne de puissance, l'amplificateur de puissance RF a été basculé dans un mode de fonctionnement impulsionnel. L'entrée basse fréquence permet alors de hacher le signal. Dans notre cas, nous avons utilisé le signal issu d'un GBF et permettant d'obtenir une impulsion unique de 1  $\mu$ s de durée.

Un oscilloscope est connecté au détecteur de crête et n'enregistre les informations qu'après la détection d'un front sur le signal. L'impulsion étant unique avec déclenchement manuel, l'oscilloscope est mis en mode détection de front et est réarmé après chaque mesure. La lecture du niveau de tension donne alors une image de la puissance reçue comme le montre la Figure 5–19.

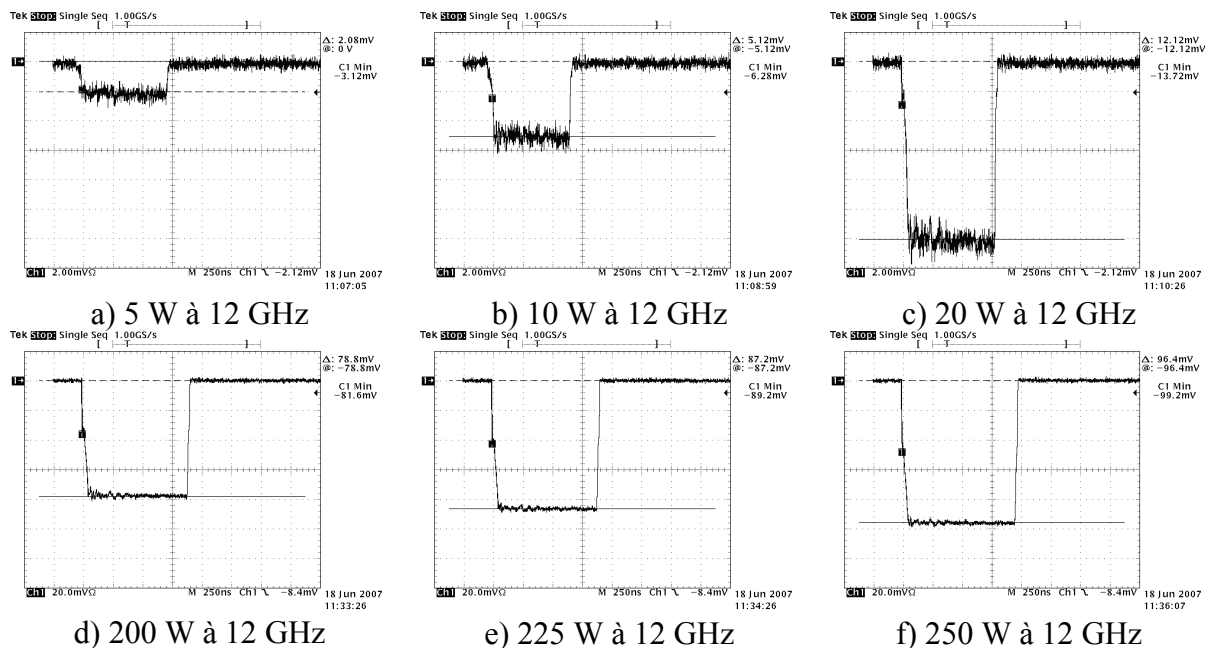


Figure 5–19: Formes d'ondes mesurées en régime impulsionnel

En répétant cette opération et en modifiant la puissance de sortie du générateur RF, il est ainsi possible de tracer une courbe caractéristique de différents limiteurs de puissance comme illustré en Figure 5–20. Aux niveaux de puissances mises en œuvre, les tensions générées ne sont pas suffisantes (111 V sur 50 ohms pour 250 W) pour obtenir un claquage des structures. Il n'y a donc pas d'inflexion visible sur la courbe de sortie. La non linéarité vers 50 W peut

provenir de l'amplificateur ou bien d'une non linéarité du détecteur. La déviation entre les réponses des limiteurs et du détecteur seul ne peut pas être attribué aux effets non linéaires du limiteur.

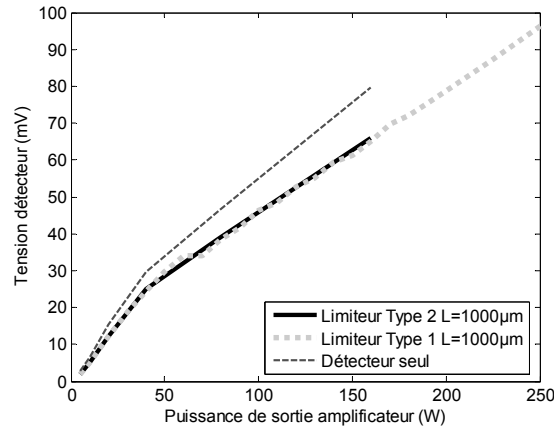


Figure 5–20: Tensions mesurées par détecteur de crête jusqu'à 250 W à 12 GHz

### III.3.b Mesures impulsionnelles jusqu'à 2 kW

La puissance délivrée par l'amplificateur 250 W n'étant pas suffisante, nous l'avons remplacé par un équipement IFI PT188-2kW délivrant 2 kW en mode impulsionnel uniquement. La détermination de ses caractéristiques en Figure 5–21 et Figure 5–22 fait appel aux mêmes méthodes que pour l'amplificateur précédent.

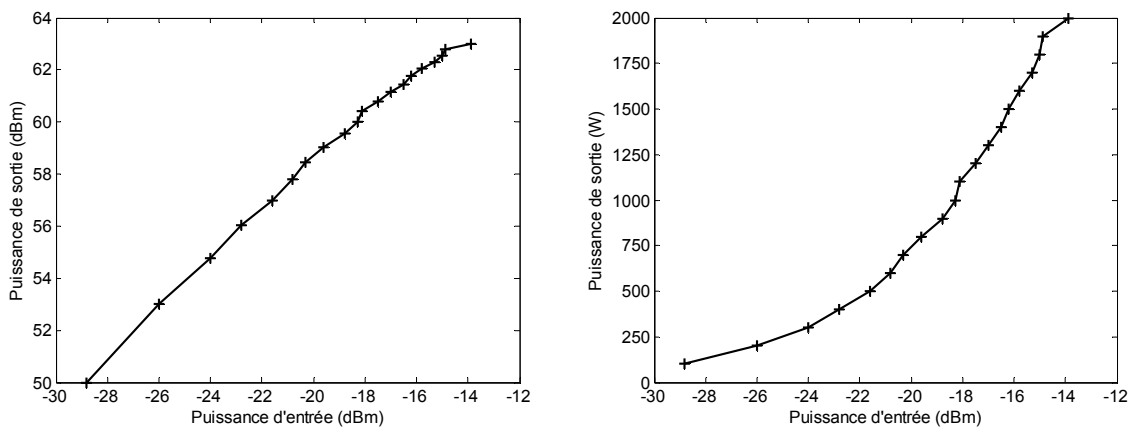


Figure 5–21: Puissance en sortie de l'amplificateur RF 2 kW à 12 GHz



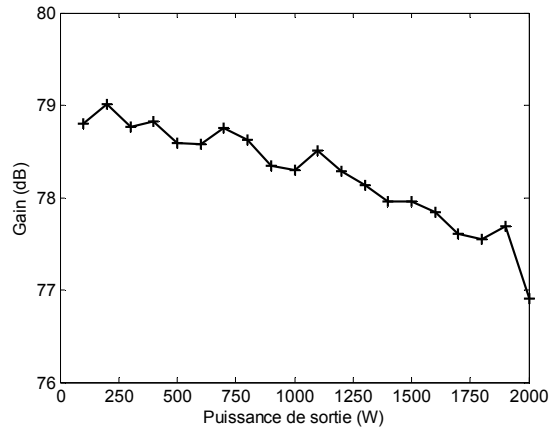


Figure 5–22: Gain de l'amplificateur RF 2 kW à 12 GHz

Pour cette deuxième campagne de mesure en puissance, un deuxième coupleur a été rajouté avant les dispositifs et permet d'obtenir la puissance réfléchie. Le couplage étant différent, un étalonnage du détecteur de crête a été effectué sans le limiteur. La caractéristique tension-puissance correspondante est en Figure 5–23. On notera que la zone linéaire de fonctionnement est située alors entre 400 W et 2000 W.

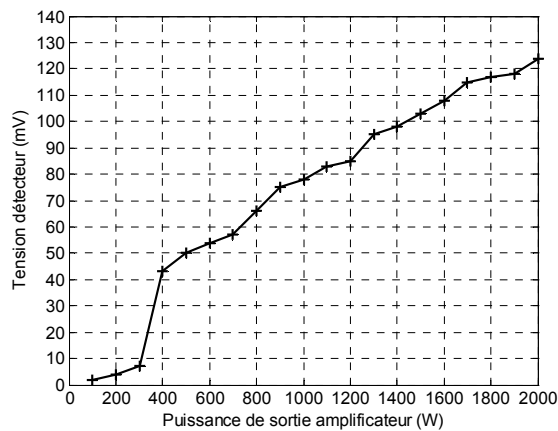


Figure 5–23: Tensions mesurées par détecteur de crête jusqu'à 2 kW à 12 GHz

Trois échantillons ont été successivement caractérisés à l'aide de ce banc de mesure. Sauf indication contraire, les impulsions sont de 1  $\mu$ s et uniques. Les caractéristiques en puissance de ces composants ont été comparées avec une transition N femelle-femelle en Figure 5–24, correspondant à la réponse du détecteur seul.

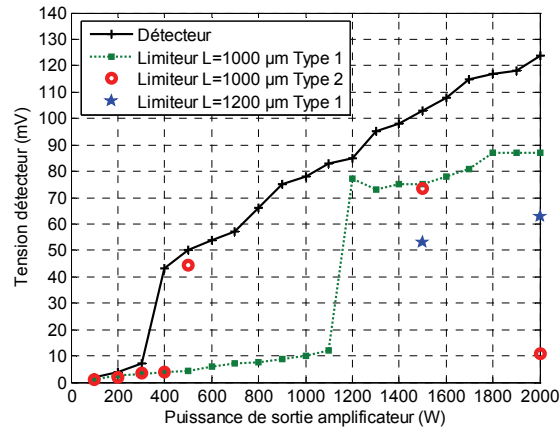


Figure 5–24: Caractéristique en puissance de limiteurs

Le premier limiteur ( $L=1000 \mu\text{m}$  Type 1) a subi une augmentation progressive de la puissance incidente par pas de 100 W jusqu'à atteindre 2000 W. La séquence de mesure correspondante est située en Figure 5–25. Ainsi, entre 100 W et 1100 W, on note une augmentation progressive de la tension du détecteur en sortie du limiteur qui semble linéaire avec la puissance. Or en la comparant avec la réponse du détecteur seul, on observe une déviation qui semble indiquer une limitation de puissance. Puis à 1200 W, la tension enregistrée par le détecteur de crête subit une brusque montée, pouvant être le signe d'une dégradation des diodes. Deux impulsions de 500 W vérifieront cette hypothèse. En effet, la réponse temporelle de la première impulsion montre une limitation initiale de la puissance de sortie à 250 W suivie d'une brusque augmentation de la puissance à 350 W. Une dernière impulsion à 1800 W montrera également une non-limitation. Compte tenu des échauffements induits par des impulsions de forte puissance, leur succession lors de la séquence de test a pu dégrader les diodes au fur et à mesure.

Une séquence de test similaire a été employée sur le deuxième limiteur ( $L=1000 \mu\text{m}$  Type 2) comme indiqué sur la Figure 5–26. Mais la dégradation des diodes semble commencer à 500 W au lieu de 1100 W, pouvant être expliqué par une différence dans les géométries. La puissance a alors été portée à 1500 W sans résultats significatifs puis à 2000 W. A cette puissance, la réponse enregistrée indique une limitation de puissance. Ainsi après un pic initial à 1600 W, la puissance en sortie est stabilisée aux alentours de 350 W avec une puissance réfléchie de 100 W. Le passage à 500 W permet une vérification avec les mesures précédentes. La puissance maximale de 2000 W a ensuite été appliquée de nouveau afin d'obtenir le temps de réponse du composant qui est d'environ 100 ns.

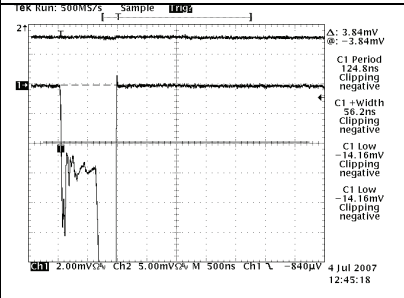
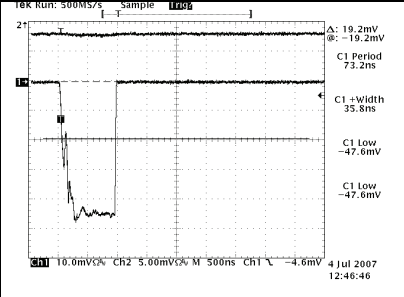
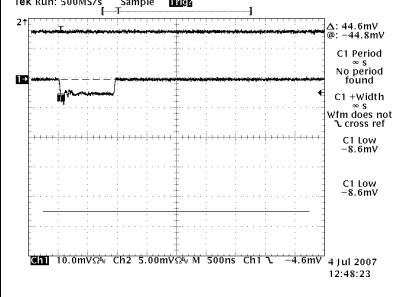
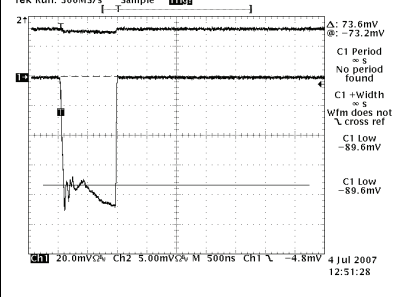
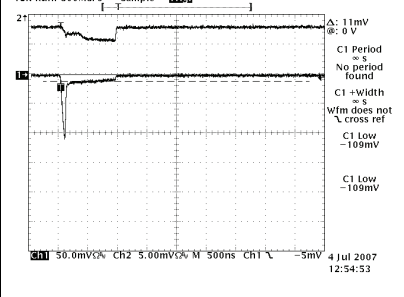
---

Le dernier limiteur (L=1200  $\mu\text{m}$  Type 1) a quant à lui subi des impulsions de très forte puissance dès le départ (Figure 5–27). Les premières impulsions à 2000 W n'ont pas révélé de limitation en puissance flagrante. L'augmentation de la durée des impulsions à 10  $\mu\text{s}$  puis à 100  $\mu\text{s}$  a ensuite contribué au déclenchement du dispositif. Des réponses similaires au limiteur précédent ont ensuite été enregistrées avec des impulsions de 2000 W ramenées à 1  $\mu\text{s}$ .

La limitation de puissance par ce type de dispositif est donc démontrée. Il semble cependant possible que les modifications de l'état chimique en surface des métaux puissent influencer leur fonctionnement. Les réponses sont ainsi dépendantes des méthodes de test. En effet des impulsions successives peuvent contribuer à l'échauffement du métal et à l'érosion des différentes pointes. Cela confirme que le choix du métal et l'encapsulation des composants sont particulièrement critiques.

Puissance sortie amplificateur	Tension détecteur transmission	Tension détecteur réflexion	Oscillogramme
100 W	0,4 mV	Non détectable	
200 W	1 mV	Non détectable	
1200 W	>60 mV	1 mV (< 100 W)	
500 W	5 mV (250 W) pic à 38 mV (350 W)	Non détectable	
500 W	43,8 mV (400 W)	Non détectable	
1800 W	100 mV (1500 W)	1 mV (100 W)	

Figure 5–25: Séquence de mesures sur le limiteur L=1000 μm de type 1

Puissance sortie amplificateur	Tension détecteur transmission	Tension détecteur réflexion	Oscillogramme
500 W	6 mV (250 W) puis pic hors échelle	Non détectable	
500 W	45 mV (450 W)	Non détectable	
400 W	5,4 mV (250 W)	Non détectable	
1500 W	72 mV (850 W) puis pic 88 mV (1200 W)	1 mV (<100 W)	
2000 W	12 mV (350 W) avec pic à 110 mV (1600 W)	2 mV (100 W)	

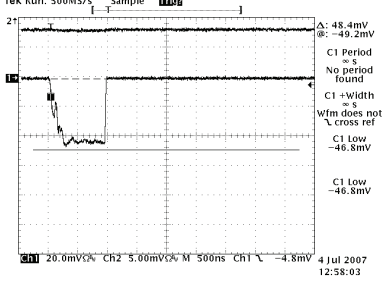
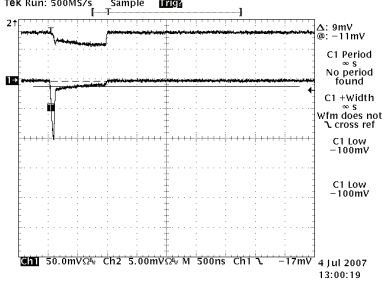
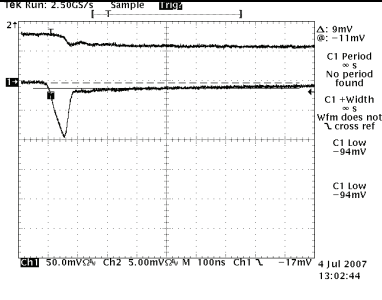
Puissance sortie amplificateur	Tension détecteur transmission	Tension détecteur réflexion	Oscillogramme
500 W	44 mV (400 W)	Non détectable	
2000 W	9 mV (350 W) avec pic à 100 mV (1400 W)	2 mV (100 W)	
2000 W	9 mV (350 W) avec pic à 100 mV (1400 W)	2 mV (100 W)	

Figure 5–26: Séquence de mesures sur un limiteur L=1000  $\mu$ m de type 2

Puissance sortie amplificateur	Tension détecteur transmission	Tension détecteur réflexion	Oscillogramme
1500 W	53 mV (600 W)	1 mV ( < de 100 W )	
2000 W	63 mV (750 W)	2 mV (100 W)	
2000 W 10 μs	63 mV (750 W) puis 51 mV (500 W)	2 mV (100 W)	
2000 W 100 μs	6 mV (250 W) avec pic à 52 mV (600 W)	3 mV (150 W)	
2000 W	6 mV (250 W) avec pic à 52 mV (600 W)	3 mV (150 W)	
2000 W	6 mV (250 W) avec pic à 52 mV (600 W)	3 mV (150 W)	

Figure 5–27: Séquence de mesures sur le limiteur L=1200 μm de type 1

## IV Conclusion

Les performances hyperfréquences des limiteurs de puissance encapsulés et mis en boîtier sont plutôt bonnes compte tenu des méthodes manuelles de mise en boîtier utilisées. L'utilisation de moyens industriels permettrait de réduire encore les pertes d'insertion et d'améliorer la reproductibilité de la mise en boîtier.

Malgré cela, les limiteurs ont été caractérisés en bande X à des puissances atteignant 2 kW. Les réponses enregistrées par les différents détecteurs de crête démontrent la validité du principe de limitation de puissance à l'aide de diodes à vide.

Bien que le nombre d'échantillons mesurés ait été faible, les différents essais ont montré une dépendance des réponses des limiteurs avec les méthodes de caractérisation. En effet, compte tenu de la variété des phénomènes physiques entrant en jeu durant les phases de limitation, il est possible que des réactions chimiques apparaissent et influencent les phénomènes d'émission électronique. Le comportement d'un limiteur soumis à une multitude d'impulsions ne sera pas le même qu'avec une impulsion unique par exemple. L'élévation de température des métaux soumis à de fortes puissances RF combinées au dégazage d'oxygène lors de la soudure anodique pourrait par exemple former des oxydes réduisant l'émission d'électrons. Des études en fiabilité poussées seront donc nécessaires dans le futur.

Les fortes puissances de déclenchement sont également problématiques mais elles peuvent être réduites. Ainsi les différents composants ont été conçus avec une impédance caractéristique de 50 ohms pour des raisons de testabilité vues dans le chapitre 3. L'augmentation de la valeur d'impédance caractéristique à 300 ohms réduirait les puissances seuils d'un facteur 6 par exemple. Une réduction des distances inter électrodes de 2  $\mu\text{m}$  à 1  $\mu\text{m}$  permettrait un gain supplémentaire de 4 sur ces seuils (à 0,5  $\mu\text{m}$  cela représente un gain de 16). La combinaison de ces deux solutions permettrait d'obtenir des systèmes dont les seuils de déclenchement seraient de l'ordre de 80 W au lieu de 2000 W (pire cas). L'encapsulation de ces dispositifs dans un gaz à faible rigidité diélectrique comme l'hélium (voir chapitre 2) permettrait d'abaisser encore ces seuils. L'hélium ayant une rigidité diélectrique 7 fois moindre que l'air, les puissances de déclenchement équivalentes seront donc 49 fois plus faibles. En combinant ces différentes solutions, il est donc envisageable d'obtenir des limiteurs à faible seuil de déclenchement (de l'ordre du watt).





## Conclusion

---

Un nouveau concept de limiteurs de puissance hyperfréquence basés sur une distribution de micro diodes à vide a été développé au cours de cette thèse. Un frein majeur à leur mise en œuvre, leur sensibilité à l'environnement, a été résolu en faisant appel à l'association originale d'une méthode d'assemblage au niveau tranche et d'une méthode d'interconnexion micro-onde par couplage électromagnétique à travers un substrat. L'encapsulation résultante est ainsi garantie comme hermétique.

Leur conception simplifiée a permis une fabrication rapide et à moindres coûts en utilisant les moyens de la salle blanche de l'ESIEE ainsi qu'une mise en boîtier directe de la puce sans recours au câblage filaire. De plus, les performances hyperfréquences peuvent être facilement ajustées à la demande lors de la fabrication.

La mise en évidence du phénomène de limitation de puissance a permis de valider le concept de limiteur de puissance à diodes à vide distribuées lors d'une campagne de mesures au GERAC, une filiale de Thales spécialisées dans les essais de compatibilité électromagnétique. Les conditions de ces mesures ont été dictées par les scénarios d'emplois possibles des armes micro-ondes de forte puissance. La puissance de 2 kW à 12 GHz n'a en effet pas été choisie au hasard. Cette fréquence se situe à la fois dans la bande X et dans la bande Ku, deux bandes de grande importance pour les applications aéronautiques mais surtout militaires. La puissance utilisée correspond quant à elle à un scénario d'attaque électromagnétique aéroporté à moyenne distance. Il s'agit d'un scénario où les diodes semi-conductrices auraient été détruites compte tenu des puissances et des champs électriques générés.

Il s'agit donc là d'un domaine d'application où les limiteurs à électronique sous vide ont un avantage certain sur les solutions à semi-conducteurs.

Il reste cependant quelques points d'améliorations possibles de ce type de structure :

- La réduction des puissances seuils
- L'augmentation de leur bande passante
- La fiabilité de ces composants

---

Concernant le premier point, plusieurs solutions sont envisageables. Tout d'abord l'utilisation d'une impédance caractéristique plus élevée permettrait d'obtenir des tensions plus fortes pour une puissance donnée. Cette solution permet de plus une intégration plus aisée avec la partie antenne qui travaille le plus souvent à une impédance plus élevée que 50 ohms, valeur choisie dans ces afin de rester compatible avec les équipements de caractérisation.

Une réduction de l'espacement inter électrode permettrait également une réduction significative des puissances seuils. Les valeurs de champ électrique seraient en effet plus élevées pour une même puissance incidente.

Une dernière piste permettant la réduction des puissances seuils est de modifier l'environnement chimique des sources d'électrons. Il semble particulièrement intéressant d'encapsuler ces dispositifs dans des gaz à faible rigidité diélectrique tels que l'hélium ou le néon. Une autre méthode pour faciliter les décharges est de pré ioniser l'environnement à l'aide d'une source radioactive telle que le nickel-63.

La combinaison de ces solutions permettrait de réduire les puissances seuils à des valeurs plus raisonnables de l'ordre de la dizaine de watts, voire moins en utilisant des moyens de lithographie submicronique par exemple.

L'augmentation de la bande passante de fonctionnement demanderait une optimisation des structures de couplage capacitif. En effet, la coupure haute des dispositifs actuels proviendrait d'une inductance parasite. L'élimination de celle-ci par une optimisation géométrique des coupleurs ouvrirait la voie à des structures très large bande.

Le point critique d'amélioration de ces dispositifs concerne leur fiabilité. Leurs performances mesurées semblent en effet dépendre de la méthodologie de test. La production, la mise en boîtier et la caractérisation d'un plus grand nombre d'échantillons est nécessaire pour effectuer une étude en fiabilité. Toutefois les simulations thermiques et les phénomènes de dégazage d'oxygène apparaissant lors des soudures anodiques laissent à penser qu'une réaction entre le métal, ici de l'aluminium, et l'oxygène a lieu lors du passage d'une onde de très forte puissance. L'ajout d'un matériau absorbant ou « getter » pourrait contribuer à réduire ces problèmes. De plus, l'érosion des structures par effet Joule ou par bombardement électronique pourrait être réduite avec des matériaux réfractaires tels que le tungstène.

La résolution de ces problèmes pourrait donc faire l'objet d'une étude poussée en fiabilité et en packaging.



## Liste de publications

---

- [Lis06] G. Lissorgues, J.L. Polleux, C. Papon, F. Flourens, A. Phommahaxay, T. Dousset, X. Delestre, P. Nicole & A. Ziaei, "A Generic Passive RF Tunable Component for ReflectArray Antenna Applications", in *Proceedings of the first European Conference on Antennas and Propagation, Eucap 2006*, November, 2006, Nice, France.
- [Lis07] G. Lissorgues, F. Flourens, A. Phommahaxay, F. Marty, L. Rousseau, C. Papon, P. Nicole & T. Dousset, "A Dual-Gap Tunable RF-MEMS Capacitor for ReflectArray Applications", in *Proceedings of the 8th International Conference on RF MEMS and RF Microsystems, MEMSWAVE 2007*, June, 2007, Barcelona, Spain.
- [Pho05] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, T. Bourouina & P. Nicole, "Single Mask Fabrication Process of Vacuum Microelectronics Components and Preliminary Characterization Results", in *Technical Digest of the 18th International Vacuum Nanoelectronics Conference, IVNC 2005*, pp. 368-369, July, 2005, Oxford, UK.
- [Pho06] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, L. Rousseau, T. Bourouina & P. Nicole, "Surface Conditioning Effect on Vacuum Microelectronics Components Fabricated by Deep Reactive Ion Etching", in *Proceedings of the Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, DTIP 2006*, pp. 58-62, April, 2006, Stresa, Italy.
- [Pho06a] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, C. Vasseur, L. Rousseau, T. Bourouina & P. Nicole, "Simulation, Fabrication and Early Characterization of a Fully Passive Ku-Band Power Limiter using RF-MEMS Technologies and Vacuum Microelectronics", in *Proceedings of the 7th International Conference on RF MEMS and RF Microsystems, MEMSWAVE 2006*, pp. 55-58, June, 2006, Orvieto, Italy.
- [Pho06b] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, C. Vasseur, L. Rousseau, T. Bourouina & P. Nicole, "Toward a Fully Passive Ku-Band Limiter using RF-MEMS Technologies and Vacuum Microelectronics", in *Proceedings of the 36th European Microwave Conference, EUMW 2006*, September, 2006, Manchester, UK.
- [Pho07] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, L. Rousseau, V. Perrais, F. Marty, T. Bourouina & P. Nicole, "Via-Free Interconnection in Quasi-Hermetic Wafer-Level Packaging for RF-MEMS Applications and 3D Integration", in *Proceedings of the 14th International Conference on Solid-State Sensors Actuators and Microsystems, Transducers 2007*, June, 2007, Lyon, France.
- [Pho07a] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, L. Rousseau, V. Perrais, O. Français, T. Bourouina & P. Nicole, "A Simple Optical Gas Sensor Based on Micromachined Silicon Plasma Igniters and Image Processing", in *Proceedings of the 14th International Conference on Solid-State Sensors Actuators and Microsystems, Transducers 2007*, June, 2007, Lyon, France.
- [Pho07b] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, L. Rousseau, T. Bourouina & P. Nicole, "Dimensioning of Electromagnetic Couplers for 0-Level Packaged Microwave Power Limiters Based on Electron Emitter Array", in *Proceedings of the 8th International Conference on RF MEMS and RF Microsystems, MEMSWAVE 2007*, June, 2007, Barcelona, Spain.
- [Pho07c] A. Phommahaxay, G. Lissorgues, L. Rousseau, T. Bourouina & P. Nicole, "Towards a Frequency-Selective Microwave Power Limiter for Defense and Aerospace Applications", in *Proceedings of the 37th European Microwave Conference, EUMW 2007*, October, 2007, Munich, Germany.

## Résumé

Les futurs systèmes d'écoute pour la Guerre Electronique auront à résoudre des problèmes de plus en plus ardues liés à deux types de contraintes :

- détecter et reconnaître des signaux de plus en plus variés en puissance et en fréquence,
- se protéger contre les dispositifs de brouillage.

La fonction d'un limiteur de puissance, placé immédiatement après une antenne réceptrice, est d'éviter la saturation ou la mise hors fonction des éléments sensibles situés en aval, en particulier la chaîne d'amplification à faible niveau.

Diverses technologies, incluant les matériaux ferroélectriques, supraconducteurs ou bien l'utilisation de semi-conducteurs, seront analysées et comparées avec les spécifications. Il s'avèrera que ces technologies ne répondent pas au cahier des charges lié aux applications militaires ou aéronautiques.

Le limiteur proposé s'appuie ainsi sur la dissipation progressive d'une onde électromagnétique le long d'une ligne de transmission chargée par une distribution de diodes à vide.

Compte tenu de leur sensibilité à l'environnement, une encapsulation spécifique a été développée en associant couplage électromagnétique et soudure entre deux substrats afin de garantir une herméticité totale des dispositifs. En effet, la puissance pourra soit être dissipée par émission électronique par effet de champ, soit par la formation d'une décharge plasma. La prépondérance de l'un ou de l'autre phénomène dépendra alors de l'environnement d'encapsulation.

Les performances hyperfréquences des dispositifs ont également été évaluées entre 0 GHz et 40 GHz. Les pertes d'insertion liées à l'encapsulation et aux parties limitatrices ont ainsi été évaluées. Des limiteurs de puissance à très faibles pertes par rapport aux autres technologies peuvent ainsi être obtenus.

L'étude en puissance de ces limiteurs a également été menée jusqu'à deux kilowatts en bande X. Les résultats de ces mesures montreront une limitation effective de la puissance et la validité du concept de limiteur de puissance basé sur l'utilisation d'électronique sous vide.

---

## Abstract

Future electronic warfare systems will face new challenges:

- to detect and recognize various signals with broader frequencies and with lower power levels,
- to be insensitive to jamming systems.

A power limiter placed right after a receiving antenna is aimed at avoiding saturating or damaging sensitive components such as low noise amplifiers.

Various power limiter technologies including ferroelectric, superconducting materials or semiconductors have been reviewed and compared to the specifications. None of them seems to fulfil all the requirements for aeronautics or military scenarios.

The proposed limiter is thus based on progressive microwave power dissipation along a transmission line by distributed vacuum diodes.

Given their sensitivities to the environment, a proper package has been developed based on silicon-glass anodic bonding and electromagnetic coupling to ensure hermeticity. Indeed depending on the packaging environment power will be dissipated by either electron field emission or plasma discharge.

Performances have been measured between 0 GHz and 40 GHz. Insertion losses coming from the package and the power limiter itself have been evaluated. Low loss power limiter can be obtained.

High power evaluations have also been studied up to 2 kW in X-band. Recordings have indicated effective power limitation and demonstrated the proof of concept of power limiter based on vacuum electronics.